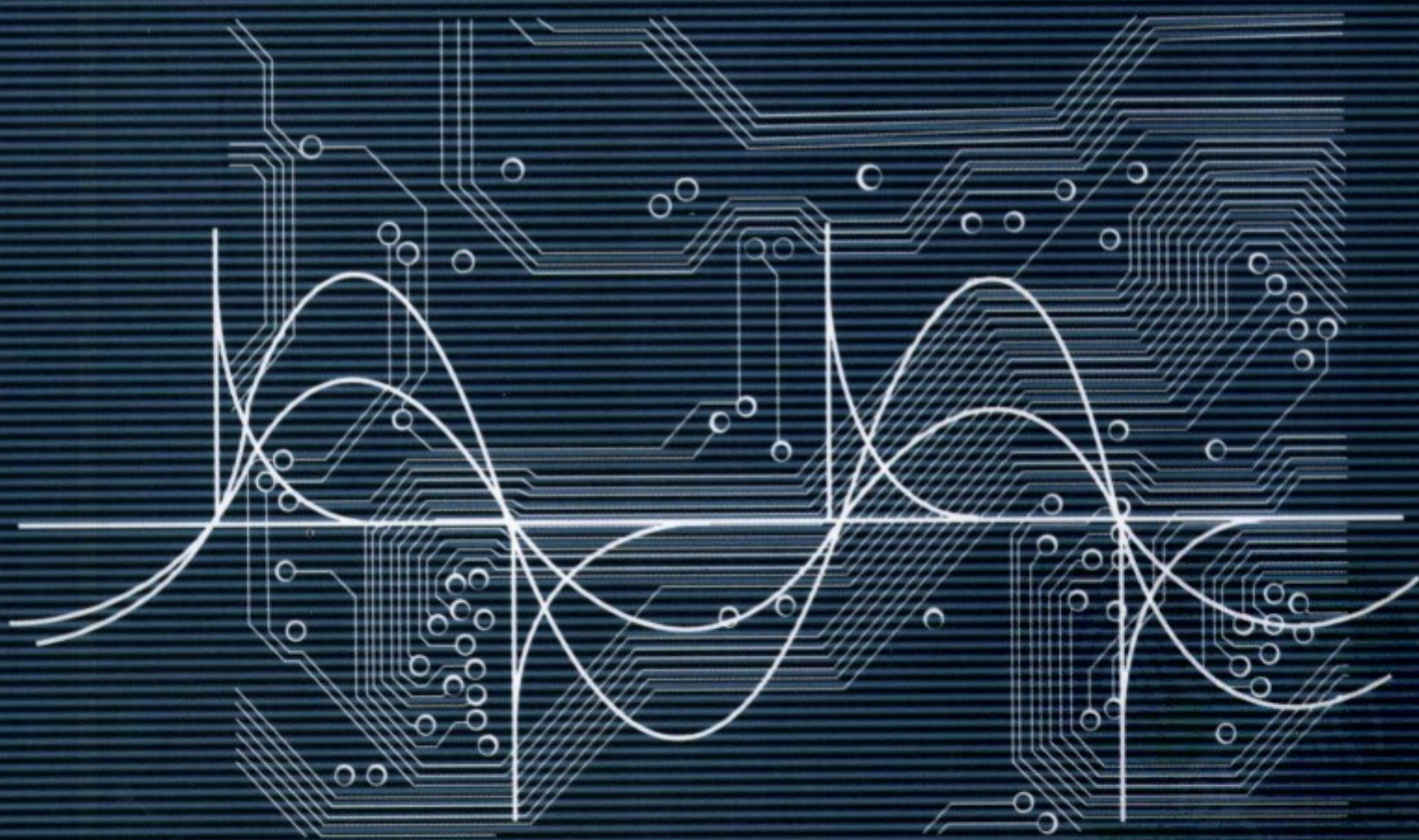
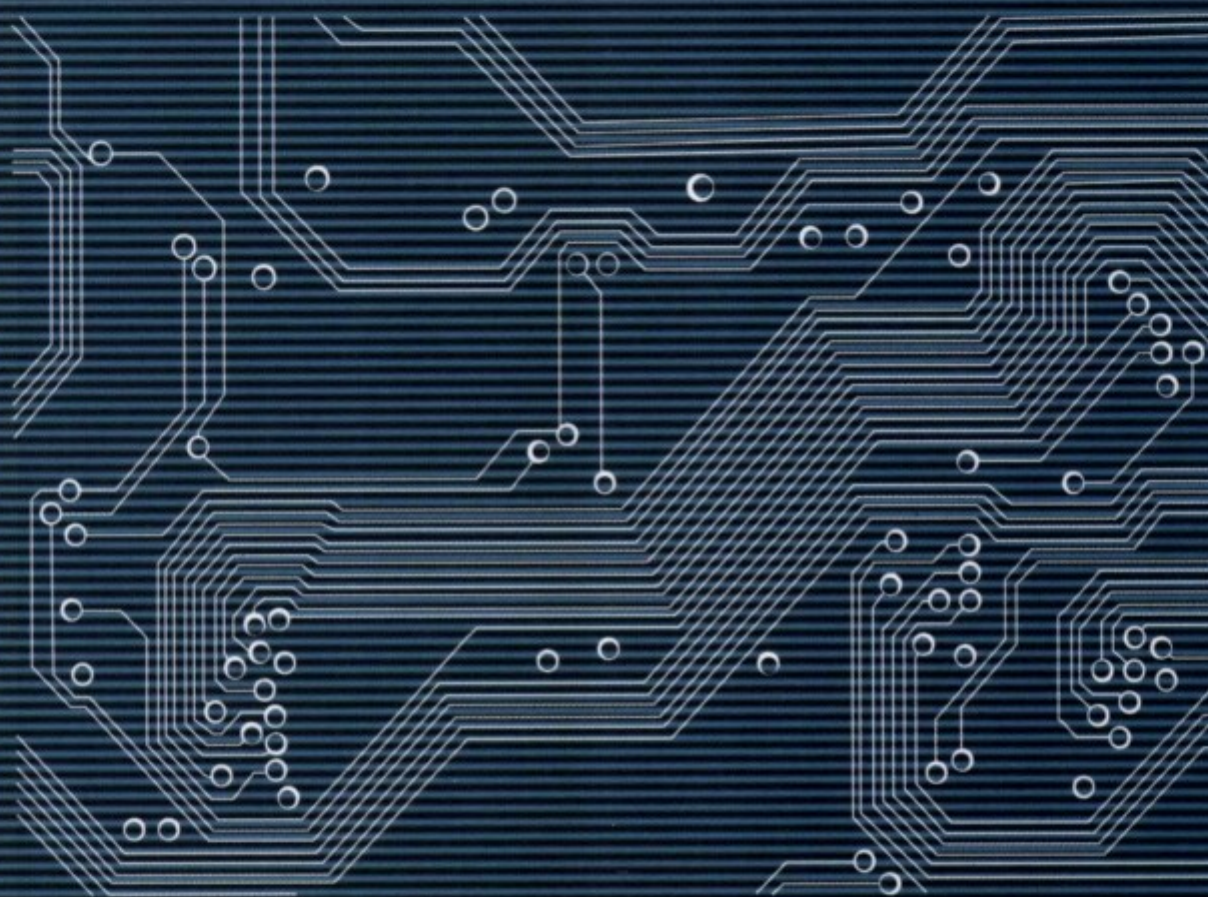


现代电子技术基础 (模拟部分) 解题指南

● 王成华 邵 杰 编著



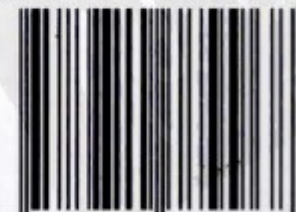
北京航空航天大学出版社



策划编辑：蔡 喆

书籍装帧：

ISBN 978-7-81077-996-8



9 787810 779968 >

定价：28.00 元

现代电子技术基础(模拟部分)

解题指南

王成华 邵 杰 编著

北京航空航天大学出版社



内容简介

本书是配合国防科工委“十五”规划教材《现代电子技术基础(模拟部分)》(王成华等编著)而编写的学习指导书。全书共9章,内容包括:半导体器件基础、放大器基础、集成运算放大器与模拟乘法器、信号运算与处理电路、放大器的频率响应、反馈放大电路及其稳定性、波形产生与变换电路、功率放大电路与直流稳压电源及电流模式电路等。各章主要由重点与难点、习题与解答及提高题与参考答案等3部分组成。书中习题选择恰当、讲解详细、分析清楚;提高题有助于读者对所学内容的进一步理解和巩固。

本书可作为高等院校电子信息类、电气信息类、自动控制类和计算机类各专业学生的辅导教材,也可作为教师的教学参考书,还可供有关工程技术人员自学和参考。

图书在版编目(CIP)数据

现代电子技术基础(模拟部分)解题指南/王成华,
邵杰编著. —北京:北京航空航天大学出版社,2007.4
ISBN 978-7-81077-996-8

I. 现… II. ①王…②邵… III. 模拟电路-电子技术-
高等学校-解题 IV. TN710-44

中国版本图书馆CIP数据核字(2007)第032669号

现代电子技术基础(模拟部分)解题指南

王成华 邵杰 编著

策划编辑 蔡喆

责任编辑 蔡喆

北京航空航天大学出版社出版发行

北京市海淀区学院路37号(100083)

发行部电话:010-82317024 传真:010-82328026

<http://www.buaapress.com.cn> E-mail:bhpress@263.net

北京宏伟双华印刷有限公司印装 各地书店经销

*

开本:787×960 1/16

印张:18 字数:403千字

2007年4月第1版 2007年4月第1次印刷

印数:4 000册

ISBN 978-7-81077-996-8 定价:28.00元



前 言

电子技术是 20 世纪发展最为迅速的领域之一,这主要得益于集成电路和计算机的发明。这两项技术既是电子技术发展的产物,又是电子技术持续发展的推动力。集成电路和计算机技术的飞速发展,正把人类社会带入信息时代。在这样的时代背景下,掌握模拟和数字电子技术是对所有电类专业学生的基本要求。

本书配合国防科工委“十五”规划教材《现代电子技术基础(模拟部分)》使用,包括教材上前 9 章的重点与难点,所有习题的详细解答,精选的典型习题的解答。内容包括:半导体器件基础、放大器基础、集成运算放大器与模拟乘法器、信号运算与处理电路、放大器的频率响应、反馈放大电路及其稳定性、波形产生与变换电路、功率放大电路与直流稳压电源及电流模式电路等。习题在内容的编排上由浅入深,逐步增加难度。本书可作为高等院校电子电气类学生在学习模拟电子技术课程时的辅助教材,也可作为准备研究生入学考试的参考教材。

本书由王成华、邵杰主编,共同执笔。本书的编写得到了南京航空航天大学同行们的支持与帮助,在此表示深切的谢意。

由于编者水平有限,对于书中的错误和不当之处,恳请读者批评指正。

编 者

2007 年 4 月于南京

目 录

第 1 章 半导体器件基础

1.1 重点与难点	1
1.1.1 主要内容	1
1.1.2 重 点	1
1.1.3 难 点	1
1.2 习题与解答	1
1.3 提高题与参考答案	15

第 2 章 放大器基础

2.1 重点与难点	21
2.1.1 主要内容	21
2.1.2 重 点	21
2.1.3 难 点	21
2.2 习题与解答	21
2.3 提高题与参考答案	49

第 3 章 集成运算放大器与模拟乘法器

3.1 重点与难点	67
3.1.1 主要内容	67
3.1.2 重 点	67
3.1.3 难 点	67
3.2 习题与解答	67
3.3 提高题与参考答案	91

第 4 章 信号运算与处理电路

4.1 重点与难点	103
4.1.1 主要内容	103
4.1.2 重 点	103
4.1.3 难 点	103
4.2 习题与解答	103
4.3 提高题与参考答案	127

第 5 章 放大器的频率响应

5.1 重点与难点	140
5.1.1 主要内容	140

5.1.2 重点	140
5.1.3 难点	140
5.2 习题与解答	140
5.3 提高题与参考答案	150
第6章 反馈放大电路及其稳定性	
6.1 重点与难点	165
6.1.1 主要内容	165
6.1.2 重点	165
6.1.3 难点	165
6.2 习题与解答	165
6.3 提高题与参考答案	182
第7章 波形产生与变换电路	
7.1 重点与难点	196
7.1.1 主要内容	196
7.1.2 重点	196
7.1.3 难点	196
7.2 习题与解答	196
7.3 提高题与参考答案	213
第8章 功率放大电路与直流稳压电源	
8.1 重点与难点	234
8.1.1 主要内容	234
8.1.2 重点	234
8.1.3 难点	234
8.2 习题与解答	234
8.3 提高题与参考答案	250
第9章 电流模式电路	
9.1 重点与难点	269
9.1.1 主要内容	269
9.1.2 重点	269
9.1.3 难点	269
9.2 习题与解答	269

第 1 章 半导体器件基础

1.1 重点与难点

1.1.1 主要内容

半导体的基础知识;PN 结与半导体二极管;特殊二极管;半导体三极管;场效应晶体管。

1.1.2 重点

1. 半导体器件(半导体二极管、三极管及场效应管)的工作原理:包括半导体二极管的单向导电特性、伏安特性和主要参数;稳压二极管的伏安特性、稳压原理和主要参数;晶体管的放大作用、输入特性、输出特性和主要参数;
2. 半导体二极管的运用和二极管电路的分析方法;
3. 晶体三极管和场效应管的微变等效电路。

1.1.3 难点

1. 器件内部的物理过程;
2. 器件特性的物理概念。

1.2 习题与解答

题 1.1 求硅本征半导体在温度为 250 K, 300 K, 350 K 时载流子的浓度。若掺入施主杂质的浓度 $N_d = 10^{17}$ 个/cm³, 分别求出在 250 K, 300 K, 350 K 时电子和空穴的浓度。

解: 当 $T_1 = 250$ K 时, 有:

$$n_i(T_1) = p_i(T_1) = A \cdot T_1^{\frac{3}{2}} e^{-\frac{E_g}{2kT_1}} = 3.87 \times 10^{16} \times 250^{\frac{3}{2}} \times e^{-\frac{1.21}{2 \times 250}} = 1.015 \times 10^8 \text{ 个/cm}^3;$$

同理, 当 $T_2 = 300$ K 时, 有: $n_i(T_2) = p_i(T_2) = 1.428 \times 10^{10}$ 个/cm³;

当 $T_3 = 350$ K 时, 有: $n_i(T_3) = p_i(T_3) = 5.070 \times 10^{11}$ 个/cm³;

当掺入施主杂质后, 电子浓度: $n = N_d$, 空穴浓度: $p = \frac{n_i^2}{n}$;

当 $T_1 = 250 \text{ K}$ 时, $n = 10^{17} \text{ 个/cm}^3$, $p = \frac{n_i^2(T_1)}{n} = 0.103 \text{ 个/cm}^3$;

当 $T_2 = 300 \text{ K}$ 时, $n = 10^{17} \text{ 个/cm}^3$, $p = \frac{n_i^2(T_2)}{n} = 2.04 \times 10^3 \text{ 个/cm}^3$;

当 $T_3 = 350 \text{ K}$ 时, $n = 10^{17} \text{ 个/cm}^3$, $p = \frac{n_i^2(T_3)}{n} = 2.57 \times 10^6 \text{ 个/cm}^3$ 。

题 1.2 若硅 PN 结的 $N_a = 10^{17} \text{ 个/cm}^3$, $N_d = 10^{16} \text{ 个/cm}^3$, 求 $T_3 = 350 \text{ K}$ 时 PN 结的内建电位差。

解: $U_\varphi = U_T \cdot \ln\left(\frac{N_a \cdot N_d}{n_i^2}\right)$ 。当 $T = 300 \text{ K}$ 时, $U_T = 26 \text{ mV}$, $n_i = 1.43 \times 10^{10} \text{ 个/cm}^3$, 代入得

$$U_\varphi = 0.026 \text{ V} \times \ln\left[\frac{10^{17} \text{ 个/cm}^3 \times 10^{16} \text{ 个/cm}^3}{(1.43 \times 10^{10} \text{ 个/cm}^3)^2}\right] = 0.76 \text{ V}。$$

题 1.3 已知锗 PN 结的反向饱和电流为 10^{-6} A , 当分别外加正向偏置和反向偏置电压为 0.2 V , 0.36 V 及 0.4 V 时, 流过 PN 结的电流为多少? 由计算结果说明伏安特性的特点。

解: 根据 PN 结方程, 流过 PN 结的电流 $I = I_s \cdot (e^{\frac{U}{U_T}} - 1)$, $I_s = 10^{-6} \text{ A}$, $U_T = 26 \text{ mV}$ 。

$$U_1 = 0.2 \text{ V 时}, I_1 = I_s \cdot (e^{\frac{U_1}{U_T}} - 1) = 2.19 \times 10^{-3} \text{ A};$$

$$U_2 = 0.36 \text{ V 时}, I_2 = I_s \cdot (e^{\frac{U_2}{U_T}} - 1) = 1.03 \text{ A};$$

$$U_3 = 0.4 \text{ V 时}, I_3 = I_s \cdot (e^{\frac{U_3}{U_T}} - 1) = 4.8 \text{ A};$$

$$U_4 = -0.2 \text{ V 时}, I_4 = -I_s \approx 0, \text{ 反向截止};$$

$$U_5 = -0.36 \text{ V 时}, I_5 = -I_s \approx 0, \text{ 反向截止};$$

$$U_6 = -0.4 \text{ V 时}, I_6 = -I_s \approx 0, \text{ 反向截止}。$$

由此可见, PN 结外加正向电压时, U 稍有增加就引起正向电流明显增加。PN 结外加反向电压时, 反向电流等于 $-I_s$, 近似为 0, 与 U 无关, PN 结截止。

题 1.4 怎样用万用表判断二极管的正负极与好坏?

解: 利用万用表的欧姆挡来判断。设二极管的两端为 A, B, 首先, 用万用表的正负表笔分别接二极管的 A, B 端, 测得电阻为 R_1 ; 然后, 用万用表的正负表笔分别接二极管的 B, A 端, 测得电阻为 R_2 。

若 $R_1 \approx R_2$, 则二极管已坏。

若 $|R_1 - R_2|$ 较大, 则二极管是好的, 且较小电阻时对应的万用表的正负表笔即为二极管的正负极。

题 1.5 流过硅二极管的电流 $I_D = 1 \text{ mA}$ 时, 二极管两端压降 $U_D = 0.7 \text{ V}$, 求电流 $I_D = 0.1 \text{ mA}$ 和 10 mA 时, 二极管两端压降 U_D 分别为多少?

解: 根据 $I_D = I_s \cdot e^{\frac{U_D}{U_T}}$, 且 $U_D = 0.7 \text{ V}$, $U_T = 26 \text{ mV}$, $I_D = 1 \text{ mA}$,

代入得 $0.001 = I_S \cdot e^{\frac{0.7}{0.026}}$, 解得 $I_S = 2.03 \times 10^{-15} \text{ A}$ 。

当 $I_D = 0.1 \text{ mA}$ 时, $0.0001 = 2.03 \times 10^{-15} \cdot e^{\frac{U_D}{0.026}}$, 得: $U_D = 0.64 \text{ V}$;

当 $I_D = 10 \text{ mA}$ 时, $0.01 = 2.03 \times 10^{-15} \cdot e^{\frac{U_D}{0.026}}$, 得: $U_D = 0.76 \text{ V}$ 。

题 1.6 电路如图 1.1 所示, D 是理想二极管, $u_i = U_m \sin \omega t$ 。

① 画出该电路的电压传输特性(u_i 与 u_o 的关系曲线);

② 画出输出电压波形。

解: ① 当 $u_i > 0$ 时, D 导通, $u_o = u_i$;

当 $u_i \leq 0$ 时, D 截止, $u_o = 0$, 电路的电压传输特性如图

1.2(a)所示。

② 当 $u_i = U_m \sin \omega t$, 输出电压波形如图 1.2(b)所示。

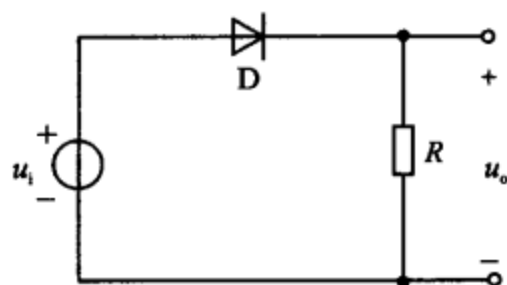


图 1.1 题 1.6 用图

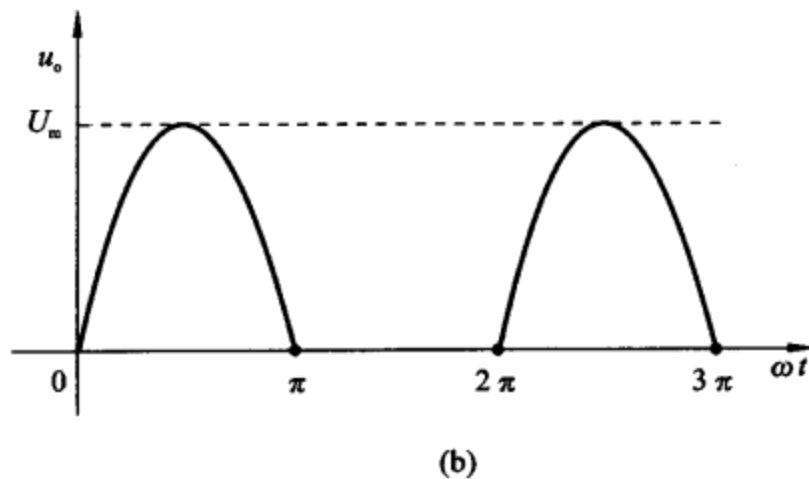
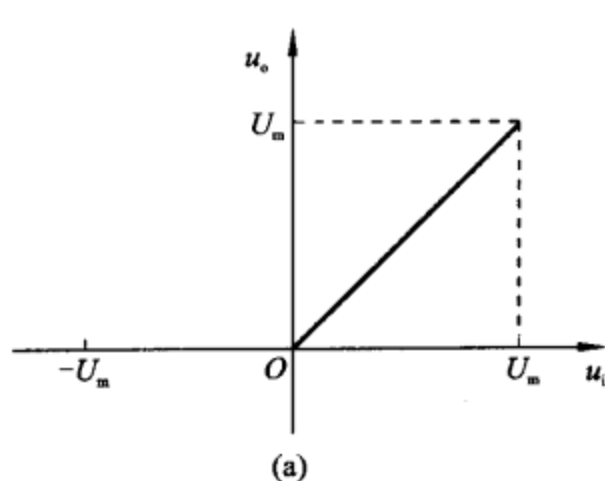


图 1.2 题 1.6 解图

题 1.7 图 1.3 中二极管是理想的, 画出该电路的电压传输特性。若 $u_i = 10 \sin \omega t \text{ V}$, 画出 u_o 的波形。

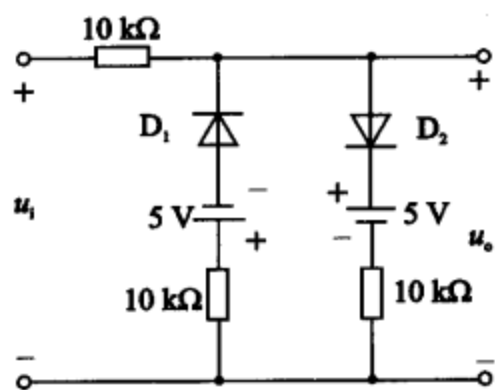


图 1.3 题 1.7 用图

解: 当 $u_i > 5 \text{ V}$ 时, D_1 截止, D_2 导通, $u_o = \frac{u_i - 5}{10 + 10} \times 10 + 5 = \frac{1}{2}u_i + 2.5$;

当 $u_i < -5 \text{ V}$ 时, D_1 导通, D_2 截止, $u_o = \frac{u_i + 5}{20} \times 10 - 5 = \frac{1}{2}u_i - 2.5$;

当 $-5 \text{ V} \leq u_i \leq 5 \text{ V}$ 时, D_1, D_2 均截止, $u_o = u_i$ 。

$$\text{所以 } u_o = \begin{cases} \frac{1}{2}u_i - 2.5, & u_i < -5 \text{ V} \\ u_i, & -5 \text{ V} \leq u_i \leq 5 \text{ V} \\ \frac{1}{2}u_i + 2.5, & u_i > 5 \text{ V} \end{cases}$$

其电压传输特性如图 1.4(a)所示。

若 $u_i = 10\sin\omega t \text{ V}$, 则

$$u_o = \begin{cases} 5\sin\omega t - 2.5, & \omega t \in \left[2k\pi - \frac{5}{6}\pi, 2k\pi - \frac{1}{6}\pi\right] \\ 10\sin\omega t, & \omega t \in \left[k\pi - \frac{1}{6}\pi, k\pi + \frac{1}{6}\pi\right] \\ 5\sin\omega t + 2.5, & \omega t \in \left[2k\pi + \frac{1}{6}\pi, 2k\pi + \frac{5}{6}\pi\right] \end{cases}$$

其输出波形如图 1.4(b)所示。

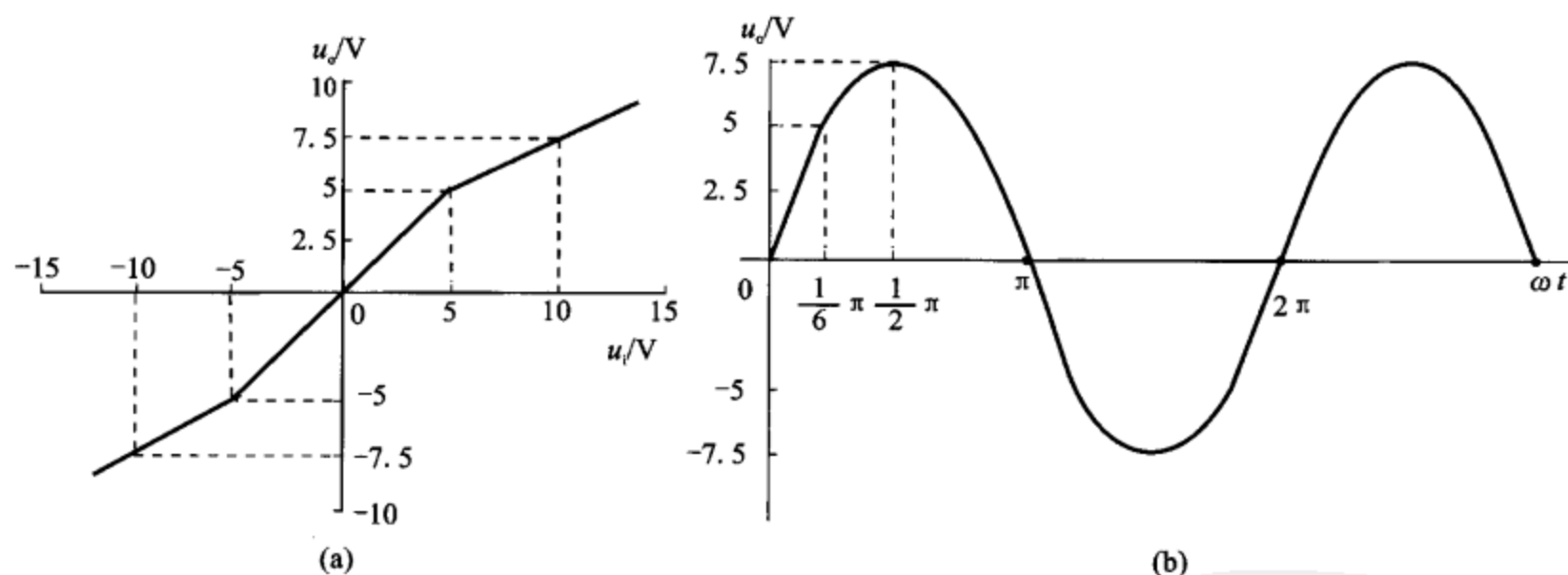


图 1.4 题 1.7 解图

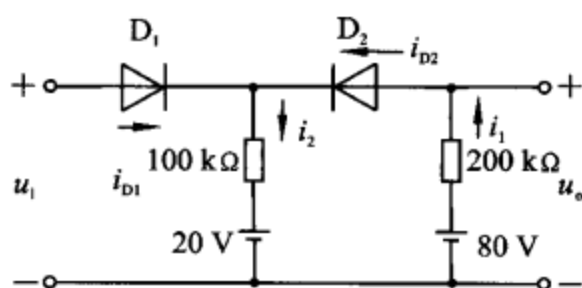


图 1.5 题 1.8 用图

题 1.8 图 1.5 中所示的双向限幅电路中,二极管是理想的,输入电压 u_i 从 0 V 变到 100 V,画出电压传输特性曲线。

解: 分析的关键是要确定二极管导通与截止的条件。可以先假设 D_1 和 D_2 都导通,因为二极管是理想的,导通时有 $U_{D1} = 0 \text{ V}$, $U_{D2} = 0 \text{ V}$,所以此时 $u_o = u_i$ 。为了求出 i_{D1} , i_{D2} ,可将 D_1 和 D_2 短路,写出

$$i_1 = \frac{80 - u_i}{200}$$

$$i_2 = \frac{u_i - 20}{100}$$

所以

$$i_{D2} = i_1 = \frac{80 - u_i}{200}$$

$$i_{D1} = i_2 - i_1 = \frac{3u_i - 120}{100}$$

可见, D_1 导通的条件是: $30u_i - 120 > 0, u_i > 40 \text{ V}$;

D_2 导通的条件是: $80 - u_i > 0, u_i < 80 \text{ V}$ 。

当 $0 \leq u_i \leq 40 \text{ V}$ 时, D_1 截止, D_2 导通。此时

$$u_o = \left(80 - \frac{80 - 20}{300} \times 200 \right) \text{ V} = 40 \text{ V}$$

当 $40 \text{ V} < u_i < 80 \text{ V}$ 时, D_1, D_2 均导通。此时

$$u_o = u_i$$

当 $u_i \geq 80 \text{ V}$ 时, D_1 导通, D_2 截止。此时

$$u_o = 80 \text{ V}$$

电压传输特性曲线如图 1.6 所示。

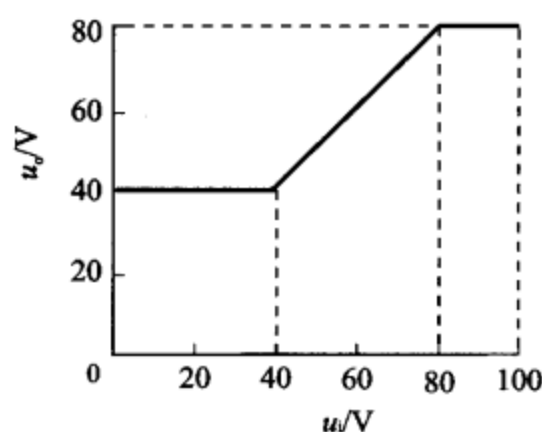


图 1.6 题 1.8 解图

题 1.9 图 1.7 中二极管是理想的, 求图 1.7(a)~(d) 所示电路中的电压 U 和电流 I 。

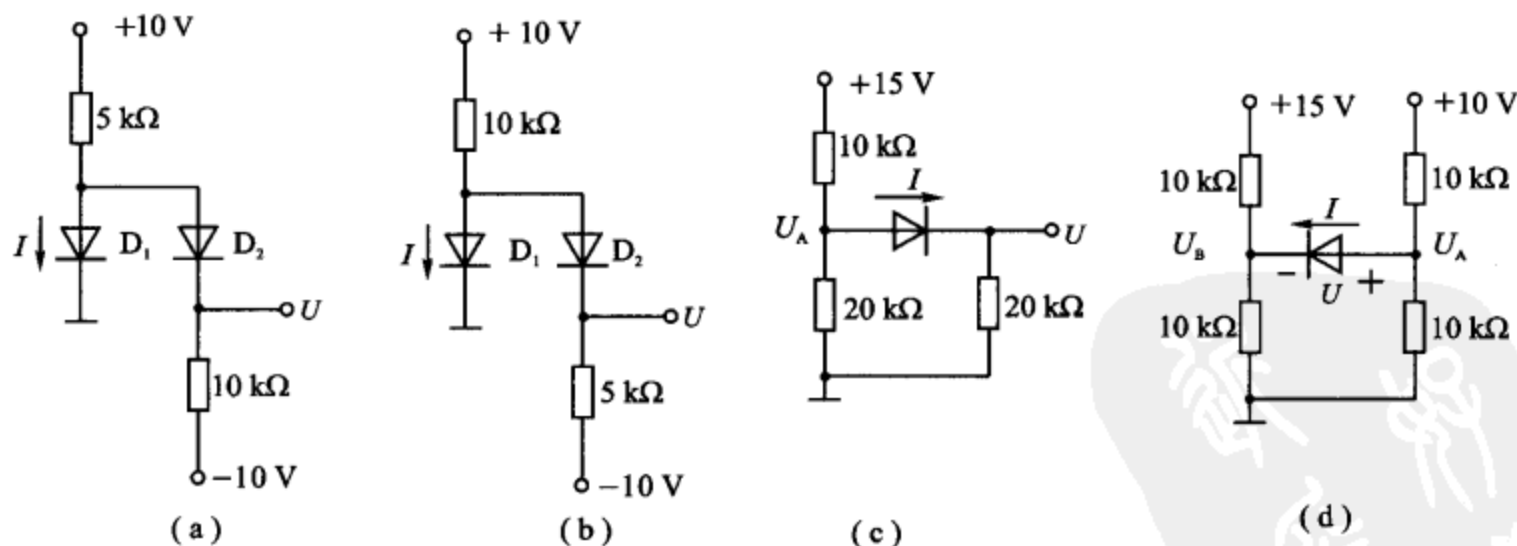


图 1.7 题 1.9 用图

解: 图 1.7(a), 假设 D_1 截止, 则 $U = \left(10 - 20 \times \frac{5}{15} \right) \text{ V} = \frac{10}{3} \text{ V} > 0$, 故 D_1 导通, 有电流流过 D_1 。

$$U = 0, \quad I = \left(\frac{10}{5} - \frac{10}{10} \right) \text{ mA} = 1 \text{ mA}$$

图 1.7(b), 假设 D_1 截止, 则 $U = \left(10 - 20 \times \frac{10}{15}\right) \text{V} = -\frac{10}{3} \text{V} < 0$, 故假设成立, 无电流流过 D_1 。

$$I = 0, \quad U = -\frac{10}{3} \text{V}$$

图 1.7(c), 假设二极管截止, 则 $U_A = \left(15 \times \frac{20}{30}\right) \text{V} = 10 \text{V} > 0$, 故二极管导通。

$$U = \left(15 \times \frac{20 // 20}{10 + 20 // 20}\right) \text{V} = 7.5 \text{V}, \quad I = \frac{U}{20} = 0.375 \text{mA}$$

图 1.7(d), 假设二极管截止, 则 $U_A = 5 \text{V}$, $U_B = 7.5 \text{V}$, $U_A < U_B$, 故假设成立。

$$I = 0, \quad U = U_A - U_B = -2.5 \text{V}$$

题 1.10 图 1.8 中二极管是理想的, 分别求出图 1.8(a), (b) 中电压 U 和电流 I 的值。

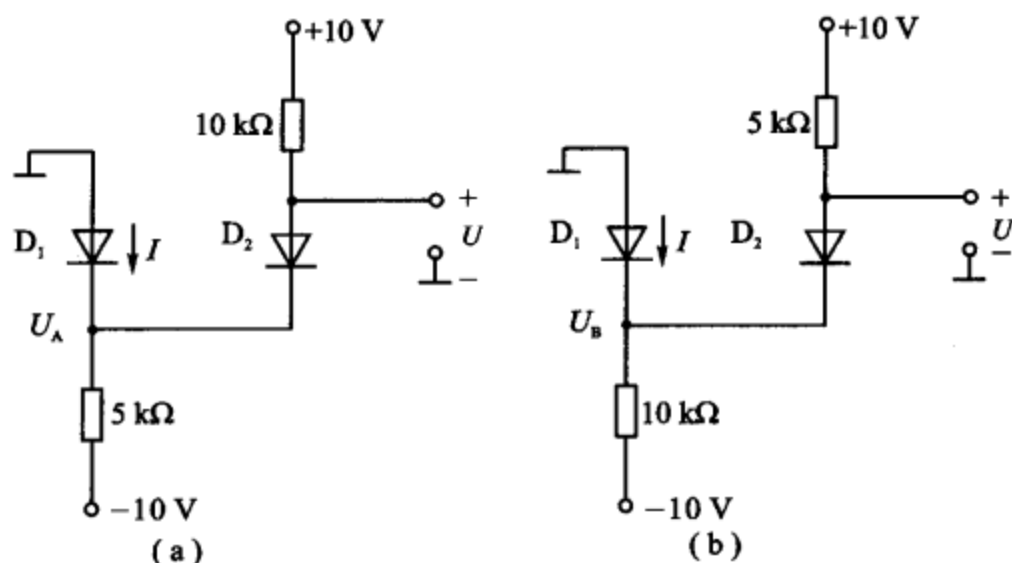


图 1.8 题 1.10 用图

解: 图 1.8(a), 设 D_1, D_2 均导通, $10 \text{k}\Omega$ 电阻上电流为 I' , $5 \text{k}\Omega$ 电阻上电流为 I'' , 则 $U_A = 0$ 。

$$I' = \left(\frac{10}{10}\right) \text{mA} = 1 \text{mA}, \quad I'' = \left(\frac{10}{5}\right) \text{mA} = 2 \text{mA}$$

$$I = I'' - I' = 1 \text{mA}, \quad U = 0 \text{V}$$

图 1.8(b), 设 D_1, D_2 均导通, $5 \text{k}\Omega$ 电阻上电流为 I' , $10 \text{k}\Omega$ 电阻上电流为 I'' , 则 $U_B = 0$ 。

$$I' = \left(\frac{10}{5}\right) \text{mA} = 2 \text{mA}, \quad I'' = \left(\frac{10}{10}\right) \text{mA} = 1 \text{mA}$$

$I = I'' - I' = -1 \text{mA} < 0$, 故 D_1 截止。得出

$$I = 0, \quad I' = I'' = \left(\frac{20}{5 + 10}\right) \text{mA} \approx 1.33 \text{mA}$$

$$U = (10 - 5 \times 1.33) \text{V} = 3.35 \text{V}$$

题 1.11 在图 1.9 所示电路中, 取 $-5 \text{V} < U_1 < 5 \text{V}$ 。

① 设二极管的导通电压 $U_{D(on)} = 0.6 \text{ V}$, 忽略其导通电阻, 画出电压传输特性曲线 $U_I \sim U_O$;

② 若二极管的导通电压 $U_{D(on)} = 0.6 \text{ V}$, 导通电阻 $R_D = 100 \Omega$, 画出其传输特性曲线。

解: ① 当 $U_I > 0.6 \text{ V}$ 时, D_1 截止, D_2 导通, $U_O = \frac{U_I - 0.6}{2} \times 1 + 0.6 = \frac{1}{2}U_I + 0.3$;

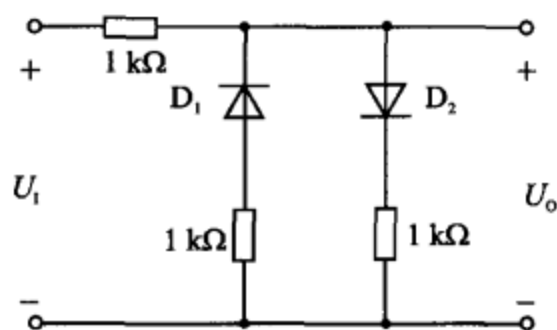


图 1.9 题 1.11 用图

当 $U_I < -0.6 \text{ V}$ 时, D_1 导通, D_2 截止, $U_O = \frac{U_I + 0.6}{2} \times 1 - 0.6 = \frac{1}{2}U_I - 0.3$;

当 $-0.6 \text{ V} \leq U_I \leq 0.6 \text{ V}$ 时, D_1, D_2 均截止, $U_O = U_I$ 。

其电压传输特性曲线如图 1.10(a)所示。

② 当 $U_I > 0.6 \text{ V}$ 时, D_1 截止, D_2 导通, $U_O = \frac{U_I - 0.6}{2 + 0.1} \times 1.1 + 0.6 = \frac{11}{21}U_I + \frac{6}{21}$;

当 $U_I < -0.6 \text{ V}$ 时, D_1 导通, D_2 截止, $U_O = \frac{U_I + 0.6}{2.1} \times 1.1 - 0.6 = \frac{11}{21}U_I - \frac{6}{21}$;

当 $-0.6 \text{ V} \leq U_I \leq 0.6 \text{ V}$ 时, D_1, D_2 均截止, $U_O = U_I$ 。

其电压传输特性曲线如图 1.10(b)所示。

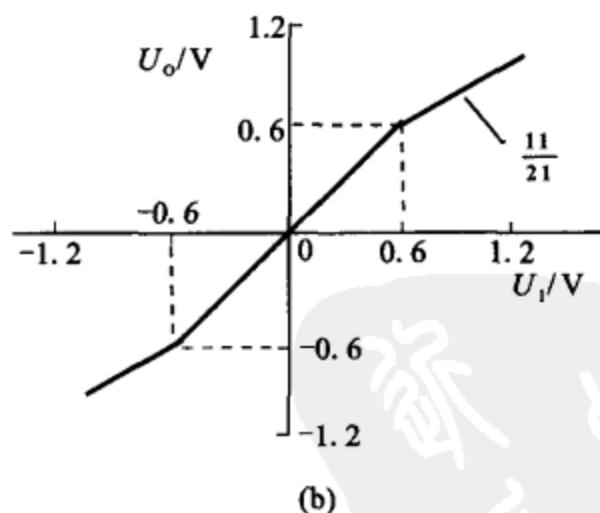
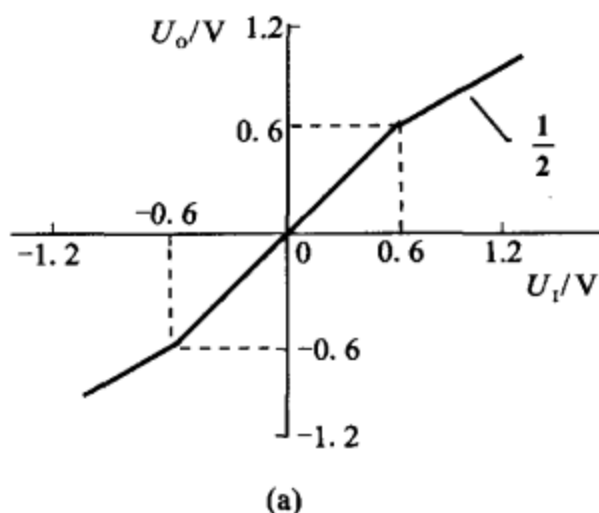


图 1.10 题 1.11 解图

题 1.12 在图 1.11 中, 二极管的导通电压 $U_{D(on)} = 0.7 \text{ V}$, 证明电路的传输特性是:

$$-4.65 \text{ V} \leq U_I \leq 4.65 \text{ V}, \quad U_O = U_I$$

$$U_I \geq 4.65 \text{ V}, \quad U_O = 4.65 \text{ V}$$

$$U_I \leq -4.65 \text{ V}, \quad U_O = -4.65 \text{ V}$$

解: 假设 D_1, D_2, D_3, D_4 均导通, 则

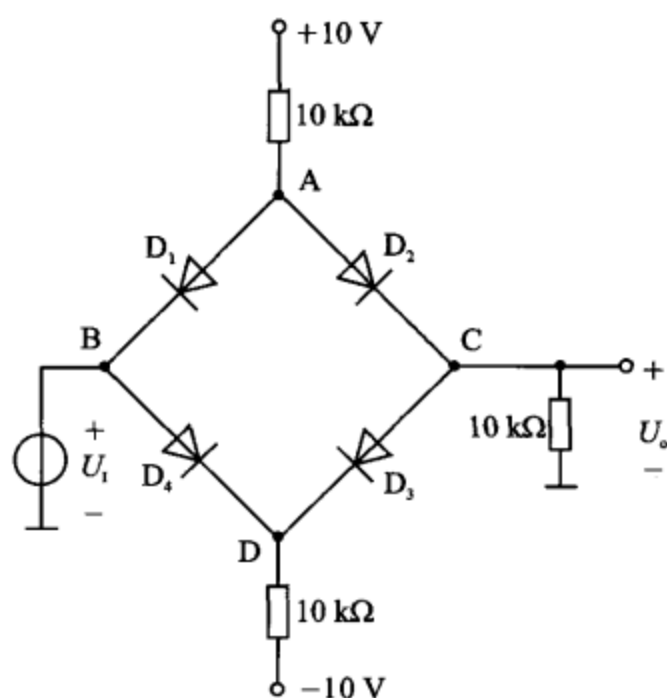


图 1.11 题 1.12 用图

$$U_A = U_I + 0.7 = U_O + 0.7$$

$$U_D = U_I - 0.7 = U_O - 0.7$$

当 U_I 不断增大,使 $U_I + 0.7 > U_A$ 时, D_1 截止。而

$$\begin{cases} U_O = U_A - 0.7 \\ U_D = U_I - 0.7 \end{cases}$$

$U_D + 0.7 > U_O$,故 D_3 也截止。

在截止临界点上列出方程有: $\begin{cases} \frac{U_O}{10} = \frac{10 - U_A}{10} \\ U_I = U_A - 0.7 \end{cases}$

得

$$U_I = U_O = 4.65 \text{ V}$$

故当 $U_I \geq 4.65 \text{ V}$ 时, $U_O = 4.65 \text{ V}$ 。

同理,当 U_I 不断减小,使 $U_I - 0.7 < U_D$ 时, D_4 截止,此时 D_2 也截止。

在截止临界点上列出方程有: $\begin{cases} \frac{0 - U_O}{10} = \frac{U_D - (-10)}{10} \\ U_O - 0.7 = U_D \end{cases}$, 得

$$U_O = -4.65 \text{ V}$$

故当 $U_I \leq -4.65 \text{ V}$ 时, $U_O = -4.65 \text{ V}$ 。

当 $-4.65 \text{ V} \leq U_I \leq 4.65 \text{ V}$ 时, D_1, D_2, D_3, D_4 均导通。易知 $U_O = U_I$ 。

证毕。

题 1.13 二极管电路可以实现数字逻辑功能。图 1.12 中二极管都是理想的,分别求出图(a), (b)中 u_Y 和 u_A, u_B, u_C 的关系。若 u_A, u_B, u_C 分别对应逻辑量 A, B, C, u_Y 对应逻辑量 Y, 写出 Y 和 A, B, C 的逻辑关系。

解: 图 1.12(a), 若 u_A, u_B, u_C 均小于零, 则 D_1, D_2, D_3 均截止。此时, $u_Y = 0$ 。

若 u_A, u_B, u_C 中至少有一个大于零, 不妨设 $u_A = \max\{u_A, u_B, u_C\}$, 则 D_1 导通, 且 $u_Y = u_A$ 。

因为 $u_A > u_B, u_A > u_C$

所以 $u_Y > u_B, u_Y > u_C$

故 D_2, D_3 均截止。此时, $u_Y = u_A$ 。

考虑到上述假设的任意性, 可得 $u_Y = \max\{u_A, u_B, u_C\}$ 。

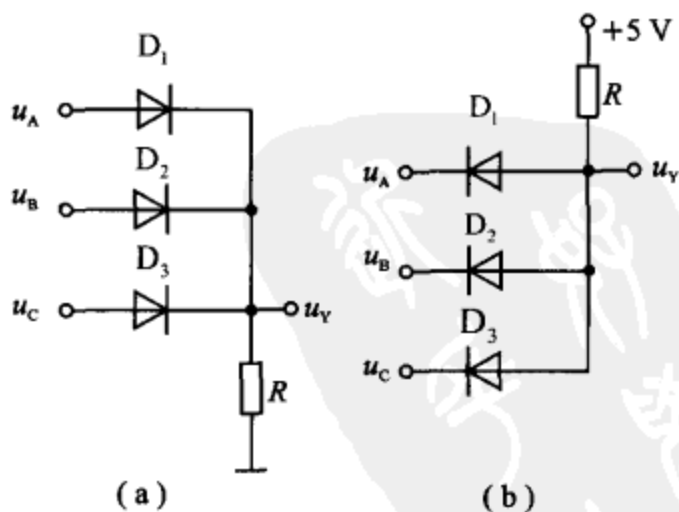


图 1.12 题 1.13 用图

若 u_A, u_B, u_C, u_Y 分别对应逻辑量 A, B, C, Y , 则 $Y = A + B + C$ 。

图 1.12(b), 若 u_A, u_B, u_C 均大于 5 V, 则 D_1, D_2, D_3 均截止。此时, $u_Y = 5$ V。

若 u_A, u_B, u_C 中至少有一个小于 5 V, 不妨设 $u_A = \min\{u_A, u_B, u_C\}$,

则 D_1 导通, 且 $u_Y = u_A$ 。

因为 $u_A < u_B, \quad u_A < u_C$

所以 $u_Y < u_B, \quad u_Y < u_C$

故 D_2, D_3 均截止。此时, $u_Y = u_A$ 。

考虑到上述假设的任意性, 可得 $u_Y = \min\{u_A, u_B, u_C\}$ 。

若 u_A, u_B, u_C, u_Y 分别对应逻辑量 A, B, C, Y , 则逻辑关系: $Y = ABC$ 。

题 1.14 图 1.13 所示为一个三相半波整流电路, 由对称的三相交流电源供电。试问每一个理想二极管在交流电源的一个周期内导通的相位角是多少度? 并请画出输出电压 u_o 的波形。

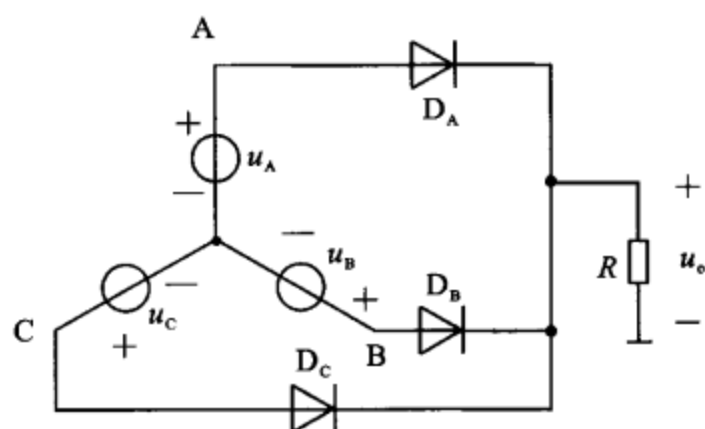


图 1.13 题 1.14 用图

解: 由题可知, 同一时间 D_A, D_B, D_C 中只能有一个导通, 且只能是电压幅值最大的那一路的二极管导通, 设三相交流电源中的 u_A, u_B, u_C 分别为

$$\begin{aligned} u_A &= U_m \sin \omega t, & u_B &= U_m \sin\left(\omega t + \frac{2}{3}\pi\right), \\ u_C &= U_m \sin\left(\omega t - \frac{2}{3}\pi\right), & T_A &= T_B = T_C = \frac{2\pi}{\omega} \end{aligned}$$

u_A, u_B, u_C 的波形如图 1.14(a) 所示。

由上图显而易见: 每个理想二极管在交流电源的一个周期内导通的相位角均为 120° 。 u_o 波形如图 1.14(b) 所示。

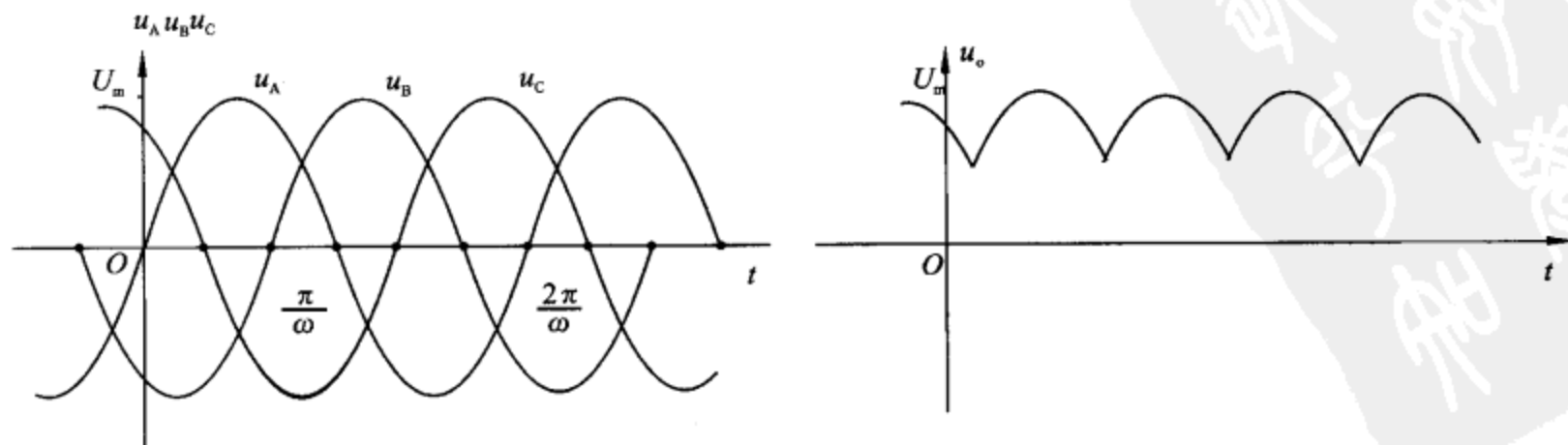


图 1.14 题 1.14 解图

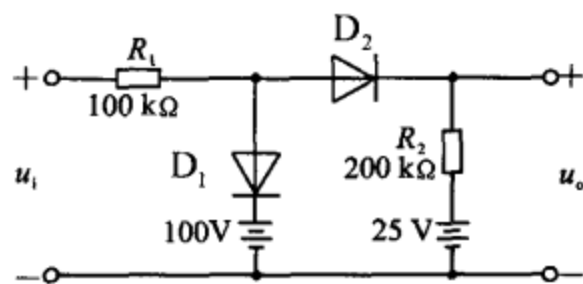


图 1.15 题 1.15 用图

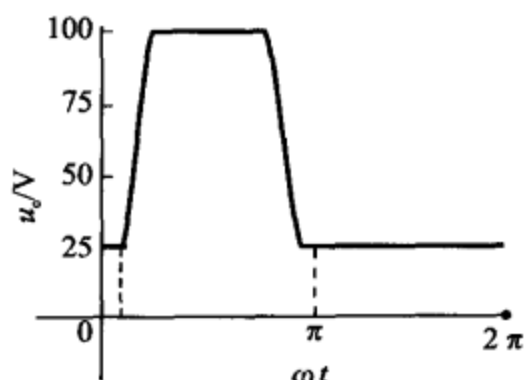
题 1.15 二极管电路如图 1.15 所示, 设输入信号 $u_i = 150\sin\omega t$ V, D_1, D_2 为理想二极管, 试画出输出电压 u_o 的波形, 标出电压数值, 并画出电压传输特性曲线。

解: 当 $u_i \leq 25$ V 时, D_1, D_2 均截止, $u_o = 25$ V。

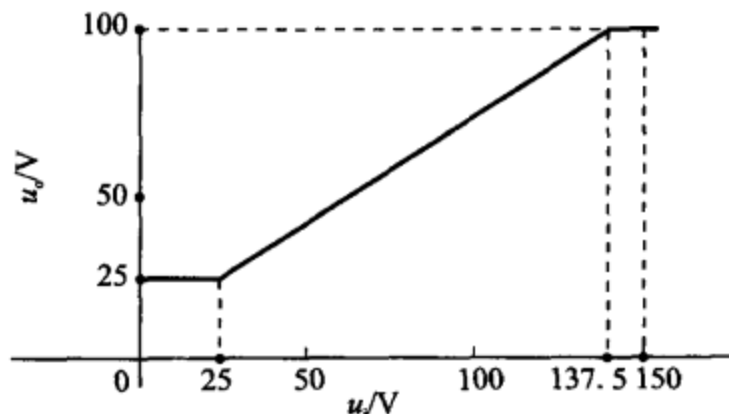
当 $25 \text{ V} < u_i$ 时, D_1 截止, D_2 导通, $u_o = \frac{u_i - 25}{300} \times 200 + 25 = \frac{2u_i}{3} + \frac{25}{3}$, 随着 u_i 增加, u_o 也增加。当 $u_i = 137.5$ V, $u_o = 100$ V, 此时 D_1 导通。

当 $u_i > 137.5$ V 时, D_1, D_2 导通, $u_o = 100$ V。

其输出电压 u_o 的波形和电压传输特性曲线如图 1.16(a), (b) 所示。



(a)



(b)

图 1.16 题 1.15 解图

题 1.16 图 1.17 电路中稳压二极管的稳压值 $U_Z = 6.8$ V, 稳定电流 $I_Z = 5$ mA, 动态电阻 $r_Z = 20$ Ω, 反向饱和电流为 0.2 mA, 电源电压 U^+ 。

① $U^+ = 10 \pm 1$ V 且没有负载 R_L 时, 求 U_o ;

② $U^+ = 10 \pm 1$ V, $R_L = 2$ kΩ 时, 求 U_o ;

③ $U^+ = 10 \pm 1$ V, $R_L = 0.5$ kΩ 时, 求 U_o ;

④ 求使稳压二极管仍工作在稳压区的 R_{Lmin} 。

解: ① 无负载 R_L 时, 若 D_Z 工作在稳压区, 则 $U_Z = 6.8$ V。

$$I_Z = \frac{U^+ - U_Z}{R} = \left(\frac{10 - 6.8}{0.5} \right) \text{ mA} = 6.4 \text{ mA} > I_{Zmin}$$

故 D_Z 处于反向击穿状态, 则 $U_o = U_Z = 6.8$ V。

② 负载 $R_L = 2$ kΩ 时, 若设 D_Z 工作在稳压区, $U_Z = 6.8$ V。

$$R_L \text{ 分流: } \Delta I_Z = \frac{U_Z}{R_L} = \frac{6.8}{2 \text{ k}\Omega} = 3.4 \text{ mA},$$

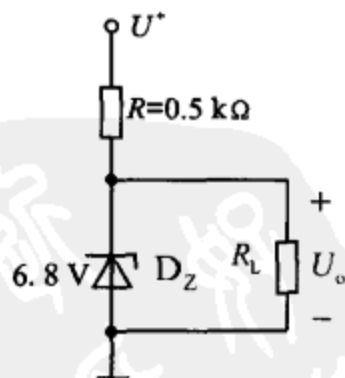


图 1.17 题 1.16 用图

$$I_Z = 6.4 \text{ mA} - \Delta I_Z = 3 \text{ mA}。$$

因为 $I_{Z\min} = 0.2 \text{ mA}$, 此时 $I_{Z\min} < I_Z$, D_Z 确实工作在稳压区, $\Delta U^+ = \pm 1 \text{ V}$, $r_z = 20 \Omega$,

$$\Delta U_o = \frac{r_z // R_L}{r_z // R_L + R} \cdot \Delta U^+ = \pm 38 \text{ mV}$$

即: $U_o = 6.8 \text{ V} \pm 38 \text{ mV}$ 。

③ 负载 $R_L = 500 \Omega$ 时, 若设 D_Z 工作在稳压区, $U_Z = 6.8 \text{ V}$ 。

R_L 分流: $\Delta I_Z = \frac{U_Z}{R_L} = \frac{6.8 \text{ V}}{500 \Omega} = 13.6 \text{ mA} > 6.4 \text{ mA}$, D_Z 工作在反向截止区, 此时流过二极

管的反向电流 $I_S = 0.2 \text{ mA}$,

$$\frac{U^+ - U_o}{R} = I_S + \frac{U_o}{R_L}$$

$$U_o = 4.95 \text{ V}。$$

④ 要使 D_Z 工作在稳压区, 需满足在供电电源 U^+ 最低 ($U^+ = 9 \text{ V}$) 时流过 D_Z 的稳定电流大于 $I_{Z\min} = 0.2 \text{ mA}$ 。而由于 $U_Z = 6.8 \text{ V}$, $I_Z = 5 \text{ mA}$, 且已知 $r_z = 20 \Omega$, 故可求得: 此时的稳定电压值 $U_{Z\min} = 6.8 \text{ V} - 20 \Omega \times 5 \text{ mA} = 6.7 \text{ V}$, 从而由

$$\frac{U_{\min}^+ - U_{Z\min}}{R} = \frac{U_{Z\min}}{R_{L\min}} + I_{Z\min}$$

可求得: $R_{L\min} = 1.5 \text{ k}\Omega$ 。

题 1.17 试画出 PNP 型晶体三极管在发射结正偏、集电结反偏条件下, 内部载流子传输示意图。

解: PNP 型三极管在发射结正偏、集电结反偏条件下, 内部载流子传输如图 1.18 所示。

题 1.18 一个三极管的 $I_B = 10 \mu\text{A}$ 时, $I_C = 1 \text{ mA}$, 能否从这两个数据来确定它的放大倍数? 什么时候可以, 什么时候不可以?

解: 不能仅通过这两个数据确定三极管的放大倍数。

当三极管处于饱和区时, $I_C < \beta I_B$, 故不能确定; 当三极管处于放大区时, $I_C = \beta I_B$, 故可以确定。

题 1.19 PNP 型晶体三极管的 $I_{CBO} = 10 \mu\text{A}$, 工作在放大区且 $I_E = 3 \text{ mA}$ 时, $I_C = 2.98 \text{ mA}$ 。若连接成共射组态, 调整发射结电压, 使三极管工作在放大区且 $I_B = 30 \mu\text{A}$, 此时的 I_C 为多大?

解: 三极管工作在放大区时,

$$I_C = \alpha \cdot I_E + I_{CBO}$$

$$2.98 = 3 \times \alpha + 10 \times 10^{-3}$$

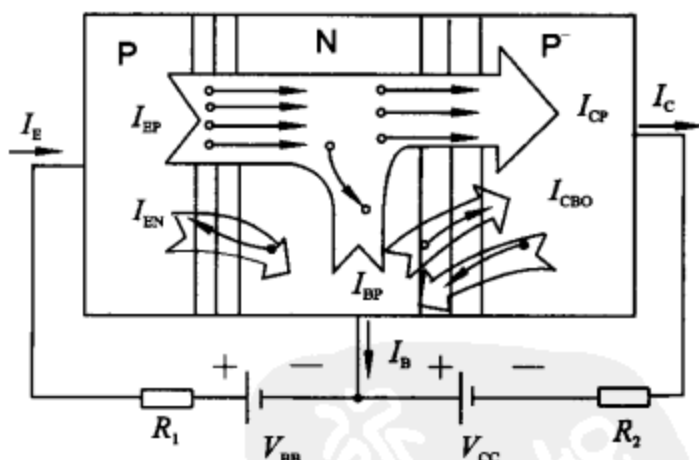


图 1.18 题 1.17 用图

所以 $\alpha = 0.99$, $\beta = \frac{\alpha}{1-\alpha} = 99$

若 $I_B = 30 \mu\text{A}$ 时, $I_C = 99 \times 0.03 + 100 \times 0.01 = 3.97 \text{ mA}$ 。

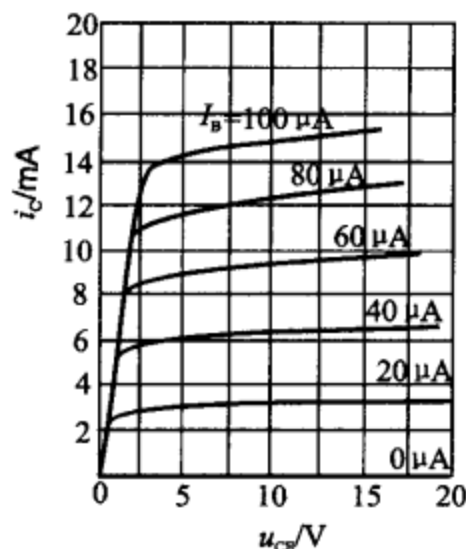


图 1.19 题 1.20 用图

题 1.20 一个三极管的输出特性如图 1.19 所示, 试求出在 $U_{CE} = 5 \text{ V}$, $I_C = 6 \text{ mA}$ 处的直流电流放大倍数 ($\bar{\alpha}, \bar{\beta}$) 和交流电流放大倍数 (α, β), 并进行比较。

解: 由图 1.19 可以看出, 在 $U_{CE} = 5 \text{ V}$, $I_C = 6 \text{ mA}$ 静态工作点上, $I_B = 40 \mu\text{A}$ 。

$$\bar{\alpha} = \frac{I_C}{I_E} = \frac{I_C}{I_B + I_C} = \frac{6}{0.04 + 6} = 0.99$$

$$\bar{\beta} = \frac{I_C}{I_B} = \frac{6}{0.04} = 150$$

$$\alpha = \left. \frac{\Delta I_C}{\Delta I_E} \right|_Q = \left. \frac{\Delta I_C}{\Delta I_B + \Delta I_C} \right|_Q = \frac{8.5 - 6}{(0.06 - 0.04) + 2.5} = 0.99$$

$$\beta = \left. \frac{\Delta I_C}{\Delta I_B} \right|_Q = \frac{8.5 - 6}{0.06 - 0.04} = 125$$

$\bar{\alpha}, \bar{\beta}$ 反映静态电流之比, α, β 反映静态工作点 Q 上动态电流之比。

题 1.21 设题 1.20 中三极管的极限参数为 $I_{CM} = 15 \text{ mA}$, $U_{(BR)CEO} = 15 \text{ V}$, $P_{CM} = 100 \text{ mW}$, 试在上题特性曲线图上画出三极管的安全工作区。

解: 三极管安全工作区如图 1.20 所示。

题 1.22 在图 1.21 所示电路中, 已知 $\beta = 100$, $U_1 = 5 \text{ V}$, $V_{CC} = 10 \text{ V}$, $R_C = 4.66 \text{ k}\Omega$, $U_{BE(on)} = 0.7 \text{ V}$, 求晶体三极管进入饱和区时 R_B 的最大值。

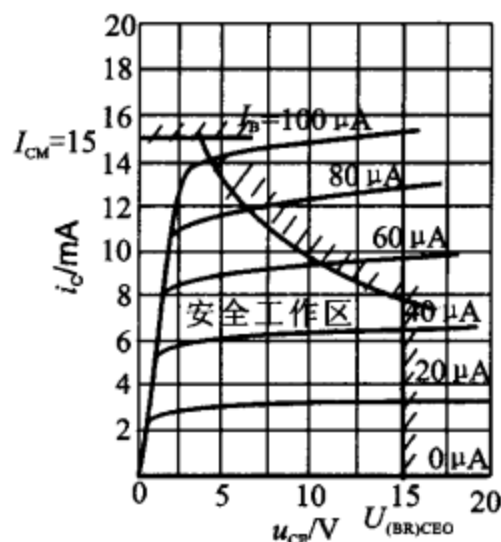


图 1.20 题 1.21 解图

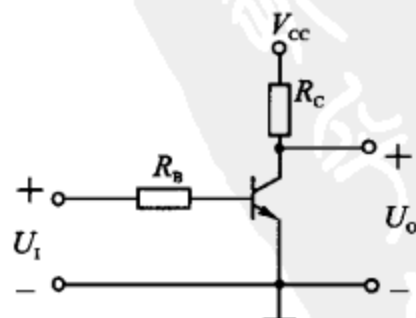


图 1.21 题 1.22 用图

解：晶体管进入饱和区时，工程上常取 $U_{CE(sat)} = 0.3 \text{ V}$ ，

$$I_C = \frac{V_{CC} - U_{CE(sat)}}{R_C} = \frac{10 - 0.3}{4.66}$$

$$I_B = \frac{U_1 - U_{BE(on)}}{R_B} = \frac{5 - 0.7}{R_B}$$

此时， $I_C < \beta I_B$ ，

$$\text{故：} \frac{10 - 0.3}{4.66} < 100 \times \frac{5 - 0.7}{R_B}$$

解得： $R_B < 206.6 \text{ k}\Omega$ ，即 $R_{Bmax} = 206.6 \text{ k}\Omega$ 。

题 1.23 两个三极管工作在放大区，看不出它们的型号，测得各引脚的电位分别如图 1.22 所示，判断是 NPN 管还是 PNP 管？是硅管还是锗管？识别引脚并分别标上 E, B, C。

解：图 1.22(a)，锗管，NPN 型，①脚 E，②脚 C，③脚 B。

图 1.22(b)，硅管，PNP 型，①脚 C，②脚 E，③脚 B。

题 1.24 图 1.23 电路中，测得 $U_E = -0.7 \text{ V}$ ，若三极管 $\beta = 50$ ，求 I_E ， I_B ， I_C 和 U_C 。

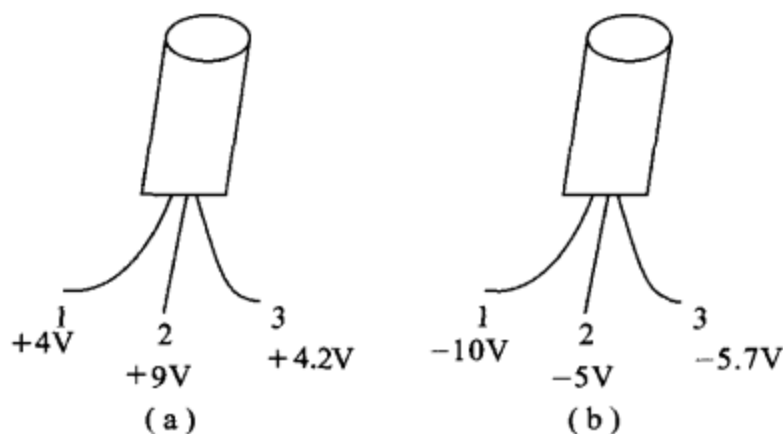


图 1.22 题 1.23 用图

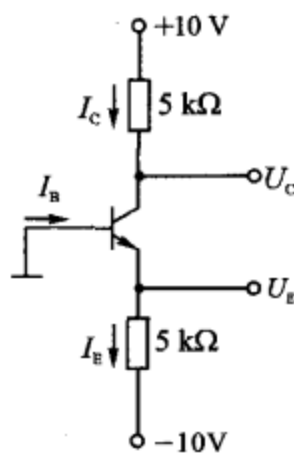


图 1.23 题 1.24 用图

解：由电路可列方程：

$$\begin{cases} I_E = \frac{U_E - (-10)}{5 \text{ k}\Omega} \\ I_E = I_C + I_B = (1 + \beta) I_B \end{cases}$$

解得： $I_E = 1.86 \text{ mA}$

$I_B = 0.036 \text{ mA}$

$I_C = \beta I_B = 1.824 \text{ mA}$

$10 - U_C = 5 \cdot I_C$

$U_C = 0.88 \text{ V}$ 。

题 1.25 试在具有四象限的直角坐标上分别画出各种类型场效应管(包括 N 沟道、P 沟道 MOS 增强型和耗尽型，N 沟道、P 沟道 JFET)的转移特性曲线示意图，并标明各自的开启或夹

断电压。

解：各种类型场效应管的转移特性曲线如图 1.24(a)~(f)所示。

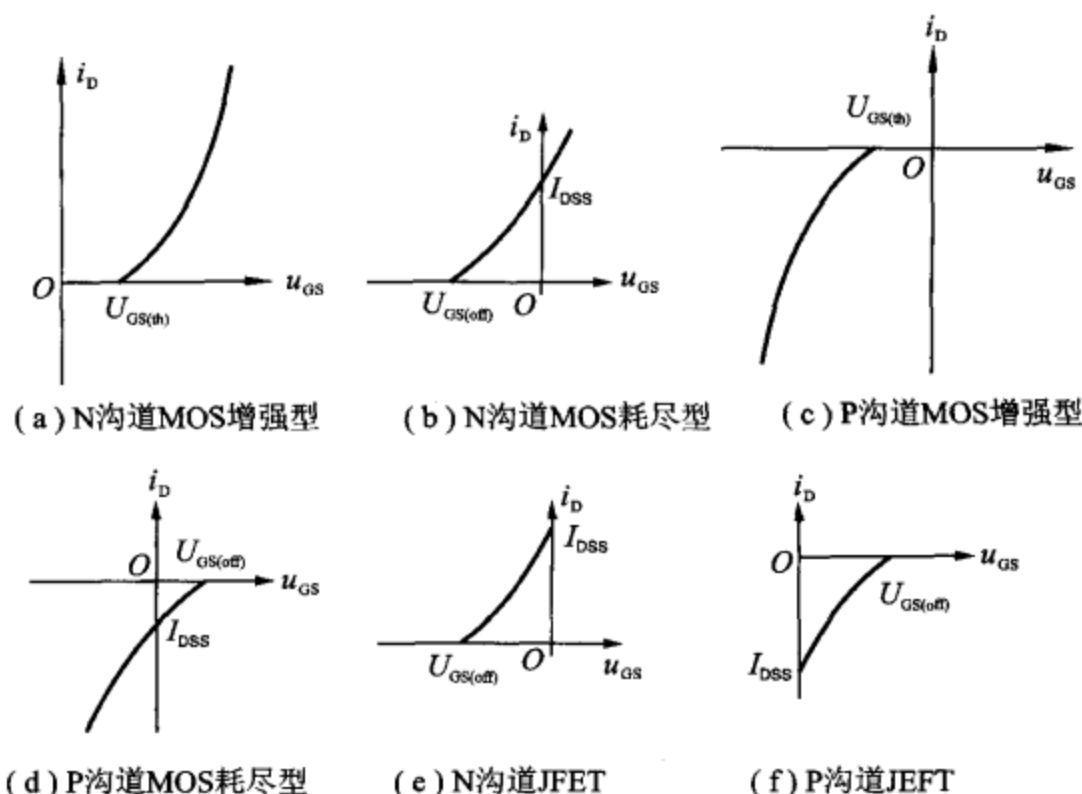


图 1.24 题 1.25 解图

其中： $U_{GS(th)}$ ——开启电压，

$U_{GS(off)}$ ——夹断电压。

题 1.26 已知 N 沟道 JFET 的 $U_{GS(off)} = -5\text{ V}$, $I_{DSS} = 4\text{ mA}$, 试画出其转移特性曲线。

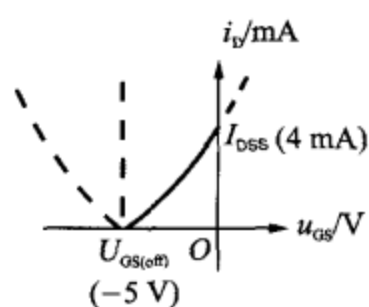


图 1.25 题 1.26 解图

解：由转移特性方程：

$$i_D = I_{DSS} \left(1 - \frac{u_{GS}}{U_{GS(off)}} \right)^2, \text{ 把 } U_{GS(off)} = -5\text{ V}, I_{DSS} = 4\text{ mA}, \text{ 代入得:}$$

$$i_D = 4 \left(1 + \frac{u_{GS}}{5} \right)^2, \text{ 为一抛物线, 且 } -5\text{ V} \leq u_{GS} \leq 0, \text{ 过点 } (-5\text{ V},$$

0 mA) 和 (0 V, 4 mA) 画出转移特性曲线如图 1.25 所示。

题 1.27 由实验测得两种场效应管具有如图 1.26(a), (b) 所示的转移特性曲线, 试判断它们的类型, 并确定夹断电压或开启电压值。

解：由图 1.26(a) 可知： $i_D \leq 0$, u_{GS} 有正有负, 且 $u_{GS} > 0$ 时, $u_{GS} \downarrow \rightarrow -i_D \uparrow$, $u_{GS} = 3\text{ V}$ 时, $i_D = 0$ 。满足转移特性曲线如图 1.27(a) 所示。

所以, 图 1.26(a) 为 P 沟道 MOS 耗尽型场效应管, 夹断电压 $U_{GS(off)} = 3\text{ V}$ 。

由图 1.26(b) 可知： $i_D \leq 0$, $u_{GS} < 0$, 且 $|u_{GS}| \uparrow \rightarrow |i_D| \uparrow$, $u_{GS} = -3\text{ V}$ 时, $i_D = 0$ 。满足转移特性曲线如图 1.27(b) 所示。

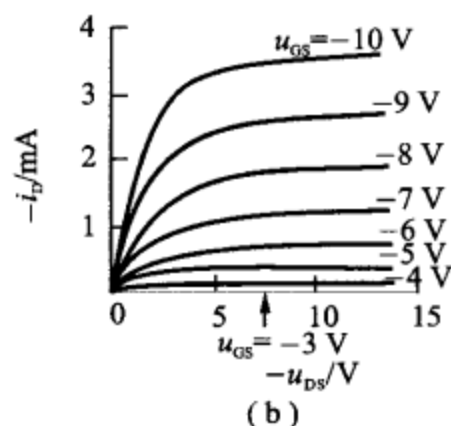
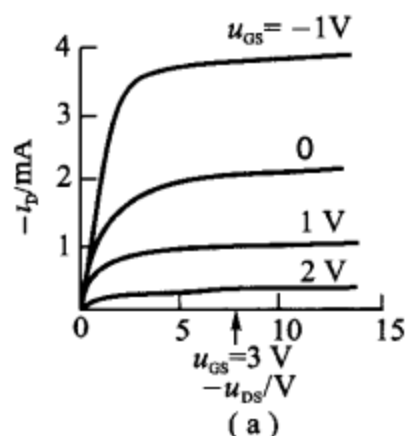


图 1.26 题 1.27 用图

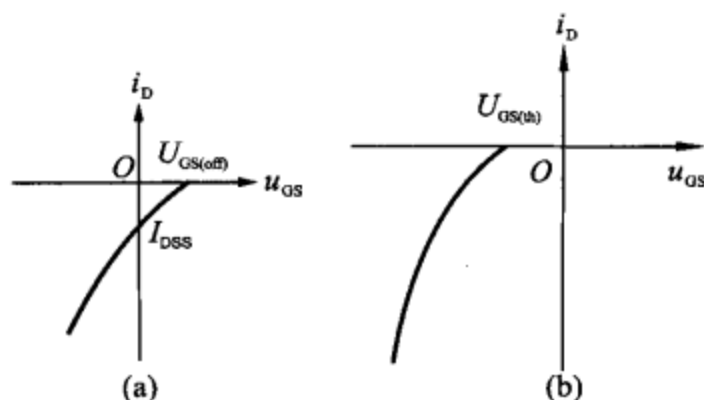


图 1.27 题 1.27 解图

所以, 1.27(b) 图为 P 沟道 MOS 增强型场效应管, 开启电压 $U_{GS(th)} = -3 \text{ V}$ 。

1.3 提高题与参考答案

题 1.28 图 1.28(a) 所示为二极管电路图, 请对照输入电压 $u_i(t)$ 的波形 (见图 1.28(b) 所示), 画出其输出电压 $u_o(t)$ 波形, 设二极管为理想二极管。

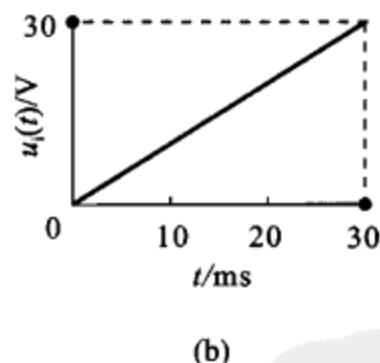
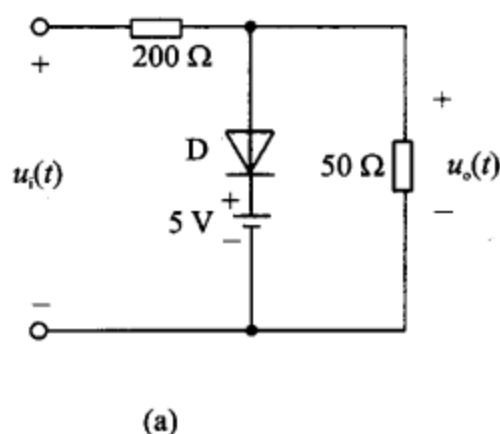


图 1.28 题 1.28 用图

解: $u_i(t) = 10^3 \cdot t, t \leq 30 \text{ ms}$ 。

当 $u_i(t) \leq 5 \text{ V}$ 时, D 截止。

$$\text{所以 } u_o(t) = u_i(t) \cdot \frac{50}{50+200} = \frac{10^3}{5} \cdot t \quad (t \leq 5 \text{ ms});$$

当 $u_i(t) > 5 \text{ V}$ 时, D 导通。

所以 $u_o(t) = 5 \text{ V}$ 。

得 $u_o(t)$ 的波形如图 1.29 所示。

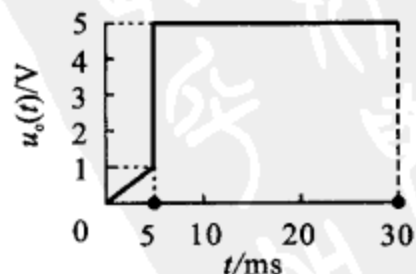


图 1.29 题 1.28 解图

题 1.29 在图 1.30 所示的电路中 $U_1 = 5 \text{ V}, U_2 = 5 \text{ V}, R_1 = 3 \text{ k}\Omega, R_2 = 2 \text{ k}\Omega$, 设二极管正向压降为 0.7 V , 求流过二极管上的电流 I_D 。

解: 判断二极管的状态: 断开二极管支路, 图 1.30 电路可等效为图 1.31 所示电路。

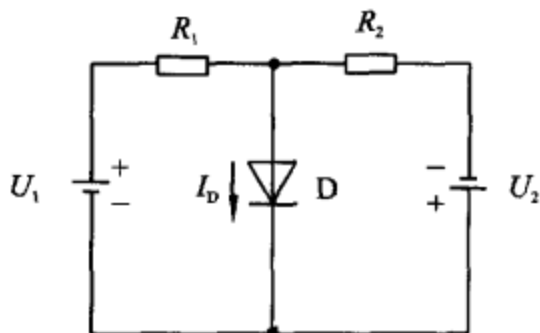


图 1.30 题 1.29 用图

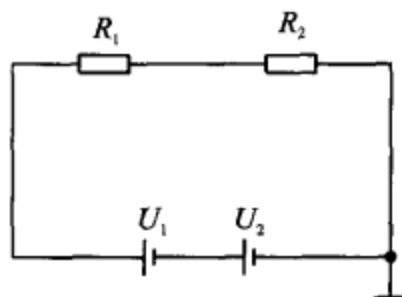


图 1.31 题 1.29 解图

可得二极管正极电位: $(U_1 + U_2) \cdot \frac{R_2}{R_1 + R_2} = 4 \text{ V}$, 而二极管负极电位为 $U_2 = 5 \text{ V}$, $4 \text{ V} < 5 \text{ V}$ (正极电位小于负极电位), 所以二极管承受反向电压, 处于截止状态, $I_D = 0$ 。

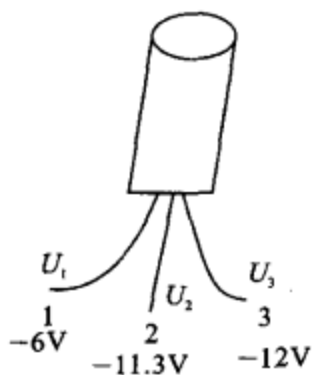


图 1.32 题 1.30 用图

题 1.30 测得工作在放大区的三极管各电极的电位如图 1.32 所示。试问: 它是硅管还是锗管? 是 NPN 管还是 PNP 管? 并指出管脚号与 e, b, c 的对应关系。

解: 工作在放大区的三极管, 应有下列关系成立:

- ① $|U_{BE}| \approx 0.7 \text{ V}$ (硅管) 或 0.2 V (锗管);
- ② $|U_{CE}| > |U_{BE}|$;
- ③ NPN 管: $U_E < U_B < U_C$, PNP 管: $U_E > U_B > U_C$ 。

因为图 1.32 中三极管的 U_2 和 U_3 相差 0.7 V , 而 U_1 与它们相差较大, 根据电位关系可知, 这个三极管是硅管, 引脚 2 和 3 是基极或发射极, 引脚 1 是集电极。

根据引脚 1 的电位最高, 即集电极电位最高, 可知这是一个 NPN 三极管, 各电极的电位关系为 $U_3 < U_2 < U_1$, 可知这个三极管的另外两个管脚: 引脚 2 是基极, 引脚 3 是发射极。

题 1.31 试简述如图 1.33 所示的三极管安全工作区域。设某三极管的极限参数 $P_{CM} = 150 \text{ mW}$, $I_{CM} = 100 \text{ mA}$, $U_{(BR)CEO} = 30 \text{ V}$ 。试问:

① 若它的工作电压 $U_{CE} = 10 \text{ V}$, 则工作电流 I_C 最大不得超过多少?

② 若工作电压 $U_{CE} = 1 \text{ V}$, 则工作电流最大不得超过多少?

③ 若工作电流 $I_C = 1 \text{ mA}$, 则工作电压最大不得超过多少?

解: ① 因为 $P_{CM} = 150 \text{ mW}$, 则当 $U_{CE} = 10 \text{ V}$ 时, $I_{Cmax} =$

$$\frac{150 \text{ mW}}{10 \text{ V}} = 15 \text{ mA};$$

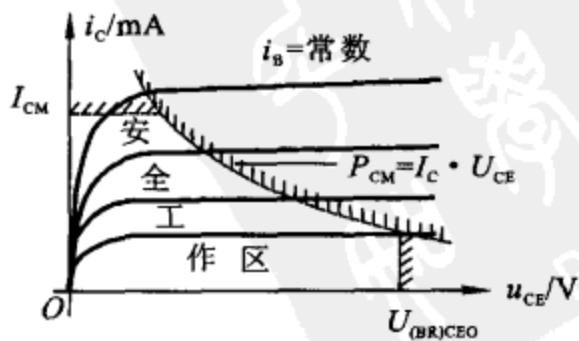


图 1.33 题 1.31 用图

② 当 $U_{CE}=1\text{ V}$ 时, 由 P_{CM} 可得: I_C 可达到 150 mA , 考虑到 I_{CM} , 则 $I_{Cmax}=100\text{ mA}$;

③ 当 $I_C=1\text{ mA}$ 时, 由 P_{CM} 可得: U_{CE} 可达到 150 V , 考虑到 $U_{(BR)CEO}$, 则 $U_{CEmax}=30\text{ V}$ 。

题 1.32 NPN 三极管 T 组成的共射电路如图 1.34 所示。设 T 的 $U_{BE}=0.7\text{ V}$, 饱和压降为 $U_{CE(sat)}$ 。试判定三极管处于何种工作状态 (放大、饱和、截止)。

解: 由图得: $I_B = \frac{V_{CC} - U_{BE}}{R_b}$,

三极管临界饱和时基极应注入的电流: $I_{BS} = \frac{V_{CC} - U_{CE(sat)}}{\beta R_c}$ 。

当 $I_B=0$ 时, 三极管截止;

当 $I_B \geq I_{BS}$ 时, 三极管饱和;

当 $0 < I_B < I_{BS}$ 时, 三极管放大。

题 1.33 NPN 型三极管接成图 1.35 所示的三种电路。试分析电路中三极管 T 处于何种工作状态。设 T 的 $U_{BE}=0.7\text{ V}$ 。

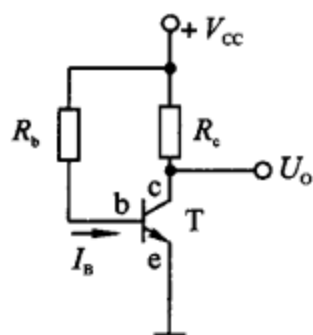


图 1.34 题 1.32 用图

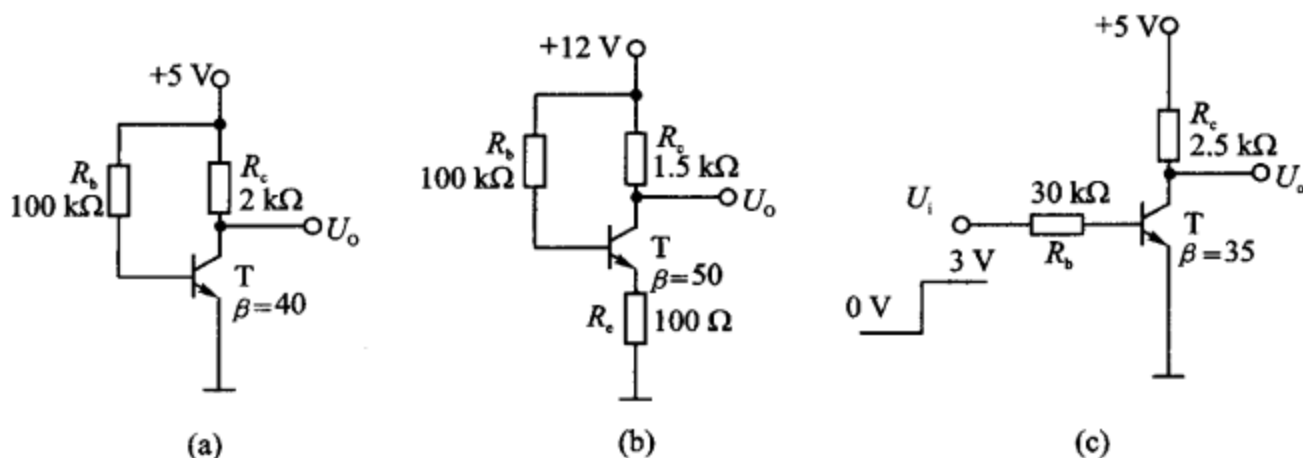


图 1.35 题 1.33 用图

解: 图 1.35(a) 中: $I_B = \frac{V_{CC} - U_{BE}}{R_b} = \left(\frac{5 - 0.7}{100} \right) \text{ mA} = 0.043\text{ mA}$

$$I_{BS} = \frac{V_{CC} - U_{CE(sat)}}{\beta R_c} = \left(\frac{5 - 0.3}{40 \times 2} \right) \text{ mA} = 0.059\text{ mA}$$

因为 $0 < I_B < I_{BS}$, 所以 T 为放大状态。

图 1.35(b) 中: $I_B = \frac{V_{CC} - U_{BE}}{R_b + (1 + \beta) R_e} = \left(\frac{12 - 0.7}{100 + 51 \times 0.1} \right) \text{ mA} = 0.11\text{ mA}$

$$I_{BS} = \frac{V_{CC} - U_{CE(sat)}}{\beta(R_c + R_e)} = \left(\frac{12 - 0.3}{50 \times (1.5 + 0.1)} \right) \text{ mA} = 0.15\text{ mA}$$

因为 $0 < I_B < I_{BS}$, 所以 T 为放大状态。

图 1.35(c) 中: 由 U_i 的波形可分析如下:

当 $U_i=0$ 时, $I_B=0$, 所以 T 为截止状态;

$$\text{当 } U_i = 3 \text{ V 时, } I_B = \frac{U_i - U_{BE}}{R_b} = \left(\frac{3 - 0.7}{30} \right) \text{ mA} = 0.077 \text{ mA}$$

$$I_{BS} = \frac{V_{CC} - U_{CE(sat)}}{\beta R_c} = \left(\frac{5 - 0.3}{3 \times 2.5} \right) \text{ mA} = 0.054 \text{ mA}$$

因为 $I_B > I_{BS}$, 所以 T 为饱和状态。

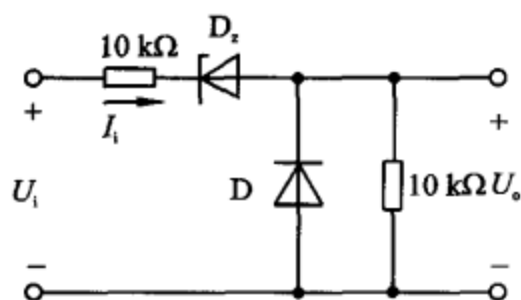


图 1.36 题 1.34 用图

题 1.34 电路如图 1.36 所示, 设二极管的导通压降 $U_{D(on)} = 0$, 已知 $U_z = 3 \text{ V}$ 。求当 U_i 从 -10 V 变化到 $+10 \text{ V}$ 时, U_o 及 I_i 如何变化, 画出 $U_o \sim U_i$, $I_i \sim U_i$ 特性图。

解: 当 $-10 \text{ V} \leq U_i \leq 0 \text{ V}$ 时, D 导通, D_z 正向导通, 输出电压为二极管 D 的导通电压 $U_o = 0 \text{ V}$, 输入电流 $I_i = \frac{U_i}{10}$;

当 $0 \text{ V} \leq U_i < 3 \text{ V}$ 时, D_z 截止, 输入电压不能输送到输出端, $U_o = 0 \text{ V}$, $I_i = 0 \text{ mA}$;

当 $3 \text{ V} \leq U_i \leq 10 \text{ V}$ 时, D_z 反向稳压, D 截止, 输出电压为:

$$U_o = (U_i - U_z) \cdot \frac{10}{10 + 10} = \frac{U_i - 3}{2}$$

输入电流:

$$I_i = \frac{U_i - U_z}{10 + 10} = \frac{U_i - 3}{20}$$

综上, 可画出电压传输特性和输入特性分别如图 1.37(a) 和 (b) 所示。

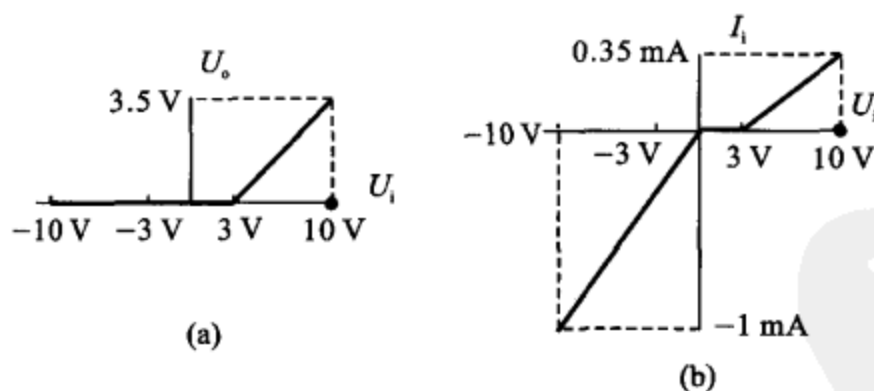


图 1.37 题 1.34 解图

题 1.35 在图 1.38(a) 所示电路中, 稳压管 D_{z1} 和 D_{z2} 的稳压值分别为 $U_{z1} = 5 \text{ V}$, $U_{z2} = 7 \text{ V}$, 稳压特性是理想的, 正向压降为 0.7 V 。若输入电压 u_i 的波形如图 1.38(b) 所示, 试画出输出电压 u_o 的波形。

解: 当 $0 \text{ V} < u_i < 10 \text{ V}$ 时, 经两个电阻 R 分压, $u_R = u_i/2 < 5 \text{ V}$, 则 D_{z1} , D_{z2} 均截止, 故 $u_o = u_R = u_i/2$;

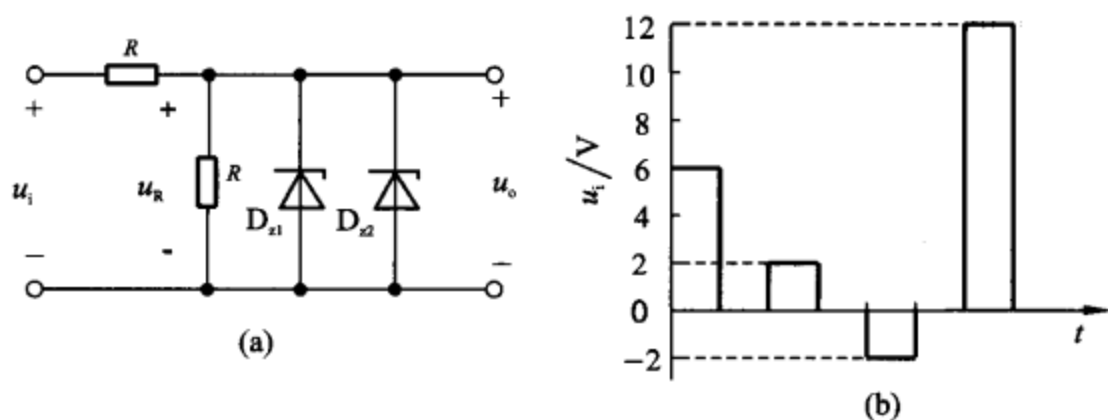


图 1.38 题 1.35 用图

当 $u_i > 10 \text{ V}$ 时, R 上各分得大于 5 V 的电压, 使 D_{Z1} 反向稳压, u_o 箝位在 5 V , D_{Z2} 仍然是反向截止;

当 $-1.4 \text{ V} < u_i < 0$ 时, $|u_R| = |u_i/2| < 0.7 \text{ V}$, D_{Z1} , D_{Z2} 均截止, 故 $u_o = u_R = u_i/2$;

当 $u_i < -1.4 \text{ V}$ 时, $|u_R| = |u_i/2| > 0.7 \text{ V}$, 则 D_{Z1} , D_{Z2} 正向并联导通, 故 $u_o = -0.7 \text{ V}$ 。

综上所述, 画出输出电压波形如图 1.39 所示。

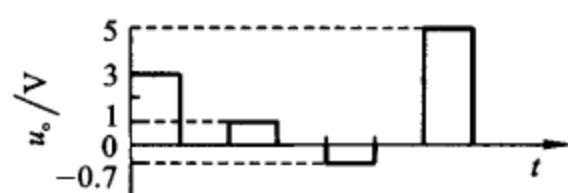


图 1.39 题 1.35 解图

题 1.36 图 1.40 中有六种不同类型场效应管组成的电路, 试指出哪几种电路中的场效应管可能工作在恒流区。

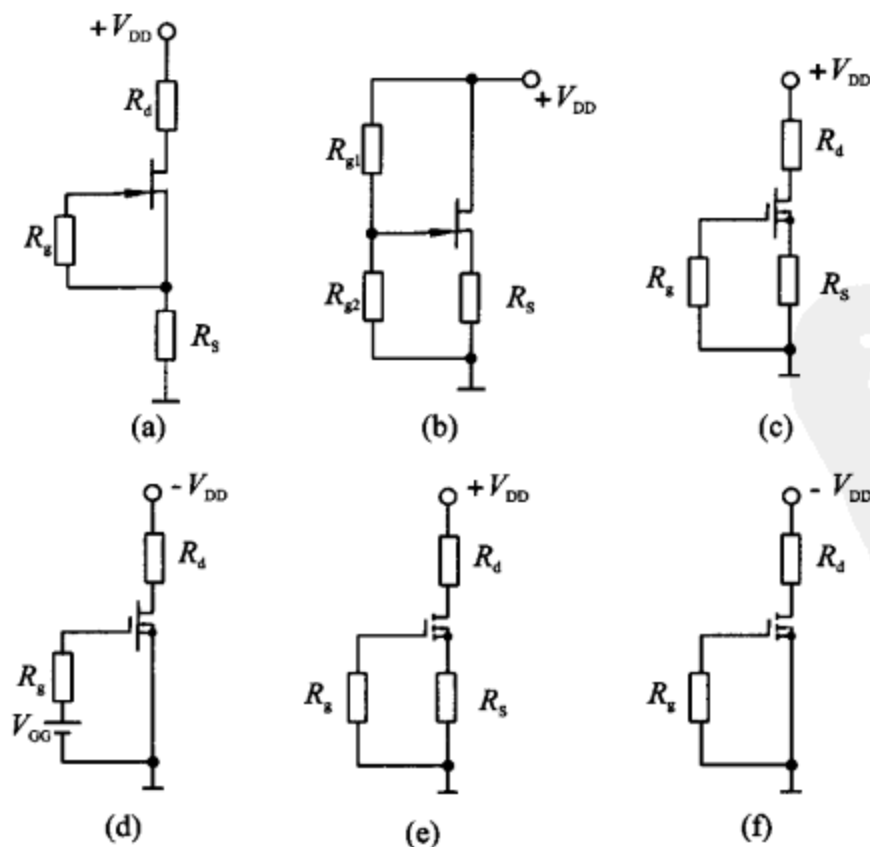


图 1.40 题 1.36 用图

解: 图 1.40(a) 电路中的 FET 是 N 沟道 JFET, 工作在饱和区时, 要求 $U_{GS(off)} < U_{GS} \leq 0, U_{DS} > 0$, 电流 I_D 由漏极流向源极。因为该电路中的 FET 满足这些条件, 所以可能工作于饱和区。

图 1.40(b) 电路中的 FET 是 N 沟道 JFET。因为 $U_{DS} > 0$, 所以只要 $U_S = I_D R_S \geq U_G$ (即满足 $U_{GS} \leq 0$) 及 $U_{DS} = V_{DD} - I_D R_S > U_{GS} - U_{GS(off)}$, FET 就可能工作于饱和区。

图 1.40(c) 电路中的 FET 是 N 沟道耗尽型 MOS 管, 工作于饱和区时, 要求 $U_{GS} > U_{GS(off)}$, $U_{DS} > 0$, 电流 I_D 从漏极流向源极。因为电路中 $U_{DS} > 0, U_G = 0$, 所以只要 $U_{GS} = -I_D R_S > U_{GS(off)}$, FET 就可能工作于饱和区。

图 1.40(d) 电路中的 FET 是 P 沟道耗尽型 MOS 管, 工作于饱和区时, 要求 $U_{GS} < U_{GS(off)}$, $U_{DS} < 0$, 电流 I_D 由源极流向漏极。因为电路中 $U_{DS} < 0$, 所以只要 $U_{GS} = V_{GG} < U_{GS(off)}$, FET 就可能工作于饱和区。

图 1.40(e) 电路中的 FET 是 N 沟道增强型 MOS 管, 工作于饱和区时, 要求 $U_{GS} > U_{GS(th)}$, $U_{DS} > 0$, 电流 I_D 从漏极流向源极。因为电路中 $U_{GS} = -I_D R_S < 0 < U_{GS(th)}$, 所以 FET 不可能工作于饱和区。

图 1.40(f) 电路中的 FET 是 P 沟道增强型 MOS 管, 工作于饱和区时, 要求 $U_{GS} < U_{GS(th)}$, $U_{DS} < 0$, 电流 I_D 从源极流向漏极。因为该电路中 $U_{GS} = 0 > U_{GS(th)}$, 所以 FET 不可能工作于饱和区。



第2章 放大器基础

2.1 重点与难点

2.1.1 主要内容

放大器的基本概念与技术指标;共射放大器的工作原理与分析方法;三种组态三极管放大器的分析与比较;场效应管放大器;多级放大器。

2.1.2 重点

1. 放大电路的两种基本分析方法:微变(小信号)等效电路分析法和图解分析法;
2. 共射放大电路的基本组成和工作原理;
3. 晶体三极管放大电路静态工作点的设置原则以及最大不失真输出电压的计算;
4. 共射、共基和共集三种组态放大电路的识别、性能指标的计算以及各自的性能特点;
5. 场效应管放大电路偏置电路的特点及其计算;
6. 三种组态场效应管放大电路的等效电路分析方法、性能指标的计算以及性能特点;
7. 多级放大电路的耦合方式和性能指标的分析计算。

2.1.3 难点

1. 放大电路交流通路和直流通路的区分;
2. 图解法对放大电路直流和交流状态的分析;
3. 多级放大电路的分析与计算。

2.2 习题与解答

题 2.1 电路如图 2.1 所示,设三极管 $\beta=100$,求电路中 I_E, I_B, I_C 和 U_E, U_B, U_C 。

解:

$$U_B \approx \frac{R_{B2}}{R_{B1} + R_{B2}} \times 15 = \left(\frac{50}{100 + 50} \times 15 \right) \text{ V} = 5 \text{ V}$$

$$U_E = U_B - U_{BE} = (5 - 0.7) \text{ V} = 4.3 \text{ V}$$

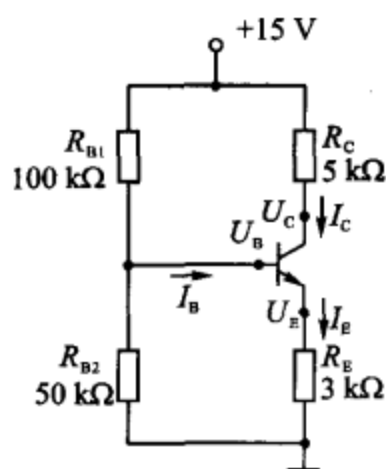


图 2.1 题 2.1 用图

所以
$$I_E = \frac{U_E}{R_E} = \left(\frac{4.3}{3000} \right) \text{ mA} = 1.43 \text{ mA}$$

$$I_B = \frac{I_E}{1 + \beta} = \left(\frac{1.43}{101} \right) \text{ mA} = 14.16 \mu\text{A}$$

所以
$$I_C = \beta I_B = (100 \times 14.16) \mu\text{A} = 1.42 \text{ mA}$$

$$U_C = V_{CC} - R_C I_C = (15 - 5 \times 1.42) \text{ V} = 7.9 \text{ V}$$

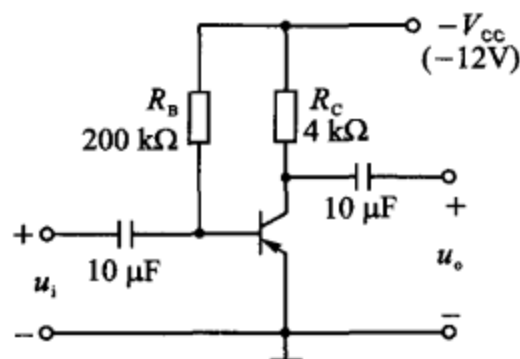
题 2.2 单管放大电路与三极管特性曲线如图 2.2(a), (b) 所示。

① 用图解法确定静态工作点 Q;

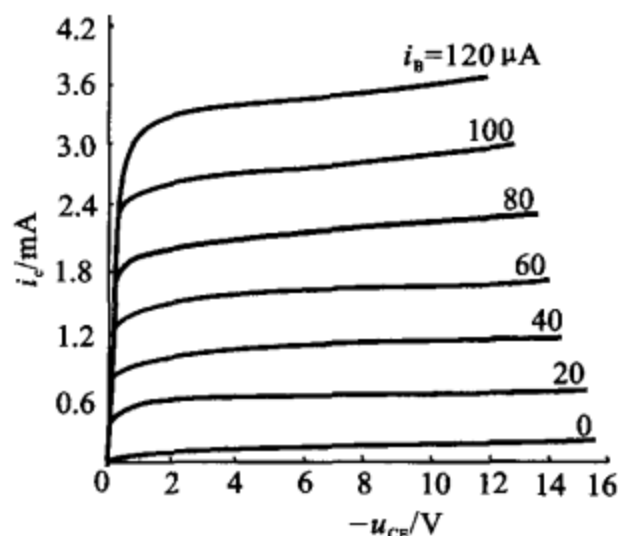
② 当 R_C 由 4 kΩ 增大到 6 kΩ 时, 工作点 Q 将怎样移动?

③ 当 R_B 由 200 kΩ 变为 100 kΩ 时, 工作点 Q 将怎样移动?

④ 当 $-V_{CC}$ 由 -12 V 变为 -6 V 时, 工作点 Q 将怎样移动?



(a)



(b)

图 2.2 题 2.2 用图

解: ① $I_{BQ} = \frac{V_{CC}}{R_B} = 60 \mu\text{A}$, 直流负载线为 $-U_{CE} = V_{CC} - R_C \cdot I_C$.

求两特殊点: 开路电压点 $M(V_{CC}, 0)$; 短路电压点 $N(0, \frac{V_{CC}}{R_C})$.

由 $-V_{CC} = -12 \text{ V}$, $R_C = 4 \text{ k}\Omega$ 时, 得点 $M(12 \text{ V}, 0 \text{ mA})$, $N(0 \text{ V}, 3 \text{ mA})$ 。画出直流负载线如图 2.3 所示。由图知静态工作点 Q 为: $-U_{CEQ} = 6 \text{ V}$, $I_{CQ} = 1.5 \text{ mA}$ 。

② R_C 由 4 kΩ 增大到 6 kΩ 时, $I_C = 2 - \frac{1}{6}$

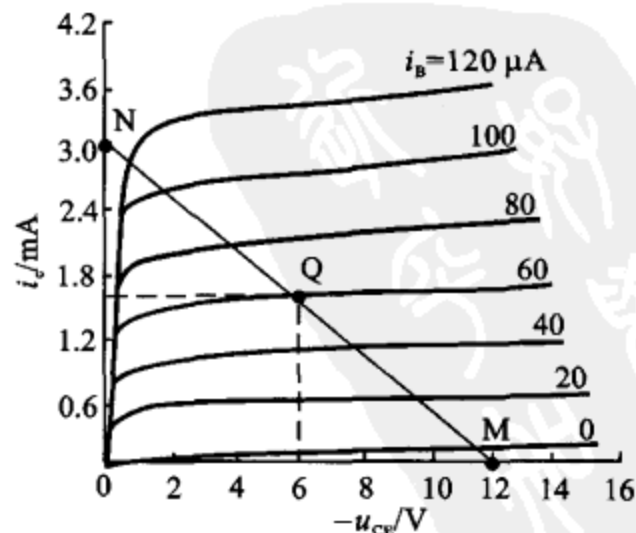


图 2.3 题 2.2 解图

($-U_{CE}$), 取(0 V, 2 mA)和(12 V, 0 mA)两点, 可知工作点左移。

③ R_B 由 200 k Ω 变为 100 k Ω 时, $I_{BQ} = \frac{V_{CC}}{R_B} = 120 \mu\text{A}$, 可知工作点向上(饱和区)移动。

④ $-V_{CC}$ 由 -12 V 变为 -6 V 时, $I_{BQ} = 30 \mu\text{A}$, $I_C = 1.5 - \frac{1}{4}(-U_{CE})$, 取(0 V, 1.5 mA)和(6 V, 0 mA)两点, 可知工作点向左下移动。

题 2.3 用 3DG6 型硅管组成如图 2.4 所示工作点稳定的共发射极放大电路。已知 $V_{CC} = 20 \text{ V}$, $R_C = 3.9 \text{ k}\Omega$, 要求 $I_{CQ} = 2 \text{ mA}$, $U_{CEQ} \geq 7.5 \text{ V}$, 试选择 R_E , R_{B1} , R_{B2} 的阻值。

解: 设 $U_{BEQ} = 0.7 \text{ V}$, R_{B1} 上的电流为 I_1 , R_{B2} 上的电流为 I_2 , 电路为分压式静态工作点稳定电路。若电

路满足条件: $\begin{cases} I_1 \geq (5 \sim 10) I_B \\ U_B \geq (5 \sim 10) U_{BE} \end{cases}$, 即可忽略 I_B , 使 $I_1 \approx I_2$ 。

$$U_{CEQ} = V_{CC} - R_E \cdot I_{EQ} - R_C \cdot I_{CQ} = V_{CC} - U_{EQ} - I_{CQ} \cdot R_C$$

$$U_{EQ} = V_{CC} - U_{CEQ} - I_{CQ} \cdot R_C$$

$$\text{又因为 } U_{CEQ} \geq 7.5 \text{ V}, \quad I_{CQ} = 2 \text{ mA}, \quad R_C = 3.9 \text{ k}\Omega$$

所以

$$U_{EQ} \leq 4.7 \text{ V}$$

$$U_{BQ} = U_{BEQ} + U_{EQ} \leq 5.4 \text{ V}, \quad I_{EQ} \approx I_{CQ} = 2 \text{ mA}$$

$$R_E = \frac{U_{EQ}}{I_{EQ}} \leq \frac{4.7}{2} \text{ k}\Omega = 2.35 \text{ k}\Omega, \text{ 取 } R_E = 2 \text{ k}\Omega$$

$$\frac{U_{BQ}}{V_{CC}} = \frac{R_{B2}}{R_{B1} + R_{B2}} \leq \frac{5.4}{20}, \quad \frac{R_{B1}}{R_{B2}} \geq \frac{73}{71} \approx 2.7$$

选择 $R_{B1} = 3R_{B2}$, 可取 $R_{B2} = 27 \text{ k}\Omega$, 则 $R_{B1} = 81 \text{ k}\Omega$ 。

题 2.4 图 2.5 所示共射放大电路中, 三极管 $\beta = 100$, C_1, C_2, C_3 可视为交流短路, 求电压放大倍数 $\dot{A}_u$, 输入电阻 R_i 和输出电阻 R_o 。

解: 静态分析:

$$U_{BQ} \approx \frac{R_{B2}}{R_{B1} + R_{B2}} \cdot V_{CC} = \left(\frac{15}{15 + 27} \right) \times 9 \text{ V} \approx 3.2 \text{ V}$$

$$U_{EQ} = U_{BQ} - U_{BEQ} = (3.2 - 0.7) \text{ V} = 2.5 \text{ V}$$

$$I_{EQ} = \frac{U_{EQ}}{R_E} = \left(\frac{2.5}{1.2} \right) \text{ mA} = 2.08 \text{ mA}$$

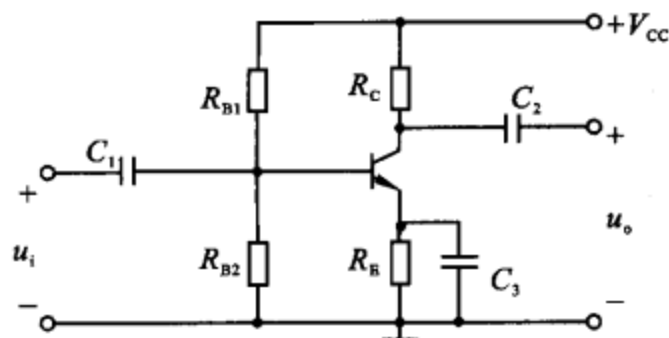


图 2.4 题 2.3 用图

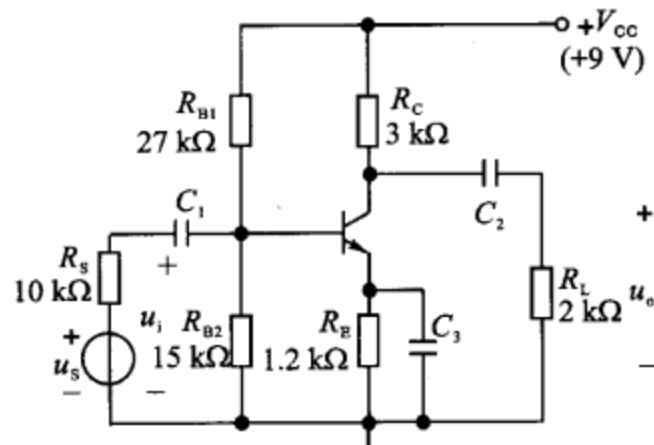


图 2.5 题 2.4 用图

$$r_{be} = 200 + (1 + \beta) \frac{0.026 \text{ V}}{I_{EQ}} = 200 + (1 + \beta) \frac{26}{2.08} = 1462.5 \Omega。$$

动态分析：画出微变等效电路如图 2.6 所示。

$$\dot{U}_o = -\dot{I}_c (R_C // R_L)$$

$$\dot{U}_i = \dot{I}_b \cdot r_{be}$$

$$\dot{I}_c = \beta \dot{I}_b$$

所以

$$\dot{A}_u = \frac{\dot{U}_o}{\dot{U}_i} = \frac{-\beta \dot{I}_b (R_C // R_L)}{\dot{I}_b r_{be}} = \frac{-\beta (R_C // R_L)}{r_{be}} \approx -82.1$$

$$R_i = \frac{\dot{U}_i}{\dot{I}_i} = R_{B1} // R_{B2} // r_{be} \approx 1.27 \text{ k}\Omega$$

$$R_o = R_C = 3 \text{ k}\Omega。$$

题 2.5 图 2.7 所示 PNP 管放大器中,三极管 $\beta=100, U_{BEQ}=-0.2 \text{ V}$ 。

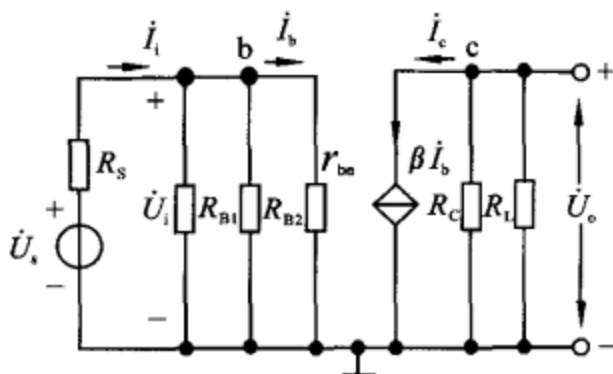


图 2.6 题 2.4 解图

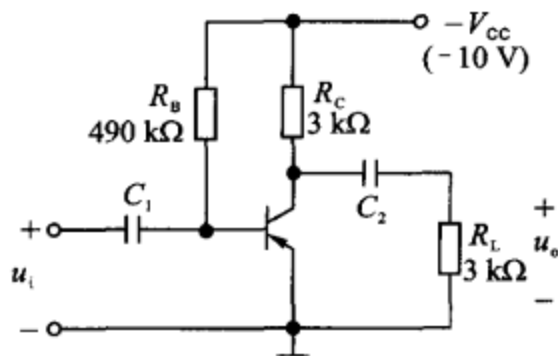


图 2.7 题 2.5 用图

① 估算静态工作点 I_{BQ}, I_{CQ} 和 U_{CEQ} ；

② 求电压放大倍数 $\dot{A}_u$ ；

③ 若输入正弦电压,输出波形出现底部失真,试问是截止失真还是饱和失真? 应调整电路中哪个参数,怎样调整?

解：① 电路直流通路如图 2.8(a)所示。

$$I_{BQ} = \frac{0 - (-V_{CC}) - U_{EBQ}}{R_B} = \left(\frac{10 - 0.2}{490} \right) \text{ mA} = 0.02 \text{ mA}$$

$$I_{CQ} = \beta I_{BQ} = 2 \text{ mA}$$

$$U_{ECQ} = 0 - (-V_{CC}) - I_{CQ} \cdot R_C = 4 \text{ V}$$

所以

$$U_{CEQ} = -4 \text{ V}$$

② 画出微变等效电路如图 2.8(b)所示。

$$r_{be} = r_{bb'} + (1 + \beta) \frac{26}{I_{EQ}} = r_{bb'} + (1 + \beta) \frac{26}{(1 + \beta) I_{BQ}} = \left(200 + \frac{26}{0.02} \right) \Omega = 1500 \Omega$$

$$\dot{U}_i = -\dot{I}_b r_{be}$$

$$\dot{U}_o = \dot{I}_c (R_C // R_L) = \beta \dot{I}_b (R_C // R_L)$$

$$\dot{A}_u = \frac{\dot{U}_o}{\dot{U}_i} = \frac{-\beta (R_C // R_L)}{r_{be}} = -100$$

③ $I_{BQ} = 0.02 \text{ mA}$, 且输出波形失真出现在底部, 由交流负载线图易知: 此时是截止失真。改进方法是把 R_B 减小。

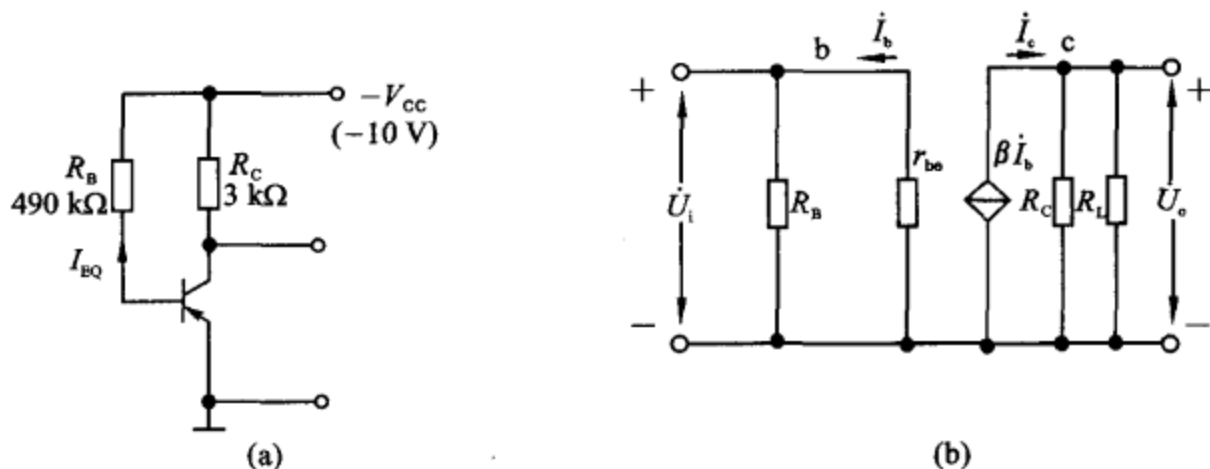


图 2.8 题 2.5 解图

题 2.6 放大电路如图 2.9(a)所示, 三极管的输出特性曲线如图 2.9(b)所示, 用图解法:

① 画出直流负载线并确定工作点 $Q(U_{BEQ} = 0.7 \text{ V})$;

② 画出交流负载线, 并确定对应 i_B 由 $0 \sim 100 \mu\text{A}$ 变化时, u_{CE} 的变化范围, 并计算输出正弦电压有效值。

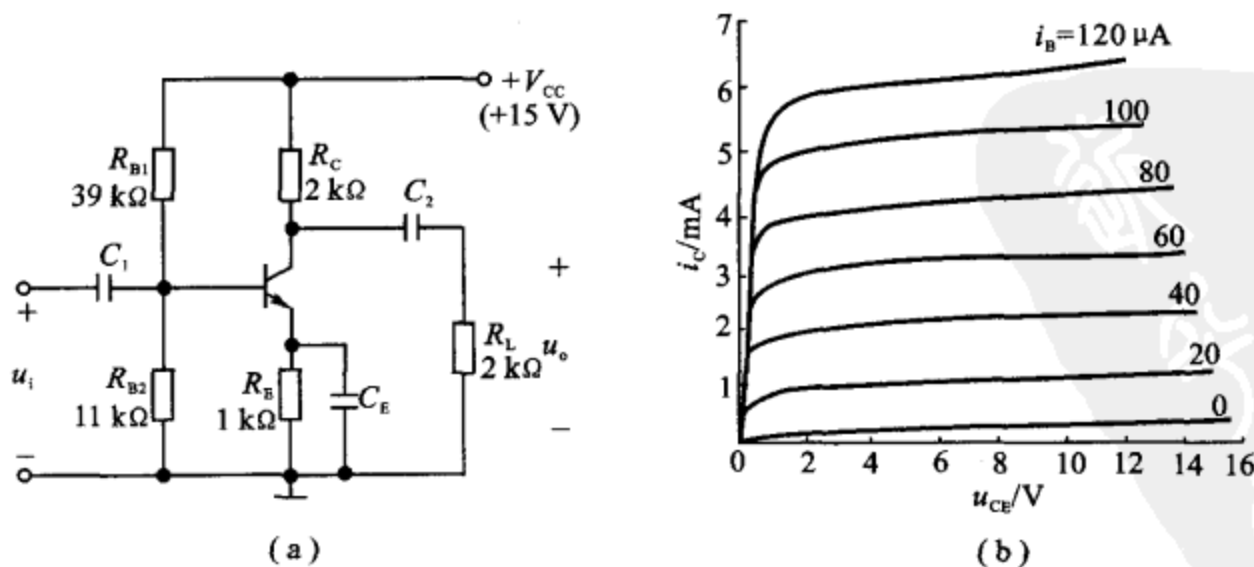


图 2.9 题 2.6 用图

解: ① $U_B = \frac{R_{B2}}{R_{B1} + R_{B2}} \cdot V_{CC} = \left(\frac{11}{50} \times 15\right) \text{ V} = 3.3 \text{ V}$

$$I_{EQ} = \frac{U_B - U_{BEQ}}{R_E} = \left(\frac{3.3 - 0.7}{1}\right) \text{ mA} = 2.6 \text{ mA}$$

$$U_{CEQ} = V_{CC} - I_{EQ}(R_C + R_E) = 7.2 \text{ V}$$

直流负载线: $U_{CE} = V_{CC} - I_C \cdot (R_C + R_E) = 15 - 3 \cdot I_C$

$$I_C = 5 - \frac{1}{3}U_{CE}$$

取两点(0 V, 5 mA)和(15 V, 0 mA)作直流负载线如图 2.10 所示。

② 交流负载线斜率: $-\frac{1}{R_C // R_L} = -1$, 同样过 Q 点可画出交流负载线, 如图 2.10 所示。由图可以看出: i_B 在 0~100 μA 变化时, u_{CE} 在 4.6~9.8 V 变化, 则正弦电压有效值:

$$\sqrt{2}U_{ce} = \left(\frac{9.8 - 4.6}{2}\right) \text{ V} = 2.6 \text{ V},$$

$$U_{ce} = (2.6 / \sqrt{2}) \text{ V} = 1.84 \text{ V}$$

题 2.7 在图 2.11(a)所示电路中, 三极管的输出特性曲线如图 2.11(b)所示。

① 用图解法求静态工作点 Q;

② 若要求 I_{CQ} 大小为 1 mA, 则 U_{CEQ} 和 R_B 各为多少?

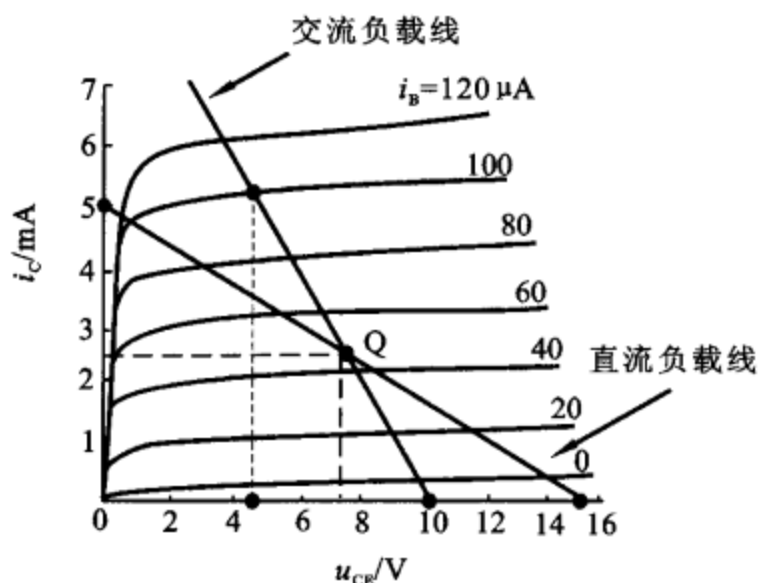
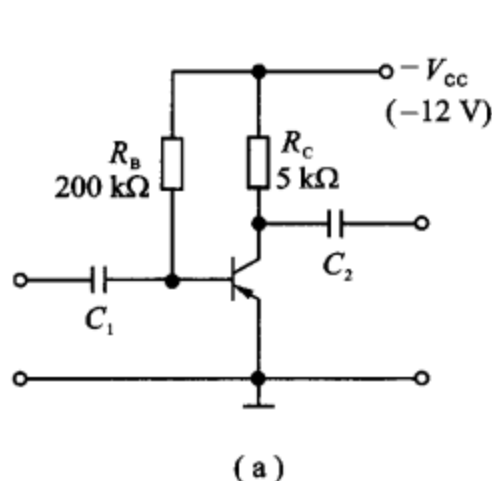
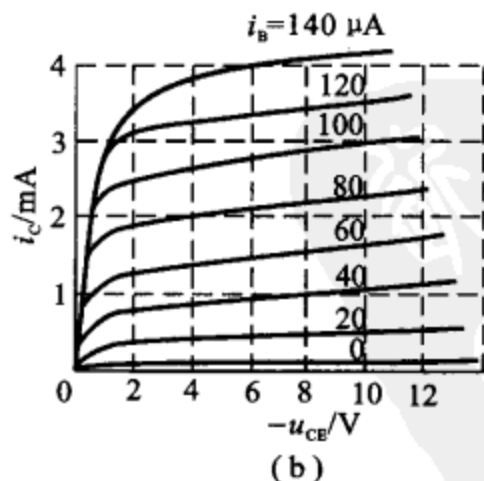


图 2.10 题 2.6 解图



(a)



(b)

图 2.11 题 2.7 用图

解: ① $I_{BQ} = \frac{0 - (-V_{CC}) - U_{EBQ}}{R_B} = \left(\frac{0 - (-12) - 0.7}{200} \right) \text{mA} = 60 \mu\text{A}$

因为 $U_{EC} + I_C R_C = V_{CC}$, 即 $U_{EC} + 5I_C = 12$ 。取点(12 V, 0 mA)和(0 V, 2.4 mA), 可画出直流负载线如图 2.12 所示。由图知静态工作点 Q 为(4.5 V, 1.5 mA)。

② 由图可知 $I_{CQ} = 1 \text{ mA}$ 时, $-U_{CEQ} = 7 \text{ V}$, 静态工作点 Q_1 (7 V, 1 mA), 所以

$$I_{BQ} = 40 \mu\text{A}$$

$$0 - (-V_{CC}) = U_{EBQ} + R_B \cdot I_{BQ}$$

$$R_B = \frac{V_{CC} - U_{EBQ}}{I_{BQ}} = \left(\frac{12 - 0.7}{40} \right) \text{M}\Omega = 282.5 \text{ k}\Omega$$

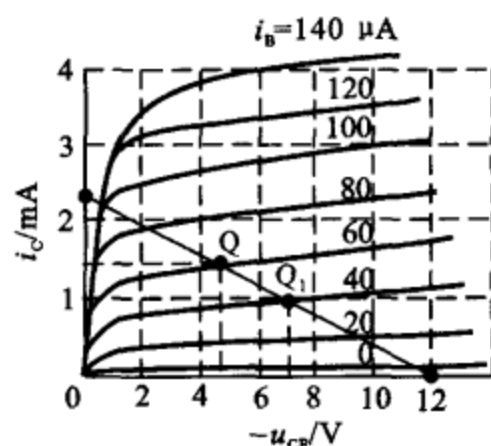


图 2.12 题 2.7 解图

题 2.8 放大电路和三极管特性曲线如图 2.13(a), (b) 所示, 已知 $\beta = 60$:

- ① 利用图解法和计算法求静态工作点 Q;
- ② 用等效电路法求电压增益 $\dot{A}_u$ 、输入电阻 R_i 和输出电阻 R_o ;
- ③ 求输出电压最大不失真幅度 U_{om} ;
- ④ 若电路其他参数不变, 要使 $U_{CEQ} = 4 \text{ V}$, 问上偏置电阻 $R_{B1} = ?$

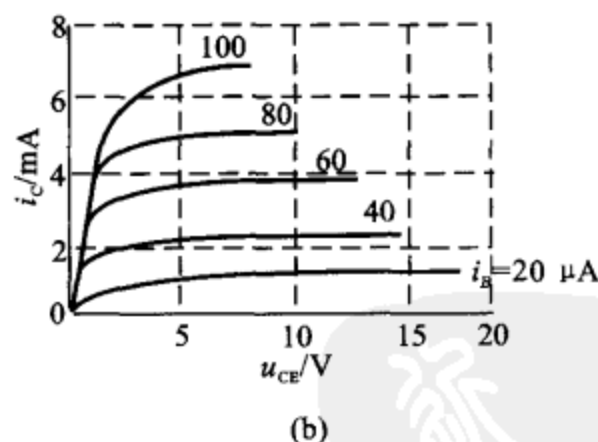
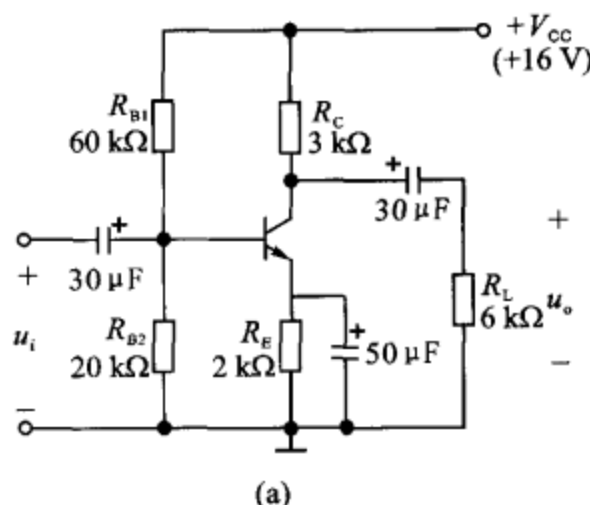


图 2.13 题 2.8 用图

解: ① 计算法: 画出直流通路如图 2.14(a) 所示。

$$U_B = \frac{R_{B2}}{R_{B1} + R_{B2}} \cdot V_{CC} = \left(\frac{20}{60 + 20} \times 16 \right) \text{V} = 4 \text{ V}$$

$$I_{EQ} = \frac{U_B - U_{BEQ}}{R_E} = \left(\frac{4 - 0.7}{2} \right) \text{mA} = 1.65 \text{ mA}$$

$$I_{BQ} = \frac{I_{EQ}}{1 + \beta} = 27 \mu\text{A}$$

$$I_{CQ} = 1.65 \text{ mA}$$

$$U_{CEQ} = V_{CC} - I_{CQ} \cdot R_C - I_{EQ} \cdot R_E = 7.75 \text{ V}$$

即静态工作点 Q 为 (7.75 V, 1.65 mA), $I_{BQ} = 27 \mu\text{A}$ 。

图解法: 如图 2.14(b) 所示。

直流负载线为 $U_{CE} = V_{CC} - I_C(R_C + R_E)$, 即 $U_{CE} = 16 - 5I_C$ 。

$$\text{由} \begin{cases} (0 \text{ V}, 3.2 \text{ mA}) \\ (16 \text{ V}, 0 \text{ mA}) \end{cases} \text{ 可得: 静态工作点 } Q(7.7 \text{ V}, 1.6 \text{ mA}).$$

$$I_{BQ} = 27 \mu\text{A}$$

② 微变等效电路如图 2.14(c) 所示。

$$\dot{U}_i = r_{be} \dot{I}_b$$

$$\dot{U}_o = -\beta \dot{I}_b (R_C // R_L)$$

$$r_{be} = 200 + (1 + \beta) \frac{26}{1.65} = 1161 \Omega$$

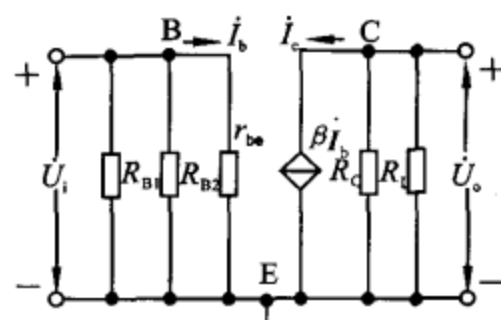
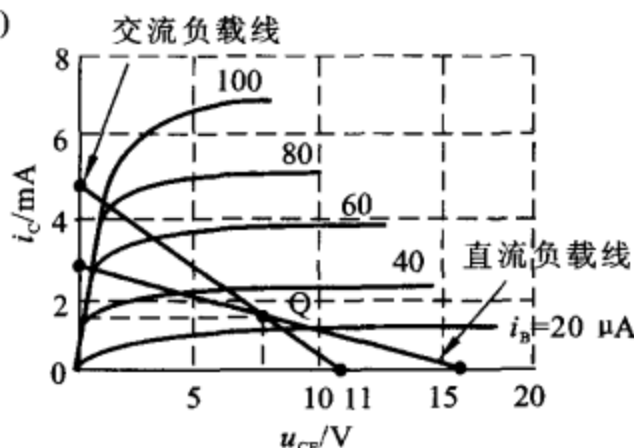
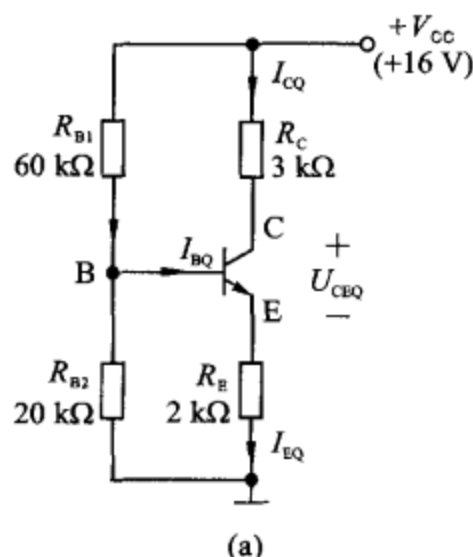


图 2.14 题 2.8 解图

所以

$$\dot{A}_u = \frac{-\beta(R_C // R_L)}{r_{be}} = -\frac{60 \times 2 \times 10^3}{1161} = -103$$

$$R_i = R_{B1} // R_{B2} // r_{be} = 1.078 \text{ k}\Omega$$

$$R_o = R_C = 3 \text{ k}\Omega$$

③ 交流负载线的斜率为 $-\frac{1}{R'_L}$, 交流负载线交横坐标于点: $V'_{CC} = U_{CEQ} + R'_L I_{CQ}$, 画出交流负载线如图 2.14(b) 所示。

$$R'_L \cdot I_{CQ} = [(3 // 6) \times 1.65] \text{ V} = 3.3 \text{ V} < U_{CEQ}$$

因此输出电压最大不失真幅度 $U_{om} = (3.3 / \sqrt{2}) \text{ V} = 2.4 \text{ V}$

④ 当 $U_{CEQ} = 4 \text{ V}$, $I_{CQ} \approx I_{EQ} = \frac{V_{CC} - 4}{R_C + R_E} = \left(\frac{16 - 4}{5} \right) \text{ mA} = 2.4 \text{ mA}$

$$U_B = I_{EQ} \cdot R_E + U_{BEQ} = (2.4 \times 2 + 0.7) \text{ V} = 5.5 \text{ V}$$

$$R_{B1} = \frac{16 - U_B}{U_B} \cdot R_{B2} = 38.2 \text{ k}\Omega$$

即上偏置电阻 $R_{B1} = 38.2 \text{ k}\Omega$ 。

题 2.9 图 2.15(a) 所示放大电路中, 输入正弦信号时输出波形如图 2.15(b) 所示, 若出现失真, 如图 2.15(c), (d) 所示, 则分别是什么失真? 怎样才能消除失真?

解: 当出现图 2.15(c) 所示的输出波形说明出现了截止失真, 应调节 R_B 使其阻值减小。当出现图 2.15(d) 所示的输出波形说明出现了饱和失真, 应调节 R_B 使其阻值增大。

题 2.10 图 2.16 所示电路中, 三极管 $\beta = 100$, $r_{bb'} = 100 \Omega$, $U_{BEQ} = 0.7 \text{ V}$ 。

① 求三极管的静态工作点 Q;

② 求电压增益 A_u 、输入电阻 R_i 、输出电阻 R_o 。

解: ① 静态工作点:

$$U_B = \frac{R_{B2}}{R_{B1} + R_{B2}} \cdot V_{CC} = \left(\frac{10}{30 + 10} \times 15 \right) \text{ V} = 3.75 \text{ V}$$

$$I_{EQ} = \frac{U_B - U_{BEQ}}{R_{E1} + R_{E2}} = \left(\frac{3.75 - 0.7}{3} \right) \text{ mA} \approx 1.01 \text{ mA}$$

$$I_{BQ} = \frac{I_{EQ}}{1 + \beta} = 10 \mu\text{A}$$

$$I_{CQ} = \beta \cdot I_{BQ} = 1 \text{ mA}$$

$$U_{CEQ} = V_{CC} - I_{CQ} \cdot R_C - I_{EQ} \cdot (R_{E1} + R_{E2}) \\ = (15 - 7.5 \times 1 - 3 \times 1.01) \text{ V} \approx 4.5 \text{ V}$$

$$r_{be} = r_{bb'} + (1 + \beta) \cdot \frac{26}{I_{EQ}} = \left(100 + 101 \times \frac{26}{1.01} \right) \Omega \\ = 2.7 \text{ k}\Omega$$

② 画出交流通路和微变等效电路如图 2.17(a) 和图 2.17(b) 所示。

$$\dot{U}_i = \dot{I}_b \cdot r_{be} + (1 + \beta) \cdot \dot{I}_b \cdot R_{E1}$$

$$\dot{U}_o = -\beta \cdot \dot{I}_b \cdot (R_C // R_L)$$

$$A_u = \frac{\dot{U}_o}{\dot{U}_i} = -\frac{\beta \cdot (R_C // R_L)}{r_{be} + (1 + \beta) \cdot R_{E1}} = -4.13$$

$$R_i = R_{B1} // R_{B2} // R'_i$$

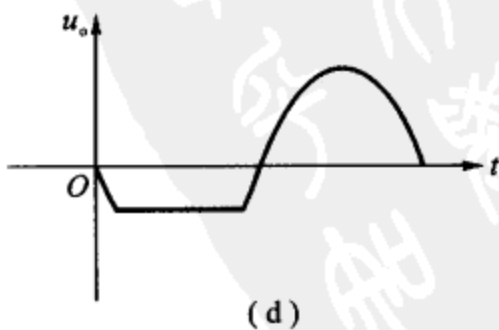
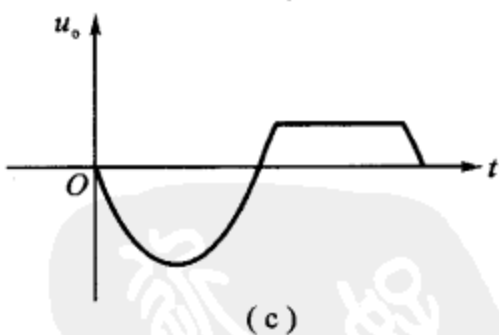
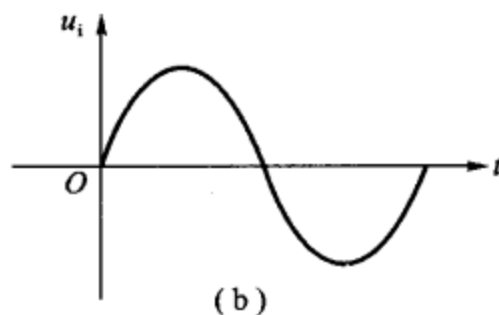
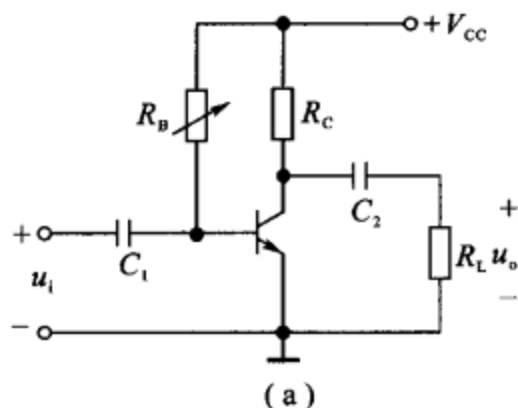


图 2.15 题 2.9 用图

$$R'_i = \frac{U_i}{I_b} = r_{be} + (1 + \beta) \cdot R_{E1} = 103.7 \text{ k}\Omega$$

$$R_i = R_{B1} // R_{B2} // R'_i = 7 \text{ k}\Omega$$

$$R_o \approx R_C = 7.5 \text{ k}\Omega$$

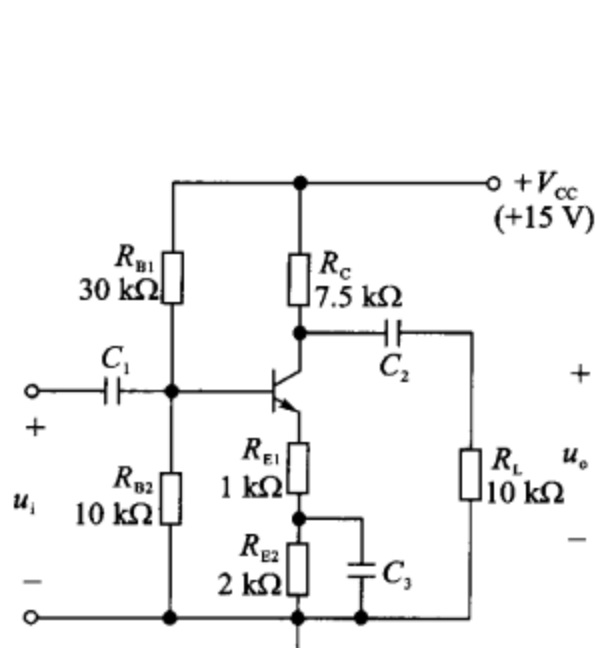


图 2.16 题 2.10 用图

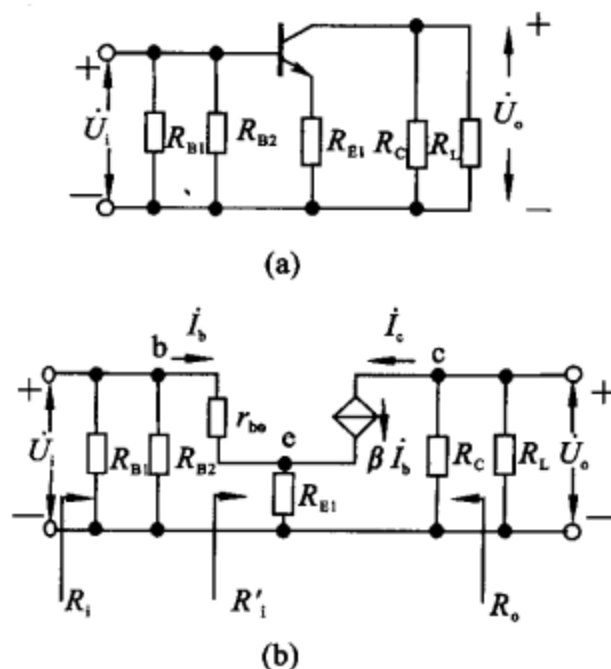


图 2.17 题 2.10 解图

题 2.11 图 2.18 所示放大电路中,三极管 $\beta = 100$, $U_{BEQ} = 0.6 \text{ V}$, C_1, C_2, C_e 可视为交流短路:

- ① 求静态工作点 Q;
- ② 用等效电路法求电压增益 A_u 、源电压增益 A_{us} ;
- ③ 求输入电阻 R_i 、输出电阻 R_o 。

解: ① 直流分析:

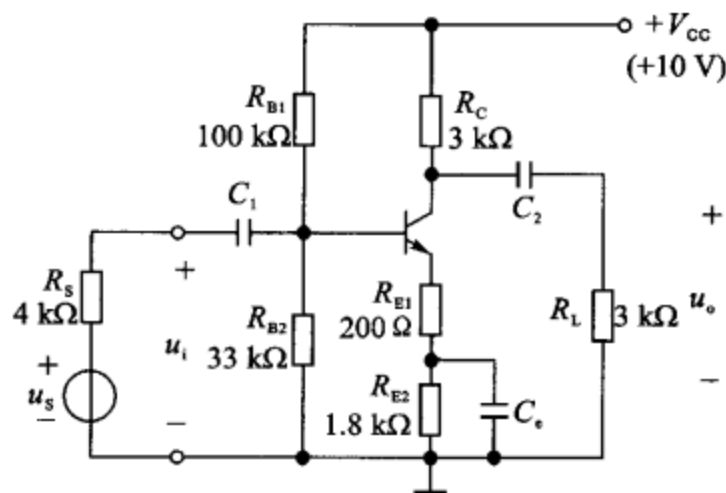


图 2.18 题 2.11 用图

$$U_B = \frac{R_{B2}}{R_{B1} + R_{B2}} \cdot V_{CC} = 2.48 \text{ V}$$

$$I_{EQ} = \frac{U_B - U_{BEQ}}{R_{E1} + R_{E2}} = 0.94 \text{ mA}$$

$$I_{BQ} = \frac{I_{EQ}}{1 + \beta} = 9.3 \mu\text{A}$$

$$I_{CQ} = 0.93 \text{ mA}$$

$$U_{CEQ} = V_{CC} - I_{CQ} \cdot R_C - I_{EQ} \cdot (R_{E1} + R_{E2}) = 5.33 \text{ V}$$

即工作点 Q(U_{CEQ}, I_{CQ}) 为 (5.33 V, 0.93 mA),

$$I_{BQ} = 9.3 \mu\text{A}.$$

② 画出微变等效电路如图 2.19 所示。

$$r_{be} = 200 + (1 + \beta) \frac{26}{0.94} = 2994 \Omega$$

$$\dot{U}_i = r_{be} \dot{I}_b + (1 + \beta) \dot{I}_b R_{E1}$$

$$\dot{U}_o = -\beta \dot{I}_b (R_C // R_L)$$

$$\dot{A}_u = \frac{-\beta(R_C // R_L)}{r_{be} + (1 + \beta)R_{E1}} = \frac{-100 \times 1500}{2994 + 20200} = -6.5$$

又因为 $R_i = R_{B1} // R_{B2} // [r_{be} + (1 + \beta) \cdot R_{E1}] \approx 12 \text{ k}\Omega$

所以

$$\dot{U}_s = \frac{\dot{U}_i}{R_i} (R_s + R_i) = \frac{4}{3} \dot{U}_i$$

$$\dot{A}_{us} = \frac{\dot{U}_o}{\dot{U}_s} = \frac{\dot{U}_o}{\frac{4}{3} \dot{U}_i} = \frac{3}{4} \dot{A}_u = \frac{3}{4} \times (-6.5) = -4.875。$$

③ $R_i = 12 \text{ k}\Omega$

$$R_o = R_C = 3 \text{ k}\Omega$$

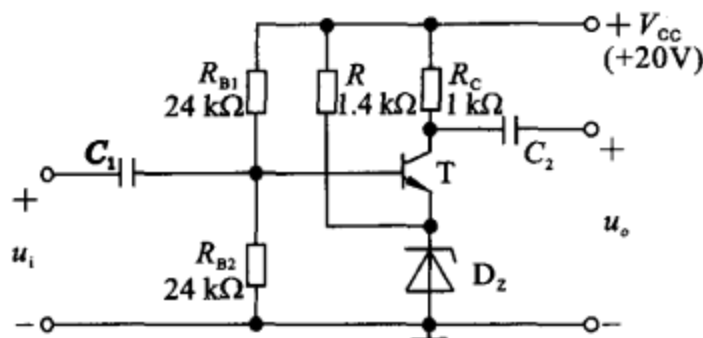


图 2.20 题 2.12 用图

题 2.12 放大电路如图 2.20 所示, 设 $\beta = 20$, $U_{BEQ} = 0.7 \text{ V}$, $r_{bb'} = 0$, D_Z 的稳压值为 6 V , 此时晶体管 $I_{CQ} = 5.5 \text{ mA}$, 试问:

① 将 D_Z 反接, 电路的工作状态有何变化? I_{CQ} 又有何变化?

② 定性分析由于 D_Z 反接, 对放大电路电压放大倍数、输入电阻的影响。

解: 设 R_{B1} 上的电流为 I_1 , R_{B2} 上的电流为 I_2 。

① 稳压管正常工作时:

$$U_E = U_Z = 6 \text{ V}$$

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

$$\text{此时, } I_2 = \frac{U_B}{R_{B2}} = \frac{6.7}{24} \text{ mA} = 0.28 \text{ mA}$$

$$I_1 = \frac{V_{CC} - U_B}{R_{B1}} = \left(\frac{20 - 6.7}{24} \right) \text{ mA} = 0.55 \text{ mA}$$

$$I_{BQ} = I_1 - I_2 = 0.27 \text{ mA}$$

$$I_{CQ} = \beta I_{BQ} = (20 \times 0.27) \text{ mA} = 5.4 \text{ mA}$$

$$U_{CEQ} = V_{CC} - U_Z - R_C \cdot I_{CQ} = 8.6 \text{ V}$$

与给定值相等, 可以判断此时三极管工作在放大状态。如果将稳压管反接, 则:

$$U_E = 0.7 \text{ V}$$

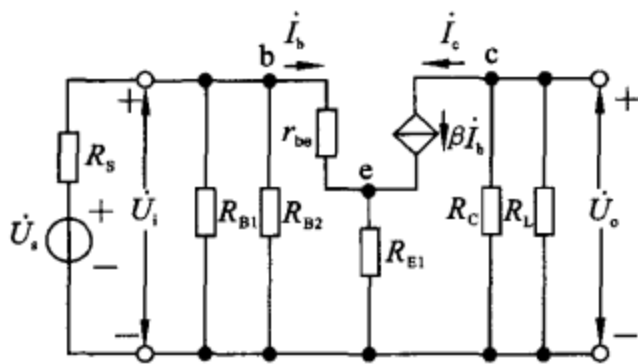


图 2.19 题 2.11 解图

$$U_B = U_{BEQ} + U_E = 1.4 \text{ V}$$

$$\text{此时: } I_2 = \frac{U_B}{R_{B2}} = \frac{1.4}{24} \text{ mA} = 0.06 \text{ mA}$$

$$I_1 = \frac{V_{CC} - U_B}{R_{B1}} = \left(\frac{20 - 1.4}{24} \right) \text{ mA} = 0.78 \text{ mA}$$

$$I_{BQ} = I_1 - I_2 = 0.72 \text{ mA}$$

假设三极管工作在放大区,

$$I_{CQ} = \beta I_{BQ} = 20 \times 0.72 \text{ mA} = 14.4 \text{ mA}$$

$$U_{CEQ} = V_{CC} - U_E - R_C \cdot I_{CQ} = (20 - 0.7 - 14.4) \text{ V} = 4.9 \text{ V}$$

可见,三极管仍工作在放大状态, I_{CQ} 有所增加。

② 如果忽略稳压二极管的正、反向交流电阻,则交流情况下,三极管的发射极为参考地。电路增益为:

$$\dot{A}_u = -\frac{\beta R_C}{r_{be}}$$

$$r_{be} = r_{bb'} + (1 + \beta) \cdot \frac{26}{I_{EQ}} \quad R_i = R_{B1} // R_{B2} // r_{be}$$

由于稳压管反接时, I_{CQ} 增加,使 r_{be} 减小,所以 $\dot{A}_u$ 会增加,而 R_i 会减小。

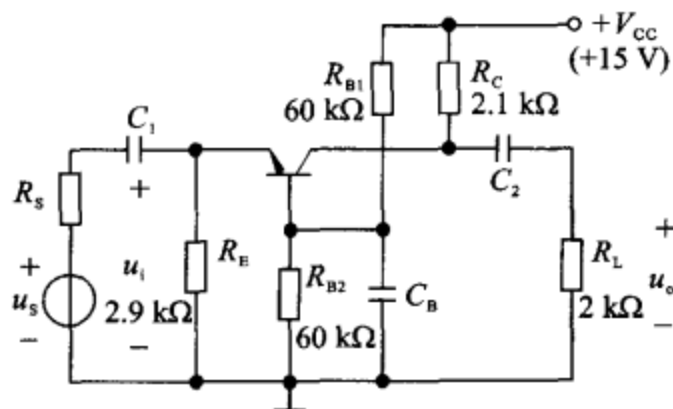


图 2.21 题 2.13 用图

题 2.13 图 2.21 所示的共基放大电路中,三极管 $\beta=100$, 求:

① 电压放大倍数 $\dot{A}_u$;

② 输入电阻 R_i 、输出电阻 R_o 。

解: 先进行静态分析,画出直流通路如图 2.22(a) 所示。

$$U_{BQ} = \frac{R_{B2}}{R_{B1} + R_{B2}} \cdot V_{CC} = 7.5 \text{ V}$$

$$I_{EQ} = \frac{U_{BQ} - U_{BEQ}}{R_E} = \left(\frac{7.5 - 0.7}{2.9} \right) \text{ mA} = 2.35 \text{ mA}$$

$$r_{be} = r_{bb'} + (1 + \beta) \cdot \frac{26}{I_{EQ}} = 1.3 \text{ k}\Omega$$

① 画出微变等效电路如图 2.22(b) 所示。

$$\dot{U}_i = -\dot{I}_b \cdot r_{be} \quad \dot{U}_o = -\beta \cdot \dot{I}_b \cdot (R_C // R_L)$$

$$\dot{A}_u = \frac{\dot{U}_o}{\dot{U}_i} = \frac{\beta(R_C // R_L)}{r_{be}} = 78$$

②

$$R_i = R_E // \left(\frac{r_{be}}{1+\beta} \right) = 12.81 \Omega$$

$$R_o = R_C = 2.1 \text{ k}\Omega$$

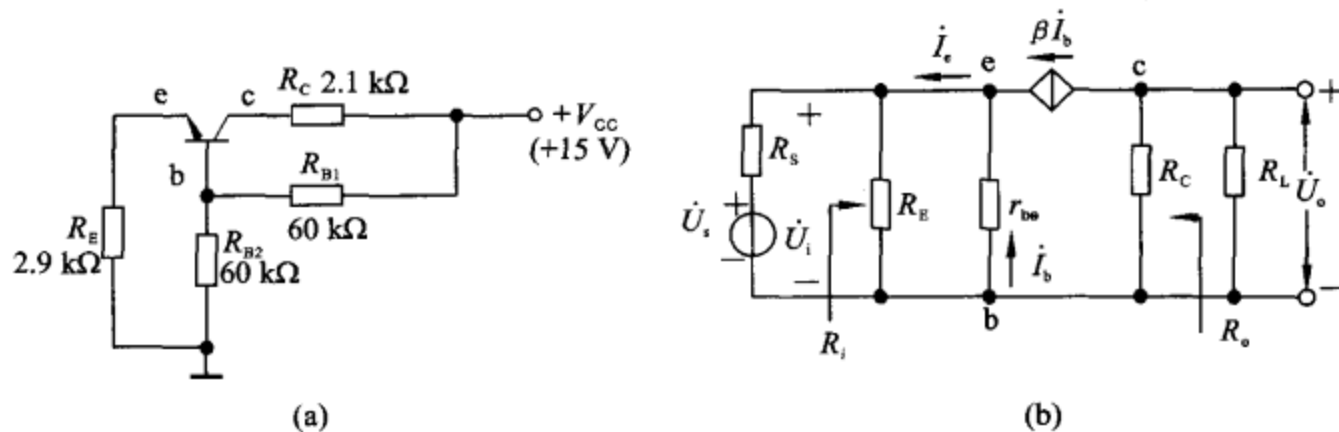


图 2.22 题 2.13 解图

题 2.14 射极跟随器如图 2.23 所示, 已知三极管 $r_{be} = 1.5 \text{ k}\Omega$, $\beta = 49$:

① 画出交流微变等效电路;

② 计算 $\dot{A}_u$, R_i , R_o 。

解: ① 交流微变等效电路如图 2.24(a) 所示。

②

$$\dot{U}_o = (1+\beta) \cdot \dot{I}_b \cdot (R_E // R_L)$$

$$\dot{U}_i = r_{be} \dot{I}_b + (1+\beta) \cdot \dot{I}_b \cdot (R_E // R_L)$$

$$\dot{A}_u = \frac{\dot{U}_o}{\dot{U}_i} = \frac{(1+\beta) \cdot (R_E // R_L)}{r_{be} + (1+\beta) \cdot (R_E // R_L)} = \frac{50 \times (5.1 // 2)}{1.5 + 50 \times (5.1 // 2)} \approx 0.98$$

$$R_i = R_B // R'_i = R_B // [r_{be} + (1+\beta) \cdot (R_E // R_L)]$$

$$= \{300 // [1.5 + 50 \times (5.1 // 2)]\} \text{ k}\Omega \approx 59 \text{ k}\Omega$$

求输出电阻电路如图 2.24(b) 所示。

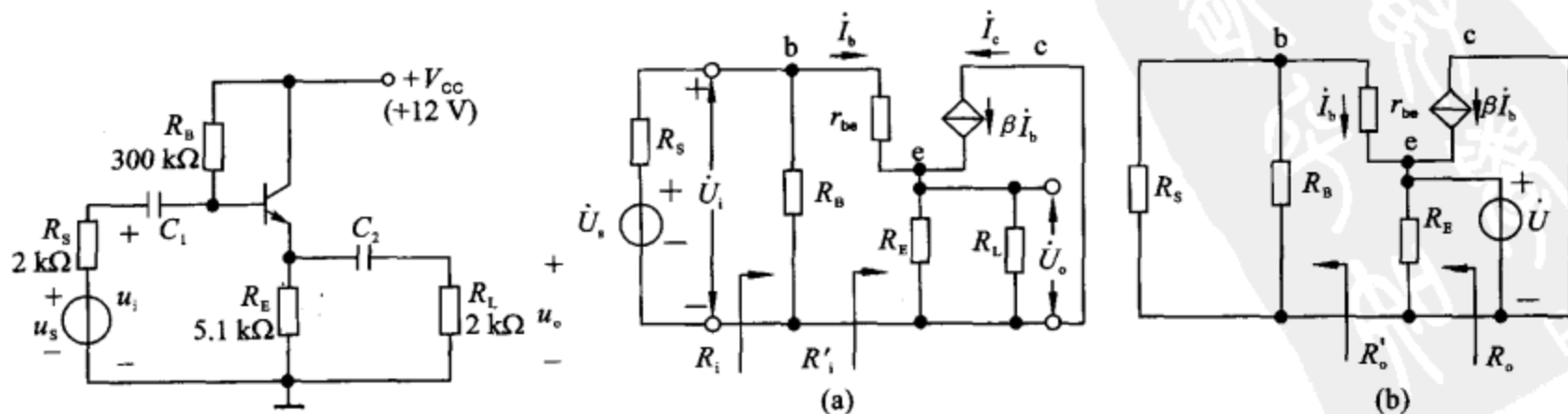


图 2.23 题 2.14 用图

图 2.24 题 2.14 解图

$$\begin{cases} R_o = R_E // R' \\ R' = \frac{R_S // R_B + r_{be}}{1 + \beta} \\ R_o = R_E // \frac{R_S // R_B + r_{be}}{1 + \beta} = \left(5.1 // \frac{2 // 300 + 1.5}{50} \right) \text{ k}\Omega \doteq 70 \text{ }\Omega \end{cases}$$

题 2.15 在图 2.25 所示的放大电路中, 已知三极管 $\beta = 50$, $r_{bb'} = 300 \text{ }\Omega$, $U_{BEQ} = 0.7 \text{ V}$, 电容 C_1, C_2, C_3 可视为交流短路, $R_S = 500 \text{ }\Omega$ 。

① 计算电压增益 $\dot{A}_{us1} = \frac{\dot{U}_{o1}}{\dot{U}_s}$, $\dot{A}_{us2} = \frac{\dot{U}_{o2}}{\dot{U}_s}$, 输入电阻 R_i , 输出电阻 R_{o1}, R_{o2} ;

② 说明此放大电路的功能。

解: 先进行直流分析, 求静态工作点。画出直流通路如图 2.26(a) 所示。

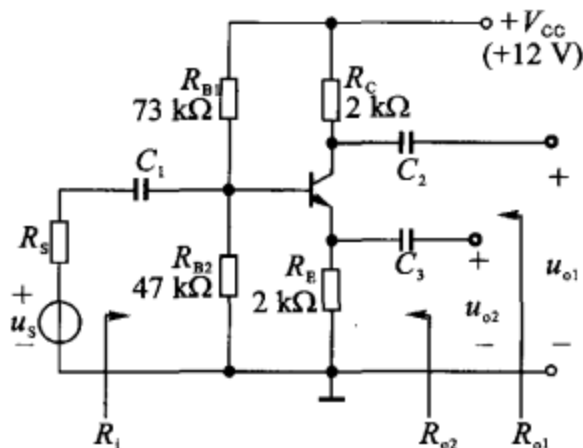


图 2.25 题 2.15 用图

$$U_B = \frac{R_{B2}}{R_{B1} + R_{B2}} \cdot V_{CC} = \left(\frac{47}{47 + 73} \times 12 \right) \text{ V} = 4.7 \text{ V}$$

$$I_{EQ} = \frac{U_B - U_{BEQ}}{R_E} = \left(\frac{4.7 - 0.7}{2} \right) \text{ mA} = 2 \text{ mA}$$

$$r_{be} = r_{bb'} + (1 + \beta) \cdot \frac{26}{I_{EQ}} = \left(300 + 51 \times \frac{26}{2} \right) \Omega = 963 \Omega$$

① 然后进行交流分析, 画出交流通路和微变等效电路如图 2.26(b) 和图 2.26(c) 所示。

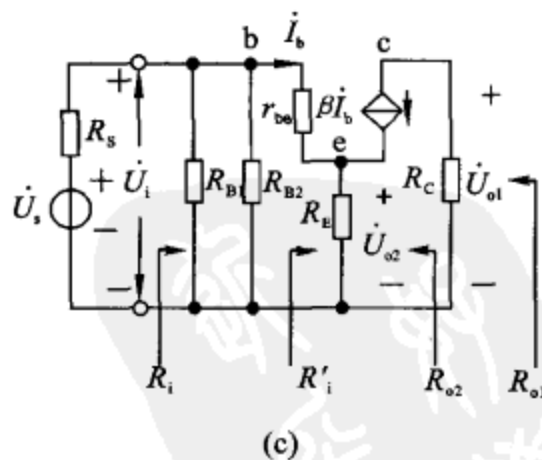
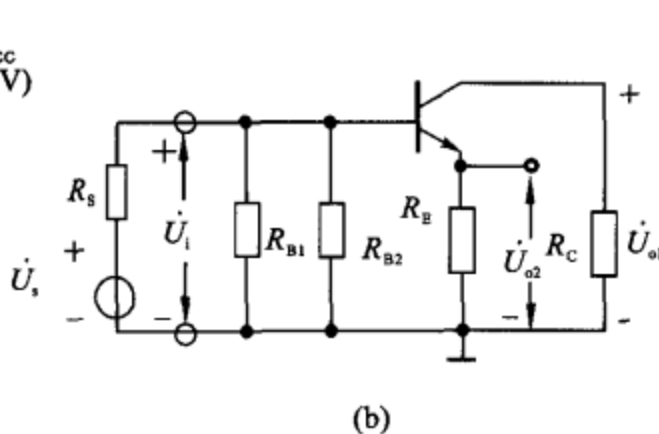
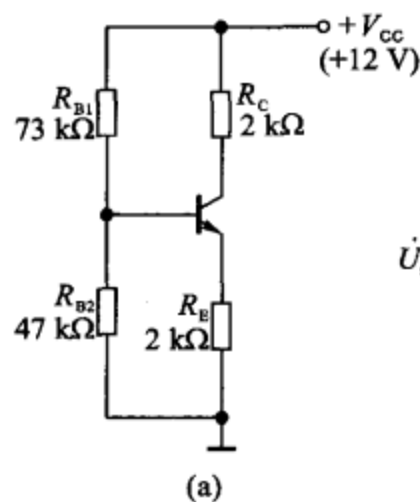


图 2.26 题 2.15 解图

$$R'_i = \frac{\dot{U}_i}{\dot{I}_b} = \frac{r_{be} \cdot \dot{I}_b + (1 + \beta) R_E \cdot \dot{I}_b}{\dot{I}_b} = r_{be} + (1 + \beta) \cdot R_E = 102.96 \text{ k}\Omega$$

$$R_i = R_{B1} // R_{B2} // R'_i = 22.38 \text{ k}\Omega$$

$$\dot{U}_{o1} = -R_C \cdot \beta \dot{I}_b$$

$$\dot{U}_{o2} = (1 + \beta) \cdot R_E \cdot \dot{I}_b$$

$$\dot{U}_i = r_{be} \cdot \dot{I}_b + R_E \cdot (1 + \beta) \dot{I}_b$$

$$\dot{U}_S = \dot{U}_i \cdot \frac{R_S + R_i}{R_i}$$

$$\dot{A}_{us1} = \frac{\dot{U}_{o1}}{\dot{U}_S} = \frac{-\beta \cdot R_C}{\frac{R_S + R_i}{R_i} \cdot (r_{be} + (1 + \beta) R_E)} = -0.95$$

$$\dot{A}_{us2} = \frac{\dot{U}_{o2}}{\dot{U}_S} = \frac{(1 + \beta) R_E}{\frac{R_S + R_i}{R_i} \cdot (r_{be} + (1 + \beta) R_E)} = 0.97$$

$$R_{o1} \approx R_C = 2 \text{ k}\Omega$$

$$R'_{o2} = \frac{r_{be} + (R_S // R_{B1} // R_{B2})}{1 + \beta} = 28.5 \text{ }\Omega$$

$$R_{o2} = R_E // R'_{o2} = 28.1 \text{ }\Omega$$

② $\dot{U}_{o1}$ 为共射放大器, 倒相, $\dot{A}_{us1} = -0.95$, 完成倒相器功能; $\dot{U}_{o2}$ 为共集放大器, 同相, $\dot{A}_{us2} = 0.97$, 完成电压跟随器功能。

题 2.16 已知图 2.27 中的三极管工作在放大区, β 很大, 证明:

$$\frac{\dot{U}_{o1}}{\dot{U}_S} = \frac{R_E}{R_E + r_e}, \quad \frac{\dot{U}_{o2}}{\dot{U}_S} = \frac{-\alpha R_C}{R_E + r_e}$$

解: 画出微变等效电路如图 2.28 所示。

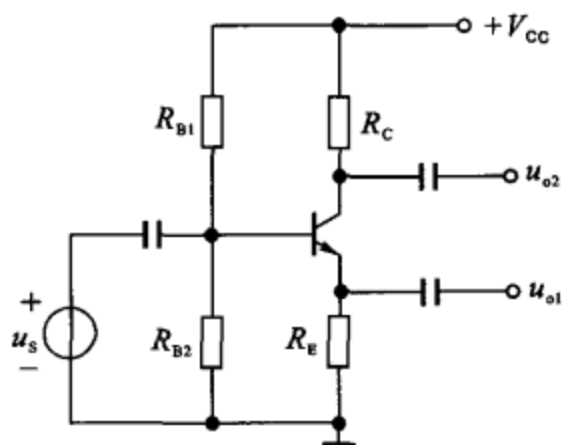


图 2.27 题 2.16 用图

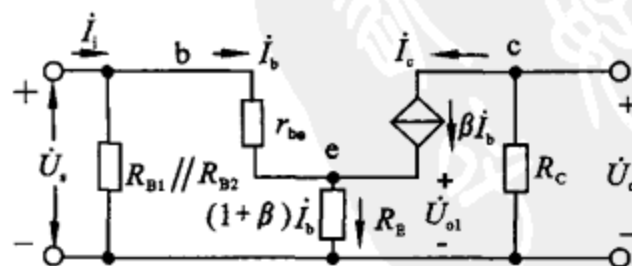


图 2.28 题 2.16 解图

$$\dot{U}_{o1} = (1 + \beta) \dot{I}_b R_E$$

$$\dot{U}_{o2} = -\beta \dot{I}_b R_C$$

$$\dot{U}_s = \dot{I}_b r_{be} + (1 + \beta) R_E \dot{I}_b$$

$$\text{且} \begin{cases} r_{be} = r_{bb'} + (1 + \beta) \frac{26}{I_{EQ}} = r_{bb'} + (1 + \beta) r_e \\ \beta = \frac{\alpha}{1 - \alpha} \end{cases} \quad (\beta \text{ 很大})$$

$$\text{得:} \quad \frac{\dot{U}_{o1}}{\dot{U}_s} = \frac{(1 + \beta) \cdot R_E \cdot \dot{I}_b}{r_{be} \dot{I}_b + (1 + \beta) R_E \dot{I}_b} = \frac{R_E}{\left(\frac{r_{bb'}}{1 + \beta} + r_e \right) + R_E} \approx \frac{R_E}{r_e + R_E}$$

$$\text{同样: 由于 } \alpha = \frac{\beta}{1 + \beta}$$

$$\text{得:} \quad \frac{\dot{U}_{o2}}{\dot{U}_s} = \frac{-\beta R_C \dot{I}_b}{r_{be} \dot{I}_b + (1 + \beta) R_E \dot{I}_b} = \frac{-\frac{\beta}{1 + \beta} R_C}{\left(\frac{r_{bb'}}{1 + \beta} + r_e \right) + R_E} \approx \frac{-\alpha R_C}{r_e + R_E}.$$

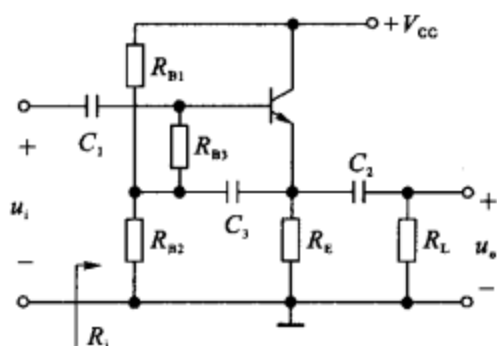


图 2.29 题 2.17 用图

题 2.17 在图 2.29 所示的共集电路中,输出电压通过耦合电容 C_3 加到 R_{B3} 的下端,已知 $r_{bb'} = 300 \Omega$, $r_{b'e} = 1 \text{ k}\Omega$, $g_m = 100 \text{ ms}$, $R_{B1} = R_{B2} = 20 \text{ k}\Omega$, $R_{B3} = 100 \text{ k}\Omega$, $R_E = R_L = 1 \text{ k}\Omega$,所有电容可视为短路,求输入电阻 R_i 。

解: 画出交流等效电路如图 2.30(a)所示。画出微变等效电路如图 2.30(b)所示。

化简后如图 2.30(c)所示。

$$r_{be} = r_{bb'} + r_{b'e} = 1300 \Omega$$

$$\beta = g_m r_{b'e} = 100$$

$$R = R_{B1} // R_{B2} // R_E // R_L = (20 // 20 // 1 // 1) \text{ k}\Omega = 0.476 \text{ k}\Omega$$

$$R_{B3} \cdot i_1 = r_{be} \cdot i_b$$

$$i_1 = \frac{r_{be}}{R_{B3}} \cdot i_b$$

$$i_2 = i_1 + i_b + \beta \cdot i_b = \left[\frac{r_{be}}{R_{B3}} + (1 + \beta) \right] \cdot i_b$$

$$R_i = \frac{u_i}{i_i} = \frac{r_{be} \cdot i_b + R \cdot i_2}{i_1 + i_b} = \frac{r_{be} + R \left[\frac{r_{be}}{R_{B3}} + (1 + \beta) \right]}{\frac{r_{be}}{R_{B3}} + 1} = \left[\frac{1.3 + 0.476 \times \left(\frac{1.3}{100} + 101 \right)}{\frac{1.3}{100} + 1} \right] \text{ k}\Omega$$

$$= \left(\frac{49.38}{1.013} \right) \text{ k}\Omega = 48.75 \text{ k}\Omega$$

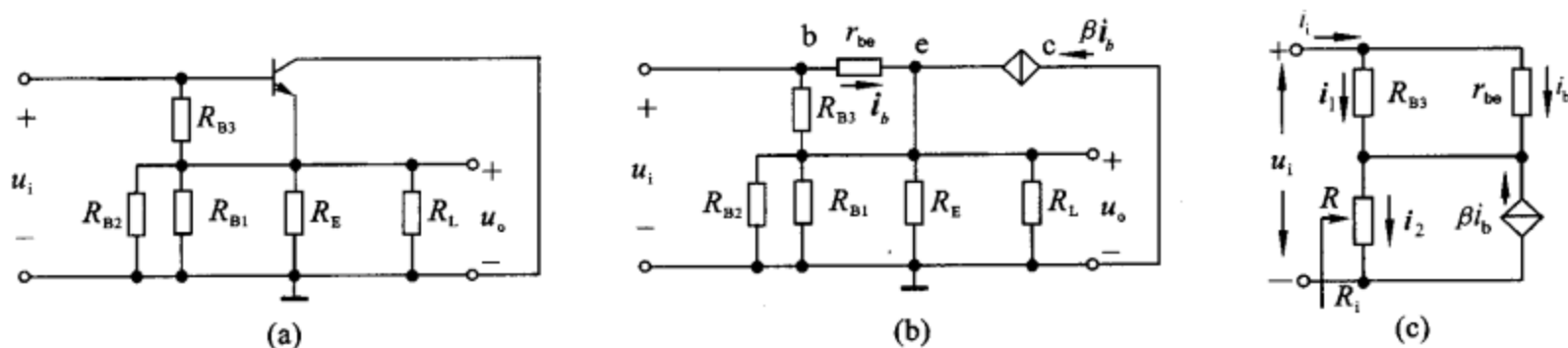


图 2.30 题 2.17 解图

题 2.18 场效应管放大器如图 2.31(a)所示,图 2.31(b)为 FET 的输出特性。

- ① 画出 FET 的转移特性曲线;
- ② 计算静态工作点 Q;
- ③ 求 $\dot{A}_u, \dot{A}_{us}, R_i$ 和 R_o 。

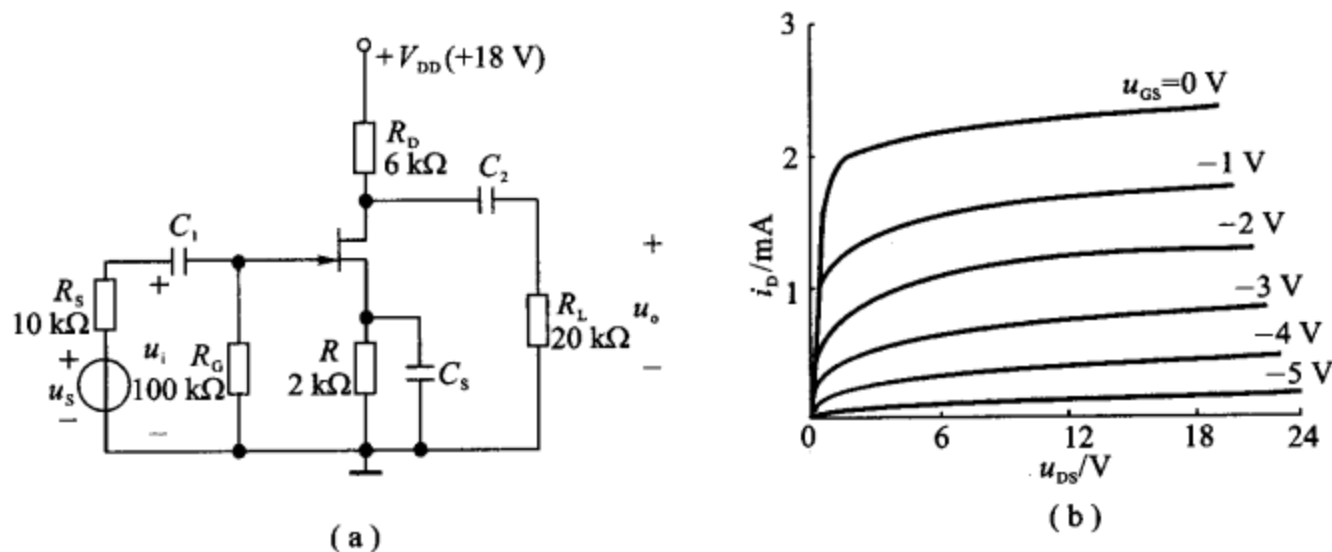


图 2.31 题 2.18 用图

解: ① FET 的转移特性曲线如图 2.32(a)所示。

② 静态分析:

$$\begin{cases} U_{GSQ} = -I_{DQ}R \\ U_{DSQ} = V_{DD} - I_{DQ}(R_D + R) \\ I_{DQ} = I_{DSS} \left(1 - \frac{U_{GSQ}}{U_{GS(off)}}\right)^2 \end{cases}$$

联立方程组可得: $\begin{cases} U_{GSQ} = -13.6 \text{ V} \\ I_{DQ} = 6.8 \text{ mA (舍去)} \\ U_{DSQ} = -36.4 \text{ V} \end{cases}, \begin{cases} U_{GSQ} = -1.84 \text{ V} \\ I_{DQ} = 0.92 \text{ mA} \\ U_{DSQ} = -10.64 \text{ V} \end{cases}$

③ 交流等效电路如图 2.32(b)所示。

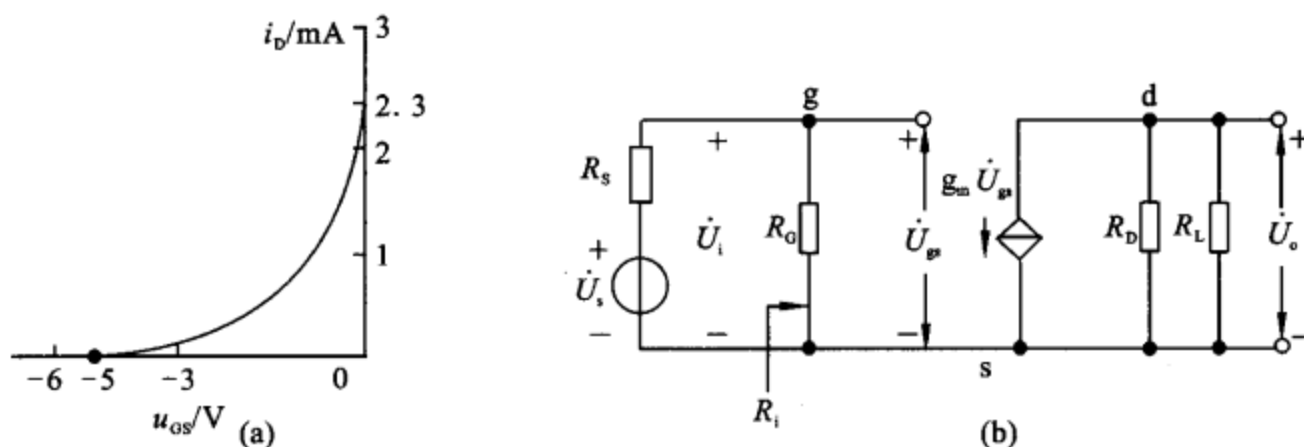


图 2.32 题 2.18 解图

$$g_m = -\frac{2I_{DSS}}{U_{GS(off)}} \left(1 - \frac{U_{GSQ}}{U_{GS(off)}}\right) = 0.58 \text{ mS}$$

$$R_o = R_D = 6 \text{ k}\Omega$$

$$R_i = R_G = 100 \text{ k}\Omega$$

$$\dot{A}_u = \frac{\dot{U}_o}{\dot{U}_i} = \frac{-g_m \dot{U}_{gs} (R_D // R_L)}{\dot{U}_{gs}} = -g_m (R_D // R_L) = -2.68$$

$$\dot{A}_{us} = \frac{\dot{A}_u \cdot R_i}{R_s + R_i} = -2.44$$

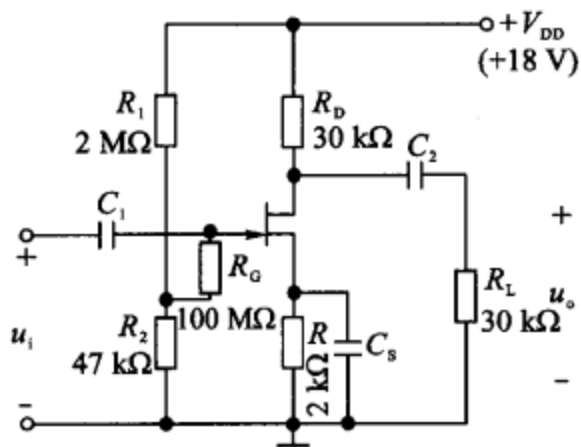


图 2.33 题 2.19 用图

题 2.19 图 2.33 所示的 FET 放大电路中, FET 的夹断电压 $U_{GS(off)} = -1 \text{ V}$, 饱和电流 $I_{DSS} = 0.5 \text{ mA}$, 求:

① 静态时 I_{DQ} , U_{GSQ} , U_{DSQ} ;

② 电压放大倍数 $\dot{A}_u$, 输入电阻 R_i 、输出电阻 R_o 。

解: ① 画出直流通路如图 2.34(a) 所示。

因为 $I_{GQ} = 0$

$$\begin{cases} I_{DQ}(R_D + R) + U_{DSQ} = V_{DD} \\ \frac{R_2}{R_1 + R_2} \cdot V_{DD} = I_{DQ} \cdot R + U_{GSQ} \\ I_{DQ} = I_{DSS} \left(1 - \frac{U_{GSQ}}{U_{GS(off)}}\right)^2 \end{cases}$$

联立方程组即可得: $U_{GSQ} = -0.22 \text{ V}$ 或 -1.78 V (舍去)

$$I_{DQ} = 0.3 \text{ mA}$$

$$U_{DSQ} = 8.4 \text{ V}.$$

② 交流等效电路如图 2.34(b) 所示。

$$\dot{U}_i = \dot{U}_{gs}$$

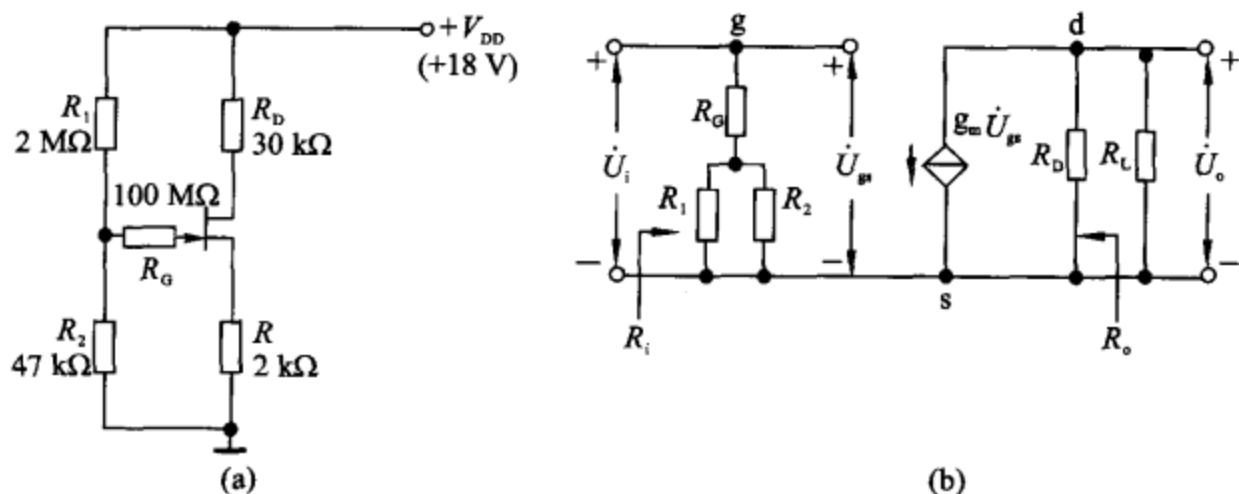


图 2.34 题 2.19 解图

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

所以

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

又因为

$$g_m = \left. \frac{\partial i_D}{\partial u_{GS}} \right|_Q = -\frac{2I_{DSS}}{U_{GS(off)}} \left(1 - \frac{U_{GSQ}}{U_{GS(off)}} \right) = 0.78 \text{ mS}$$

所以

$$\dot{A}_u = -0.78 \times 15 = -11.7$$

$$R_i = R_G + R_1 // R_2 = 100 \text{ M}\Omega + 2 \text{ M}\Omega // 47 \text{ k}\Omega \approx 100 \text{ M}\Omega$$

$$R_o = R_D = 30 \text{ k}\Omega$$

题 2.20 图 2.35 中 FET 的 $U_{GS(off)} = -2 \text{ V}$, $I_{DSS} = 1 \text{ mA}$, 静态时 $I_{DQ} = 0.64 \text{ mA}$ 。

① 求源极电阻 R ;

② 求电压放大倍数 $\dot{A}_u$, 输入电阻 R_i , 输出电阻 R_o ;

③ 若 C_3 虚焊开路, 求 $\dot{A}_u$, R_i , R_o 。

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

易得: $U_{GSQ} = -0.4 \text{ V}$ 或 $U_{GSQ} = -3.6 \text{ V}$ (舍去)

$$R = \frac{V_{DD} \cdot \frac{R_2}{R_1 + R_2} - U_{GSQ}}{I_{DQ}} = 10 \text{ k}\Omega。$$

② 画出微变等效电路如图 2.36(a) 所示。

$$g_m = -\frac{2I_{DSS}}{U_{GS(off)}} \left(1 - \frac{U_{GSQ}}{U_{GS(off)}} \right) = 0.8 \text{ mS}$$

$$\dot{A}_u = \frac{\dot{U}_o}{\dot{U}_i} = -g_m (R_D // R_L) = -4.8$$

$$R_i = R_G + R_1 // R_2 \approx 10 \text{ M}\Omega$$

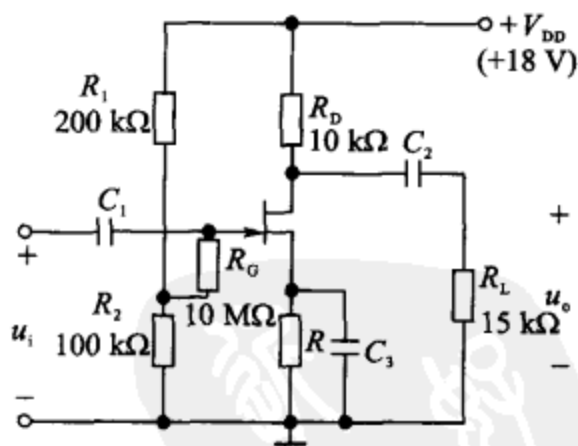


图 2.35 题 2.20 用图

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

③ 当 C_3 虚焊开路, 此时微变等效电路如图 2.36(b) 所示。

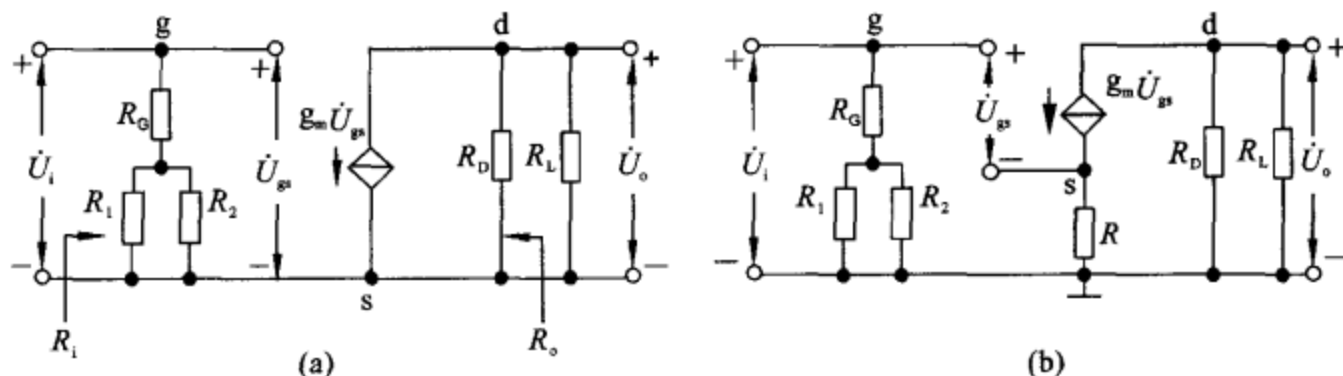


图 2.36 题 2.20 解图

$$\dot{A}_u = -\frac{g_m \dot{U}_{gs} (R_D // R_L)}{\dot{U}_{gs} + g_m \dot{U}_{gs} \cdot R} = -0.54$$

$$R_i = R_G + R_1 // R_2 \approx 10 \text{ M}\Omega$$

$$R_o \approx R_D = 10 \text{ k}\Omega$$

题 2.21 电路如图 2.37 所示。已知 $V_{DD} = 12 \text{ V}$, $R_G = 1 \text{ M}\Omega$, $R_{S1} = 100 \Omega$, $R_{S2} = 2 \text{ k}\Omega$, 场效应管 $I_{DSS} = 5 \text{ mA}$, $U_{GS(off)} = -5 \text{ V}$ 。求 $\dot{A}_u$ 和 R_i 。

解: 先求静态工作点: $U_{GSQ} + R_{S1} I_{DQ} = 0$

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

求得: $I_{DQ} = 4.2 \text{ mA}$

$$U_{GSQ} = -0.42 \text{ V}$$

$$g_m = -\frac{2I_{DSS}}{U_{GS(off)}} \left(1 - \frac{U_{GSQ}}{U_{GS(off)}} \right) = \left[-2 \times \frac{5}{-5} \left(1 - \frac{-0.42}{-5} \right) \right] \text{ mS} = 1.83 \text{ mS}$$

画出微变等效电路如图 2.38 所示。

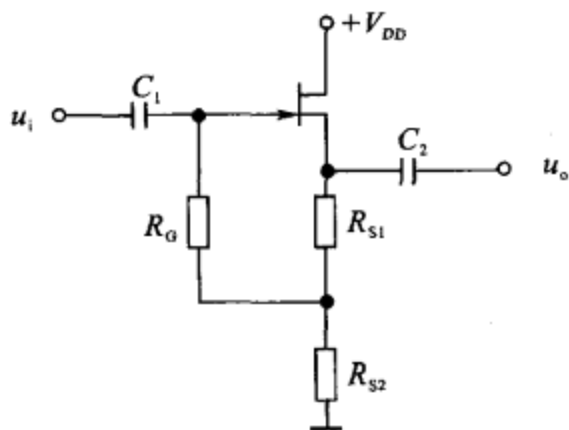


图 2.37 题 2.21 用图

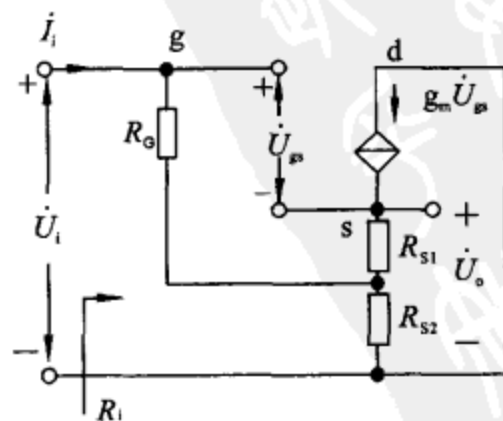


图 2.38 题 2.21 解图

$$\dot{U}_o = g_m \dot{U}_{gs} \cdot R_{S1} + (g_m \dot{U}_{gs} + \dot{I}_i) R_{S2}$$

$$\dot{U}_i = \dot{U}_{gs} + g_m \dot{U}_{gs} \cdot R_{S1} + (g_m \dot{U}_{gs} + \dot{I}_i) R_{S2}$$

因为 $\dot{I}_i R_{S2} = (1 + g_m R_{S1}) \cdot \frac{R_{S2}}{R_G} \dot{U}_{gs}$

$$R_G = 1 \text{ M}\Omega \gg R_{S2}$$

所以 $\dot{I}_i R_{S2}$ 可省略

$$\dot{A}_u = \frac{\dot{U}_o}{\dot{U}_i} = \frac{g_m \dot{U}_{gs} (R_{S1} + R_{S2}) + \dot{I}_i R_{S2}}{\dot{U}_{gs} + g_m \dot{U}_{gs} \cdot (R_{S1} + R_{S2}) + \dot{I}_i R_{S2}} \approx 0.79$$

用外加电源法求 R_i :

$$\dot{U}_i = \dot{I}_i R_G + (\dot{I}_i + g_m \dot{U}_{gs}) R_{S2}$$

$$\dot{U}_i = \dot{U}_{gs} + g_m \dot{U}_{gs} (R_{S1} + R_{S2}) + \dot{I}_i R_{S2}$$

$$\dot{I}_i = \frac{1 + g_m R_{S1}}{R_G} \dot{U}_{gs}$$

$$R_i = \frac{\dot{U}_i}{\dot{I}_i} = \frac{[1 + g_m (R_{S1} + R_{S2})] \dot{U}_{gs} + \dot{I}_i R_{S2}}{\frac{1 + g_m R_{S1}}{R_G} \dot{U}_{gs}}$$

$$\text{即: } R_i = \frac{1 + g_m (R_{S1} + R_{S2})}{\frac{1 + g_m R_{S1}}{R_G}} = 4.09 \text{ M}\Omega。$$

题 2.22 共漏场效应管放大器如图 2.39 所示, 已知 FET 的 $U_{GS(off)} = -4 \text{ V}$, $I_{DSS} = 2 \text{ mA}$, C_1, C_2 可视为交流短路。

① 求静态工作点 Q;

② 求 $\dot{A}_u, R_i$ 和 R_o 。

解: ① 画出直流通路如图 2.40(a) 所示。

该电路为共漏自偏压电路, 可列方程:

$$U_{GSQ} = -I_{DQ} R$$

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

$$U_{GS(off)} \leq U_{GSQ} \leq 0$$

解得: $I_{DQ} = 0.8 \text{ mA}$, $U_{GSQ} = -6.4 \text{ V}$ (舍去)

$$I_{DQ} = 0.3 \text{ mA}, U_{GSQ} = -2.4 \text{ V}$$

$$U_{DSQ} = V_{DD} - R \cdot I_{DQ} = (15 - 0.3 \times 8) \text{ V} = 12.6 \text{ V}。$$

② 画出微变等效电路如图 2.40(b) 所示。

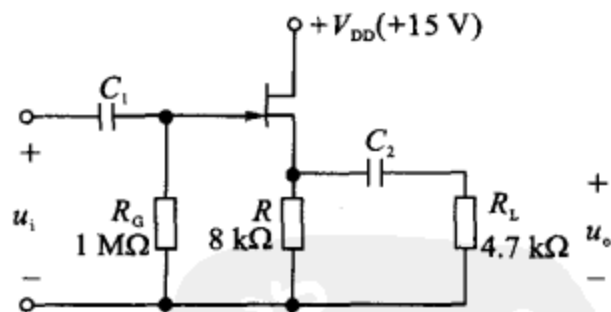


图 2.39 题 2.22 用图

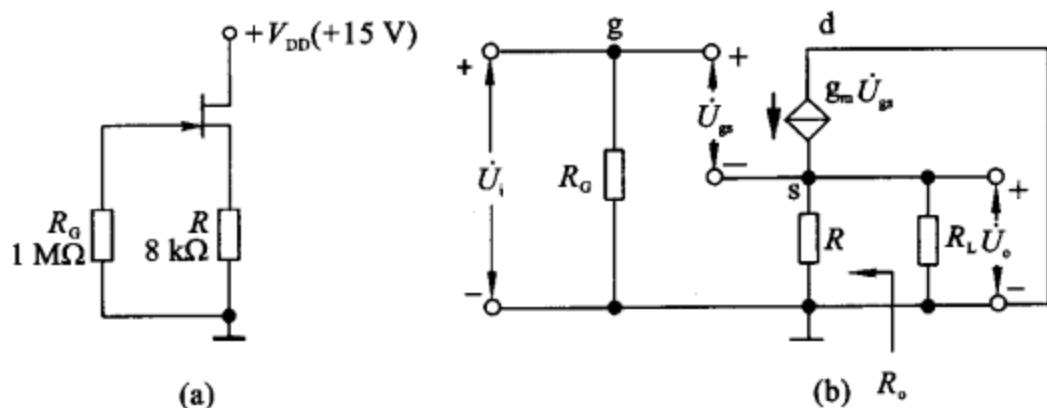


图 2.40 题 2.22 解图

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

$$R_i = R_G = 1 \text{ M}\Omega$$

$$R_o = R // \frac{1}{g_m}$$

$$\text{又因为 } g_m = -\frac{2I_{DSS}}{U_{GS(off)}} \left(1 - \frac{U_{GSQ}}{U_{GS(off)}}\right) = 0.4 \text{ mS}$$

求得: $\dot{A}_u = 0.54$

$$R_o = 1.9 \text{ k}\Omega$$

$$R_i = 1 \text{ M}\Omega.$$

题 2.23 在图 2.41 所示的电路中, 已知 4 只 FET 的参数相同, $\frac{\mu_n C_{ox} W}{2L} = 0.5 \text{ mA/V}^2$, $U_{GS(th)} = 2 \text{ V}$, 求电流 I_o 。

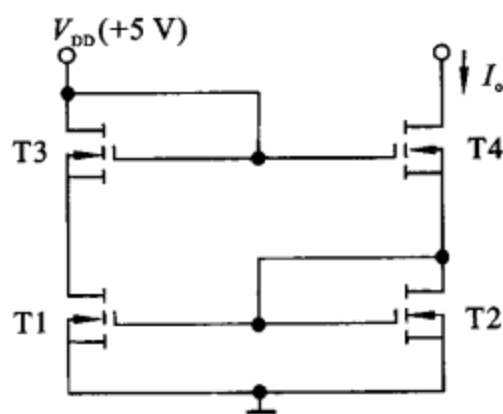


图 2.41 题 2.23 用图

$$\text{解: } 2U_{GSQ} = V_{DD}$$

$$I_{DQ} = \frac{\mu_n C_{ox} W}{2L} (U_{GSQ} - U_{GS(th)})^2$$

$$\text{求得: } I_{DQ} = 0.125 \text{ mA}$$

$$I_o = I_{DQ} = 0.125 \text{ mA}.$$

题 2.24 共源放大电路如图 2.42 所示, 已知 MOSFET 的 $\frac{\mu_n C_{ox} W}{2L} = 0.25 \text{ mA/V}^2$, $U_{GS(off)} = -4 \text{ V}$, $r_{ds} = 80 \text{ k}\Omega$, 各电容对信号可视为短路。

① 求静态 I_{DQ} , U_{GSQ} 和 U_{DSQ} ;

② 求 $\dot{A}_u$, R_i 和 R_o 。

解: ① 静态分析:

$$U_{GSQ} = -I_{DQ}R$$

$$I_{D0} = \frac{\mu_n C_{ox}}{2} \cdot \frac{W}{L} \cdot U_{GS(off)}^2$$

$$I_{DQ} = I_{D0} = \left(1 - \frac{U_{GSQ}}{U_{GS(off)}}\right)^2 = \frac{I_{D0}}{U_{GS(off)}^2} (U_{GSQ} - U_{GS(off)})^2$$

解得: $U_{GSQ} = -2 \text{ V}$ 或 $U_{GSQ} = -8 \text{ V}$ (舍去)

$$\text{所以 } I_{DQ} = \frac{-U_{GSQ}}{R} = 1 \text{ mA}$$

$$U_{DSQ} = V_{DD} - I_D(R_D + R) = 8 \text{ V}.$$

② 画出交流微变等效电路如图 2.43(a)所示。

$$g_m = \left. \frac{\partial i_D}{\partial u_{GS}} \right|_Q = \frac{2I_{D0}}{U_{GS(off)}^2} (U_{GSQ} - U_{GS(off)}) = 1 \text{ mS}$$

把受控电流源 $g_m \dot{U}_{gs}$ 并联 r_{ds} 转换为电压源串联电阻的形式。解得:

$$\dot{U}_o = - \frac{g_m \dot{U}_{gs} \cdot r_{ds} \cdot (R_D // R_L)}{r_{ds} + R + (R_D // R_L)}$$

$$\dot{U}_i = \dot{U}_{gs} + \frac{g_m \dot{U}_{gs} \cdot r_{ds} \cdot R}{R + r_{ds} + (R_D // R_L)}$$

$$\text{所以 } \dot{A}_u = \frac{\dot{U}_o}{\dot{U}_i} = - \frac{\frac{g_m r_{ds} \cdot (R_D // R_L)}{r_{ds} + R + (R_D // R_L)}}{1 + \frac{g_m r_{ds} \cdot R}{r_{ds} + R + (R_D // R_L)}} \approx -6.1$$

$$R_i = R_G = 1 \text{ M}\Omega$$

为求输出电阻,可将图 2.43(a)画成图 2.43(b)电路。

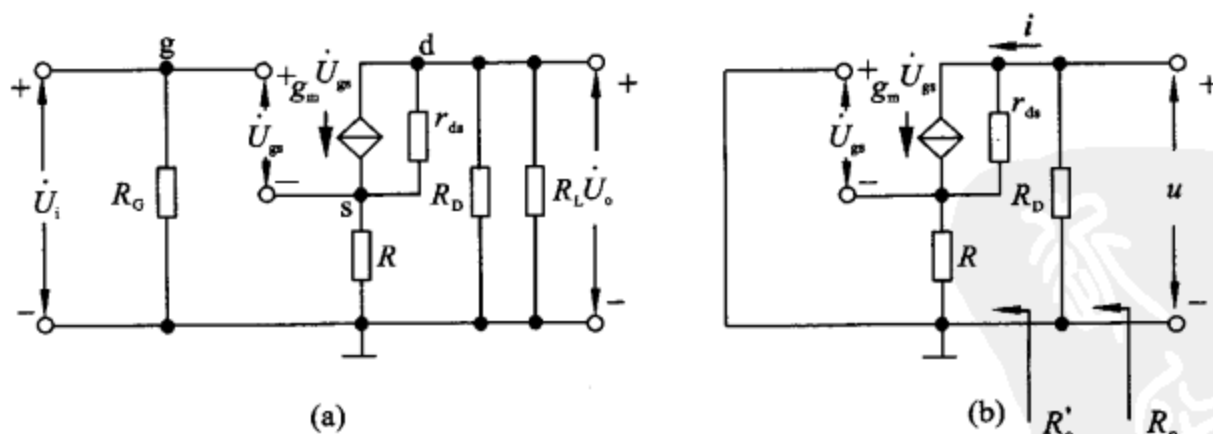


图 2.43 题 2.24 解图

$$R_o = R_D // R'_o$$

$$R'_o = \frac{u}{i} = r_{ds} + R + g_m r_{ds} R$$

所以 $R_o = R_D // (r_{ds} + R + g_m r_{ds} R) = 18.5 \text{ k}\Omega$ 。

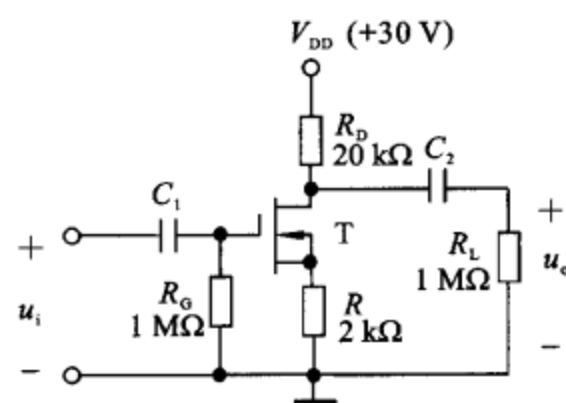


图 2.42 题 2.24 用图

题 2.25 共射—共集组合电路如图 2.44 所示, 设 $\beta_1 = \beta_2 = 100$:

- ① 确定两管静态工作点;
- ② 求 A_u , R_i 和 R_o 。

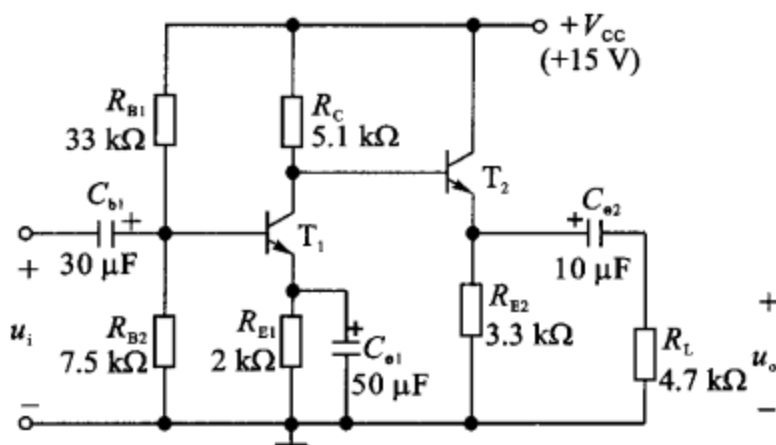


图 2.44 题 2.25 用图

解: ① 静态分析: 先画出电路的直流通路如图 2.45(a)所示。

因为

$$U_{B1} = \frac{R_{B2}}{R_{B1} + R_{B2}} \cdot V_{CC} = 2.8 \text{ V}$$

所以

$$I_{E1Q} = \frac{U_{B1} - U_{BE1Q}}{R_{E1}} = \left(\frac{2.8 - 0.7}{2} \right) \text{ mA} = 1.05 \text{ mA}$$

所以

$$I_{B1Q} \approx \frac{1.05}{100} \text{ mA} = 10.5 \mu\text{A}$$

$$I_{C1Q} \approx 1.05 \text{ mA}$$

$$U_{CE1Q} = V_{CC} - I_{E1Q}(R_C + R_{E1}) = 7.55 \text{ V}$$

$$U_{C1} = U_{CE1Q} + I_{E1Q}R_{E1} = 9.65 \text{ V}$$

$$I_{E2Q} = \frac{U_{C1} - U_{BE2Q}}{R_{E2}} = 2.7 \text{ mA}$$

$$I_{B2Q} = 27 \mu\text{A}$$

$$I_{C2Q} = 2.7 \text{ mA}$$

$$U_{CE2Q} = V_{CC} - I_{E2Q} \cdot R_{E2} = 6.09 \text{ V}$$

所以两管的静态工作点分别为: $Q_1(7.55 \text{ V}, 1.05 \text{ mA})$ 和 $Q_2(6.09 \text{ V}, 2.7 \text{ mA})$ 。

② 画出微变等效电路如图 2.45(b)所示。

$$r_{be1} = \left(200 + 101 \times \frac{26}{1.05} \right) \Omega = 2700 \Omega$$

$$r_{be2} = \left(200 + 101 \times \frac{26}{2.7} \right) \Omega = 1173 \Omega$$

$$R_{i2} = r_{be2} + (1 + \beta_2)(R_{E2} // R_L) \approx 197 \text{ k}\Omega$$

$$\dot{A}_{u2} = \frac{(1 + \beta_2) \cdot (R_{E2} // R_L)}{r_{be2} + (1 + \beta_2) \cdot (R_{E2} // R_L)} \approx 0.99$$

$$\dot{A}_{u1} = \frac{-\beta_1 (R_C // R_{i2})}{r_{be1}} = \frac{-100 \times 4.97 \times 10^3}{2700} = -184$$

所以

$$\dot{A}_u = \dot{A}_{u1} \cdot \dot{A}_{u2} = -184 \times 0.99 = -182$$

$$R_i = R_{B1} // R_{B2} // r_{be1} = 1.87 \text{ k}\Omega$$

$$R_o = R_{E2} // \frac{r_{be2} + R_C}{1 + \beta} = 61 \Omega$$

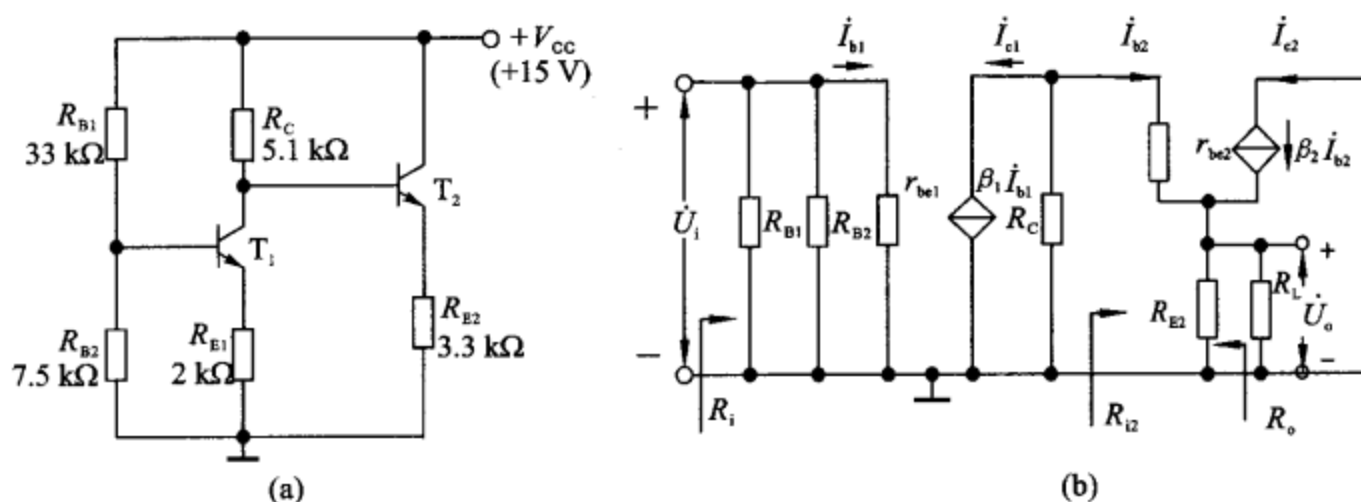


图 2.45 题 2.25 解图

题 2.26 如图 2.46 所示为两级放大电路。

- ① 求三极管的静态工作点 Q；
- ② 求电压增益 $\dot{A}_u$ 、输入电阻 R_i 和输出电阻 R_o 。

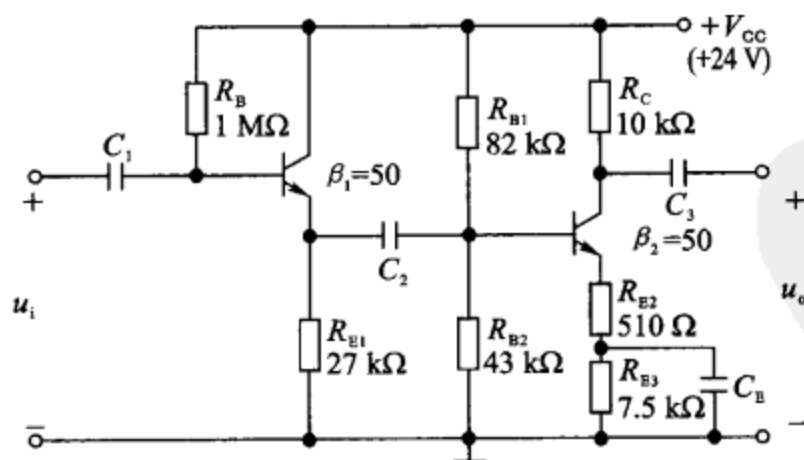


图 2.46 题 2.26 用图

解：① 静态分析：

$$V_{CC} = I_{B1Q} \cdot R_B + U_{BEQ} + I_{E1Q} R_{E1}$$

$$V_{CC} - I_{E1Q} R_{E1} = U_{CE1Q},$$

解得:

$$I_{C1Q} = I_{E1Q} = 0.5 \text{ mA}$$

$$U_{CE1Q} = 10.5 \text{ V}$$

$$U_{B2Q} = \frac{R_{B2}}{R_{B1} + R_{B2}} \cdot V_{CC} = \left(\frac{43}{82 + 43} \times 24 \right) \text{ V} = 8.3 \text{ V}$$

$$I_{E2Q} = \frac{U_{B2Q} - U_{BEQ}}{R_{E3} + R_{E2}} = \left(\frac{8.3 - 0.7}{7.5 + 0.51} \right) \text{ mA} = 0.95 \text{ mA}$$

$$U_{CE2Q} = V_{CC} - I_{C2Q} \cdot R_C - I_{E2Q} \cdot (R_{E2} + R_{E3}) = 6.9 \text{ V}.$$

② 画出微变等效电路如图 2.47 所示。由 $\beta_1 = \beta_2 = \beta$, 有

$$r_{be1} = \left[200 + (1 + \beta) \cdot \frac{26}{I_{E1Q}} \right] \Omega = 2.85 \text{ k}\Omega$$

$$r_{be2} = \left[200 + (1 + \beta) \cdot \frac{26}{I_{E2Q}} \right] \Omega = 1.6 \text{ k}\Omega$$

$$\dot{A}_{u1} = \frac{(1 + \beta)[R_{E1} // R_{B1} // R_{B2} // (r_{be2} + (1 + \beta)R_{E2})]}{r_{be1} + (1 + \beta)[R_{E1} // R_{B1} // R_{B2} // (r_{be2} + (1 + \beta)R_{E2})]} = 0.99$$

$$\dot{A}_{u2} = \frac{-\beta R_C}{r_{be2} + (1 + \beta)R_{E2}} = -18.1$$

$$R_i = R_B // \{r_{be1} + (1 + \beta)[R_{E1} // R_{B1} // R_{B2} // (r_{be2} + (1 + \beta)R_{E2})]\} = 321 \text{ k}\Omega$$

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

$$\dot{A}_u = \dot{A}_{u1} \cdot \dot{A}_{u2} = -17.9.$$

题 2.27 电路如图 2.48 所示, 已知 $R_{B1} = 15 \text{ k}\Omega$, $R_{B2} = R_{B3} = 7.5 \text{ k}\Omega$, $R_C = 5.1 \text{ k}\Omega$, $R_E = 4.1 \text{ k}\Omega$, $R_L = 10 \text{ k}\Omega$, 三极管 $\beta_1 = \beta_2 = 50$, $r_{bb'1} = r_{bb'2} = 100 \Omega$, $V_{CC} = 12 \text{ V}$, 求 $\dot{A}_u$, R_i 和 R_o 。

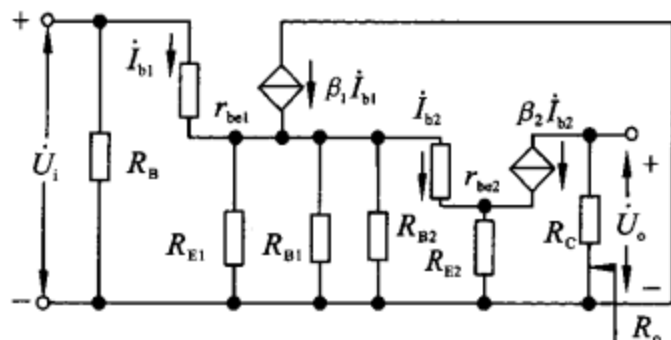


图 2.47 题 2.26 解图

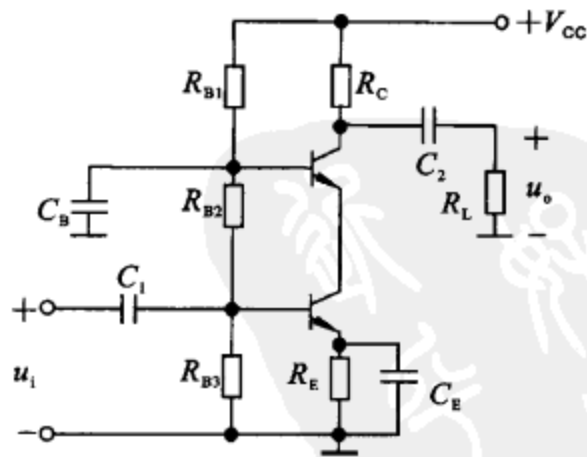


图 2.48 题 2.27 用图

解: 先画出直流通路如图 2.49(a)所示, 进行静态分析。

根据电路可列出方程:

$$U_{B2} = \frac{R_{B3}}{R_{B1} + R_{B2} + R_{B3}} \cdot V_{CC} = \left(12 \times \frac{7.5}{15 + 7.5 + 7.5} \right) \text{V} = 3 \text{V}$$

$$I_{E2Q} = \frac{U_{B2} - U_{BEQ}}{R_E} = \left(\frac{3 - 0.7}{4.1} \right) \text{mA} = 0.56 \text{mA}$$

$$I_{E1Q} \approx I_{E2Q} = 0.56 \text{mA}$$

$$r_{be1} = r_{be2} = r_{bb'} + (1 + \beta) \cdot \frac{26}{I_{E1Q}} = 2.47 \text{k}\Omega$$

画出交流通路和微变等效电路如图 2.49(b)和图 2.49(c)所示。

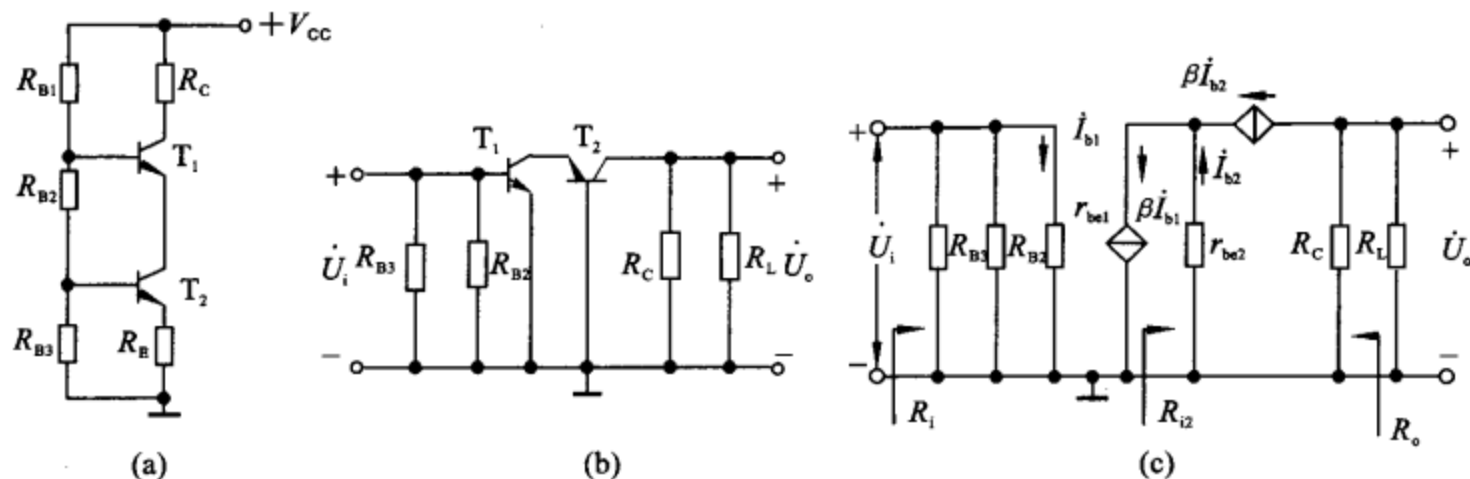


图 2.49 题 2.27 解图

$$\dot{A}_{u1} = -\frac{\beta R_{i2}}{r_{be1}}$$

$$R_{i2} = \frac{r_{be2}}{(1 + \beta)}$$

$$\dot{A}_{u1} \approx -1$$

$$\dot{A}_{u2} = \frac{\beta(R_C // R_L)}{r_{be2}} = \frac{50 \times (5.1 // 10)}{2.47} \approx 68.4$$

$$\dot{A}_u = \dot{A}_{u1} \cdot \dot{A}_{u2} = -68.4$$

$$R_i = R_{B2} // R_{B3} // r_{be1} = (7.5 // 7.5 // 2.47) \text{k}\Omega = 1.5 \text{k}\Omega$$

$$R_o = R_C = 5.1 \text{k}\Omega$$

题 2.28 图 2.50 所示放大电路中,场效应管跨导 $g_m = 2 \text{ mS}$, $r_{ds} = 50 \text{ k}\Omega$,三极管的 $\beta = 100$, $r_{be} = 1 \text{ k}\Omega$, $r_{ce} = \infty$,电容 C_1, C_2, C_3, C_4 可视为交流短路。

① 画出放大器的微变等效电路;

② 计算放大器的电压增益 $\dot{A}_u$ 、输入电阻 R_i 和输出电阻 R_o 。

解: ① 放大电路微变等效电路如图 2.51 所示。

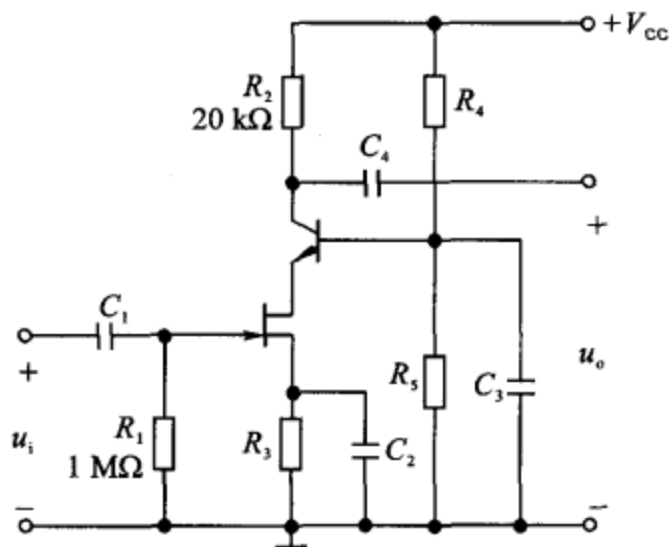


图 2.50 题 2.28 用图

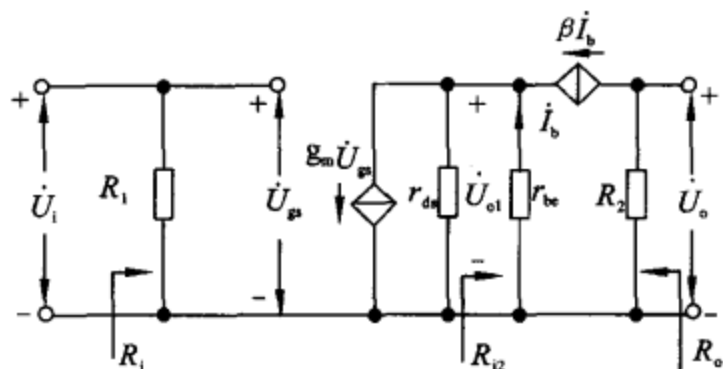


图 2.51 题 2.28 解图

②

$$\dot{U}_i = \dot{U}_{gs}$$

$$\dot{U}_{o1} = -(r_{ds} // R_{i2}) \cdot g_m \cdot \dot{U}_{gs}$$

$$\dot{A}_{u1} = \frac{\dot{U}_{o1}}{\dot{U}_i} = -(r_{ds} // R_{i2}) \cdot g_m$$

$$R_{i2} = \frac{r_{be}}{(1 + \beta)}$$

$$\dot{A}_{u1} = -\left(50 // \frac{1}{1 + 100}\right) \times 2 = -0.02$$

$$\dot{U}_o = -\beta \dot{I}_b \cdot R_2$$

$$\dot{U}_{o1} = -r_{be} \dot{I}_b$$

$$\dot{A}_{u2} = \frac{\dot{U}_o}{\dot{U}_{o1}} = \frac{\beta R_2}{r_{be}} = 2000$$

$$\dot{A}_u = \dot{A}_{u1} \cdot \dot{A}_{u2} = -40$$

$$R_i = R_1 = 1 \text{ M}\Omega$$

$$R_o = R_2 = 20 \text{ k}\Omega$$

题 2.29 设单级放大电路如图 2.52 所示。

① 将两级级联,总的电压放大倍数是多少?

② 若级联成多级放大器,第一级的输入端与内阻 $R_s = 2 \text{ k}\Omega$ 的信号源相连,输出级的输出端与 $R_L = 10 \text{ k}\Omega$ 的负载相连,为满足电压增益 $\dot{A}_{us} \geq 10^4$,试问至少需要几级?

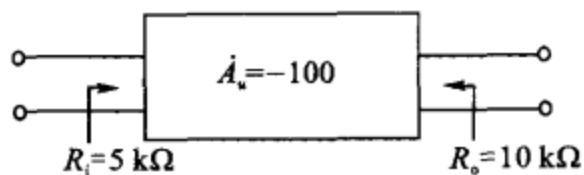


图 2.52 题 2.29 用图

解: ① 若将两级级联,如图 2.53 所示。

$$\dot{A}_{u2} = \dot{A}_u = -100$$

$$\dot{A}_{u1} = \frac{R_i}{R_o + R_i} \dot{A}_u = \frac{5}{10 + 5} \dot{A}_u = -33.3$$

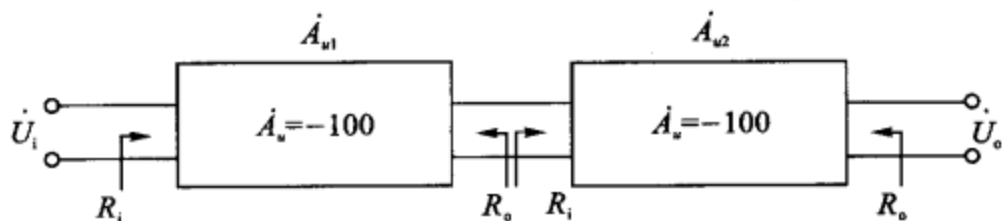


图 2.53 题 2.29 解图

所以

$$\dot{A}_{\text{总}} = \dot{A}_{u1} \cdot \dot{A}_{u2} = 3330$$

② 由题意得:

$$\text{第一级为} \quad \dot{A}_{u1} = \frac{R_i}{R_s + R_i} \dot{A}_u = \frac{5}{5 + 2} \times (-100) = -71.4$$

$$\text{中间级为} \quad \dot{A}_{u2} = \frac{R_i}{R_o + R_i} \dot{A}_u = \frac{5}{10 + 5} \times (-100) = -33.3$$

$$\text{最后一级为} \quad \dot{A}_{un} = \frac{R_L}{R_o + R_L} \dot{A}_u = \frac{10}{10 + 10} \times (-100) = -50$$

设此放大电路共有 n 级, 则有

$$\begin{aligned} |\dot{A}_{\text{总}}| &= |\dot{A}_{u1} \cdot \dot{A}_{u2} \cdot \dot{A}_{u3} \cdots \dot{A}_{un}| = \\ &= \left| -71.4 \times \frac{5}{10 + 5} \times 100 \times \frac{5}{10 + 5} \times 100 \times \cdots \times (-50) \right| = \\ &= 71.4 \times (33.3)^{n-2} \times 50 \geq 10^4 \end{aligned}$$

解得 $n \geq 3$, 即至少需要三级级联。

2.3 提高题与参考答案

题 2.30 三极管组成图 2.54(a)~(f)所示的各种电路, 试判断这些电路能否对输入的交变信号进行正常的放大, 并说明理由。

解: 图 2.54(a)电路由 NPN 管组成, 静态情况下发射结无正向偏置, 电路没有合适的静态工作点, 不具备放大作用。

图 2.54(b)电路由 NPN 管组成, 发射结满足正偏条件, 但集电结不是反偏, 也不具备合适的静态工作点, 不能放大。

图 2.54(c)电路由 NPN 管组成, 三极管的发射结、集电结满足正偏和反偏的放大条件, 但发射结的偏置电源 V_{BB} 将输入的交流信号旁路而不能进入三极管 B, E 间的输入回路, 所以尽

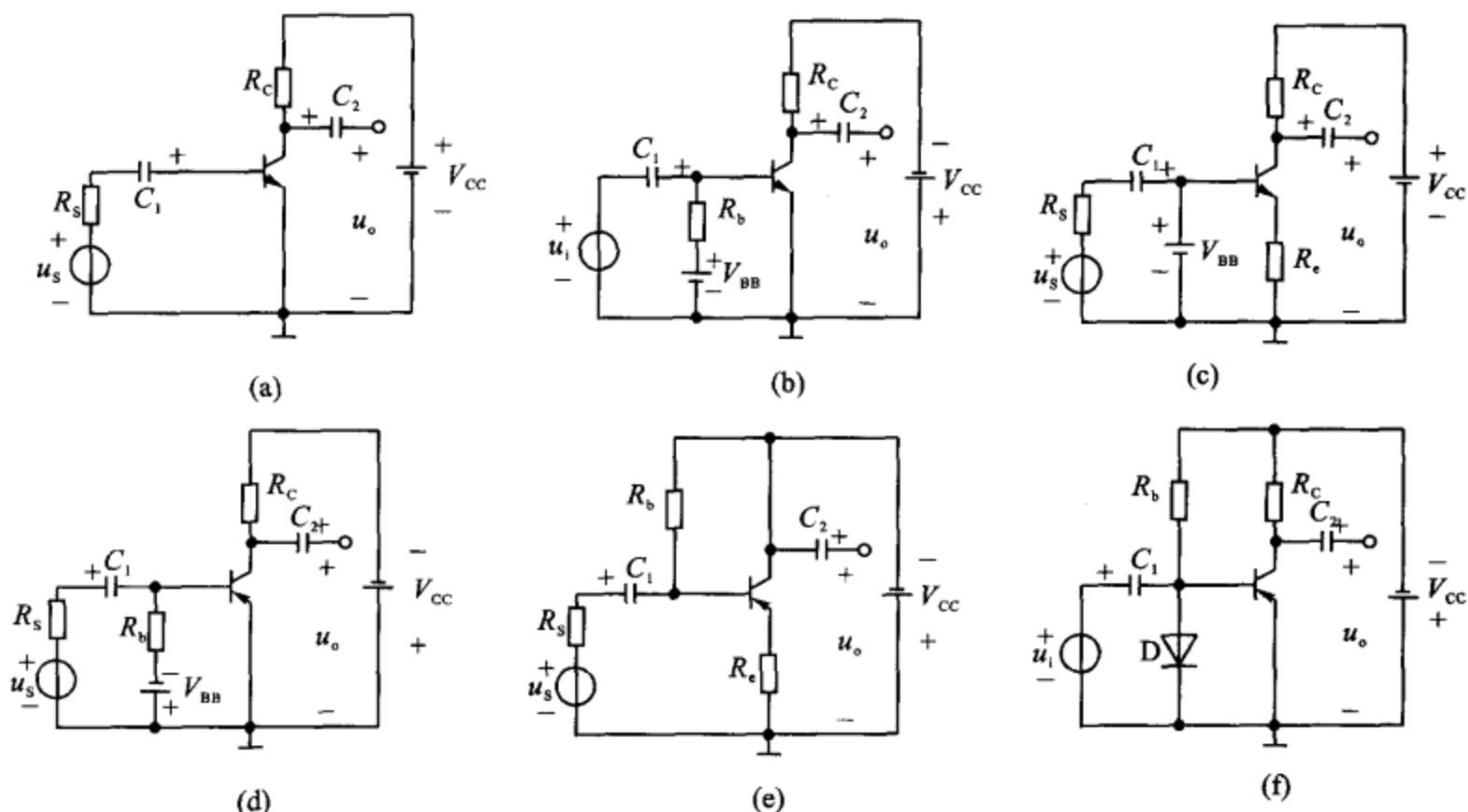


图 2.54 题 2.30 用图

管电路具备合适的静态工作点,仍不能对交流信号进行正常的放大。

图 2.54(d)电路由 PNP 管组成,三极管的发射结正偏,集电结反偏,交流信号能进入 B,E 间的输入回路,经放大后在输出端出现,故电路能进行正常的放大。

图 2.54(e)电路由 PNP 管组成,三极管的发射结、集电结均满足放大的偏置条件,输入信号也能进入输入回路,但输出端无电阻 R_C ,故输出交流信号将经电源 $-V_{CC}$ 被地短路,因此电路也不能进行正常的放大。

图 2.54(f)电路由 PNP 管组成,三极管的偏置也满足放大的条件,二极管 D 为反向偏置,在电路中起温度补偿的作用,故电路能进行正常的放大。

题 2.31 判断图 2.55 所示场效应管放大电路能否进行正常放大,并说明理由。

解: 图 2.55(a)不能正常放大,因为 U_{GS} 正偏。

图 2.55(b)不能正常放大,因为电路中的 FET 是 P 沟道增强型 MOSFET,而其电路形式为自给偏压式,栅源电压 U_{GS} 为正。

图 2.55(c)可以正常放大。

图 2.55(d)可以正常放大。

题 2.32 已知图 2.56(a)所示放大电路,三极管的 $\beta=100$, $-U_{BE}=0.3\text{ V}$, $-U_{CE(sat)}=1\text{ V}$,其输出特性如图 2.56(b)所示。

① 按图示电路参数计算静态工作点 Q;

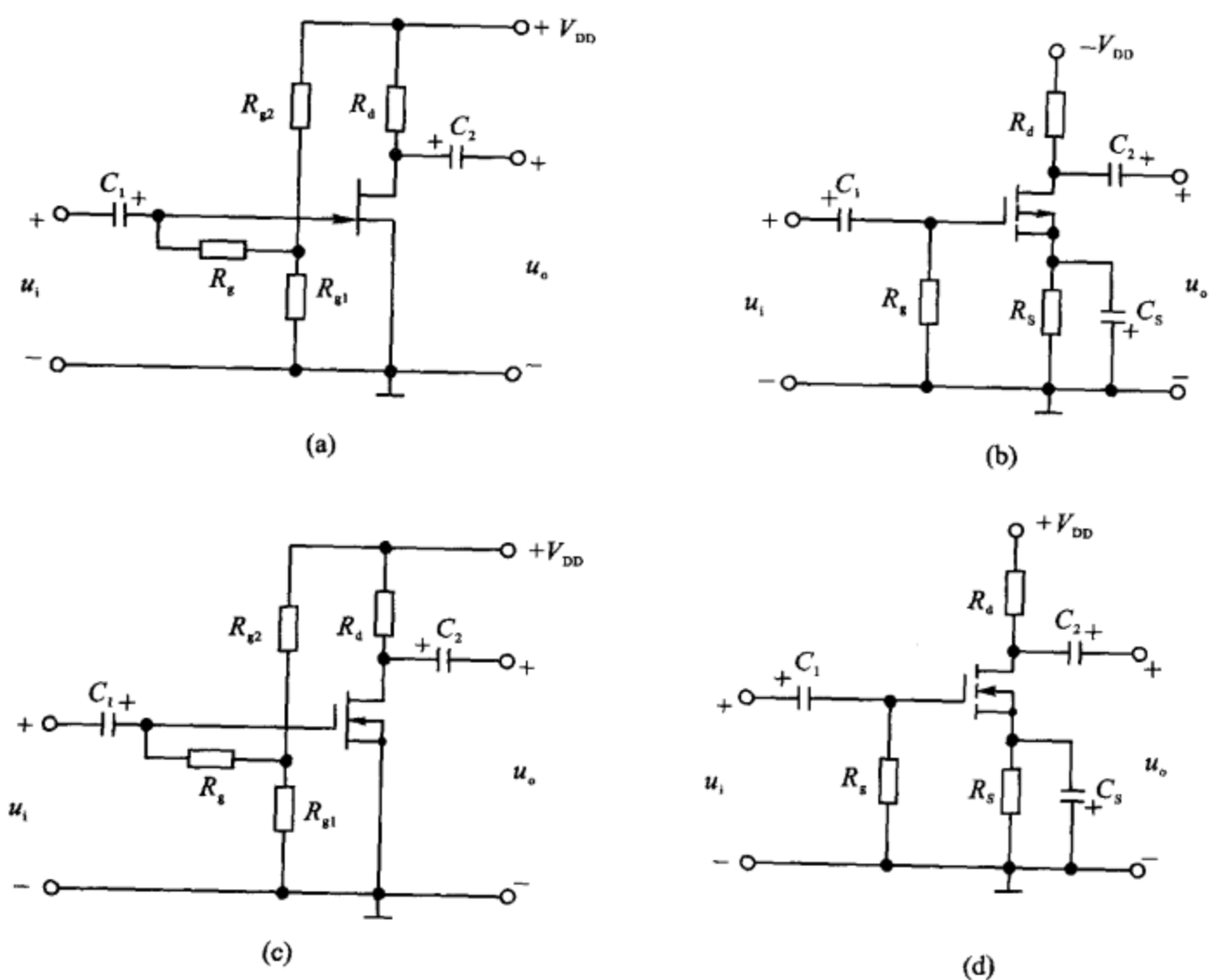


图 2.55 题 2.31 用图

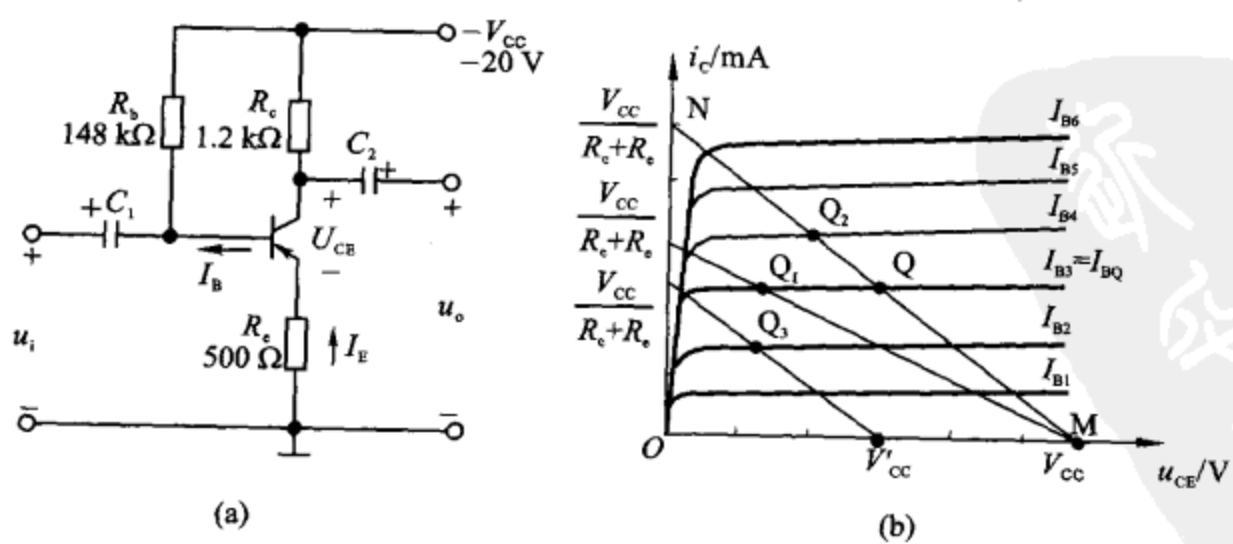


图 2.56 题 2.32 用图

② 当 R_b, R_e 不变, R_c 增加时, Q 点将如何移动? 为使三极管不进入饱和状态, R_c 如何选取?

③ 当 R_c 和 R_e 不变, R_b 减少时, Q 点将如何移动? 为使三极管不进入饱和状态, R_b 如何选取?

④ 当 R_b, R_c 和 R_e 不变, V_{CC} 减少时, Q 点将如何移动? 为使三极管不进入饱和状态, V_{CC} 如何选取?

解: ①
$$I_B = \frac{V_{CC} - (-U_{BE})}{R_b + (1 + \beta)R_e} = \left(\frac{20 - 0.3}{148 + 101 \times 0.5} \right) \text{ mA} = 0.1 \text{ mA}$$

$$I_C = \beta I_B = 100 \times 0.1 \text{ mA} = 10 \text{ mA}$$

直流负载线方程为 $-U_{CE} = V_{CC} - I_C(R_c + R_e)$

可作出直流负载线 MN, 与 $I_B = 0.1 \text{ mA}$ 的相交点为 Q 点。

② 当 R_b, R_e 不变, R_c 增加时, MN 与 y 轴交点 $\frac{V_{CC}}{R_c + R_e}$ 将减小。因此, Q 点向左移(Q_1)。

为使三极管不进入饱和状态, 则

$$V_{CC} = I_{C\max}(R_{c\max} + R_e) + |U_{CE(\text{sat})}|$$

所以 $R_{c\max} = \frac{V_{CC} - |U_{CE(\text{sat})}| - I_C R_e}{I_C} = 1.4 \text{ k}\Omega$, 即 $R_c < 1.4 \text{ k}\Omega$ 。

③ 当 R_c, R_e 不变, R_b 减小时, I_{BQ} 将增加, 而直流负载线不变。所以 Q 点向左上方向移动(Q_2)。为使三极管不进入饱和状态, 则

$$V_{CC} = I_{C\max}(R_c + R_e) + |U_{CE(\text{sat})}|$$

$$I_{C\max} = \frac{V_{CC} - |U_{CE(\text{sat})}|}{R_c + R_e} \approx 11.18 \text{ mA}$$

$$I_{B\max} = \frac{I_{C\max}}{\beta} = 0.112 \text{ mA}$$

$$R_{b\min} = \frac{V_{CC} - |U_{BE}| - I_{E\max} R_e}{I_{B\max}} = 126 \text{ k}\Omega$$

所以 $R_{b\min} > 126 \text{ k}\Omega$ 。

④ 当 R_b, R_c, R_e 不变, V_{CC} 减小时, 直流负载线向左平移, I_B 也减小, 所以静态工作点 Q 向左下方移动(Q_3)。

为使三极管不进入饱和状态, 则

$$V_{CC\min} = \beta I'_B (R_c + R_e) + |U_{CE(\text{sat})}|$$

而

$$I'_B = \frac{V_{CC\min} - |U_{BE}|}{R_b + (1 + \beta)R_e}$$

得

$$V_{CC\min} = \beta(R_c + R_e) \frac{V_{CC\min} - |U_{BE}|}{R_b + (1 + \beta)R_e} + |U_{CE(\text{sat})}|$$

即

$$V_{CCmin} = 100 \times (1.2 + 0.5) \times \frac{V_{CCmin} - 0.3}{148 + 101 \times 0.5} + 1$$

$$V_{CCmin} = \frac{(1 - 0.86 \times 0.3)}{1 - 0.86} \text{ V} = 5.3 \text{ V}$$

所以 $V_{CC} > 5.3 \text{ V}$ 。

题 2.33 图 2.57 所示的放大电路中,两个负载电阻的阻值相同,已知 $\beta \gg 1$, $\beta R_e \gg r_{be}$, 电容 $C_1 \sim C_3$ 很大。

① 写出开关 S_1 和 S_2 打开时 $\frac{\dot{U}_{o1}}{\dot{U}_i}$ 和 $\frac{\dot{U}_{o2}}{\dot{U}_i}$ 的表达式。

如何选择电路参数才可以使 $\frac{\dot{U}_{o1}}{\dot{U}_i} \approx \frac{\dot{U}_{o2}}{\dot{U}_i}$?

② 设 $R_c = R_e$, 写出 S_1 通、 S_2 断时的 $\dot{U}'_{o1}$, 以及 S_2 通、 S_1 断时 $\dot{U}'_{o2}$ 的表达式。当 R_L 满足什么条件时,可使 $\dot{U}'_{o1} = \dot{U}'_{o2}$? 当 R_L 多大时, $\frac{\dot{U}'_{o2}}{\dot{U}_i} = \frac{1}{2}$, 此时 $\frac{\dot{U}'_{o1}}{\dot{U}_i}$ 多大?

解: ① 当 S_1, S_2 打开时,有

$$\frac{\dot{U}_{o1}}{\dot{U}_i} = - \frac{\beta R_c}{r_{be} + (1 + \beta) R_e} \approx - \frac{R_c}{R_e}$$

$$\frac{\dot{U}_{o2}}{\dot{U}_i} = \frac{(1 + \beta) R_e}{r_{be} + (1 + \beta) R_e} \approx 1$$

所以要使 $\frac{\dot{U}_{o1}}{\dot{U}_i} \approx \frac{\dot{U}_{o2}}{\dot{U}_i}$, 则选 $R_c = R_e$ 。

② 当 S_1 通、 S_2 断时,有

$$\dot{U}'_{o1} = \dot{A}_{u1} \dot{U}_i = - \frac{\beta(R_c // R_L)}{r_{be} + (1 + \beta) R_e} \dot{U}_i \approx - \frac{R_c // R_L}{R_e} \dot{U}_i$$

当 S_2 通、 S_1 断时,有

$$\dot{U}'_{o2} = \dot{A}_{u2} \dot{U}_i = \frac{(1 + \beta)(R_e // R_L)}{r_{be} + (1 + \beta)(R_e // R_L)} \dot{U}_i$$

当满足 $R_L \gg R_c = R_e$ 时,可使 $\dot{U}'_{o1} \approx -\dot{U}'_{o2}$ 。要使 $\left| \frac{\dot{U}'_{o2}}{\dot{U}_i} \right| = \frac{1}{2}$, 应有

$$r_{be} = (1 + \beta)(R_e // R_L)$$

由此可得

$$R_L = \frac{r_{be} R_e}{R_e(1 + \beta) - r_{be}} \approx \frac{r_{be}}{1 + \beta}$$

此时

$$\frac{\dot{U}'_{o1}}{\dot{U}_i} \approx - \frac{r_{be}}{R_e(1 + \beta)}$$

题 2.34 共集放大电路如图 2.58 所示,设图中 $V_{CC} = 15 \text{ V}$, $R_{b1} = R_{b2} = 100 \text{ k}\Omega$, $R_b = 20 \text{ k}\Omega$, $R_e = R_L = 10 \text{ k}\Omega$, 三极管的 $\beta = 60$, $r_{be} = 3 \text{ k}\Omega$, $R_s = 100 \Omega$, 各电容均足够大,可视为交流短路。

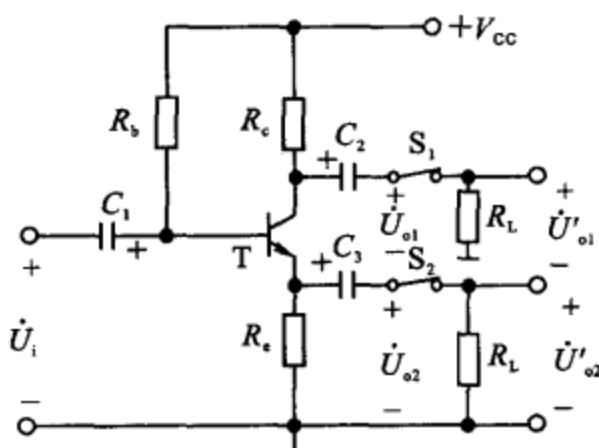


图 2.57 题 2.33 用图

① 若 C_3 断开, 求电路的 R_i 和 R_o ;

② 若接上 C_3 , 试写出 R_i 的表达式, 求出具体值, 并与 C_3 断开时的值进行比较。

解: ① 根据交流通路画出小信号模型等效电路如图 2.59 所示。

则:

$$R_i = (R_b + R_{b1} // R_{b2}) // [r_{be} + (1 + \beta)(R_e // R_L)] = \\ (20 + 100 // 100) // [3 + (1 + 60)(10 // 10)] \text{ k}\Omega \approx 57 \text{ k}\Omega$$

$$R_o = R_c // \frac{R_s // (R_b + R_{b1} // R_{b2}) + r_{be}}{1 + \beta} \approx 50 \Omega。$$

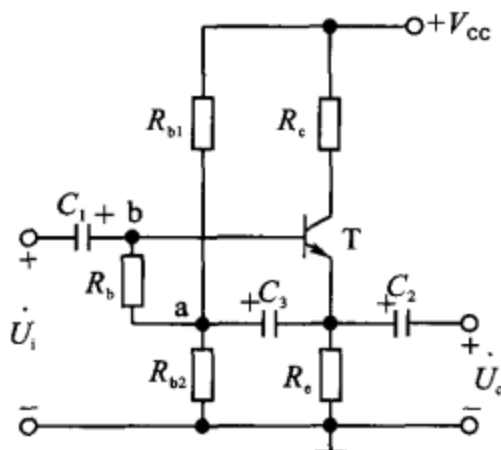


图 2.58 题 2.34 用图

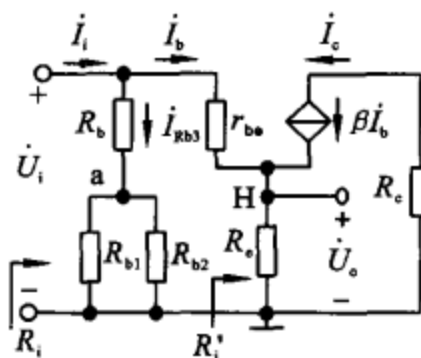


图 2.59 题 2.34 解图

② 将图 2.59 中 a, H 两点接上, 即为电路接上 C_3 后的小信号等效电路。根据密勒定理, 从输入端看进去, 处于三极管 b, e 极间的电阻 R_b 和 r_{be} , 可分别用 $\frac{R_b}{1 - A_u}$ 和 $\frac{r_{be}}{1 - A_u}$ 等效。

$$R_i = \frac{R_b}{1 - A_u} // \frac{r_{be}}{1 - A_u} = \frac{R_b // r_{be}}{1 - A_u}$$

R_b 折合到输出端等效为 $R'_b = \frac{R_b}{1 - 1/A_u}$ 。

由于 $A_u \approx 1$, 因此 R'_b 远大于 R_b , 故当它与 R_{b1}, R_{b2}, R_L 并联时可以忽略不计, 所以

$$A_u \approx \frac{(1 + \beta)(R_{b1} // R_{b2} // R_e // R_L)}{r_{be} + (1 + \beta)(R_{b1} // R_{b2} // R_e // R_L)}$$

$$R_i = \frac{R_b // r_{be}}{1 - A_u} \approx \frac{R_b}{R_b + r_{be}} [r_{be} + (1 + \beta)(R_{b1} // R_{b2} // R_e // R_L)] \approx 244 \text{ k}\Omega$$

可见, 接上 C_3 后, R_i 比 C_3 断开时增大了 187 k Ω 。

题 2.35 电路如图 2.60 所示, 设 $r_{bb'} = 200 \Omega$, 求:

① 各电极的静态电压值 U_B, U_C 及 U_E ;

② 若 Z 端接地, X 端接信号源且 $R_s = 10 \text{ k}\Omega$, Y 端接一 $10 \text{ k}\Omega$ 的负载电阻, 求 $A_{us}(u_Y/u_S)$;

③ 若 X 端接地, Z 端接一 $R_S = 200 \Omega$ 的信号电压 u_S , Y 端接一 $10 \text{ k}\Omega$ 的负载电阻, 求 $A_{us}(u_Y/u_S)$;

④ 若 Y 端接地, X 端接信号源且 $R_S = 10 \text{ k}\Omega$, Z 端接一 $1 \text{ k}\Omega$ 的负载电阻, 求 $A_{us}(u_Z/u_S)$ 。

解: ① 在静态条件下: T 管导通, 导通压降近似为 0.7 V , 因 $I_E = 1 \text{ mA}$, 则

$$I_B = \frac{I_E}{1 + \beta} = \frac{1}{101} \approx 10 \mu\text{A}$$

$$I_C = \frac{\beta}{1 + \beta} I_E \approx I_E = 1 \text{ mA}$$

$$U_C = V_{CC} - I_C R_c = (10 - 1 \times 8) \text{ V} = 2 \text{ V}$$

$$U_B = -I_B R_b = -10 \mu\text{A} \times 10 \text{ k}\Omega = -0.1 \text{ V}$$

$$U_E = U_B - U_{BE} = (-0.1 - 0.7) \text{ V} \approx -0.8 \text{ V}。$$

② Z 接地, 则 Z 为公共端:

$$r_{be} = 200 + \frac{\beta U_T}{I_C} \approx \left(200 + \frac{100 \times 26}{1} \right) \Omega = 2.8 \text{ k}\Omega$$

所以

$$A_u = \frac{u_Y}{u_i} = -\frac{\beta(R_c // R_L)}{r_{be}} = -158.7$$

交流输入电阻近似为

$$R_i = r_{be} // R_b = (2.8 // 10) \text{ k}\Omega = 2.2 \text{ k}\Omega$$

所以 $A_{us} = \frac{u_Y}{u_S} = \frac{u_Y}{u_i} \cdot \frac{u_i}{u_S} = A_u \cdot \frac{R_i}{R_i + R_S} = -158.7 \times \frac{2.2}{2.2 + 10} \approx -28.6$

③ X 接地, 则 X 为公共端:

$$A_u = \frac{u_Y}{u_i} = \frac{\beta}{r_{be}} \cdot (R_c // R_L) \approx 158.7$$

$$R_i = \frac{r_{be}}{1 + \beta} = \frac{2.8}{101} \text{ k}\Omega \approx 28 \Omega$$

$$A_{us} = \frac{u_Y}{u_S} = \frac{u_Y}{u_i} \cdot \frac{u_i}{u_S} = A_u \cdot \frac{R_i}{R_i + R_S} = 158.7 \times \frac{28}{28 + 200} \approx 19.5$$

④ Y 接地, 则 Y 为公共端:

设 $r_{ce} \rightarrow \infty$, 则

$$R'_L = R_L // r_{ce} \approx R_L = 1 \text{ k}\Omega$$

所以

$$A_u = \frac{u_Z}{u_i} = \frac{(1 + \beta) R'_L}{r_{be} + (1 + \beta) R'_L} = \frac{101 \times 1}{2.8 + 101 \times 1} = \frac{101}{103.8} = 0.973$$

$$R'_i = r_{be} + (1 + \beta) R'_L = (2.8 + 101) \text{ k}\Omega = 103.8 \text{ k}\Omega$$

$$R_i = R'_i // R_b = 9.12 \text{ k}\Omega$$

$$A_{us} = \frac{u_Z}{u_S} = \frac{u_Z}{u_i} \cdot \frac{u_i}{u_S} = A_u \cdot \frac{R_i}{R_i + R_S} = 0.973 \times \frac{9.12}{9.12 + 10} \approx 0.464$$

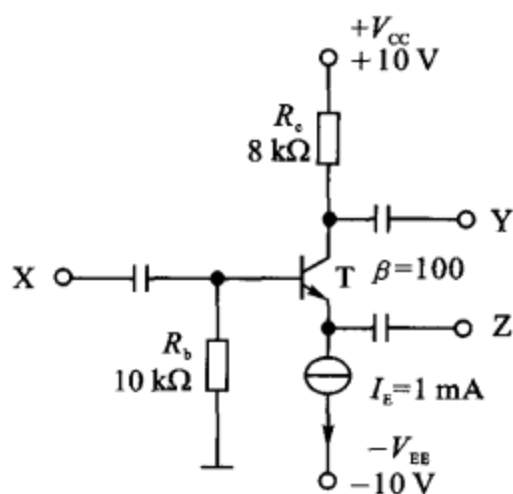


图 2.60 题 2.35 用图

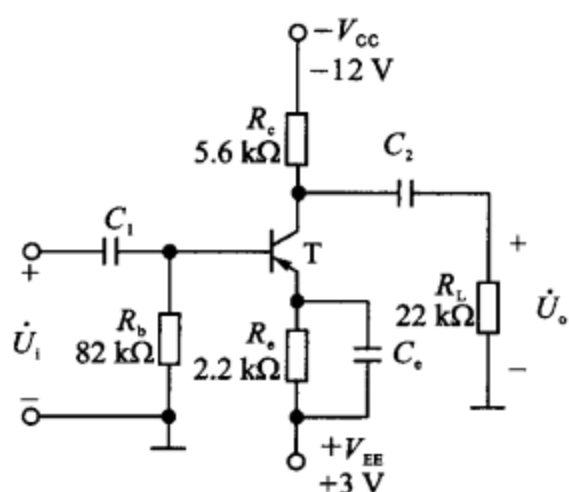


图 2.61 题 2.36 用图

题 2.36 已知图 2.61 所示共射放大电路中的锗三极管的 $\beta=150$, $U_{CE(sat)}=0.2\text{ V}$, 试用微变等效电路法求:

- ① 电压放大倍数;
- ② 输入电阻和输出电阻;
- ③ 最大不失真输出电压幅值 U_{omax} ;
- ④ 最大的输入电压幅值 U_{imax} 和此时的基极电流交流分量幅值 I_{bmax} 。

解: ① 画出直流通路如图 2.62(a)所示, 由直流通路可得

$$I_B R_b - V_{EE} + I_E R_e - U_{BE} = 0$$

$$I_B R_b - V_{EE} + (1 + \beta) I_B R_e - U_{BE} = 0$$

所以
$$I_{BQ} = \frac{V_{EE} - (-U_{BE})}{R_b + (1 + \beta) R_e} = \frac{(3 - 0.3)\text{ V}}{[82 + (1 + 150) \times 2.2]\text{ k}\Omega}$$

$$= 6.5 \times 10^{-3}\text{ mA}$$

$$I_{CQ} = \beta I_{BQ} = 150 \times 6.5 \times 10^{-3}\text{ mA} = 0.98\text{ mA}$$

$$-U_{CEQ} = V_{CC} - (R_c + R_e) \times I_{CQ} + V_{EE} = 7.3\text{ V}$$

即

$$U_{CEQ} = -7.3\text{ V}$$

画出微变等效电路如图 2.62(b)。可得

$$r_{be} = r_{bb'} + (1 + \beta) \frac{26}{I_{EQ}} = \left[200 + (1 + 150) \frac{26}{0.98} \right] \Omega = 4.2\text{ k}\Omega$$

$$A_u = -\beta \frac{R_L // R_c}{r_{be}} = -150 \times \frac{5.6 // 22}{4.2} = -158$$

②

$$R_i = R_b // r_{be} = (82 // 4.2)\text{ k}\Omega = 4\text{ k}\Omega$$

$$R_o = R_c = 5.6\text{ k}\Omega。$$

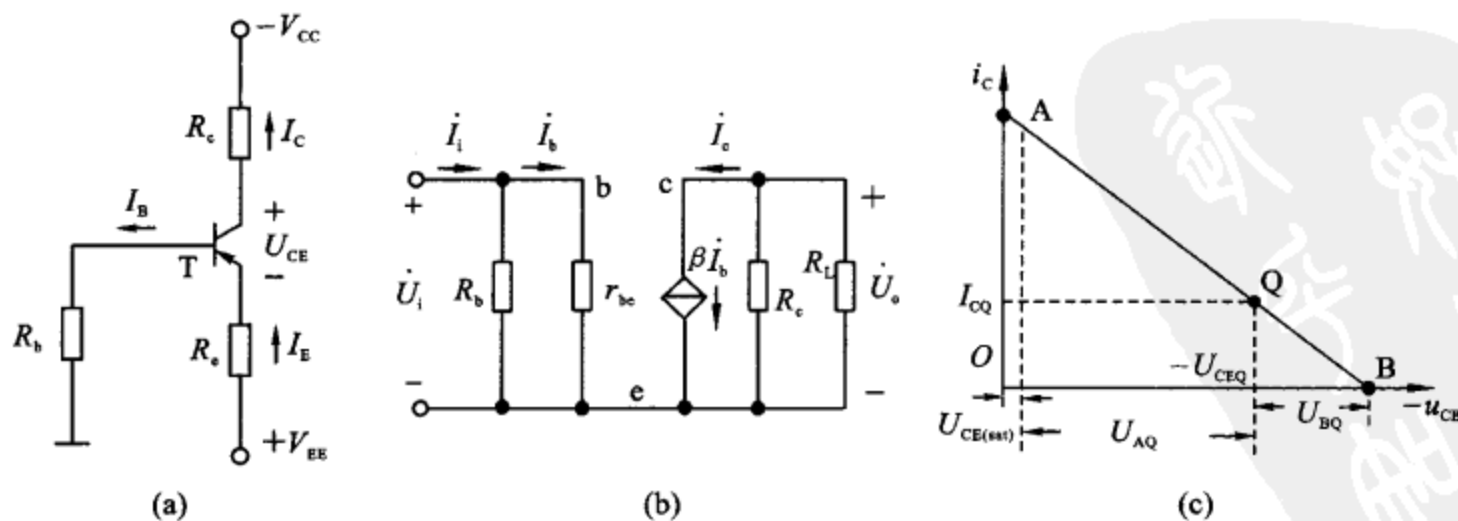


图 2.62 题 2.36 解图

③ 由图 2.62(c)可得

$$|U_{AQ}| = |U_{CEQ}| - |U_{CE(sat)}| = (7.3 - 0.2) \text{ V} = 7.1 \text{ V}$$

$$|U_{QB}| = |I_{CQ}(R_L // R_C)| = [0.98 \times (5.6 // 2.2)] \text{ V} = 4.37 \text{ V}$$

$$|U_{QB}| < |U_{AQ}|$$

故

$$U_{omax} = |U_{QB}| = 4.37 \text{ V}$$

④

$$U_{imax} = \frac{U_{omax}}{A_u} = \frac{4.37 \text{ V}}{158} = 28 \text{ mV}$$

$$I_{bmax} = \frac{U_{imax}}{r_{be}} = \frac{28 \text{ mV}}{4.2 \text{ k}\Omega} = 6.7 \mu\text{A}$$

题 2.37 图 2.63 中 N 沟道 JFET 构成的放大电路, JFET 的 $U_{GS(off)} = -2 \text{ V}$, $I_{DSS} = 5 \text{ mA}$, S_1 处于开路状态。

① 说明 C_1, C_2, C_3, C_4 的作用;

② 说明 R_3 和 R_5 的作用;

③ 计算电路的输入阻抗 R_i , 输出阻抗 R_o 和电压放大倍数 A_u ;

④ 现将 N 沟道 JFET 换成 NPN 型 BJT ($\beta = 100$) 并将 S_1 闭合, 再计算输入阻抗 R_i , 输出阻抗 R_o 和电压放大倍数 A_u ;

⑤ 比较共源 JFET 放大器和共射 BJT 放大器的优缺点。

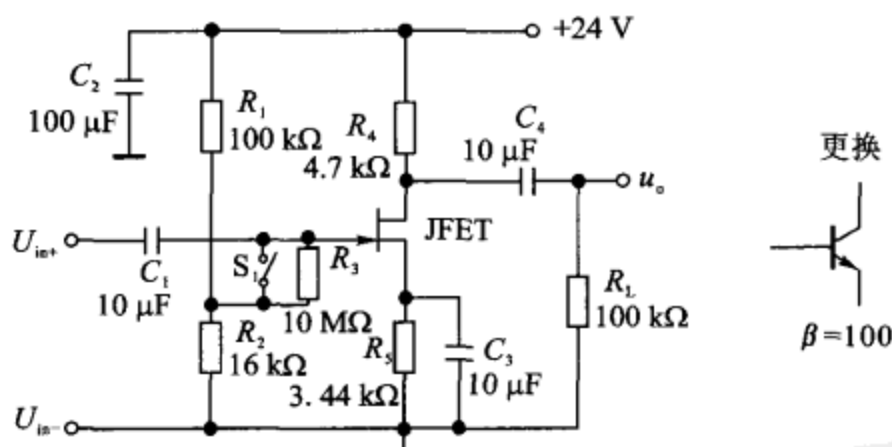


图 2.63 题 2.37 用图

解: ① C_1 和 C_4 为输入输出耦合电容, 隔离直流分量, 传递交流分量; C_2 为电源纹波和噪声滤波电容, C_3 为反馈电阻 R_5 的交流短路电容。

② R_3 作为栅极输入电阻的一部分, 缓解 JFET 输入电阻随偏置电压变化剧烈的问题, 尤其是在正偏下输入电阻的急剧减少; R_5 为 JFET 源极负反馈电阻, 起稳定直流工作点的作用。

$$\textcircled{3} \quad R_i = R_3 + R_1 // R_2 = 10 \text{ M}\Omega + (100 // 16) \text{ k}\Omega = 10.0138 \text{ M}\Omega$$

$$R_o = R_4 = 4.7 \text{ k}\Omega$$

$$U_{GQ} = V_{CC} \times \frac{R_2}{R_1 + R_2} = \left(24 \times \frac{16}{116} \right) \text{ V} = 3.3 \text{ V}$$

$$\begin{cases} U_{GQ} = U_{GSQ} + R_5 I_{DQ} \\ I_{DQ} = I_{DSS} \left(1 - \frac{U_{GSQ}}{U_{GS(off)}} \right)^2 \end{cases}$$

解此方程得

$$\begin{cases} U_{GSQ} = -1 \text{ V} \\ I_{DQ} = 1.25 \text{ mA} \end{cases}$$

$$A_u = -g_m (R_4 // R_L) = - \left[-\frac{2I_{DSS}}{U_{GS(off)}} \left(1 - \frac{U_{GSQ}}{U_{GS(off)}} \right) \right] (R_4 // R_L) = -11.25$$

④ 将 S_1 闭合, 组成共射放大电路, 则

$$I_{EQ} = \frac{U_{BQ} - U_{BEQ}}{R_5} = \frac{3.3 - 0.7}{R_5} = 0.75 \text{ mA}$$

$$r_{be} = r_{bb'} + (1 + \beta) \cdot \frac{26}{I_{EQ}} = \left[200 + (1 + 100) \times \frac{26}{0.75} \right] \Omega = 3.7 \text{ k}\Omega$$

$$R_i = R_1 // R_2 // r_{be} = (100 // 16 // 3.7) \text{ k}\Omega = 2.92 \text{ k}\Omega$$

$$R_o = R_4 = 4.7 \text{ k}\Omega$$

$$A_u = -\frac{\beta \cdot (R_4 // R_L)}{r_{be}} = -\frac{100(4.7 // 100)}{3.7} = -121.6$$

⑤ JFET 共源放大器(CS)的优点: 输入阻抗高; 缺点: 输入阻抗随输入电压变化明显, 尤其是在正偏下, 因此需要 R_3 电阻。BJT 共射放大器(CE)的优点: 跨导大, 电流控制能力强, 但输入阻抗较小。

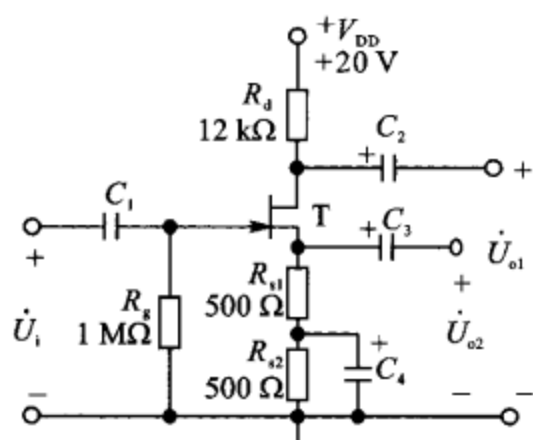


图 2.64 题 2.38 用图

题 2.38 如图 2.64 所示放大电路中, 已知 $U_{GS(off)} = -3 \text{ V}$, $I_{DSS} = 3 \text{ mA}$, $r_{ds} \gg R_d$, 试用微变等效电路法求:

① 电压放大倍数 $\dot{A}_{u1}$ 和 $\dot{A}_{u2}$;

② 输入电阻 R_i 和输出电阻 R_{o1} , R_{o2} 。

解: ① $U_{GSQ} = -I_{DQ}(R_{S1} + R_{S2}) = -I_{DQ}(0.5 + 0.5) = -I_{DQ}$

$$I_{DQ} = I_{DSS} \left(1 - \frac{U_{GSQ}}{U_{GS(off)}} \right)^2 = 3 \times \left(1 + \frac{U_{GSQ}}{3} \right)^2$$

$$U_{GSQ} = -1.15 \text{ V}$$

$$I_{DQ} = 1.15 \text{ mA}$$

$$U_{DSQ} = V_{DD} - I_{DQ}(R_d + R_{S1} + R_{S2}) = 5.05 \text{ V}$$

画出微变等效电路如图 2.65(a)所示:

$$g_m = -\frac{2I_{DSS}}{U_{GS(off)}} \left(1 - \frac{U_{GSQ}}{U_{GS(off)}} \right) = 1.23 \text{ mS}$$

$$\dot{A}_{u1} = \frac{\dot{U}_{o1}}{\dot{U}_i} = \frac{-g_m \dot{U}_{gs} R_d}{\dot{U}_{gs} + g_m \dot{U}_{gs} R_{S1}} = \frac{-1.23 \times 12}{1 + 1.23 \times 0.5} \approx -9.1$$

$$\dot{A}_{u2} = \frac{\dot{U}_{o2}}{\dot{U}_i} = \frac{g_m \dot{U}_{gs} R_{S1}}{\dot{U}_{gs} + g_m \dot{U}_{gs} R_{S1}} = \frac{1.23 \times 0.5}{1 + 1.23 \times 0.5} \approx 0.38。$$

②

$$R_i = R_g = 1 \text{ M}\Omega$$

$$R_{o1} \approx R_d = 12 \text{ k}\Omega$$

求 R_{o2} 画出等效电路如图 2.65(b), 得

$$I = \frac{\dot{U}}{R_{S1}} - g_m \dot{U}_{gs}$$

$$\dot{U}_{gs} = -\dot{U}$$

$$I = \frac{\dot{U}}{R_{S1}} + g_m \dot{U}$$

$$R_{o2} = \frac{\dot{U}}{I} = \frac{1}{1/R_{S1} + g_m} = \left(\frac{1}{1/0.5 + 1.23} \right) \text{ k}\Omega = 0.31 \text{ k}\Omega$$

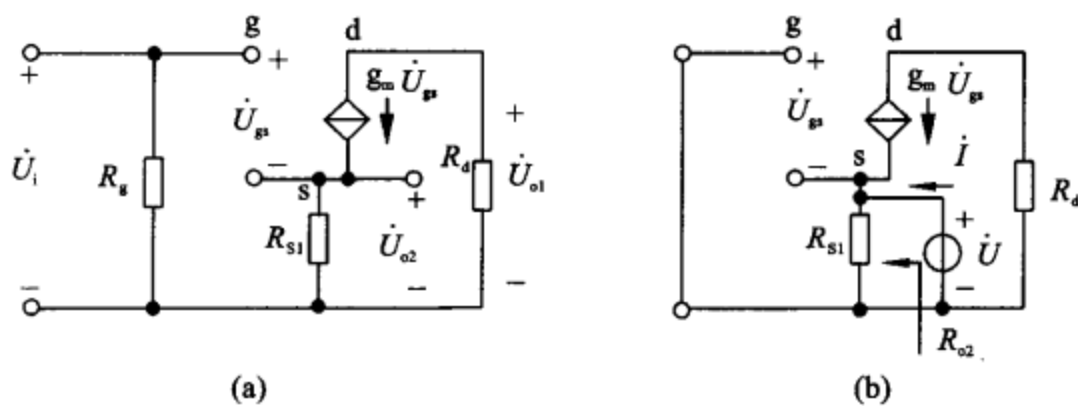


图 2.65 题 2.38 解图

题 2.39 电路如图 2.66 所示, 设晶体管的参数为 $\beta, r_{be}, (\beta \gg 1)$

① 图 2.66(a)和(b)各为何种放大电路, 其 T_1 和 T_2 管各起什么作用?

② 分别求图 2.66(a)和(b)电路的电压放大倍数 $A_u = \frac{u_o}{u_i} = ?$

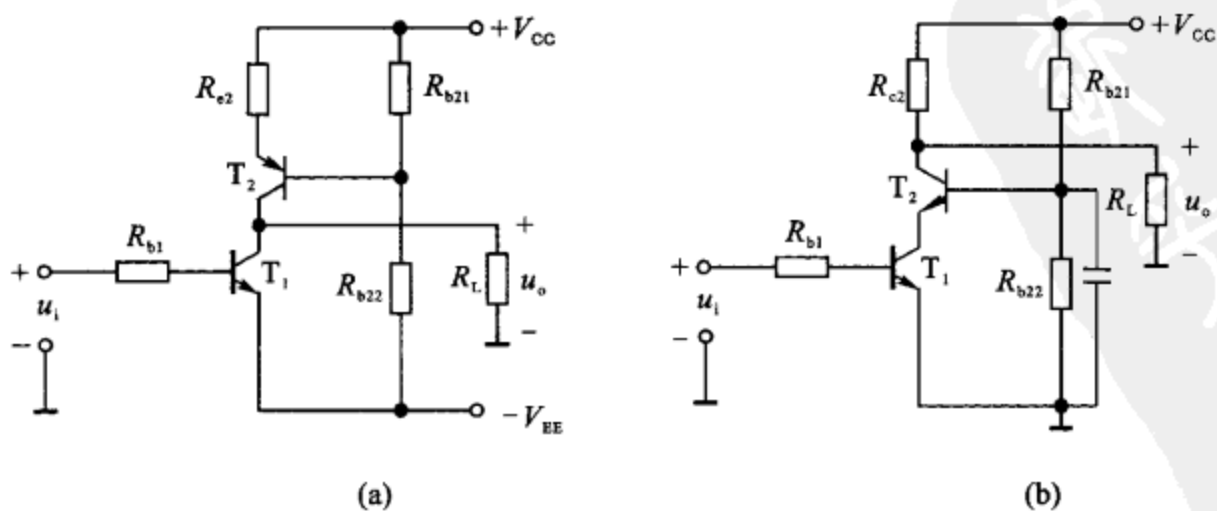


图 2.66 题 2.39 用图

解: ① 图 2.66(a): T_1 构成共射放大电路, T_2 为其有源负载, 提高输出阻抗。图 2.66(b): T_1 构成共射单级放大, T_2 为其负载, 同时 T_2 又构成共基放大电路, R_{c2} 和 R_L 为其负载, 因此整个电路为共射—共基组合电路。

② 图 2.66(a) 的电压增益为:

$$A_u = -\frac{\beta(R_L // R_{o2})}{R_{b1} + r_{be}}$$

其中 R_{o2} 为 T_2 的等效输出电阻,

$$R_{o2} = r_{ce2} \left(1 + \frac{\beta R_{e2}}{R_{e2} + r_{be} + R_{b21} // R_{b22}} \right)。$$

图 2.66(b) 的各级电压增益为:

$$A_{u1} = -\frac{\beta}{R_{b1} + r_{be}} \cdot \frac{r_{be}}{\beta + 1} = -\frac{r_{be}}{R_{b1} + r_{be}}$$

$$A_{u2} = \frac{\beta}{r_{be}} (R_{c2} // R_L)$$

$$A_u = A_{u1} \cdot A_{u2} = -\frac{\beta(R_{c2} // R_L)}{R_{b1} + r_{be}}$$

题 2.40 如图 2.67 所示。设两管的特性相同, $\beta_1 = \beta_2 = 50$, $U_{BE1} = U_{BE2} = 0.7 \text{ V}$ 。

- ① 试确定其静态工作点;
- ② 画出其交流通路并指出各晶体管工作于何种组态;
- ③ 求电路的电压放大倍数、输入电阻和输出电阻。

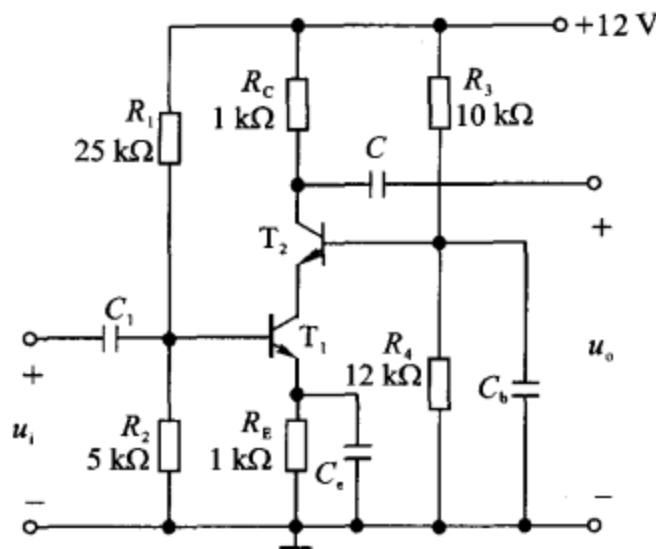


图 2.67 题 2.40 用图

解: ①
$$I_{EQ1} = \frac{U_{BQ} - U_{BEQ}}{R_E} = \frac{V_{CC} \cdot \frac{R_2}{R_1 + R_2} - U_{BEQ}}{R_E} = \left[\frac{12 \times \frac{5}{25+5} - 0.7}{1} \right] \text{ mA} = 1.3 \text{ mA}$$

$$I_{EQ2} = I_{CQ1} \approx I_{EQ1} = 1.3 \text{ mA}$$

$$U_{B2} = V_{CC} \times \frac{R_4}{R_3 + R_4} = 6.55 \text{ V}$$

$$U_{E2} = U_{B2} - 0.7 = 5.85 \text{ V}$$

$$U_{CEQ1} = (5.85 - 1.3 \times 1) \text{ V} = 4.55 \text{ V}$$

$$U_{C2} = (12 - 1.3 \times 1) \text{ V} = 10.7 \text{ V}$$

$$U_{CEQ2} = U_{C2} - U_{E2} = (10.7 - 5.85) \text{ V} = 4.85 \text{ V}$$

② 画出交流通路如图 2.68。

可见, T_1 构成共射电路, T_2 构成共基电路。

$$\textcircled{3} \quad r_{be1} \approx (1 + \beta_1) \frac{26}{I_{EQ1}} = 1 \text{ k}\Omega$$

$$\dot{A}_u = \frac{\dot{U}_o}{\dot{U}_i} = -\frac{\dot{I}_{c2} \cdot R_C}{\dot{I}_{b1} \cdot r_{be1}} \approx -\frac{\dot{I}_{c1} \cdot R_C}{\dot{I}_{b1} \cdot r_{be1}} = -\frac{\beta_1 \dot{I}_{b1} \cdot R_C}{\dot{I}_{b1} \cdot r_{be1}} = -\beta_1 \frac{R_C}{r_{be1}} = -50$$

$$R_i = R_1 // R_2 // r_{be1} \approx 0.806 \text{ k}\Omega$$

$$R_o \approx R_C = 1 \text{ k}\Omega。$$

题 2.41 电路如图 2.69 所示。设 T_1, T_2, T_3 的电流放大系数分别为 $\beta_1, \beta_2, \beta_3$ 。

① 画出其交流等效电路图；

② 写出其电压放大倍数的表达式；

③ 写出其输入电阻、输出电阻的表达式。

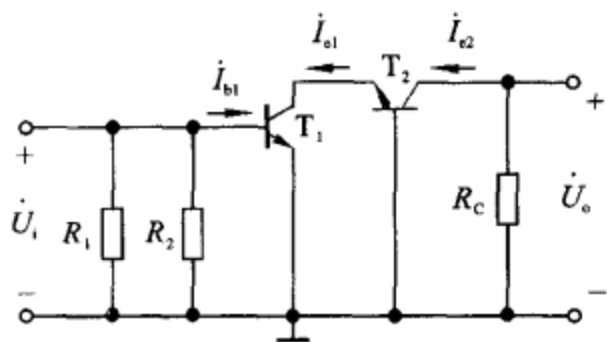


图 2.68 题 2.40 解图

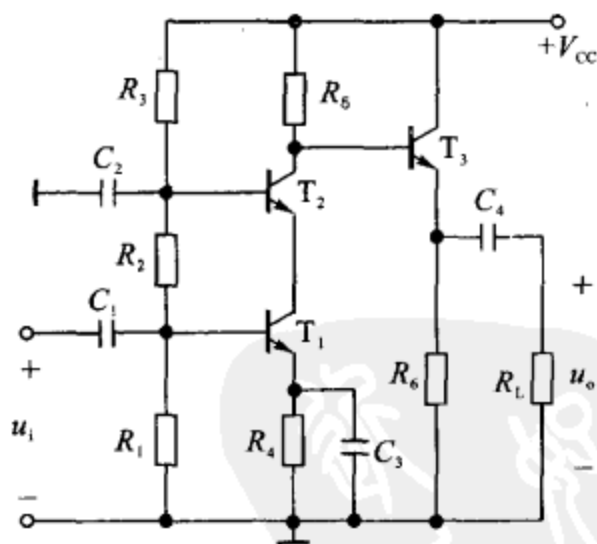


图 2.69 题 2.41 用图

解: ① 画出交流通路和微变等效电路如图 2.70(a), (b) 所示。

$$\textcircled{2} \quad R_{i1} = \frac{r_{be2}}{1 + \beta_2}$$

$$R_{i2} = r_{be3} + (1 + \beta_3)(R_6 // R_L)$$

$$\dot{A}_{u1} = \frac{u_{o1}}{u_i} = -\frac{\beta_1 R_{i1}}{r_{be1}} = -\frac{\beta_1}{1 + \beta_2} \frac{r_{be2}}{r_{be1}}$$

$$A_{u2} = \frac{u_{o2}}{u_{o1}} = -\frac{\beta_2(R_5 // R_{i2})}{r_{be2}} = -\frac{\beta_2(R_5 // [r_{be3} + (1 + \beta_3)(R_6 // R_L)])}{r_{be2}}$$

$$A_{u3} = \frac{u_o}{u_{o2}} = \frac{(1 + \beta_3)(R_6 // R_L)}{r_{be3} + (1 + \beta_3)(R_6 // R_L)}$$

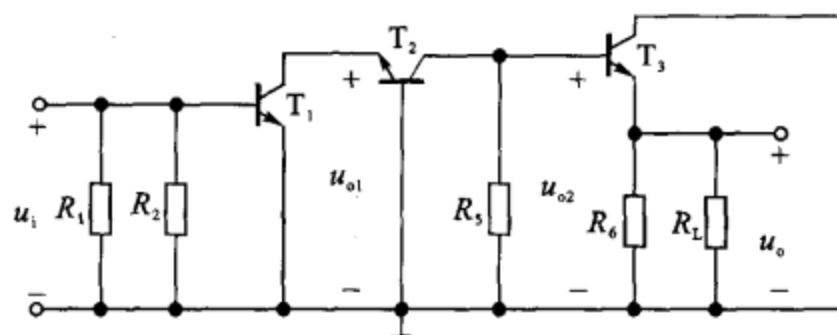
则输入-输出即电压增益的关系为:

$$A_u = A_{u1} \cdot A_{u2} \cdot A_{u3} = -\frac{\beta_1}{1 + \beta_2} \cdot \frac{r_{be2}}{r_{be1}} \cdot \frac{\beta_2 \{R_5 // [r_{be3} + (1 + \beta_3)(R_6 // R_L)]\}}{r_{be2}} \cdot \frac{(1 + \beta_3)(R_L // R_6)}{r_{be3} + (1 + \beta_3)(R_L // R_6)} \approx -\frac{\beta_1}{r_{be1}} \cdot \frac{R_5 // [r_{be3} + (1 + \beta_3)(R_6 // R_L)]}{r_{be3} + (1 + \beta_3)(R_6 // R_L)} \cdot (1 + \beta_3)(R_6 // R_L)$$

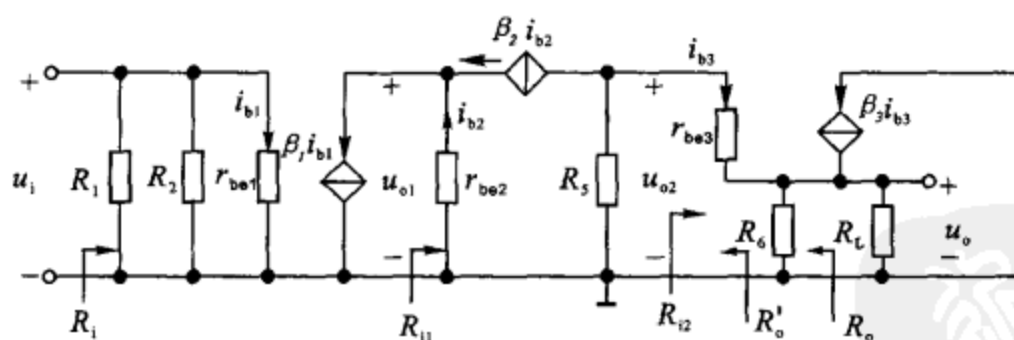
③ 输入电阻为: $R_i = R_1 // R_2 // r_{be1}$

$$R'_o = (r_{be3} + R_5) / (1 + \beta_3)$$

输出电阻为: $R_o = R'_o // R_6 = [(r_{be3} + R_5) / (1 + \beta_3)] // R_6$ 。



(a)



(b)

图 2.70 题 2.41 解图

题 2.42 放大电路如图 2.71 所示, 已知 β, r_{be} 。

- ① 画出微变等效电路;
- ② 写出输入电阻表达式;
- ③ 写出输出电阻表达式;
- ④ 写出放大倍数 $A_{us} = \frac{u_o}{u_s}$ 表达式。

解: ① 画出微变等效电路, 如图 2.72 所示。

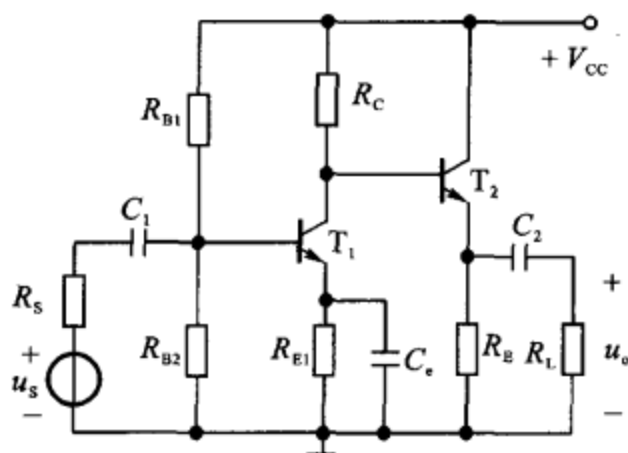


图 2.71 题 2.42 用图

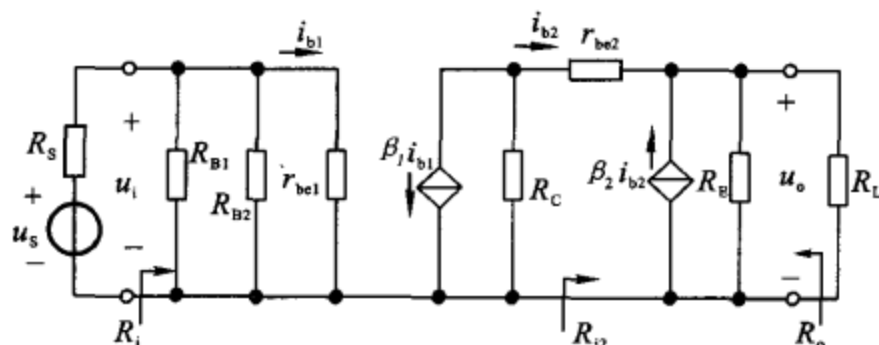


图 2.72 题 2.42 解图

② 输入电阻: $R_i = R_{B1} // R_{B2} // r_{be1}$ 。

③ 输出电阻: $R_o = R_E // \frac{r_{be2} + R_C}{1 + \beta_2}$ 。

④ $R_{i2} = r_{be2} + (1 + \beta_2)(R_E // R_L)$

放大倍数: $A_{us} = \frac{R_i}{R_i + R_S} A_u = A_{u1} \cdot A_{u2} \cdot \frac{R_i}{R_i + R_S}$

其中 $A_{u1} = -\frac{\beta_1 (R_C // R_{i2})}{r_{be1}}$

$A_{u2} = \frac{(1 + \beta_2)(R_E // R_L)}{r_{be2} + (1 + \beta_2)(R_E // R_L)}$ 。

题 2.43 电路如图 2.73 所示, T_1 为 N 沟道耗尽型 MOSFET, 其 $I_{DSS} = 5 \text{ mA}$, $U_{GS(off)} = -4 \text{ V}$, $r_{ds} = 200 \text{ k}\Omega$ 。
 T_2 为双极型三极管, $\beta = 40$, $r_{be} = 1 \text{ k}\Omega$ 。

① 用解析法求 T_1 的静态工作点参数;

② 求电路的电压增益表达式, 求 $A_u = 1$ 时 R_C 的值以及 R_i 和 R_o 。

解: ① 列方程组:

$$\begin{cases} I_{DQ} = I_{DSS} \left(1 - \frac{U_{GSQ}}{U_{GS(off)}} \right)^2 \\ U_{GSQ} = U_{GQ} - R(I_{DQ} - I_C) \\ U_{GQ} = V_{DD} \cdot \frac{R_{g2}}{R_{g1} + R_{g2}} \\ I_{DQ} = \frac{U_{BEQ}}{R_d} + \frac{I_C}{\beta} \end{cases}$$

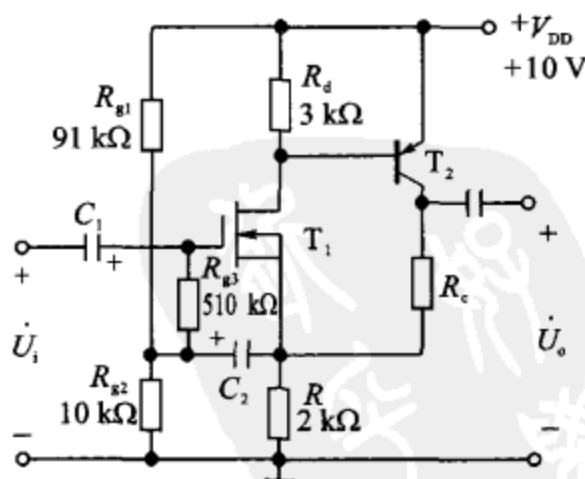


图 2.73 题 2.43 用图

解得:

$$I_{DQ} = 1.85 \text{ mA}$$

$$U_{GSQ} = -3.23 \text{ V}$$

在 Q 点 T_1 的跨导为: $g_m = -\frac{2I_{DSS}}{U_{GS(off)}} \left(1 - \frac{U_{GSQ}}{U_{GS(off)}}\right) \approx 0.48 \text{ mS}$ 。

② 画出微变等效电路如图 2.74(a)。

$$\dot{I}_b = -g_m \dot{U}_{GS} \frac{R_d}{R_d + r_{be}}$$

$$\dot{I}_c = -\beta \dot{I}_b = g_m \dot{U}_{GS} \frac{\beta R_d}{R_d + r_{be}} = g_m \beta' \dot{U}_{GS}$$

流过 R 的电流为: (其中 $R' = R // R_{g1} // R_{g2}$)

$$\dot{I} = g_m \dot{U}_{GS} + \dot{I}_c = g_m \dot{U}_{GS} (1 + \beta')$$

$$\dot{U}_i = \dot{U}_{GS} + \dot{I}(R_{g1} // R_{g2} // R) = \dot{U}_{GS} [1 + g_m (R_{g1} // R_{g2} // R) (1 + \beta')]$$

$$\dot{U}_o = g_m \dot{U}_{GS} [\beta' R_c + (1 + \beta') (R_{g1} // R_{g2} // R)]$$

所以
$$\dot{A}_u = \frac{\dot{U}_o}{\dot{U}_i} = g_m \frac{\beta' R_c + (1 + \beta') (R_{g1} // R_{g2} // R)}{1 + g_m (1 + \beta') (R_{g1} // R_{g2} // R)}$$

其中 $\beta' = \frac{\beta R_d}{R_d + r_{be}} = \frac{40 \times 3}{3 + 1} = 30$,

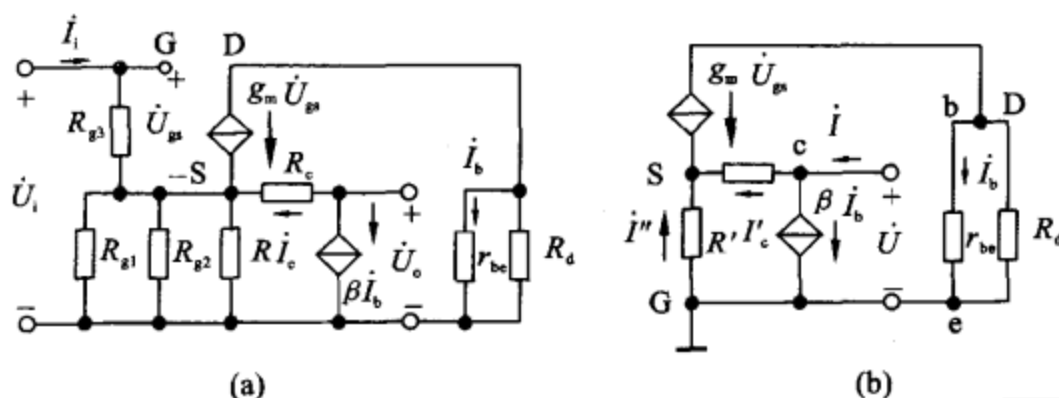


图 2.74 题 2.43 解图

当 $\dot{A}_u = 1$ 时, 必有: $g_m \beta' R_c = 1$

$$R_c = \frac{1}{g_m \beta'} \approx 69 \Omega$$

$$R_i = \frac{\dot{U}_i}{\dot{I}_i} = \frac{\dot{U}_i}{\dot{U}_{gs}/R_{g3}} = R_{g3} [1 + g_m (1 + \beta') (R_{g1} // R_{g2} // R)] = 13 \text{ M}\Omega$$

为求 R_o , 画出电路如图 2.74(b)。

设:

$$R' = R_{g1} // R_{g2} // R_{g3} // R$$

$$\beta \dot{I}_b = -g_m \beta' \dot{U}_{gs}$$

因 $R_o = \frac{\dot{U}}{\dot{I}}$, 则:
$$\dot{U} = \dot{I}'_c R_c - \dot{U}_{gs} = -\dot{U}_{gs} \left(g_m R_c + \frac{R_c}{R'} + 1 \right)$$

$$\dot{I} = \dot{I}'_c + \beta \dot{I}_b = -\frac{\dot{U}_{gs}}{R'} [1 + g_m R' (1 + \beta)]$$

$$\text{所以 } R_o = \frac{\dot{U}}{\dot{I}} = \frac{(1 + g_m R_c) R'}{1 + g_m R' (1 + \beta)} = 67.2 \Omega。$$

题 2.44 为提高放大器的输入电阻,多级放大器的第一级多采用如图 2.75 所示的场效应管和三极管组合的达林顿放大电路。设电路中 $R_g \gg R_{e1}, R_g \gg R_{e2}$, 试求 $\dot{A}_u, R_i$ 及 R_o 。

解: 画出微变等效电路如图 2.76(a) 所示。由图可见,当 $R_g \gg R_{e1}, R_g \gg R_{e2}$ 时,有

$$\begin{aligned}\dot{U}_i &= \dot{U}_{gs} + g_m \dot{U}_{gs} r_{be} + \dot{I}_e (R_{e1} + R_{e2}) \\ &= \dot{U}_{gs} + g_m \dot{U}_{gs} r_{be} + (1 + \beta) g_m \dot{U}_{gs} (R_{e1} + R_{e2}) \\ &= \dot{U}_{gs} [1 + g_m r_{be} + (1 + \beta) g_m (R_{e1} + R_{e2})] \\ \dot{U}_o &= (1 + \beta) g_m \dot{U}_{gs} (R_{e1} + R_{e2})\end{aligned}$$

故

$$\dot{A}_u = \frac{\dot{U}_o}{\dot{U}_i} = \frac{(1 + \beta) g_m (R_{e1} + R_{e2})}{1 + g_m [(1 + \beta) (R_{e1} + R_{e2}) + r_{be}]}$$

输入电阻:

$$\begin{aligned}\dot{I}_i &= \frac{\dot{U}_i - \dot{U}_{R_{e2}}}{R_g} \approx \left(\dot{U}_i - \frac{R_{e2}}{R_{e1} + R_{e2}} \dot{U}_o \right) / R_g \\ &= \left(\dot{U}_i - \dot{A}_u \dot{U}_i \frac{R_{e2}}{R_{e1} + R_{e2}} \right) / R_g = \frac{\dot{U}_i}{R_g} \left[1 - \frac{\dot{A}_u R_{e2}}{R_{e1} + R_{e2}} \right] \\ R_i &= \frac{\dot{U}_i}{\dot{I}_i} = R_g / \left(1 - \frac{R_{e2}}{R_{e1} + R_{e2}} \dot{A}_u \right) \circ\end{aligned}$$

根据输出电阻的定义,可得等效电路如图 2.76(b) 所示。由图可得:

$$\dot{I}_b = g_m \dot{U}_{gs}$$

$$\dot{I} = (1 + \beta) g_m \dot{U}_{gs} + \frac{\dot{U}}{R_{e1} + [R_{e2} // (R_g + R_s)]}$$

因为 $R_g \gg R_{e1}, R_g \gg R_{e2}$, 且

$$-\dot{U}_{gs} = g_m \dot{U}_{gs} r_{be} + \dot{U},$$

所以

$$\begin{aligned}\dot{I} &= (1 + \beta) g_m \cdot \frac{\dot{U}}{1 + g_m r_{be}} + \frac{\dot{U}}{R_{e1} + R_{e2}} \\ R_o &= \frac{\dot{U}}{\dot{I}} = (R_{e1} + R_{e2}) // \frac{1 + g_m r_{be}}{(1 + \beta) g_m} \circ\end{aligned}$$

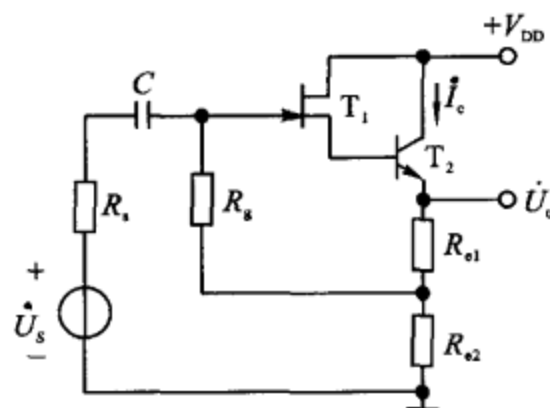


图 2.75 题 2.44 用图

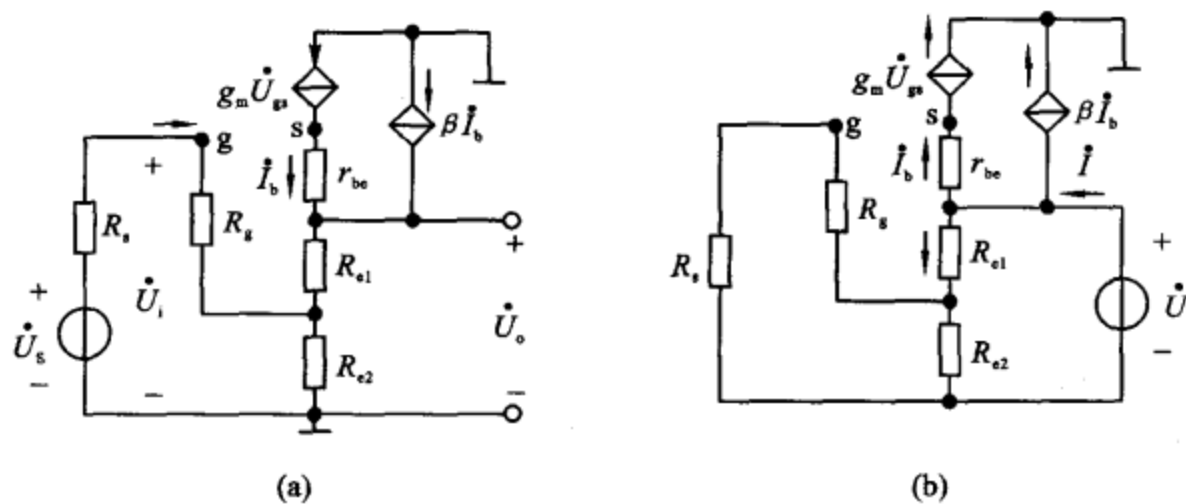


图 2.76 题 2.44 解图

第3章 集成运算放大器与模拟乘法器

3.1 重点与难点

3.1.1 主要内容

恒流源电路；差动放大电路；双极型集成运算放大器；场效应管集成运算放大器；集成运算放大器的主要技术参数；理想集成运算放大器；模拟乘法器。

3.1.2 重点

1. 常用电流源的组成、工作原理、电流传输关系以及性能特点；
2. 有源负载的概念及其在放大电路中的应用；
3. 差模信号和共模信号的概念与计算；
4. 典型差动放大电路的组成、工作原理及主要特点；
5. 差模信号和共模信号作用下差动放大电路的分析方法；
6. 各类差动放大电路差模增益、共模增益、差模输入电阻、差模输出电阻及共模抑制比的计算；
7. 集成运放的理想化条件与特点；
8. 模拟乘法器原理与应用。

3.1.3 难点

1. 电流源电路输出电阻的计算；
2. 差动放大电路结构不对称对差放性能的影响。

3.2 习题与解答

题 3.1 在图 3.1 所示的电路中， T_1, T_2, T_3 的特性都相同，且 $\beta_1 = \beta_2 = \beta_3$ 很大， $U_{BE1} = U_{BE2} = U_{BE3} = 0.7 \text{ V}$ ，计算 $U_1 - U_2$ 。

解：

$$I_{C2} \approx I_{C1} = I_{REF} = \frac{V_{CC} - U_{BE1}}{R_1} = \left(\frac{15 - 0.7}{10} \right) \text{ mA} = 1.43 \text{ mA}$$

所以 $U_1 - U_2 = U_{BE3} + R_2 \cdot I_{C2} = (0.7 + 5 \times 1.43) \text{ V} = 7.85 \text{ V}$

题 3.2 由对称三极管组成图 3.2 所示的微恒流源电路。设三极管的 β 相等, $U_{BE} = 0.6 \text{ V}$, $V_{CC} = +15 \text{ V}$ 。

- ① 设反向饱和电流 $I_{S1} = I_{S2}$, 根据三极管电流方程导出工作电流 I_{C1} 与 I_{C2} 之间的关系式。
- ② 若要求 $I_{C1} = 0.5 \text{ mA}$, $I_{C2} = 20 \mu\text{A}$, 求电阻 R, R_E 。

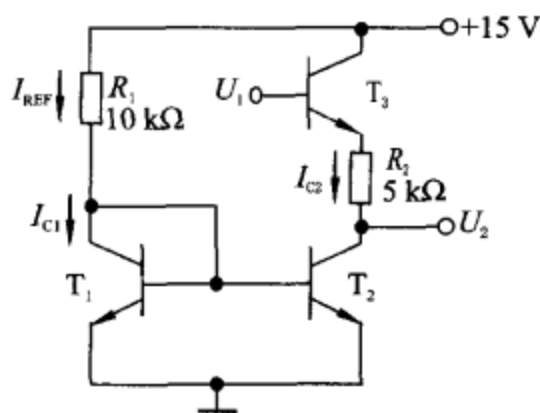


图 3.1 题 3.1 用图

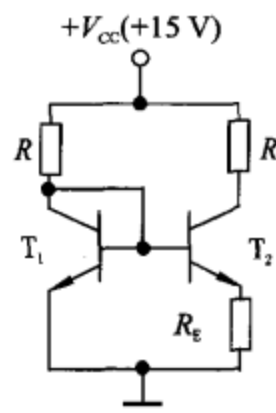


图 3.2 题 3.2 用图

解: ①

$$I_{C2} \approx I_{E2} = I_{E1} \approx \frac{U_T}{R_E} \cdot \ln \frac{I_{C1}}{I_{C2}}$$

$$I_{REF} \approx I_{C1} = \frac{V_{CC} - U_{BE}}{R}$$

② $I_{C1} = 0.5 \text{ mA}$, $I_{C2} = 20 \mu\text{A}$ 时,

$$R = \frac{V_{CC} - U_{BE}}{I_{C1}} = \left(\frac{15 - 0.6}{0.5} \right) \text{ k}\Omega = 28.8 \text{ k}\Omega$$

$$R_E = \frac{U_T}{I_{C2}} \cdot \ln \frac{I_{C1}}{I_{C2}} = 4.18 \text{ k}\Omega$$

题 3.3 图 3.3 所示电路是某集成运放的一个多路输出恒流源电路。图中所有三极管均为硅管, $U_{BE} = -0.7 \text{ V}$, $\beta \gg 1$ 。计算 I_{o1} , I_{o2} 和 I_{o3} 。

解:

$$I_{REF} = \frac{0 - (-6) - 0.7}{R + R_{E0}} = \left(\frac{5.3}{20} \right) \text{ mA} = 0.265 \text{ mA}$$

$$I_{o1} = I_{REF} \cdot \frac{R_{E0}}{R_{E1}} = \left(\frac{5}{25} \times 0.265 \right) \text{ mA} = 53 \mu\text{A}$$

$$I_{o2} = I_{o3} = I_{REF} \cdot \frac{R_{E0}}{R_{E2}} = \left(\frac{5}{1} \times 0.265 \right) \text{ mA} = 1.325 \text{ mA}$$

题 3.4 在图 3.4 所示的一种改进型镜像恒流源中, 设 $U_1 = U_2 = 10 \text{ V}$, $R_1 = 8.6 \text{ k}\Omega$, $R_2 = 4.7 \text{ k}\Omega$, 三个晶体管的特性均相同, 且 $\beta = 50$, $U_{BE} = 0.7 \text{ V}$ 。求晶体管 T_2 的集电极电位 U_{C2} 。

解: 此电路为威尔逊电流源, 且 $\beta = 50 \gg 1$ 。

$$I_{REF} = \frac{U_1 - 2U_{BE}}{R_1} = \left(\frac{10 - 2 \times 0.7}{8.6} \right) \text{ mA} = 1 \text{ mA}$$

$$I_o = I_{REF} \left(1 - \frac{2}{\beta^2 + 2\beta + 2} \right) \approx I_{REF}$$

所以

$$U_{C2} = U_2 - R_2 \cdot I_o = (10 - 4.7 \times 1) \text{ V} = 5.3 \text{ V}$$

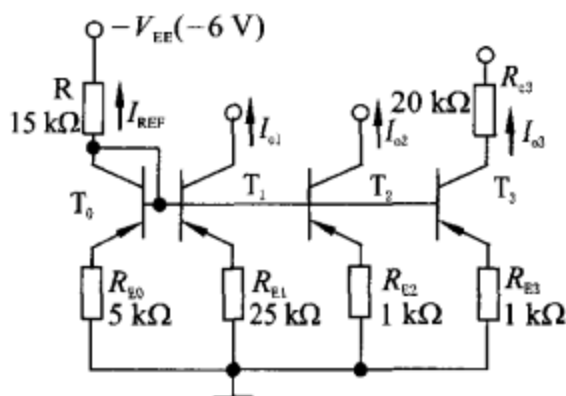


图 3.3 题 3.3 用图

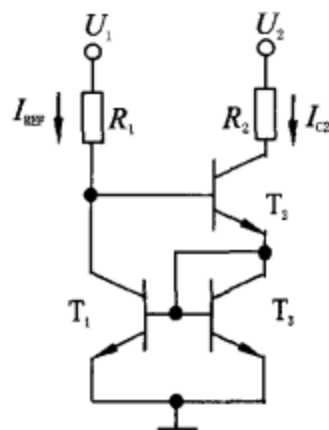


图 3.4 题 3.4 用图

题 3.5 MOS 管镜像恒流源如图 3.5(a), (b) 所示, 推导 $I_o \sim I_R$ 之间的关系表达式。

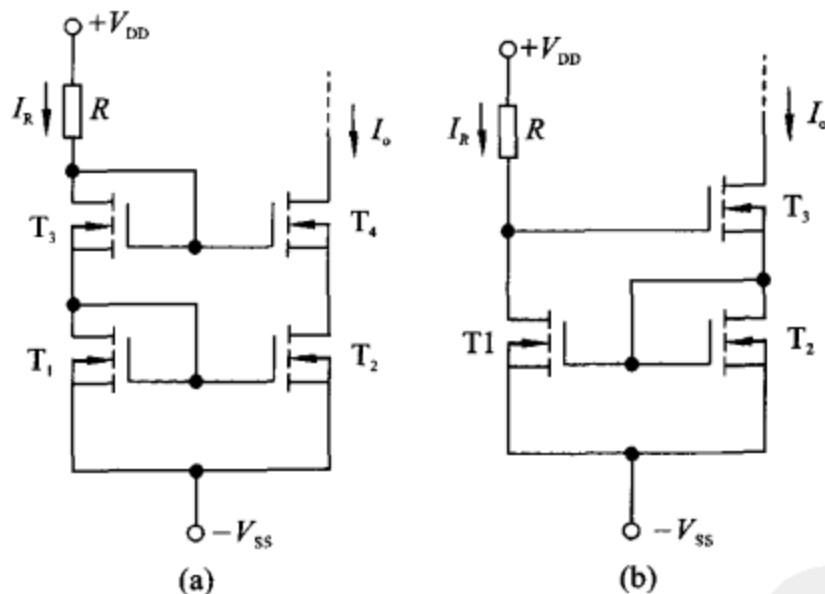


图 3.5 题 3.5 用图

解: 图 3.5(a), 电路中有: $I_o = I_{D2}$, $I_R = I_{D1}$, 由于 $U_{GS1} = U_{GS2}$, 根据增强型 MOS 场效应管的转移特性方程:

$$I_D = \frac{W \cdot \mu_n \cdot C_{ox}}{2L} (U_{GS} - U_{GS(th)})^2$$

所以

$$\frac{I_o}{I_R} = \frac{W_2 L_1}{W_1 L_2}$$

$$I_R = \frac{V_{DD} - (-V_{SS}) - 2U_{GS}}{R}$$

图 3.5(b), $I_R = I_{D1}$, $I_o = I_{D2}$, $U_{GS1} = U_{GS2}$, 根据 MOS 管的转移特性方程:

$$I_D = \frac{W \cdot \mu_n \cdot C_{ox}}{2L} (U_{GS} - U_{GS(th)})^2$$

所以

$$\frac{I_o}{I_R} = \frac{W_2 L_1}{W_1 L_2}$$

$$I_R = \frac{V_{DD} - (-V_{SS}) - 2U_{GS}}{R}$$

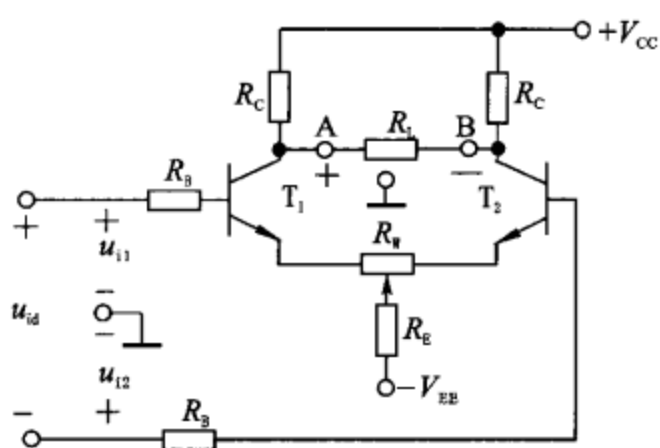


图 3.6 题 3.6 用图

题 3.6 在图 3.6 的电路中, 设 $+V_{CC} = +12\text{ V}$, $-V_{EE} = -6\text{ V}$, $R_B = 1\text{ k}\Omega$, $R_C = 15\text{ k}\Omega$, $R_E = 7.5\text{ k}\Omega$, $R_W = 200\text{ }\Omega$ 且滑动端位于中点, $R_L = \infty$, 晶体管 T_1 , T_2 的特性相同, $\beta = 100$, $r_{bb'} = 300\text{ }\Omega$, $U_{BE} = 0.7\text{ V}$ 。

① 求静态电流 I_{C1Q} , I_{C2Q} 以及集电极静态电位(对地) U_{C1Q} 和 U_{C2Q} ;

② 若 $u_{i1} = 20\text{ mV}$, $u_{i2} = 15\text{ mV}$, 且共模电压放大倍数的影响可忽略不计, 求两管集电极对地电压 u_{C1} (即 u_A) 和 u_{C2} (即 u_B)。

解: ① 直流分析:

$$\begin{aligned} 0 - (-V_{EE}) &= I_{B1} \cdot R_B + U_{BE} + \frac{1}{2} R_W \cdot I_{E1} + 2R_E \cdot I_{E1} \\ &= \frac{1}{\beta + 1} \cdot I_{E1} \cdot R_B + U_{BE} + \left(\frac{1}{2} R_W + 2R_E \right) \cdot I_{E1} \end{aligned}$$

$$V_{EE} - U_{BE} = \left(\frac{1}{\beta + 1} \cdot R_B + \frac{1}{2} R_W + 2R_E \right) \cdot I_{E1}$$

所以

$$I_{E1} \approx I_{C1} = I_{C2} = 0.35\text{ mA}$$

$$U_{C1Q} = U_{C2Q} = V_{CC} - R_C \cdot I_{C1} = (12 - 15 \times 0.35)\text{ V} = 6.75\text{ V}。$$

② 交流分析:

$$r_{be1} = r_{be2} = r_{bb'} + (1 + \beta) \cdot \frac{26}{I_{E1}} = \left(300 + 101 \times \frac{26}{0.35} \right) \Omega \approx 7.8\text{ }\Omega$$

$$A_{ud} = - \frac{\beta R_C}{R_B + r_{be1} + (1 + \beta) \cdot \frac{1}{2} R_W} = - \frac{100 \times 15}{1 + 7.8 + 101 \times 0.1} \approx -79.365$$

$$u_{od} = A_{ud} \cdot u_{id} = -396.8\text{ mV}$$

$$u_{o1} = -u_{o2} = \frac{1}{2} u_{od} = -198.4\text{ mV}$$

所以

$$u_{C1} = U_{C1Q} + u_{o1} = 6.55\text{ V}$$

$$u_{C2} = U_{C2Q} + u_{o2} = 6.95\text{ V}$$

题 3.7 在图 3.7 所示的电路中, 电流表的满偏电流为 $100\text{ }\mu\text{A}$, 电表支路的总电阻为 $2\text{ k}\Omega$, 两管的 $\beta = 50$, $r_{bb'} = 300\text{ }\Omega$ 。

① 当 $u_i = 0$ 时, 求每管的 I_B, I_C ;

② 求使电流表指针满偏的输入电压;

③ 如果 $u_i = -0.7$ V, 会发生什么情况? 估计流过电流表的电流大概有多大? 如果 $u_i = 2$ V, 又会出现什么情况? 流过电流表的电流有变化吗?

解: ① 当 $u_i = 0$ (静态) 时, 电流表支路中没有电流。

$$\begin{aligned} V_{EE} &= R_{B1} \cdot I_B + U_{BE} + 2R_E \cdot I_E \\ V_{EE} - U_{BE} &= I_B \cdot [R_{B1} + (\beta + 1) \cdot 2R_E] \\ 6 - 0.7 &= I_B \cdot (10 + 51 \times 10.2) \\ I_B &= 10 \mu\text{A} \end{aligned}$$

$$I_C = \beta I_B = 0.5 \text{ mA}$$

② 电流表指针满偏时, 即 $i_L = 100 \mu\text{A}$ 。有

$$u_o = R_M \cdot i_L = 0.2 \text{ V}$$

$$R'_L = R_C // \left(\frac{1}{2} R_M \right) = (5.1 // 1) \text{ k}\Omega = 0.836 \text{ k}\Omega$$

$$r_{be} = r_{bb'} + (\beta + 1) \cdot \frac{26}{I_E} = \left(300 + 51 \times \frac{26}{51 \times 10 \times 10^{-3}} \right) \Omega = 2.9 \text{ k}\Omega$$

由于是单端输入-双端输出差放, 所以

$$A_{ud} = -\frac{\beta \cdot R'_L}{R_B + r_{be}} = -\frac{50 \times 0.836}{10 + 2.9} = -3.24$$

$$u_{id} = \frac{u_{od}}{A_{ud}} = \left(\frac{0.2}{-3.24} \right) \text{ V} = -61.7 \text{ mV}$$

③ 当 $u_i = -0.7$ V 时:

$$u_{od} = A_{ud} \cdot u_{id} = (-3.24) \times (-0.7 \text{ V}) = 2.268 \text{ V}$$

$$i_L = \frac{u_{od}}{R_M} = \left(\frac{2.268}{2} \right) \text{ mA} = 1.134 \text{ mA}$$

流过电流表电流过大, 电流表可能烧毁。

当 $u_i = 2$ V 时, 静态时:

$$U_{C1Q} = U_{C2Q} = V_{CC} - R_{C1} \cdot I_{C1} = (6 - 0.5 \times 5.1) \text{ V} = 3.45 \text{ V}$$

动态时: $u_{od} = A_{ud} \cdot u_{id} = 2 \times (-3.24) \text{ V} = -6.48 \text{ V}$

即: $u_{o1} = -3.24 \text{ V}, u_{o2} = 3.24 \text{ V}$

$$u_{C1} = U_{C1Q} + u_{o1} = (3.45 - 3.24) \text{ V} = 0.21 \text{ V}$$

$$u_{C2} = U_{C2Q} + u_{o2} = 6.69 \text{ V} > 6 \text{ V}$$

此时, T_2 截止, T_1 导通。对于 T_2 截止有: $i_{C2} = 0$ 。

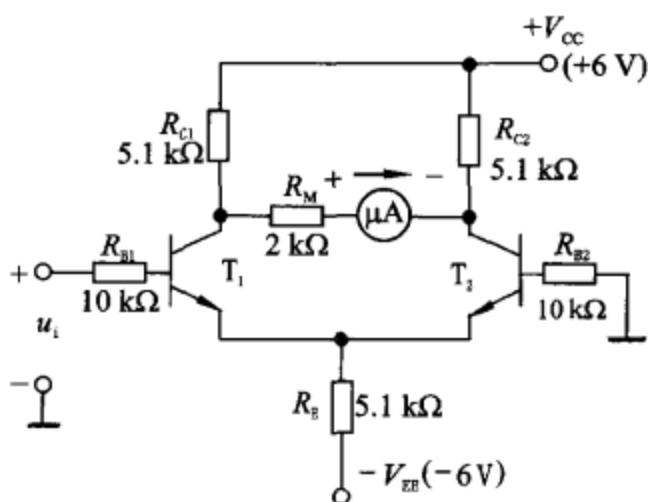


图 3.7 题 3.7 用图

$$\text{则: } i_{E1} = \frac{u_i + V_{EE} - 0.7}{R_E + \frac{R_{B1}}{1+\beta}} = 1.38 \text{ mA} \approx i_{C1}$$

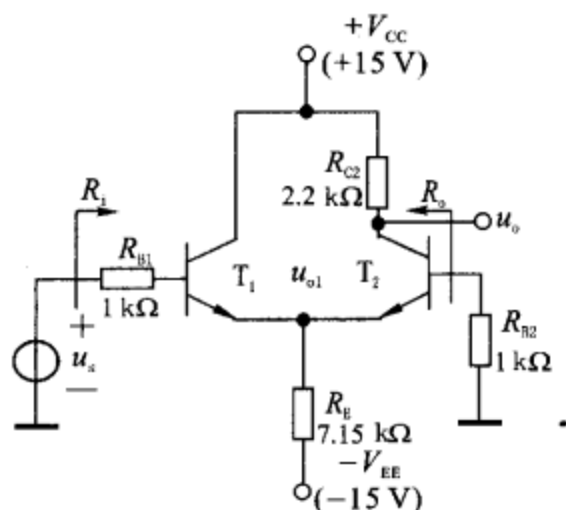


图 3.8 题 3.8 用图

$$\text{则有: } i_L \cdot R_M + i_L \cdot R_{C2} = -(i_{C1} + i_L) R_{C1}$$

$$i_L = -i_{C1} \cdot \frac{R_{C1}}{R_{C1} + R_{C2} + R_M} = -0.577 \text{ mA}$$

i_L 过大,而且表针反转,同样是不允许出现的。

题 3.8 有两只特性一致的晶体管组成的组合放大电路如图 3.8 所示,已知 $\beta_1 = \beta_2 = 50$, $r_{bb'} = 0$, $U_{BE1} = U_{BE2} = 0.7 \text{ V}$ 。

① 说明 T_1, T_2 各组成何种基本放大组态电路;

② 求静态工作点 $I_{C1Q}, I_{C2Q}, U_{CE1Q}$ 及 U_{CE2Q} ;

③ 画出放大器的微变等效电路,并求第一级与第二级的放大倍数 A_{u1}, A_{u2} , 以及总的电压放大倍数 A_u, R_i 和 R_o 的大小。

解: ① T_1 构成共集电路, T_2 构成共基电路。

②

$$0 - (-15) = I_{B1Q} \cdot R_{B1} + U_{BE1} + 2R_E \cdot I_{E1Q} =$$

$$\frac{1}{\beta+1} \cdot I_{E1Q} \cdot R_{B1} + U_{BE1} + 2R_E \cdot I_{E1Q}$$

$$15 - 0.7 = \left(\frac{1}{\beta+1} \cdot R_{B1} + 2R_E \right) \cdot I_{EQ} = I_{E1Q} \cdot \left(\frac{1}{51} + 2 \times 7.15 \right)$$

$$I_{E1Q} \approx 1 \text{ mA} \approx I_{C1Q} = I_{C2Q}$$

$$U_{C1} = V_{CC} = 15 \text{ V}$$

因为 $U_{B1} = U_{B2} \approx 0$

所以 $U_{CE1Q} = U_{C1} - U_{E1} = (15 + 0.7) \text{ V} = 15.7 \text{ V}$

$$U_{CE2Q} = U_{C2} - U_{E2} = V_{CC} - R_{C2} \cdot I_{C2} - U_{E2} = (15 - 2.2 \times 1 + 0.7) \text{ V} = 13.5 \text{ V}$$

③ 画交流通路和微变等效电路如图 3.9(a), (b) 所示。

$$r_{be1} = r_{be2} = r_{bb'} + (1+\beta) \cdot \frac{26}{I_{E1Q}} = \left(51 \times \frac{26}{1} \right) \Omega = 1.326 \text{ k}\Omega$$

$$R_{i2} = \frac{r_{be2} + R_{B2}}{1+\beta} = \left(\frac{1.326 + 1}{51} \right) \text{ k}\Omega = 45.6 \Omega$$

$$u_s = (R_{B1} + r_{be1}) \cdot i_{b1} + (R_E // R_{i2})(1+\beta)i_{b1}$$

$$u_{o1} = (R_E // R_{i2})(1+\beta) \cdot i_{b1}$$

$$\text{所以 } A_{u1} = \frac{u_{o1}}{u_s} = \frac{(R_E // R_{i2})(1+\beta)}{R_{B1} + r_{be1} + (R_E // R_{i2})(1+\beta)} = \frac{51 \times 45.6}{1000 + 1326 + 51 \times 45.6} = 0.5$$

$$u_{o1} = -(r_{be2} + R_{B2}) \cdot i_{b2}$$

$$u_o = -\beta i_{b2} \cdot R_{C2}$$

所以

$$A_{u2} = \frac{\beta R_{C2}}{r_{be2} + R_{B2}} = \frac{50 \times 2.2}{1.326 + 1} = 47.3$$

所以

$$A_u = A_{u1} \cdot A_{u2} = 47.3 \times 0.5 = 23.65$$

$$R_{i1} = \frac{u_s}{i_{b1}} = (R_{B1} + r_{be1}) + (R_E // R_{i2})(1 + \beta) \approx 2(R_{B1} + r_{be1}) = 4.652 \text{ k}\Omega$$

$$R_o \approx R_{C2} = 2.2 \text{ k}\Omega$$

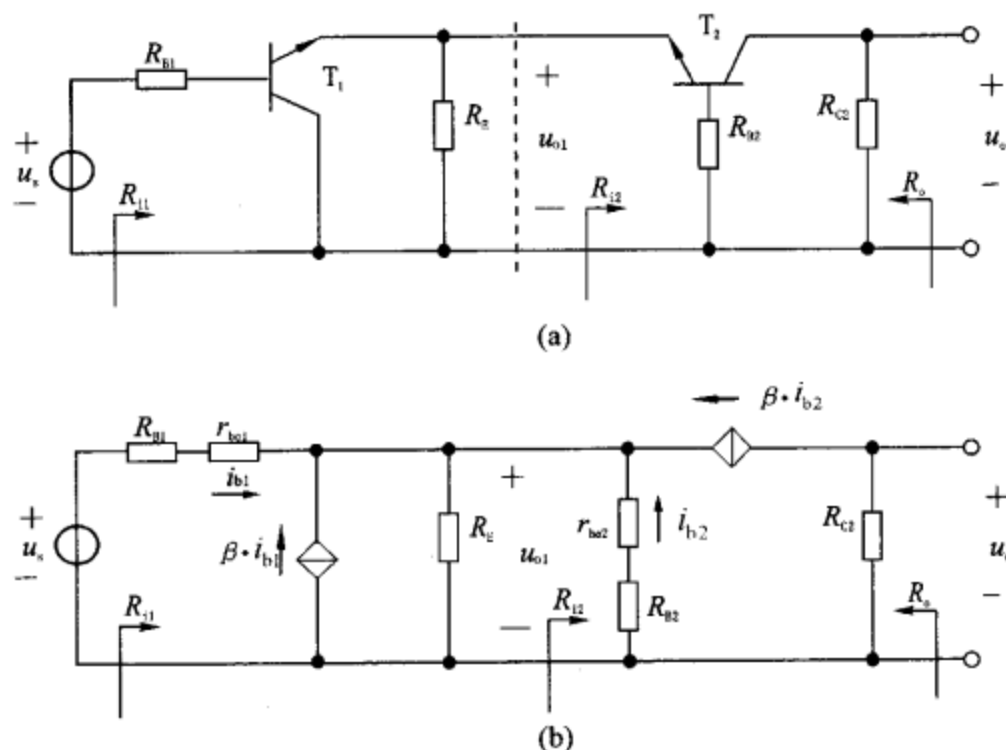


图 3.9 题 3.8 解图

题 3.9 恒流源式差动放大电路如图 3.10 所示, 已知三极管的 $U_{BE} = 0.7 \text{ V}$, $\beta = 50$, $r_{bb'} = 100 \Omega$, 稳压管的 $U_Z = +6 \text{ V}$, $+V_{CC} = +12 \text{ V}$, $-V_{EE} = -12 \text{ V}$, $R_B = 5 \text{ k}\Omega$, $R_C = 100 \text{ k}\Omega$, $R_E = 53 \text{ k}\Omega$, $R_L = 30 \text{ k}\Omega$ 。

- ① 简述恒流源结构的优点;
- ② 求静态工作点 $Q(I_{BQ}, I_{CQ}, U_{CEQ})$;
- ③ 求差模电压放大倍数 A_{ud} ;
- ④ 求差模输入电阻 R_{id} 与输出电阻 R_{od} 。

解: ① 恒流源结构的优点: 主要提供差放直流偏置, 由于恒流源电路的输出电阻较大, 因此可提高电路的 K_{CMR} 。

$$\textcircled{2} \quad I_{E3} = \frac{U_Z - U_{BE}}{R_E} = \left(\frac{6 - 0.7}{53} \right) \text{ mA} = 0.1 \text{ mA} = I_{C3}$$

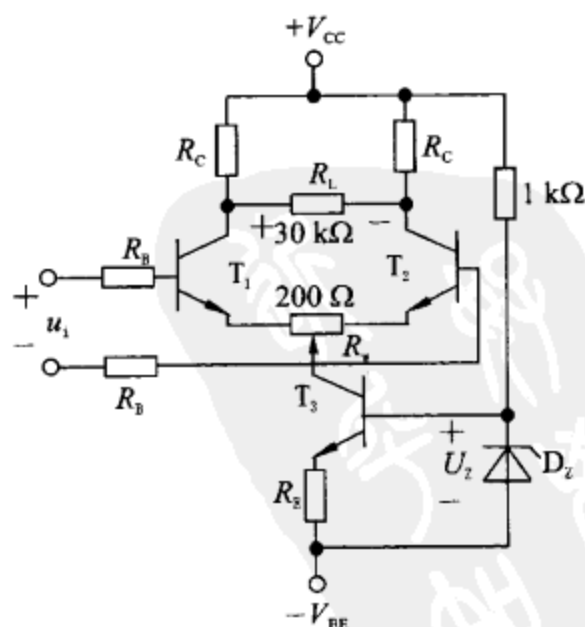


图 3.10 题 3.9 用图

所以

$$I_{C1Q} = I_{C2Q} = \frac{1}{2} I_{C3} = 0.05 \text{ mA}$$

$$I_{B1Q} = I_{B2Q} = \frac{1}{\beta} \cdot I_{C1Q} = 1 \mu\text{A}$$

$$U_{C1} = U_{C2} = V_{CC} - R_C \cdot I_{C1Q} = (12 - 100 \times 0.05) \text{ V} = 7 \text{ V}$$

$$U_{CEQ} = U_{C1} - U_{E1} \approx U_{C1} + U_{BE} = (7 + 0.7) \text{ V} = 7.7 \text{ V}.$$

③ 该电路为双端输入—双端输出差放。

$$A_{ud} = - \frac{\beta R'_L}{R_B + r_{be} + (\beta + 1) \cdot \frac{1}{2} R_w}$$

$$R'_L = R_C // \frac{1}{2} R_L = (100 // 15) \text{ k}\Omega = 13.04 \text{ k}\Omega$$

$$r_{be} = r_{bb'} + (1 + \beta) \cdot \frac{26}{I_{E1Q}} = \left(100 + 51 \times \frac{26}{0.05} \right) \Omega = 26.6 \text{ k}\Omega$$

所以 $A_{ud} = - \frac{50 \times 13.04}{5 + 26.6 + 51 \times 0.1} = -17.76。$

④ $R_{id} = 2[R_B + r_{be} + (\beta + 1) \cdot \frac{1}{2} R_w] = 2[5 + 26.6 + 51 \times 0.1] \text{ k}\Omega = 73.4 \text{ k}\Omega$

$$R_{od} \approx 2R_C = 200 \text{ k}\Omega。$$

题 3.10 具有镜像恒流源的差动放大电路如图 3.11 所示, 已知 $V_{CC} = V_{EE} = 15 \text{ V}$, $R_B = 10 \text{ k}\Omega$, $R_C = 100 \text{ k}\Omega$, $R_L = 150 \text{ k}\Omega$, $R_w = 0.3 \text{ k}\Omega$, $R = 144 \text{ k}\Omega$, 三极管 $T_1 \sim T_4$ 特性相同, $U_{BE} = 0.6 \text{ V}$, $\beta = 100$, $r_{bb'} = 100 \Omega$, T_3 管的 $r_{ce} = 100 \text{ k}\Omega$ 。

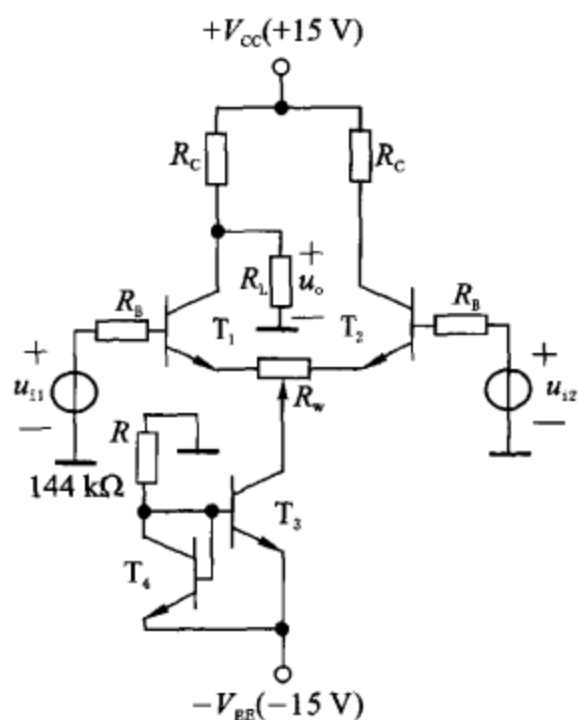


图 3.11 题 3.10 用图

① 求 I_{C1Q} , I_{C3Q} , U_{CE1Q} , U_{CE2Q} , U_{CE3Q} ;

② 求差模输入电阻 R_{id} 、输出电阻 R_{od} ;

③ 求差模电压放大倍数 A_{ud} ;

④ 求共模电压放大倍数 A_{uc} ;

⑤ 当 $u_{i1} = 50 \text{ mV}$, $u_{i2} = 30 \text{ mV}$ 时, 求 u_o 和 u_{C2} 。

解: ① T_3, T_4 构成镜像恒流源。

$$\begin{aligned} \text{所以 } I_{C3Q} \approx I_{C4} &= \frac{0 - (-V_{EE}) - U_{BE}}{R} \\ &= \left(\frac{15 - 0.6}{144} \right) \text{ mA} = 100 \mu\text{A} \end{aligned}$$

$$I_{C1Q} = I_{C2Q} \approx \frac{1}{2} I_{C3Q} = 50 \mu\text{A}$$

$$\frac{V_{CC} - U_{C1Q}}{R_C} - \frac{U_{C1Q}}{R_L} = I_{C1Q}$$

$$U_{C1Q} = \frac{\frac{V_{CC}}{R_C} - I_{C1Q}}{\frac{1}{R_C} + \frac{1}{R_L}} = 6 \text{ V}$$

$$U_{C2Q} = V_{CC} - R_C \cdot I_{C2Q} = (15 - 100 \times 0.05) \text{ V} = 10 \text{ V}$$

$$U_{CE1Q} = U_{C1Q} - U_{E1Q} \approx U_{C1Q} + U_{BE1} = 6.6 \text{ V}$$

$$U_{CE2Q} = U_{C2Q} - U_{E2Q} \approx U_{C2Q} + U_{BE2} = 10.6 \text{ V}$$

$$U_{CE3Q} = U_{E1Q} - (-V_{EE}) - I_{C1Q} \cdot \frac{R_w}{2} \approx (-0.6 + 15) \text{ V} = 14.4 \text{ V}$$

② 电路为双端输入—单端输出差放。

$$R_{id} = 2[(R_B + r_{be}) + (1 + \beta) \cdot \frac{1}{2}R_w]$$

$$r_{be} = r_{bb'} + (\beta + 1) \cdot \frac{26}{I_{E1Q}} = \left(100 + 101 \times \frac{26}{0.05}\right) \Omega = 52.6 \text{ k}\Omega$$

$$R_{id} = 2[(10 + 52.6) + 101 \times \frac{1}{2} \times 0.3] \text{ k}\Omega = 155.5 \text{ k}\Omega$$

$$R_{od} \approx R_C = 100 \text{ k}\Omega。$$

$$\textcircled{3} \quad R'_L = R_C // R_L = (100 // 150) \text{ k}\Omega = 60 \text{ k}\Omega$$

$$A_{ud} = -\frac{\beta R'_L}{2[R_B + r_{be} + (\beta + 1) \cdot \frac{1}{2}R_w]} = -\frac{100 \times 60}{155.5} = -38.6。$$

$$\begin{aligned} \textcircled{4} \quad A_{uc} &= -\frac{\beta R'_L}{R_B + r_{be} + (1 + \beta)(2r_{ce3} + \frac{1}{2}R_w)} \\ &= -\frac{100 \times 60}{10 + 52.6 + 101 \times (200 + 0.15)} = -0.296 \end{aligned}$$

⑤ $u_{i1} = 50 \text{ mV}$, $u_{i2} = 30 \text{ mV}$ 。则

$$u_{id} = u_{i1} - u_{i2} = 20 \text{ mV}$$

$$u_{ic} = \frac{1}{2}(u_{i1} + u_{i2}) = 40 \text{ mV}$$

$$u_o = A_{ud} \cdot u_{id} + A_{uc} \cdot u_{ic} = (-38.6 \times 20 \times 10^{-3} + (-0.296) \times 40 \times 10^{-3}) \text{ V} = -0.784 \text{ V}$$

所以 $u_{C1} = U_{C1Q} + u_o = (6 - 0.784) \text{ V} = 5.216 \text{ V}$

如果从 T_2 的集电极单端输出, 则

$$A_{ud} = \frac{\beta R_C}{2[R_B + r_{be} + (\beta + 1) \cdot \frac{1}{2}R_w]} = \frac{100 \times 100}{155.5} = 64.3$$

$$A_{uc} = \frac{-\beta \cdot R_C}{R_B + r_{be} + (1 + \beta)(2r_{ce3} + \frac{1}{2}R_w)} = \frac{-100 \times 100}{10 + 52.6 + 101 \times (200 + 0.15)} = -0.493$$

① 估算 T_1, T_2 管的工作点 I_{C1Q}, I_{C2Q} 和电阻 R_E 的大小;

② 当 $u_i = 10 \text{ mV}$ 时, 估算输出电压 u_o 的值;

③ 若要在 T_2 管的集电极得到最大不失真输出, 求对应的 u_i 有效值。

解: ① 由电路可知, 当 $u_i = 0$ 时, 要保证 $u_o = 0$, 则电阻 R_{C3} 上的压降为 12 V 。由此可得 I_{C3} , 即

$$I_{C3} = \frac{u_o - (-V_{EE})}{R_{C3}} = \left(\frac{12}{12}\right) \text{ mA} = 1 \text{ mA}$$

T_3 管发射极电流:

$$I_{E3} \approx I_{C3} = 1 \text{ mA}$$

而 T_2 管集电极电阻 R_{C2} 上的压降 $U_{R_{C2}}$ 可近似为

$$U_{R_{C2}} \approx R_{E3} \cdot I_{E3} + U_{EB3} = (1 \times 3 + 0.2) \text{ V} = 3.2 \text{ V}$$

于是 T_1, T_2 管的集电极电流 I_{C1}, I_{C2} 为

$$I_{C1} = I_{C2} = \frac{U_{R_{C2}}}{R_{C2}} = \left(\frac{3.2}{10}\right) \text{ mA} = 0.32 \text{ mA}$$

发射极电阻 R_E 上的电流: $I_{R_E} = I_{C1} + I_{C2} = 0.64 \text{ mA}$

若设 T_1 管基极电位 $U_{B1} = 0 \text{ V}$, 则 $U_{E1} = -0.7 \text{ V}$, 则发射极电阻

$$R_E = \frac{U_{E1} - (-V_{EE})}{I_{R_E}} = \left(\frac{-0.7 + 12}{0.64}\right) \text{ k}\Omega = 17.7 \text{ k}\Omega$$

② 电路为单端输入-单端输出差放, 故将 T_3 管电路的输入电阻 R_{i2} 作为差放的负载考虑, 其电压放大倍数为

$$A_{u1} = \frac{\beta_1 \cdot (R_{C1} // R_{i2})}{2(R_B + r_{be1})}$$

$$r_{be1} = \left[100 + (1 + 50) \times \frac{26}{0.32}\right] \Omega = 4.24 \text{ k}\Omega$$

$$R_{i2} = r_{be3} + (1 + \beta_3) \cdot R_{E3}$$

$$r_{be3} = \left[100 + (1 + 80) \times \frac{26}{1}\right] \Omega = 2.2 \text{ k}\Omega$$

所以

$$R_{i2} = [2.2 + (1 + 80) \times 3] \text{ k}\Omega = 245 \text{ k}\Omega$$

$$A_{u1} = \frac{50 \times (10 // 245)}{2(1 + 4.24)} = 45.8$$

T_3 管构成的后级放大电路的电压放大倍数 A_{u2} 为

$$A_{u2} = -\frac{\beta_3 \cdot R_{C3}}{r_{be3} + (1 + \beta_3) R_{E3}} = -\frac{80 \times 12}{2.2 + 81 \times 3} = -3.9$$

当输入信号 $u_i = 10 \text{ mV}$ 时, 有

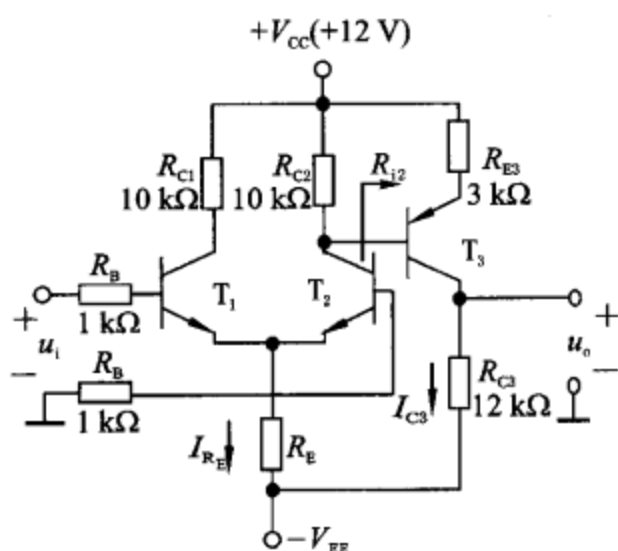


图 3.13 题 3.12 用图

$$u_o = A_{u1} \cdot A_{u2} \cdot u_i = [45.8 \times (-3.9) \times 10] \text{ mV} = -1.8 \text{ V}$$

③ 设输出交流信号 u_o 为最大幅值 $U_{o2\max}$ 时, 此时输入交流信号的 u_i 有效值为 U_i 。
根据 T_3 的有关参数:

$$I_{C2Q} = 0.32 \text{ mA}$$

$$U_{CE2Q} = V_{CC} - R_{C2} \cdot I_{C2Q} - U_{E2} = 9.5 \text{ V}$$

以及交流负载线与横轴 u_{CE} 的交点:

$$V'_{CC} = U_{CE2Q} + I_{C2Q} \cdot R'_L = [9.5 + 0.32 \times (10 // 245)] \text{ V} = 12.57 \text{ V}$$

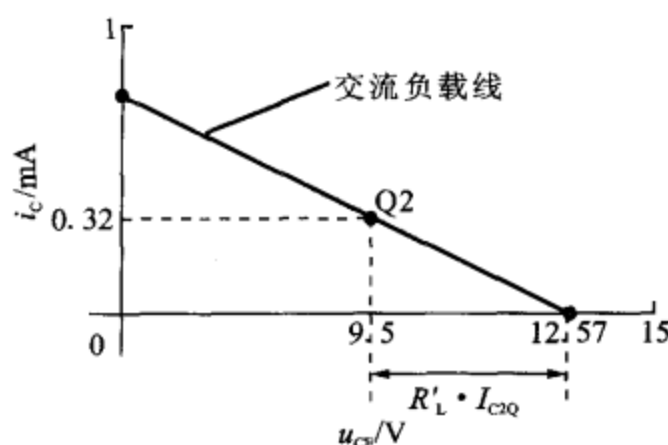


图 3.14 题 3.12 用图

作出交流负载线, 如图 3.14 所示。

由图中特性曲线可知: T_2 管的 $U_{o2\max}$ 应取静态工作点 Q_2 右侧的线段 $(V'_{CC} - U_{CE2Q})$ 的值, 即 $U_{o2\max} = R'_L \cdot I_{C2Q}$ 。

要保证 T_2 管的输出波形不失真, 则输入交流信号的有效值 U_i 应满足:

$$\sqrt{2}U_i \cdot A_{u1} \leq U_{o2\max}$$

所以

$$U_i \leq \frac{I_{C2Q} \cdot R'_L}{\sqrt{2}A_{u1}} = \left[\frac{0.32 \times (10 // 245)}{\sqrt{2} \times 45.8} \right] \text{ V} = 47.4 \text{ mV}$$

当输入交流信号的有效值为 47.4 mV 时, T_2 管的集电极可得到最大不失真的输出电压 $U_{o2\max}$, 即有 $U_{o2\max} = R'_L \cdot I_{C2Q} = 3.07 \text{ V}$ 。

题 3.13 差分放大电路如图 3.15 所示, PNP 管的 β 为 β_P , NPN 管的 $\beta = \beta_N = \infty$ 。

① 在图示输入共模信号 u_{ic} 时, 由于 β_P 较低而产生的输出电流 $i_o = \frac{u_{ic}}{\beta_P R}$, 试证明之;

② 若 $I = 0.2 \text{ mA}$, $R = 1 \text{ M}\Omega$, $\beta_P = 25$, 试求共模抑制比 K_{CMR} 的大小。

解: ① 由 $\beta_N = \infty$, 则在共模信号 u_{ic} 输入时, 有

$$i_{c1} = i_{e1} = \frac{1}{2} \cdot \frac{u_{ic}}{R} = i_{c2} = i_{e2}$$

T_3, T_4 为镜像电流源:

$$i_{c4} = \frac{\beta_P}{\beta_P + 2} \cdot i_{c1}$$

$$i_o = i_{e2} - i_{c4} = \frac{1}{\beta_P + 2} \cdot \frac{u_{ic}}{R} \approx \frac{u_{ic}}{\beta_P \cdot R}$$

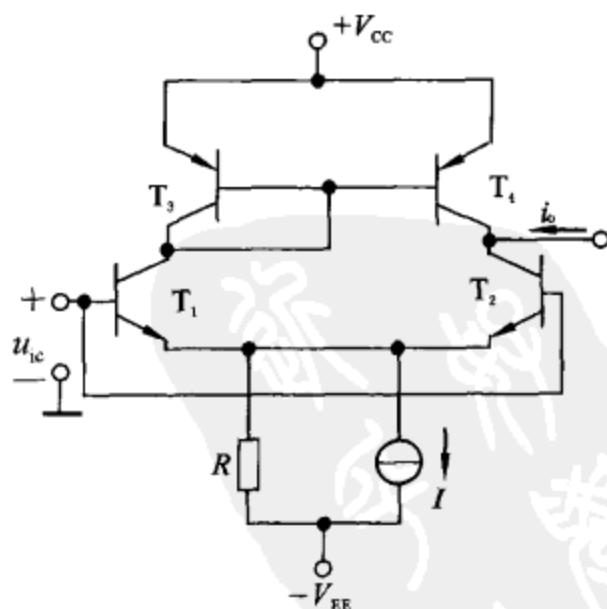


图 3.15 题 3.13 用图

② 负载电阻为 R_L , 则

$$A_{uc} = \frac{u_{oc}}{u_{ic}} = \frac{i_o \cdot R_L}{u_{ic}} = \frac{1}{\beta_P + 2} \cdot \frac{R_L}{R}$$

在双端输入差模信号 u_{id} 时, 有

$$\begin{aligned} i_{c2} &= -i_{c1} \\ i_o &= i_{c2} - i_{c4} = i_{c2} - \frac{\beta_P}{\beta_P + 2} \cdot i_{c1} = \frac{2\beta_P + 2}{\beta_P + 2} \cdot i_{c2} = \frac{2\beta_P + 2}{\beta_P + 2} \cdot \beta_N \cdot i_{b2} \\ u_{id} &= -i_{b2} \cdot 2r_{be1} \\ A_{ud} &= \frac{u_{od}}{u_{id}} = \frac{-R_L \cdot i_o}{-2r_{be1} \cdot i_{b2}} = \frac{-\frac{2\beta_P + 2}{\beta_P + 2} \cdot \beta_N \cdot i_{b2} \cdot R_L}{-2r_{be1} \cdot i_{b2}} = \frac{2\beta_P + 2}{\beta_P + 2} \cdot \beta_N \cdot \frac{R_L}{2r_{be1}} \\ r_{be1} &= r_{bb'} + (\beta_N + 1) \cdot \frac{26}{I_{E1}} \approx \beta_N \cdot \frac{26}{I_{E1}} \end{aligned}$$

代入上式:

$$\begin{aligned} A_{ud} &= \frac{\beta_P + 1}{\beta_P + 2} \cdot R_L \cdot \frac{I_{E1}}{26} \\ K_{CMR} &= \left| \frac{A_{ud}}{A_{uc}} \right| = (\beta_P + 1) \cdot R \cdot \frac{I_{E1}}{26} \end{aligned}$$

$I = 0.2 \text{ mA}$, 则 $I_{E1} = I_{E2} = 0.1 \text{ mA}$ 。

$R = 1 \text{ M}\Omega$, $\beta_P = 25$, 则 $K_{CMR} = (25 + 1) \times 1 \times 10^6 \times \frac{0.1}{26} = 10^5$ 。

题 3.14 在图 3.16 所示的差分放大器中, 已知场效应管的 $\mu_n C_{ox} W / (2L) = 1 \text{ mA/V}^2$, $U_{GS(off)} = -1 \text{ V}$ 。若电容 C_D 对交流呈短路, $u_i = 10 \text{ mV}$ 。求 I_{SS} , A_{ud} , A_{uc} , K_{CMR} , u_o 的值。

解: 列出方程:

$$\begin{aligned} I_D &= \frac{W \cdot \mu_n \cdot C_{ox}}{2L} (U_{GS(off)} - U_{GS})^2 \\ 0 - (-V_{SS}) &= U_{GS} + R_{SS} \cdot I_{SS} \\ I_{D1} + I_{D2} &= I_{SS} \end{aligned}$$

即, $2I_D = I_{SS}$

整理后: $I_D = (-1 - U_{GS})^2$

$$12 = U_{GS} + 2R_{SS} \cdot I_D$$

$$10.2U_{GS}^2 + 21.4U_{GS} - 1.8 = 0$$

解得: $\begin{cases} U_{GS} = 0.08 \text{ V} \\ U_{GS} = -2.17 \text{ V (舍去)} \end{cases}$

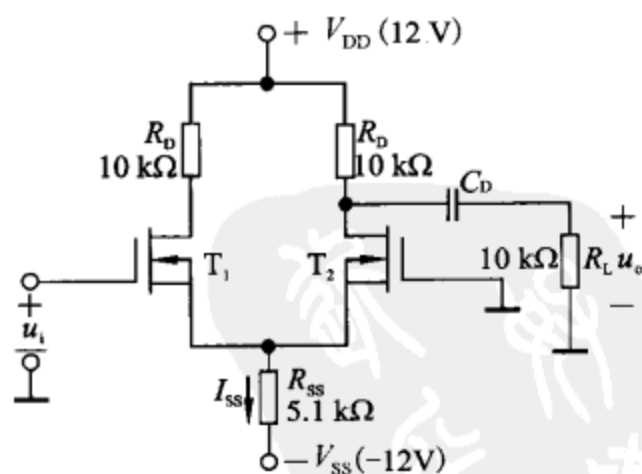


图 3.16 题 3.14 用图

则: $I_D = (-1 - 0.08)^2 \text{ mA} = 1.1664 \text{ mA}$

$$g_m = \frac{W \cdot \mu_n \cdot C_{ox}}{2L} \cdot 2(U_{GS(\text{off})} - U_{GS})(-1) = [1 \times 2 \times (-1 - 0.08) \times (-1)] \text{ mS} = 2.16 \text{ mS}$$

所以 $A_{ud} = \frac{1}{2} \cdot g_m (R_D // R_L) = \frac{1}{2} \times 2.16 \times (10 // 10) = 1.08 \times 5 = 5.4$

$$A_{uc} = -\frac{g_m (R_D // R_L)}{1 + g_m \cdot 2R_{SS}} = -\frac{2.16 \times (10 // 10)}{1 + 2.16 \times 2 \times 5.1} = -\frac{10.8}{23.032} = -0.469$$

$$K_{CMR} = \left| \frac{A_{ud}}{A_{uc}} \right| = \frac{5.4}{0.469} = 11.50$$

$$u_o = A_{ud} \cdot u_{id} + A_{uc} \cdot u_{ic} = (5.4 \times 10 - 0.469 \times 5) \text{ mV} = 51.655 \text{ mV}$$

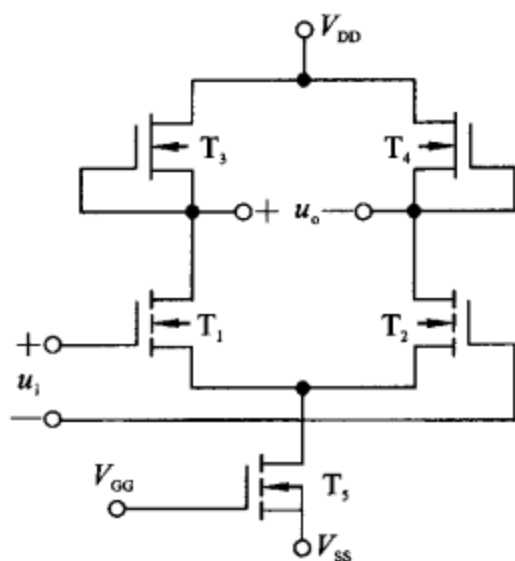


图 3.17 题 3.15 用图

题 3.15 图 3.17 所示为 E/D MOS 差分放大电路。导出双端输出时差模电压增益 $A_u = u_o/u_i$ 表达式。设各管衬底与地相连,沟道长度调制效应忽略不计。

解: 差分放大电路的单边差模交流通路及微变等效电路如图 3.18(a), (b) 所示。

$$A_{uc} = 0$$

$$A_{ud} = A_{u1} = \frac{-g_{m1}}{\frac{1}{r_{ds1}} + \frac{1}{r_{ds3}} + g_{m1} + g_{mu3}}$$

$$(g_{mu} = \frac{di_D}{du_{BS}}, g_{mu} \text{ 为场效应管的体跨导})。$$

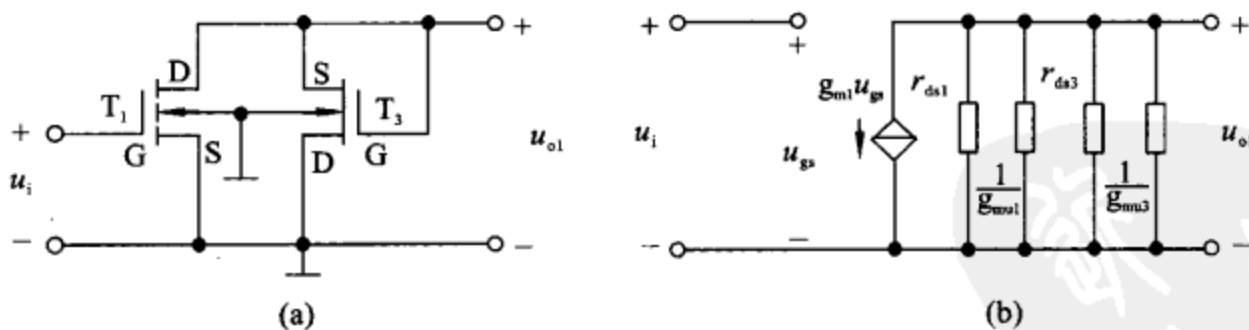


图 3.18 题 3.15 解图

题 3.16 在图 3.19 所示电路中,设各三极管的特性相同,已知 $|U_{BE}| = 0.7 \text{ V}$, $\beta = 200$ 。求各三极管电流及各电阻上的电压。

解: 参考电流回路: $+V_{DD} \rightarrow U_{EB8} \rightarrow R_3 \rightarrow U_{BE6} \rightarrow -V_{EE}$ 。即:

$$V_{DD} - (-V_{EE}) = U_{EB8} + R_3 \cdot I_{REF} + U_{BE6}$$

$$I_{REF} = \frac{V_{DD} - (-V_{EE}) - 2|U_{BE}|}{R_3} = \left[\frac{10 - (-10) - 2 \times 0.7}{10} \right] \text{ mA} = 1.86 \text{ mA}$$

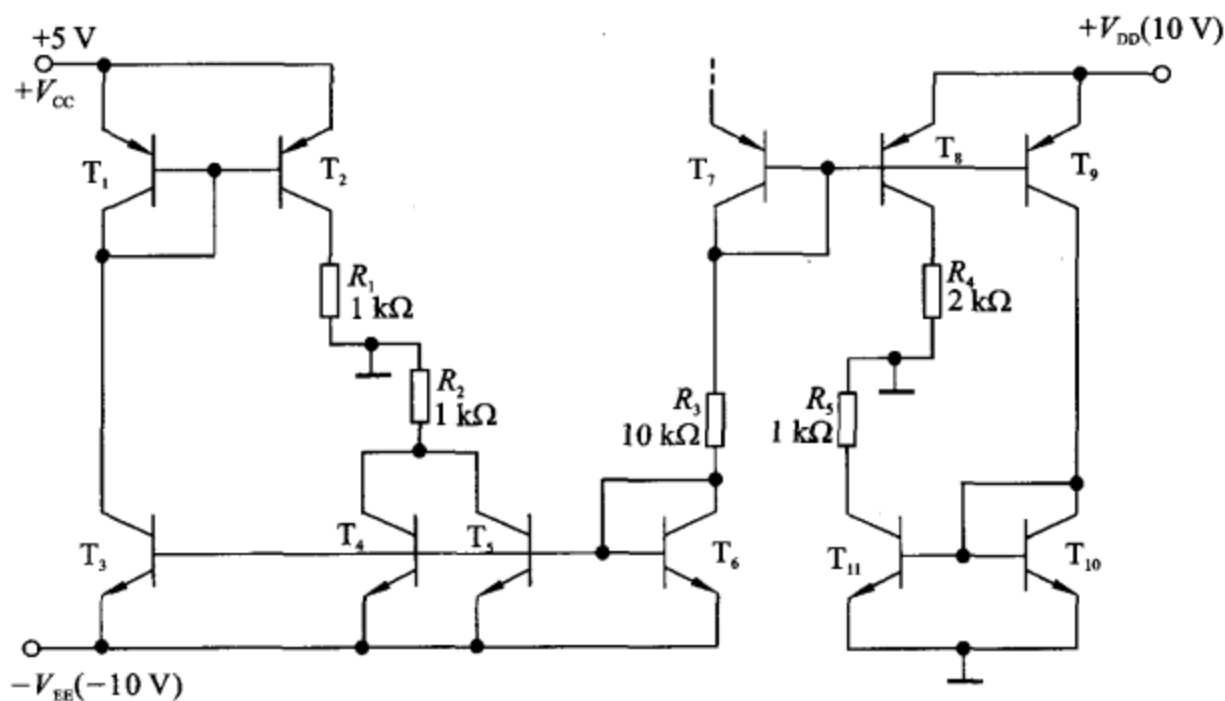


图 3.19 题 3.16 用图

$$I_{C7} = I_{REF}$$

$$U_{R3} = 18.6 \text{ V}$$

$$I_{C6} = I_{REF}$$

T_7, T_8, T_9 构成多路镜像恒流源。

$$I_{C8} = I_{C9} = 1.86 \text{ mA}$$

$$U_{R4} = R_4 I_{C8} = 3.72 \text{ V}$$

因为 $I_{C9} = I_{C10}$, 而 T_{10}, T_{11} 构成镜像恒流源。

$$I_{C10} = I_{C11} = 1.86 \text{ mA}$$

$$U_{R5} = 1.86 \text{ V}$$

T_3, T_4, T_5, T_6 构成多路镜像恒流源。

所以 $I_{C3} = I_{C4} = I_{C5} = I_{C6} = 1.86 \text{ mA}$

$$U_{R2} = R_2 \cdot (I_{C4} + I_{C5}) = 3.72 \text{ V}$$

因为 $I_{C3} \approx I_{C1}$, 而 T_1, T_2 构成镜像恒流源。

所以 $I_{C1} = I_{C2}$

$$U_{R1} = R_1 \cdot I_{C2} = (1.86 \times 1) \text{ V} = 1.86 \text{ V}。$$

题 3.17 由基本的单元放大电路组成的多级放大器如图 3.20 所示。

① 设全部晶体管的 $\beta \gg 1$, $|U_{BE}| = 0.7 \text{ V}$, $\beta_6 = 4\beta_3 = 4\beta_9$ 。完成整个电路直流状态的近似分析, 即求出电路中所标示的各个节点的直流电位与各个支路的直流电流大小;

② 设 $T_1, T_2, T_4, T_5, T_7, T_8$ 各管的 $\beta = 100$ 。完成该电路的交流小信号分析, 即求出多级放大器的电压增益 $A_{ud} = u_o / u_{id}$ 、输入电阻 R_{id} 和输出电阻 R_o 的大小。

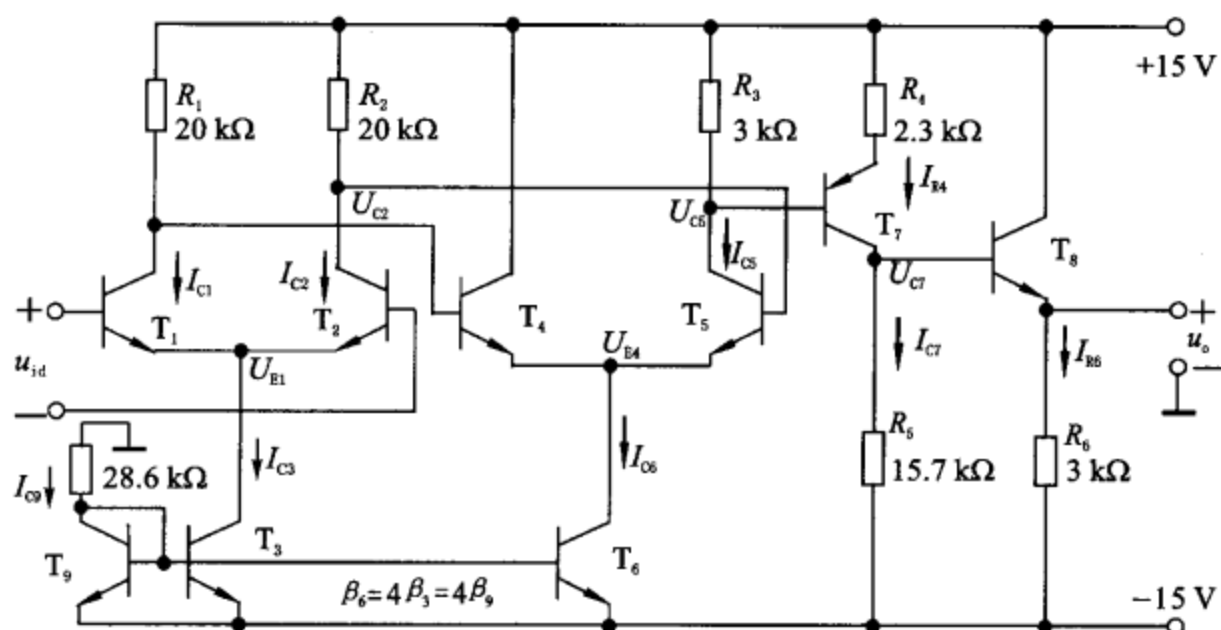


图 3.20 题 3.17 用图

解: ① T_9, T_3 构成镜像恒流源。

$$\text{所以 } I_{C9} = \frac{0 - (-15) - U_{BE9}}{28.6} = \left(\frac{15 - 0.7}{28.6} \right) \text{ mA} = 0.5 \text{ mA}$$

$$I_{C3} = I_{C9} = 0.5 \text{ mA}$$

$$I_{C1} = I_{C2} = \frac{1}{2} I_{C3} = 0.25 \text{ mA}$$

$$U_{E1} = -0.7 \text{ V}$$

$$U_{C1} = U_{C2} = U_{B4} = U_{B5} = (+15 - 20 \times 0.25) \text{ V} = 10 \text{ V}$$

$$U_{E4} = U_{B4} - U_{BE4} = 9.3 \text{ V}$$

因为 $\beta_6 = 4\beta_9 = 4\beta_3$

所以 $I_{C6} = 4I_{C9} = 2 \text{ mA}$

$$I_{C4} = I_{C5} = \frac{1}{2} I_{C6} = 1 \text{ mA}$$

$$U_{C5} = 15 - R_3 \cdot I_{C5} = 12 \text{ V}$$

因为 $R_3 \cdot I_{C5} = R_4 \cdot I_{C7} + |U_{BE7}|$

$$3 \times 1 = 2.3 \times I_{C7} + 0.7$$

$$I_{C7} = 1 \text{ mA} = I_{R4}$$

$$U_{E7} = (15 - 2.3 \times 1) \text{ V} = 12.7 \text{ V}$$

$$R_5 \cdot I_{C7} = U_{BE8} + R_6 \cdot I_{C8}$$

$$I_{C8} = \frac{R_5 \cdot I_{C7} - U_{BE8}}{R_6} = \left(\frac{15.7 - 0.7}{3} \right) \text{ mA} = 5 \text{ mA} = I_{R6}$$

$$U_{C7} = R_6 \cdot I_{C8} - 15 + U_{BE8} = 0.7 \text{ V} = U_{B8}$$

所以 $U_o = 0 \text{ V}$ 。

② T_1, T_2 构成双端输出差放, T_3, T_4 构成单端输出差放, T_7 为一共射电路, 而 T_8 为共集电路。设 T_4, T_5 电路的输入电阻为 R_{i2} , 三极管的 $r_{bb'} = 0$ 。则:

$$R_{i2} = 2r_{be4}$$

$$A_{u1} = - \frac{\beta \cdot (R_1 // \frac{1}{2} R_{i2})}{r_{be1}}$$

$$r_{be1} = r_{bb'} + (\beta + 1) \cdot \frac{26}{I_{E1}} = \left(101 \times \frac{26}{0.25} \right) \Omega = 10.5 \text{ k}\Omega$$

设 T_7 电路的输入电阻为 R_{i3} 。

$$r_{be7} = r_{bb'} + (\beta + 1) \cdot \frac{26}{I_{E7}} = \left(101 \cdot \frac{26}{1} \right) \Omega = 2.6 \text{ k}\Omega$$

$$R_{i3} = r_{be7} + (1 + \beta) \cdot R_4 = (2.6 + 101 \times 2.3) \text{ k}\Omega = 235 \text{ k}\Omega$$

$$A_{u2} = \frac{1}{2} \cdot \frac{\beta \cdot (R_3 // R_{i3})}{r_{be4}}$$

$$r_{be4} = r_{bb'} + (\beta + 1) \cdot \frac{26}{I_{E4}} = \left(101 \times \frac{26}{1} \right) \Omega = 2.6 \text{ k}\Omega$$

设 T_8 电路的输入电阻为 R_{i4} 。

$$r_{be8} = r_{bb'} + (\beta + 1) \cdot \frac{26}{I_{E8}} = \left(101 \times \frac{26}{5} \right) \Omega = 0.525 \text{ k}\Omega$$

$$R_{i4} = r_{be8} + (1 + \beta) \cdot R_6 \approx 303 \text{ k}\Omega$$

$$\text{所以 } A_{u3} = - \frac{\beta \cdot (R_5 // R_{i4})}{r_{be7} + (1 + \beta) R_4}$$

而 T_8 构成共集电路, 近似认为 $A_{u4} \approx 1$ 。

$$\text{所以 } A_{u1} = - \frac{100 \times (20 // 2.6)}{10.5} = -21.9$$

$$A_{u2} = \frac{1}{2} \times \frac{100 \times (3 // 235)}{2.6} = 57.7$$

$$A_{u3} = - \frac{100 \times (15.7 // 303)}{235} = -6.4$$

$$\text{所以 } A_u = A_{u1} \cdot A_{u2} \cdot A_{u3} \cdot A_{u4} = 8087.2$$

$$R_{id} = 2R_{i1} = 2r_{be1} = 21 \text{ k}\Omega$$

$$R_{o3} \approx R_5 = 15.7 \text{ k}\Omega$$

$$R_o = R_6 // \frac{R_{o3} + r_{be8}}{1 + \beta} = \left[3 // \left(\frac{15.7 + 0.525}{1 + \beta} \right) \right] \text{ k}\Omega \approx 160 \Omega。$$

$$R_{i2} = 2r_{be3}$$

$$r_{be3} = r_{bb'} + (\beta + 1) \cdot \frac{26}{I_{E3}} = \left(101 \times \frac{26}{0.61} \right) \Omega = 4.3 \text{ k}\Omega$$

$$\text{所以 } A_{u1} = -\frac{\beta \cdot \left(R_1 // \frac{1}{2} R_{i2} \right)}{r_{be1}} = -\frac{100 \times (50 // 4.3)}{21.6} = -18.33$$

T_3, T_4 构成单端输出差放。设 T_5 电路的输入电阻为 R_{i3} 。

$$\text{所以 } A_{u2} = \frac{1}{2} \cdot \frac{\beta \cdot (R_4 // R_{i3})}{r_{be3}} = \frac{100 \times 5}{2 \times 4.3} = 58.14$$

T_5 为一共集电路, 近似认为 $A_{u3} \approx 1$, 其输入电阻 $R_{i3} \approx \infty$ 。

$$r_{be5} = r_{bb'} + (\beta + 1) \cdot \frac{26}{I_{E5}} = \left(101 \times \frac{26}{0.304} \right) \Omega = 8.638 \text{ k}\Omega$$

$$\text{所以 } A_u = A_{u1} \cdot A_{u2} \cdot A_{u3} = -1065.7$$

$$R_{id} = 2r_{be1} = 43.2 \text{ k}\Omega$$

$$R_o = R_5 + \frac{R_4 + r_{be5}}{1 + \beta} = \left(27.2 + \frac{5 + 8.638}{101} \right) \text{ k}\Omega \approx 27.3 \text{ k}\Omega。$$

题 3.19 某集成运放的原理电路如图 3.22 所示。

- ① 分析偏置电路、输入级、中间级和输出级的组成和特点；
- ② 说明中间级具有移动电平功能的器件；
- ③ 指出电路中组成恒流源的三极管。

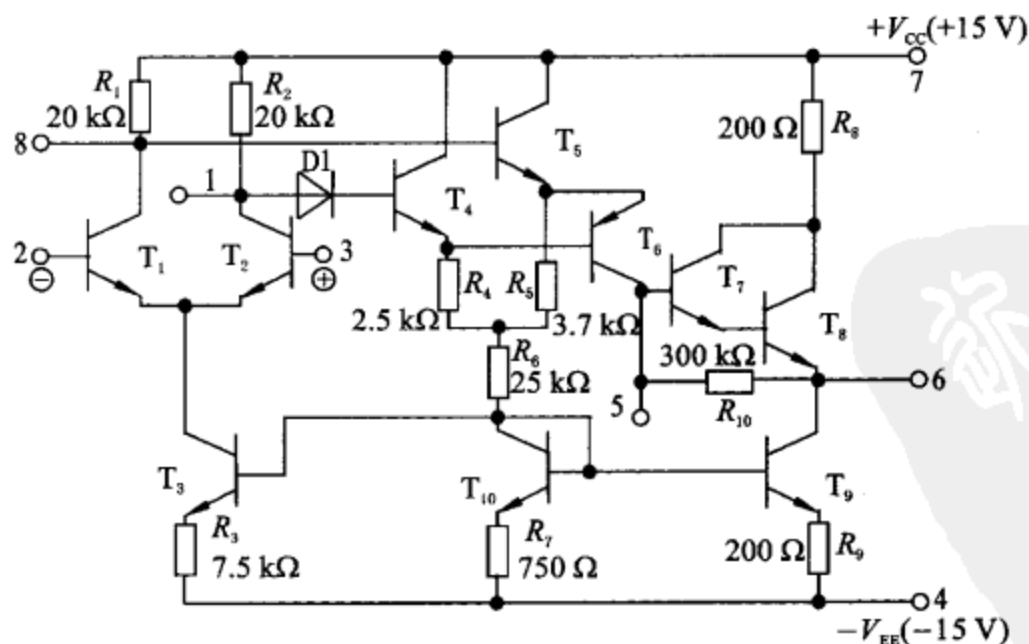


图 3.22 题 3.19 用图

解: ① T_3, T_{10}, T_9 构成偏置电路, 提供偏置电流; T_1, T_2 为差动输入级; T_4, T_5, T_6 为中间级 (射极输出差动电路); T_8, T_7 为复合管组成的射极跟随输出级。

② 二极管 D 起移动电平作用。

③ T_3, T_{10}, T_9 组成比例恒流源。

题 3.20 画一个实现运算 $u_o = -\sqrt{u_1^2 + u_2^2}$ 的电路。

解: 实现所要求的运算电路如图 3.23 所示。

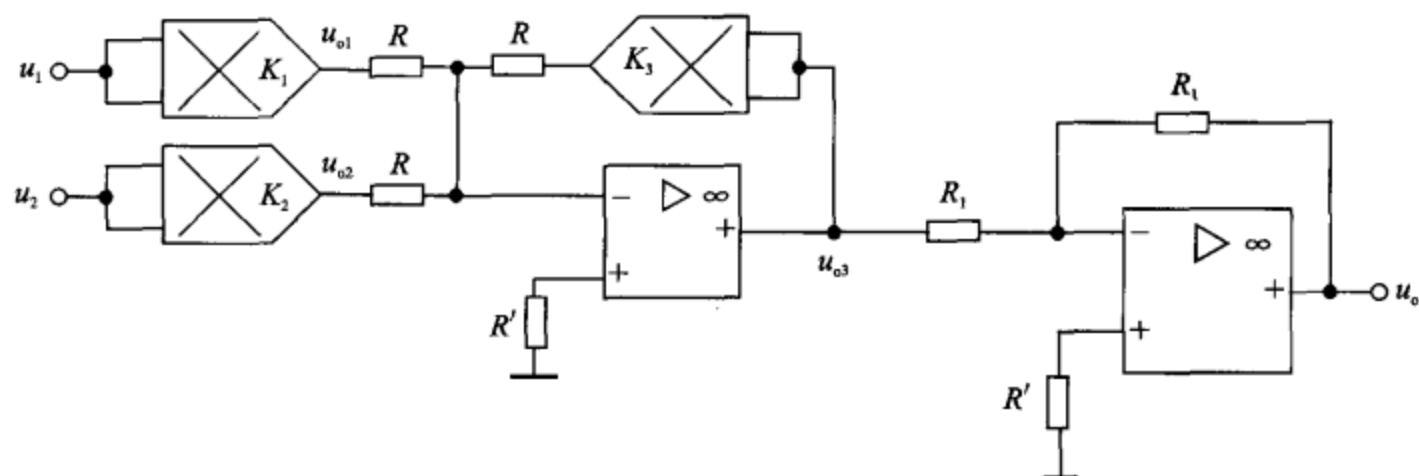


图 3.23 题 3.20 解图

设 K_1, K_2 为负值、且相等, K_2 为正值。

$$u_{o1} = K_1 \cdot u_1^2$$

$$u_{o2} = K_2 \cdot u_2^2$$

$$\frac{u_{o1}}{R} + \frac{u_{o2}}{R} = -\frac{K_3 \cdot u_{o3}^2}{R}$$

$$u_{o3}^2 = -\frac{K_1}{K_3}(u_1^2 + u_2^2)$$

$$u_{o3} = \sqrt{-\frac{K_1}{K_3}(u_1^2 + u_2^2)}$$

$$u_o = -u_{o3} = -\sqrt{-\frac{K_1}{K_3}(u_1^2 + u_2^2)}.$$

题 3.21 拟定一个开立方电路。

解: 完成开立方运算电路如图 3.24 所示。

$$u_{o1} = K_1 \cdot u_o^2$$

$$u_{o2} = K_2 \cdot u_o \cdot u_{o1} = K_1 K_2 u_o^3$$

$$\frac{u_i}{R} + \frac{u_{o2}}{R} = 0$$

$$u_i = -K_1 K_2 u_o^3$$

$$u_o = \sqrt[3]{-\frac{u_i}{K_1 K_2}}.$$

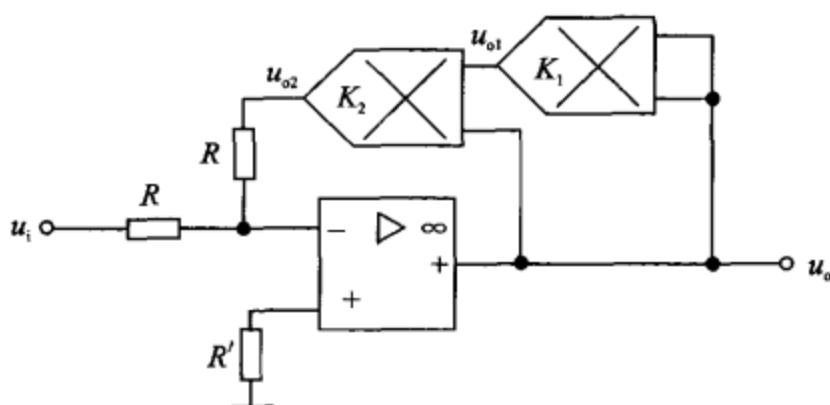


图 3.24 题 3.21 解图

题 3.22 变跨导模拟乘法器原理如图 3.25 所示,试导出 u_o 的表达式。

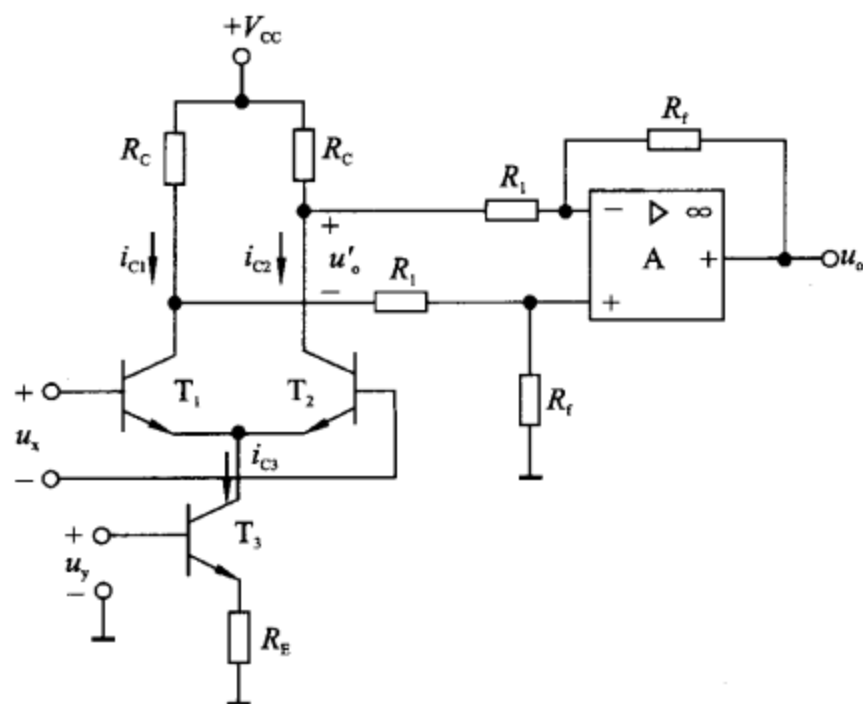


图 3.25 题 3.22 用图

解:

$$u'_o = (i_{C1} - i_{C2}) R_C$$

$$i_{C1} - i_{C2} = i_{C3} \cdot \text{th}\left(\frac{u_x}{2U_T}\right)$$

通常发射结电阻远小于反馈电阻 R_E , 则

$$i_{C3} \approx \frac{u_y}{R_E}$$

$$u'_o = i_{C3} \cdot R_C \cdot \text{th}\left(\frac{u_x}{2U_T}\right) = \frac{u_y}{R_E} \cdot R_C \cdot \text{th}\left(\frac{u_x}{2U_T}\right)$$

当 $u_x \ll U_T$ 时,

$$u'_o = \frac{R_C}{R_E \cdot 2U_T} \cdot u_x \cdot u_y$$

对于差分比例运算电路有:

$$u_o = -\frac{R_f}{R_1} \cdot u'_o = -\frac{R_f}{R_1} \cdot \frac{R_C}{R_E \cdot 2U_T} \cdot u_x \cdot u_y$$

题 3.23 图 3.26 中运放和乘法器都是理想的,电容 C 上的初始电压为零,试写出 u_{o1} , u_{o2} 及 u_o 的表达式。

解: $u_{o1} = K_{M1} \cdot u_i^2$

由于电容上的初始电压为零,即: $u_C(0+) = 0$ 。

所以

$$u_{o2} = -u_C = -\frac{1}{C} \int_0^t i_C dt = -\frac{1}{RC} \int_0^t u_{o1} dt = -\frac{K_{M1}}{RC} \int_0^t u_i^2 dt$$

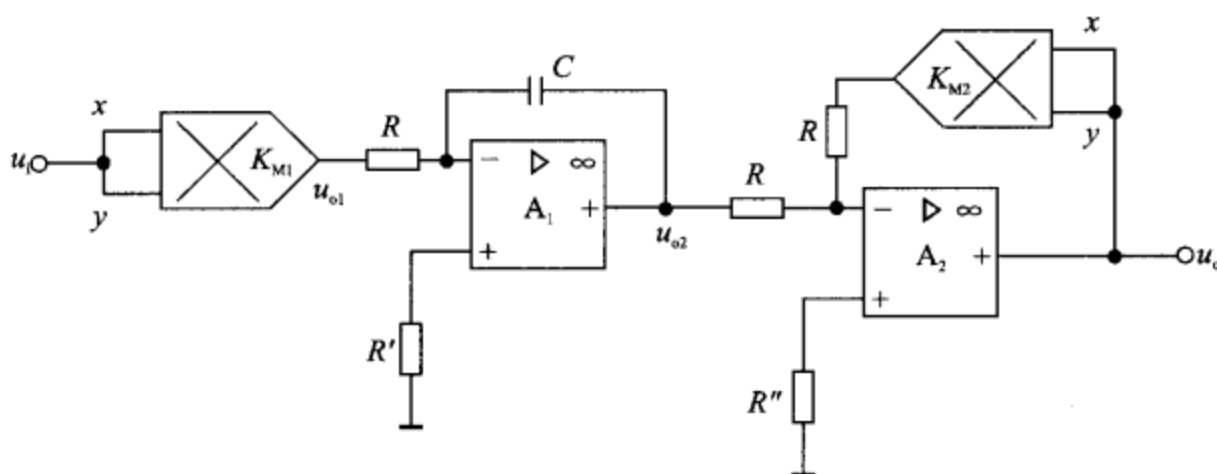


图 3.26 题 3.23 用图

$$\frac{u_{o2}}{R} = -\frac{1}{R} \cdot K_{M2} \cdot u_o^2$$

$$u_o^2 = -\frac{1}{K_{M2}} \cdot u_{o2}$$

$$u_o = \sqrt{-\frac{1}{K_{M2}} \cdot u_{o2}} = \sqrt{\frac{K_{M1}}{K_{M2} \cdot RC}} \int_0^t u_i^2 dt$$

题 3.24 图 3.27 中运放和乘法器都是理想的, $R_2 = 3R_1$, 说明电路完成的运算功能。

解:

$$u_+ = u_- = \frac{R_1}{R_1 + R_2} \times 2.5$$

$$\frac{u_i - u_+}{R_1} = \frac{u_+ - u_{o1}}{R_2}$$

$$u_{o1} = \left(\frac{R_2}{R_1} + 1\right) u_+ - \frac{R_2}{R_1} u_i = 2.5 - 3u_i$$

$$u_o = K_M u_i u_{o1} = 2.5 u_i - 3u_i^2$$

题 3.25 压控电路如图 3.28 所示, 运放是理想的, 乘法器的增益系数 $K_M = 0.1 \text{ V}^{-1}$, U_{REF} 为直流控制电压, 其值在 $+5 \sim +10 \text{ V}$ 之间可调, 试求 $A_F(s) = \frac{u_o(s)}{u_i(s)}$ 的表达式、截止频率与可调范围。

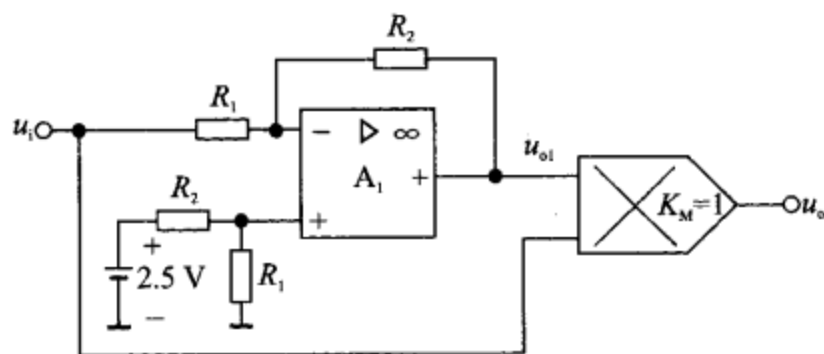


图 3.27 题 3.24 用图

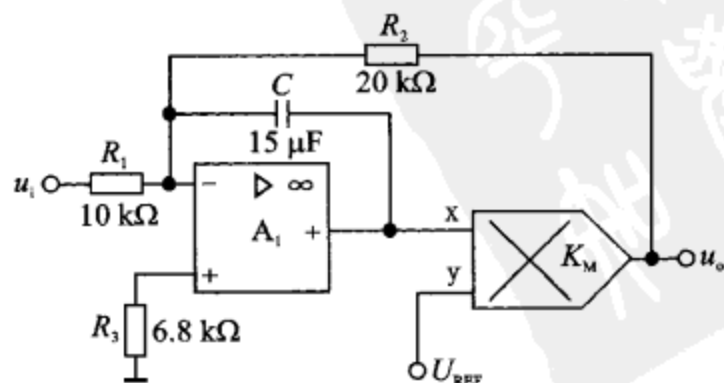


图 3.28 题 3.25 用图

解:

$$u_o = K_M \cdot x \cdot y$$

$$y = U_{\text{REF}}$$

运放 $u_+ = u_- = 0$ 。

$$\frac{u_i}{R_1} + \frac{u_o}{R_2} = -\frac{x}{sC}$$

$$x = -\frac{1}{sC} \left(\frac{u_i}{R_1} + \frac{u_o}{R_2} \right)$$

$$u_o = K_M \cdot U_{\text{REF}} \cdot \left[-\frac{1}{sC} \left(\frac{u_i}{R_1} + \frac{u_o}{R_2} \right) \right]$$

$$u_o + K_M \cdot U_{\text{REF}} \cdot \frac{1}{sC} \cdot \frac{u_o}{R_2} = -K_M \cdot U_{\text{REF}} \cdot \frac{1}{sC} \cdot \frac{u_i}{R_1}$$

$$A_F(s) = \frac{u_o(s)}{u_i(s)} = -\frac{K_M \cdot U_{\text{REF}} \cdot \frac{1}{sCR_1}}{1 + K_M \cdot U_{\text{REF}} \cdot \frac{1}{sCR_2}}$$

$$\text{设 } \omega_n = K_M \cdot U_{\text{REF}} \cdot \frac{1}{CR_2}$$

$$\text{所以 } A_F(\omega) = -\frac{R_2}{R_1} \cdot \frac{1}{j\frac{\omega}{\omega_n} + 1}$$

$$\omega_n = K_M \cdot U_{\text{REF}} \cdot \frac{1}{CR_2} = \frac{1}{2 \times 10^{-2}} \cdot U_{\text{REF}}$$

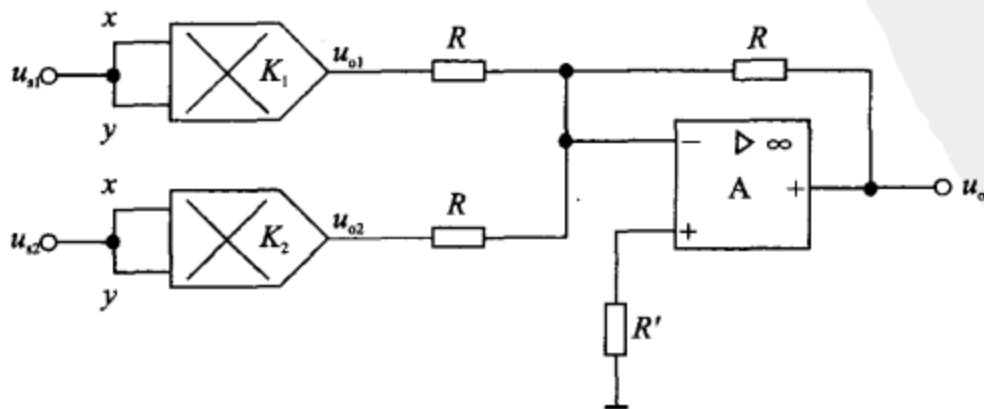
当 $U_{\text{REF}} = 5 \text{ V} \sim 10 \text{ V}$ 时, $\omega_n = 250 \sim 500 \text{ rad/s}$ 。**题 3.26** 电路如图 3.29 所示,运放和乘法器都具有理想特性。① 求 u_{o1} , u_{o2} 和 u_o 的表达式;② 当 $u_{s1} = U_{\text{sm}} \sin \omega t$, $u_{s2} = U_{\text{sm}} \cos \omega t$, $K_1 = K_2 = 1 \text{ V}^{-1}$, 说明此电路具有检测正交振荡幅值的功能,即说明此电路是平方律幅值检波电路。

图 3.29 题 3.26 用图

解: ① $u_{o1} = K_1 \cdot u_{s1}^2$

$$u_{o2} = K_2 \cdot u_{s2}^2$$

$$\frac{u_{o1}}{R} + \frac{u_{o2}}{R} = -\frac{u_o}{R}$$

所以 $u_o = -(u_{o1} + u_{o2}) = -(K_1 \cdot u_{s1}^2 + K_2 \cdot u_{s2}^2)$ 。

② 当 $u_{s1} = U_{sm} \sin \omega t$, $u_{s2} = U_{sm} \cos \omega t$, $K_1 = K_2 = 1$ 时:

$$u_o = -(U_{sm}^2 \sin^2 \omega t + U_{sm}^2 \cos^2 \omega t) = -U_{sm}^2$$

即输出信号的大小和输入信号幅值的平方成正比。

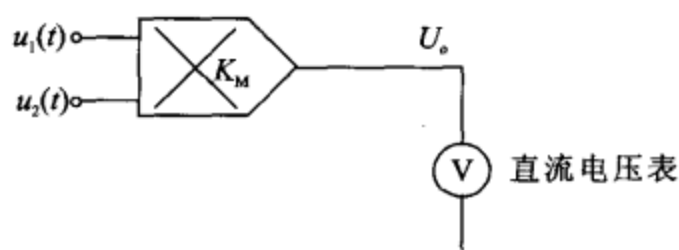


图 3.30 题 3.27 用图

题 3.27 用相乘器可对两个正弦波的相位差进行测量, 电路如图 3.30 所示, 设 $u_1(t) = U_{1m} \sin(\omega t + \varphi_1)$, $u_2(t) = U_{2m} \sin(\omega t + \varphi_2)$, 求 u_o 的表达式和直流电压表读数的表达式。

解: $u_o = K_M \cdot u_1(t) \cdot u_2(t)$

$$= K_M \cdot U_{1m} \sin(\omega t + \varphi_1) \cdot U_{2m} \sin(\omega t + \varphi_2)$$

$$= \frac{1}{2} \cdot K_M \cdot U_{1m} \cdot U_{2m} [\cos(\varphi_1 - \varphi_2) + \cos(2\omega t + \varphi_1 + \varphi_2)]$$

所以直流电压表读数为: $\frac{1}{2} \cdot K_M \cdot U_{1m} \cdot U_{2m} \cdot \cos(\varphi_1 - \varphi_2)$ 。

题 3.28 设函数 $f(x) = a_0 + a_1 x + a_2 x^2 + a_3 x^3$, $a_0 \sim a_3$ 为常数, 用乘法器、运放实现该运算。

解: 电路如图 3.31 所示。

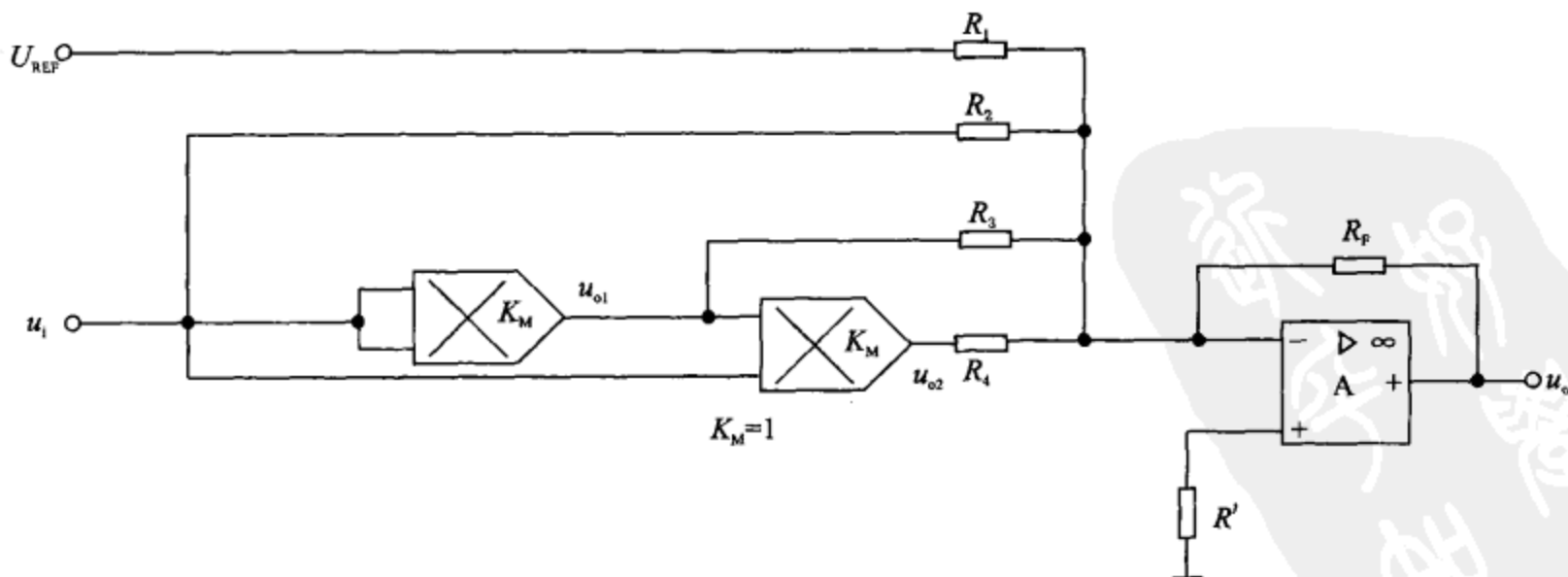


图 3.31 题 3.28 解图

设 $K_M = 1$, 则:

$$u_{o1} = u_i^2$$

$$u_{o2} = u_i^3$$

$$u_o = -R_f \left(\frac{U_{REF}}{R_1} + \frac{u_i}{R_2} + \frac{u_i^2}{R_3} + \frac{u_i^3}{R_4} \right)$$

$$\text{即: } a_0 = -\frac{R_f}{R_1} \cdot U_{REF}$$

$$a_1 = -\frac{R_f}{R_2}$$

$$a_2 = -\frac{R_f}{R_3}$$

$$a_3 = -\frac{R_f}{R_4}$$

即完成所要求运算。

题 3.29 在单音普通调幅波中提取一个边频分量,得到单音调制的单边带信号。用乘法器和 $\pm 90^\circ$ 移相网络实现单边带调制。

解: 设载波为: $u_c(t) = U_{cm} \cos \omega_c t$, 信号为: $u_i(t) = m \cos \Omega t, K_M = 1$ 。则:

$$\begin{aligned} u_o &= u_c(t) \cdot u_i(t) = m U_{cm} \cos \Omega t \cdot \cos \omega_c t \\ &= \frac{1}{2} m U_{cm} \cos(\omega_c + \Omega)t + \frac{1}{2} m U_{cm} \cos(\omega_c - \Omega)t \end{aligned}$$

因此,要得到一个边频分量,只需再用一个带通滤波器即可。电路如图 3.32 所示。

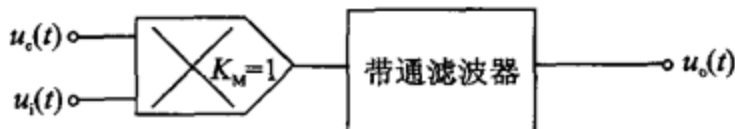


图 3.32 题 3.29 解图

3.3 提高题与参考答案

题 3.30 图 3.33 所示为 N 沟道结型场效应晶体管构成的恒流源,已知该管的 $I_{DSS} = 2 \text{ mA}$, $U_{GS(off)} = -3.5 \text{ V}$, $r_{ds} = 50 \text{ k}\Omega$ 。求:

① 恒流源的电流;

② 恒流源的交流输出阻抗(两个电源间)。

$$\text{解: ① } I_D = I_{DSS} \left(1 - \frac{U_{GS}}{U_{GS(off)}} \right)^2 = 2 \times \left(1 - \frac{U_{GS}}{-3.5} \right)^2$$

$$U_{GS} = U_G - U_S = -I_D \cdot 1$$

得: $I_D = 1.012 \text{ mA}$ (舍去 12.11 mA 解)。

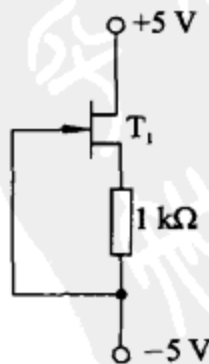


图 3.33 题 3.30 用图

② 画出交流等效电路如图 3.34 所示:

$$R_o = r_{ds} + 1 + g_m \cdot r_{ds} \cdot 1$$

$$g_m = -\frac{2I_{DSS}}{U_{GS(off)}} \left(1 - \frac{U_{GS}}{U_{GS(off)}}\right) \approx 0.816 \text{ mS}$$

所以 $R_o = 91.8 \text{ k}\Omega$ 。

题 3.31 如图 3.35 所示的威尔逊电流源, 设三个管子的参数相同, 试证明:

$$I_o = \left(1 - \frac{2}{\beta^2 + 2\beta + 2}\right) I_R$$

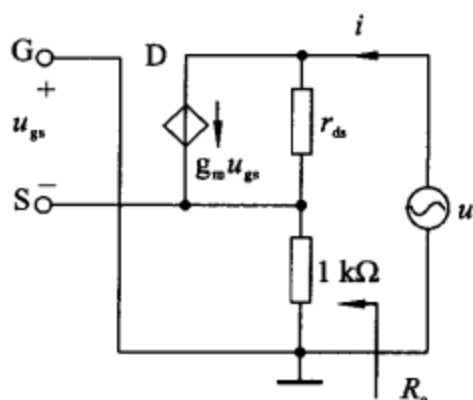


图 3.34 题 3.30 解图

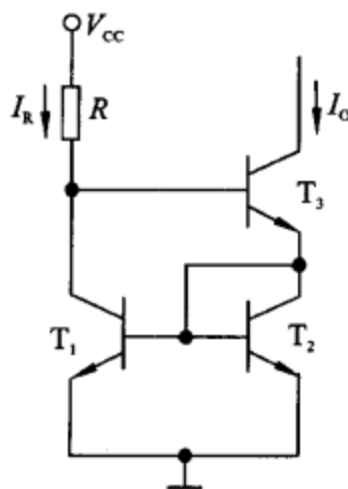


图 3.35 题 3.31 用图

解: T_1, T_2 管结构相同, 特性一致, 因此可得:

$$I_{C1} = I_{C2}$$

$$I_{B1} = I_{B2}$$

$$I_R = I_{C1} + I_o/\beta$$

$$[(1 + \beta)/\beta] I_o = I_{C2} + 2I_{B2}$$

$$\text{则: } (1 + \beta) I_o = \beta I_{C2} + 2\beta I_{B2} = \beta I_{C1} + 2I_{C1}$$

$$I_R = \frac{\beta + 1}{\beta + 2} I_o + \frac{1}{\beta} I_o = \frac{\beta(\beta + 1) + \beta + 2}{\beta(\beta + 2)} I_o$$

$$\text{所以 } I_o = \frac{\beta(\beta + 2) + 2 - 2}{\beta(\beta + 2) + 2} \cdot I_R = \left(1 - \frac{2}{\beta^2 + 2\beta + 2}\right) I_R$$

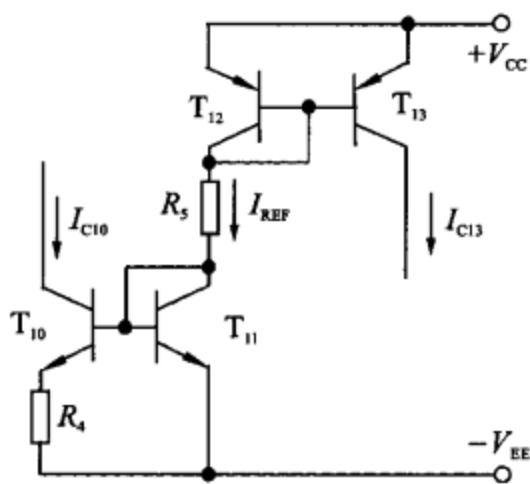


图 3.36 题 3.32 用图

题 3.32 图 3.36 是集成运放 F007 偏置电路的一部分, 假设 $V_{CC} = V_{EE} = 15 \text{ V}$, 所有三极管的 $U_{BE} = 0.7 \text{ V}$, 其中 NPN 三极管的 $\beta \gg 2$, 横向 PNP 三极管的 $\beta = 2$, 电阻 $R_5 = 39 \text{ k}\Omega$ 。要求:

- ① 估算基准电流 I_{REF} ;
- ② 分析电路中各三极管组成何种电流源;

③ 估算 T_{13} 的集电极电流 I_{C13} ;

④ 若要求 $I_{C10} = 28 \mu\text{A}$, 试估算电阻 R_4 的阻值。

解: ① 由图 3.36 可得:

$$I_{\text{REF}} = \frac{V_{\text{CC}} + V_{\text{EE}} - 2U_{\text{BE}}}{R_5} = \left(\frac{15 + 15 - 2 \times 0.7}{39} \right) \text{mA} = 0.73 \text{mA}$$

② T_{12} 与 T_{13} 组成镜像电流源, T_{10}, T_{11} 与 R_4 组成微电流源。

③ 因横向 PNP 三极管 T_{12}, T_{13} 不满足 $\beta_P \gg 2$, 故不能简单地认为 $I_{C13} \approx I_{\text{REF}}$ 。因此:

$$I_{C13} = I_{\text{REF}} \left(1 - \frac{2}{\beta_P + 2} \right) = \left[0.73 \times \left(1 - \frac{2}{2 + 2} \right) \right] \text{mA} = 0.365 \text{mA}。$$

④ 因 NPN 三极管 T_{10}, T_{11} 的 $\beta_N \gg 2$, 故认为 $I_{C11} \approx I_{\text{REF}}$ 。

$$R_4 \approx \frac{U_T}{I_{C10}} \cdot \ln \left(\frac{I_{C11}}{I_{C10}} \right) = \left[\frac{26 \times 10^{-3}}{28 \times 10^{-6}} \cdot \ln \left(\frac{0.73 \times 10^{-3}}{28 \times 10^{-6}} \right) \right] \Omega = 3 \times 10^3 \Omega = 3 \text{k}\Omega。$$

题 3.33 图 3.37 所示是用恒流源作有源负载的共射放大电路, 试说明恒流源作负载, 对放大器的动态性能有何改善?

解: 由于恒流源具有交流等效电阻大的特点, 它可以提高共射放大电路的交流输出电阻 R_o 和电压增益 A_u 。

题 3.34 电路如图 3.38 所示, $U_{\text{BE1}} = U_{\text{BE2}} = U_{\text{BE3}} = U_{\text{D1}} = U_{\text{D2}} = 0.7 \text{V}$, $\beta_1 = \beta_2 = 100$, $\beta_3 = 50$, $r_{\text{bb}'} = 300 \Omega$ 。试求:

① 估算静态工作点 Q ;

② 计算差模电压放大倍数;

③ 差模输入电阻和输出电阻(设 R_w 的抽头在中间位置)。

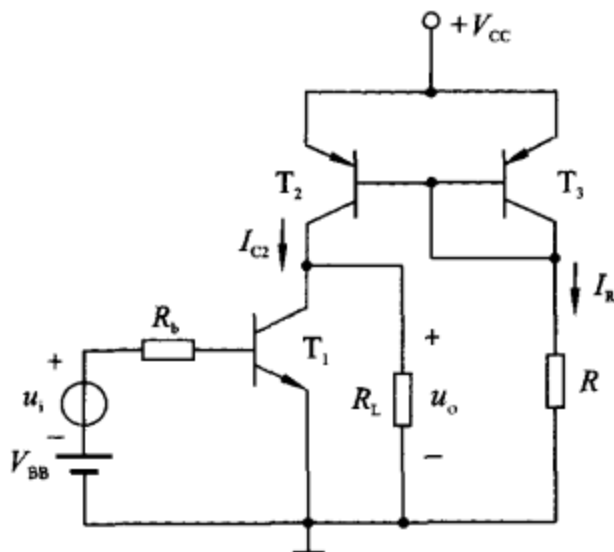


图 3.37 题 3.33 用图

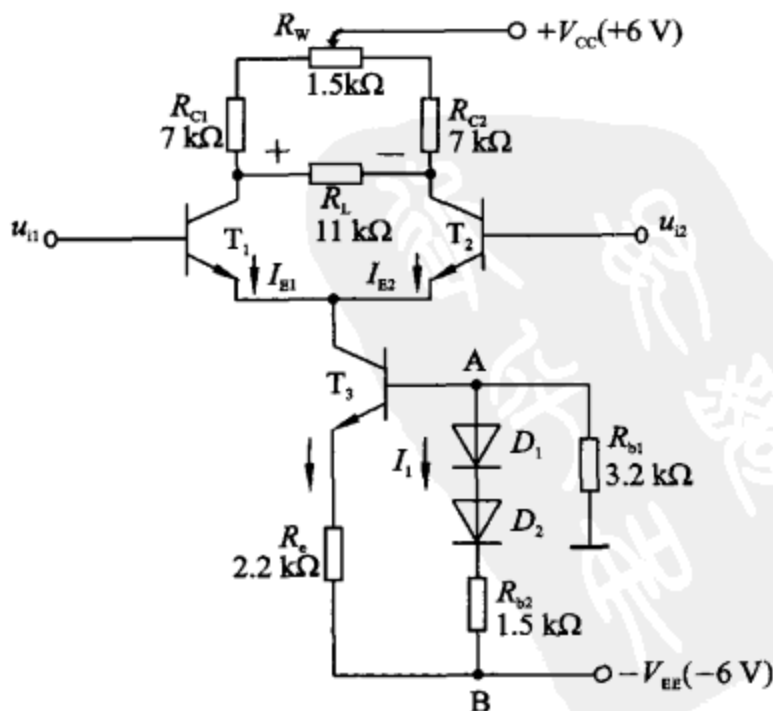


图 3.38 题 3.34 用图

解: ① 由图可知:

$$I_1 = \frac{V_{EE} - U_{D1} - U_{D2}}{R_{b1} + R_{b2}}$$

所以

$$U_{AB} = U_{D1} + U_{D2} + I_1 \cdot R_{b2} = 2.87 \text{ V}$$

$$I_{E3} = \frac{U_{AB} - U_{BE3}}{R_e} \approx 1 \text{ mA}$$

$$I_{E1} = I_{E2} = 0.5 I_{E3} = 0.5 \text{ mA}$$

$$U_{C1} = U_{C2} = V_{CC} - I_{C1} (0.5 R_w + R_{C1}) = 2.13 \text{ V}$$

$$\textcircled{2} \quad r_{be1} = r_{be2} = 300 + (1 + \beta) \frac{26}{I_{E1}} = \left[300 + (1 + 100) \frac{26}{0.5} \right] \Omega \approx 5.55 \text{ k}\Omega$$

$$R'_L = (R_{C1} + 0.5 R_w) // (0.5 R_L) = 3.3 \text{ k}\Omega$$

$$A_{ud} = -\frac{\beta R'_L}{r_{be}} = -\frac{100 \times 3.3}{5.55} = -59.5。$$

③

$$R_{id} = 2r_{be} = (5.55 \times 2) \text{ k}\Omega = 11 \text{ k}\Omega$$

$$R_{od} = 2(R_C + 0.5 R_w) = 15.5 \text{ k}\Omega。$$

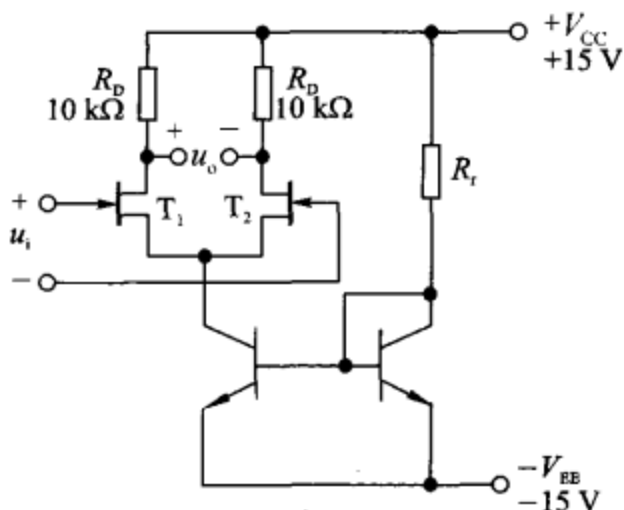


图 3.39 题 3.35 用图

题 3.35 场效应管差动放大电路如图 3.39 所示, 已知 T_1, T_2 管的 $g_m = 5 \text{ mS}$ 。

① 试求差模电压放大倍数 $A_{ud} = u_o / u_i$;

② 若要求 $I_{DQ} = 0.5 \text{ mA}$, 则 $R_r = ?$

解: ① 只对一半电路进行分析, 得到的增益与差分电路的增益是一样的。得:

$$A_{ud} = -g_m (R_D // r_{ds1}) \approx -g_m R_D = -5 \times 10 = -50。$$

$$\textcircled{2} \quad U_{R_r} = V_{CC} - (-V_{EE} + 0.7 \text{ V}) = 29.3 \text{ V}$$

$$\text{则: } R_r = \frac{U_{R_r}}{2I_{DQ}} = \left(\frac{29.3}{0.5 \times 2} \right) \text{ k}\Omega = 29.3 \text{ k}\Omega。$$

题 3.36 为了提高电路对共模信号的抑制能力, 常采用直流电阻小, 交流电阻大的电流源代替 R_e (或 R_s), 图 3.40 所示为具有电流源的差分放大电路。若所有三极管的 $\beta = 50, U_{BE} = 0.6 \text{ V}, r_{ce5} = 200 \text{ k}\Omega$, 其他参数如图所示。求:

① 差模输入电阻 R_{id} 、输出电阻 R_o 、差模电压增益 A_{ud} ;

② 共模输入电阻 R_{ic} 和共模抑制比 K_{CMR} 。

解: ①

$$U_{R2} = \frac{15}{R_1 + R_2} \times R_2 = 6 \text{ V}$$

$$I_{C5} = I_{E5} = \frac{U_{R2} - U_{BE5}}{R_{e3}} = \left(\frac{6 - 0.6}{5.4} \right) \text{ mA} = 1 \text{ mA}$$

$$I_{C1,3} = I_{C2,4} = \frac{1}{2} I_{C5} = 0.5 \text{ mA}$$

$$r_{be5} = r_{bb'} + (1 + \beta_5) \frac{26}{I_{E5}} = 1.5 \text{ k}\Omega$$

$$r_{be3} = r_{bb'} + (1 + \beta_3) \frac{26}{I_{E3}} = 2.8 \text{ k}\Omega$$

$$I_{E1} = I_{E3} / \beta_3 = I_{C1,3} / \beta_3$$

$$r_{be1} = r_{bb'} + (1 + \beta_1) \frac{26}{I_{E1}} = 132.8 \text{ k}\Omega$$

$$r_{be1,3} = r_{be1} + (1 + \beta_1) r_{be3} = 275.6 \text{ k}\Omega$$

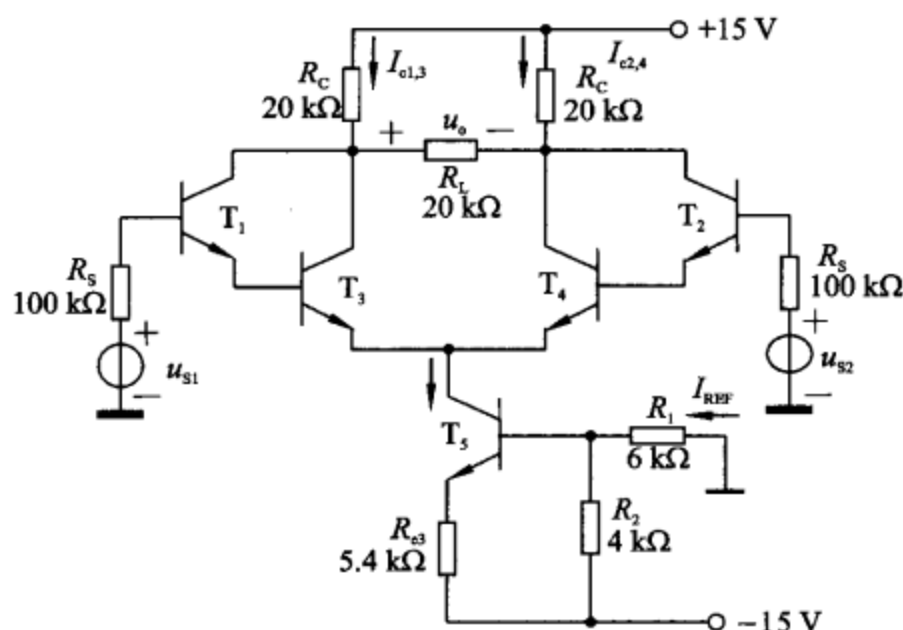


图 3.40 题 3.36 用图

差模输入电阻: $R_{id} = 2(R_S + r_{be1,3}) = 2 \times (100 + 275.6) \text{ k}\Omega = 751.2 \text{ k}\Omega$

双端差模输出电阻: $R_o = 2R_C = 2 \times 20 \text{ k}\Omega = 40 \text{ k}\Omega$

双端差模电压增益: $A_{ud} = \frac{-\beta(R_C // \frac{R_L}{2})}{R_S + r_{be1,3}} = \frac{-50 \times 50 \times (20 // \frac{20}{2})}{100 + 275.6} = -44.4$

单端差模电压增益: $A_{ud2} = \frac{1}{2} \frac{\beta R'_L}{R_S + r_{be1,3}} = \frac{1}{2} \times \frac{50 \times 50 \times (20 // 20)}{100 + 275.6} = 33.3$

单端差模输出电阻: $R_o = R_C = 20 \text{ k}\Omega$ 。

② 共模输入电阻: $R_{ic} = \frac{1}{2} [R_S + r_{be1,3} + (1 + \beta) \times 2R_{o5}]$

$$R_{o5} = r_{ce5} \left[1 + \frac{\beta_5 R_{e3}}{r_{be5} + (R_1 // R_2) + R_{e3}} \right] = 200 \times \left[1 + \frac{50 \times 5.4}{1.5 + (6 // 4) + 5.4} \right] \text{ k}\Omega = 6 \text{ M}\Omega$$

则: $R_{ic} = \frac{1}{2} [100 + 275.6 + (1 + 50 \times 50) \times 2 \times 6 \times 10^3] \text{ k}\Omega \approx 1.5 \times 10^4 \text{ M}\Omega$

双端输出时的共模电压增益: $A_{uc} = \frac{u_{oc}}{u_{ic}} = 0$

单端输出时的共模电压增益: $A_{uc2} = \frac{u_{oc2}}{u_{ic}} \approx -\frac{R_C // R_L}{2R_{o5}} = -0.8 \times 10^{-3}$

双端输出时的共模抑制比: $K_{CMR} = 20 \lg \left| \frac{A_{ud}}{A_{uc}} \right| = \infty$

单端输出时的共模抑制比: $K_{CMR} = 20 \lg \left| \frac{A_{ud2}}{A_{uc2}} \right| = 92.4 \text{ dB}$

题 3.37 电路如图 3.41 所示。设各管的 $\beta = 80$, NPN 管的 $U_{BE} = 0.7 \text{ V}$, PNP 管的 $U_{BE} = -0.2 \text{ V}$ 。当 $u_i = 0$ 时, $u_o = 0$ 。

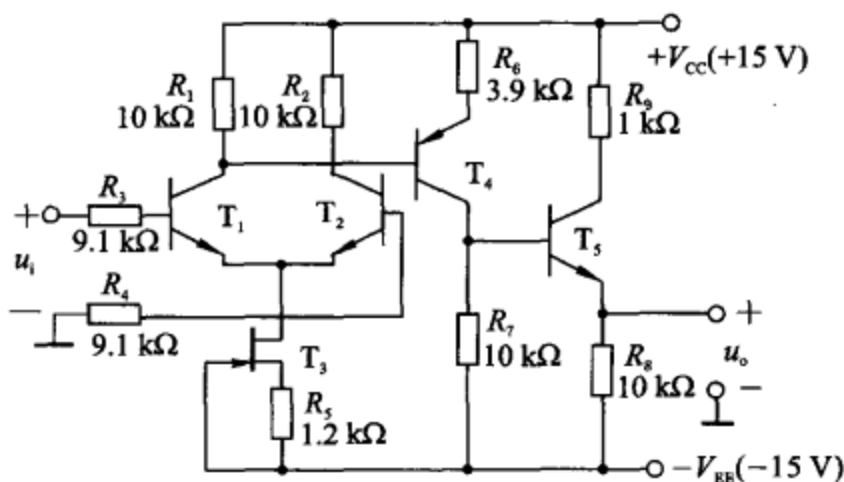


图 3.41 题 3.37 用图

① 确定各级静态工作点;

② 求总的电压放大倍数。

解: ① 由 $u_i = 0$ 时, $u_o = 0$ 可得:

$$I_{E5} = \frac{V_{EE}}{R_8} = 1.5 \text{ mA}$$

$$U_{CE5} = V_{CC} - I_{C5} \times R_9 = V_{CC} - I_{E5} \times R_9 = 13.5 \text{ V}$$

$$U_{B5} = U_{BE5} = 0.7 \text{ V}$$

$$I_{C4} = \frac{U_{B5} - (-V_{EE})}{R_7} = \left(\frac{15.7}{10} \right) \text{ mA} = 1.57 \text{ mA}$$

$$U_{EC4} = V_{CC} - U_{B5} - I_{E4} R_6 = (15 - 0.7 - 1.57 \times 3.9) \text{ V} = 8.177 \text{ V}$$

$$U_{B4} = V_{CC} - I_{E4} R_6 - U_{EB4} = (15 - 1.57 \times 3.9 - 0.2) \text{ V} = 8.677 \text{ V}$$

$$I_{R1} = \frac{V_{CC} - U_{B4}}{R_1} = \left(\frac{15 - 8.677}{10} \right) \text{ mA} \approx 0.63 \text{ mA}$$

所以

$$I_{C1} = I_{C2} = I_{R1} = 0.63 \text{ mA}$$

$$I_{B1} = I_{B2} = I_{R1} / \beta \approx 7.9 \mu\text{A}$$

$$U_{E1} = U_{E2} = 0 - I_{B1} R_3 - U_{BE1} = (0 - 9.1 \times 7.9 \times 10^{-3} - 0.7) \text{ V} = -0.772 \text{ V}$$

$$U_{CE1} = U_{CE2} = U_{B4} - U_{E1} = (8.677 + 0.772) \text{ V} = 9.45 \text{ V}。$$

② 设 $r_{bb'} = 0$,

$$r_{be4} = (1 + \beta) \frac{26}{I_{E4}} = \left(81 \times \frac{26}{1.57} \right) \Omega = 1.34 \text{ k}\Omega$$

$$r_{be1} = (1 + \beta) \frac{26}{I_{E1}} = \left(81 \times \frac{26}{0.63} \right) \Omega = 3.34 \text{ k}\Omega$$

$$r_{be5} = (1 + \beta) \frac{26}{I_{E5}} = \left(81 \times \frac{26}{1.5} \right) \Omega = 1.4 \text{ k}\Omega$$

第一级为差分放大:

$$A_{u1} = -\frac{1}{2} \frac{\beta}{R_3 + r_{be1}} \{ R_1 // [r_{be4} + (1 + \beta) R_6] \} = -\frac{40}{12.44} \times \{ 10 // 317 \} = -31.2$$

$$\text{第二级: } A_{u2} = -\frac{\beta \{ R_7 // [r_{be5} + (1 + \beta) R_8] \}}{r_{be4} + (1 + \beta) R_6} \approx -\frac{80}{1.34 + 81 \times 3.9} \times \{ 10 // 810 \} = -2.56$$

$$\text{第三级: } A_{u3} = \frac{(1 + \beta) R_8}{r_{be5} + (1 + \beta) R_8} \approx \frac{81 \times 10}{1.4 + 81 \times 10} = 0.998$$

所以 $A_u = A_{u1} \cdot A_{u2} \cdot A_{u3} = -31.2 \times (-2.56) \times 0.998 = 79.7$ 。

题 3.38 图 3.42 所示为某模拟集成电路的部分电路。所有 BJT 的参数相同, $\beta = 100$, $r_{bb'} \approx 0$, $r_{ce} \rightarrow \infty$, 并设 $U_{BE} = 0.7 \text{ V}$ 。

① 计算 BJT $T_1 \sim T_6$ 的集电极静态电流;

② 求电路的差模电压增益 $A_{ud} = \frac{u_o}{u_{i1} - u_{i2}}$ 、差模输入电阻 R_{id} 和输出电阻 R_o 。

解: ①

$$I_{C1} = I_{C2} = \frac{I_{EE1}}{2} \cdot \frac{\beta}{1 + \beta} = 1 \mu\text{A}$$

$$\begin{aligned} I_{R3} &= \frac{U_{C1} - U_{BE} - (-V_{EE})}{R_3} = \frac{V_{CC} - R_1 I_{C1} - U_{BE} + V_{EE}}{R_3} \\ &= \left(\frac{15 - 25 \times 10^{-3} - 0.7 + 15}{13.15} \right) \text{ mA} = 2.23 \text{ mA} \end{aligned}$$

则:

$$I_{C3} = I_{C4} = \frac{I_{R3}}{2} \cdot \frac{\beta}{1 + \beta} = 1.10 \text{ mA}$$

所以

$$I_{C9} = \frac{V_{EE} - U_{BE}}{R_6 + R_9} = 10 \text{ mA}$$

$$I_{C5} = I_{C8} = I_{C9} \cdot \frac{R_9}{R_8} = 3.07 \text{ mA}$$

$$I_{C6} = I_{C9} \cdot \frac{R_9}{R_7} = 5 \text{ mA}。$$

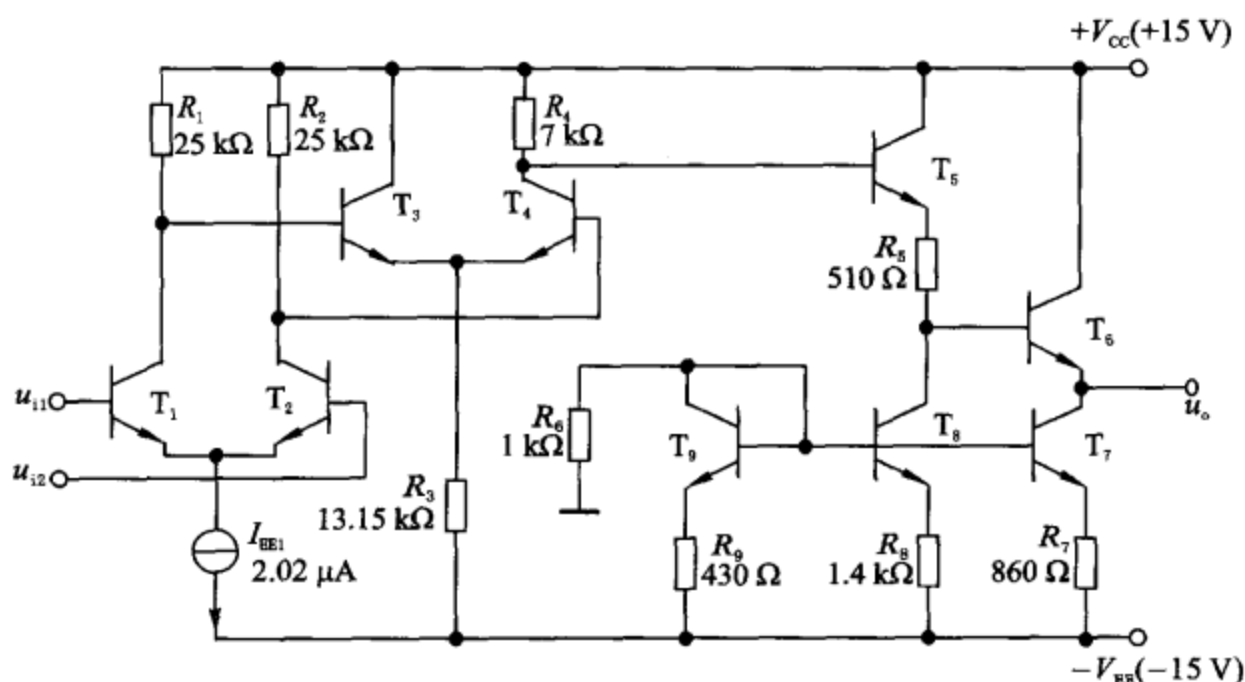


图 3.42 题 3.38 用图

② 第一级为由 T_1, T_2 组成的双端输入, 双端输出结构, 得:

$$r_{be1} = (1 + \beta) \frac{26}{I_{E1}} = 2.6 \text{ M}\Omega$$

$$r_{be3} = (1 + \beta) \frac{26}{I_{E3}} = 2.4 \text{ k}\Omega$$

所以
$$A_{ud1} = \frac{-\beta(R_1 // r_{be3})}{r_{be1}} = -\frac{100(25 // 2.4)}{2.6 \times 10^3} = -0.084$$

第二级为由 T_3, T_4 组成的双端输入, 单端输出结构, 得:

$$A_{ud2} = -\frac{1}{2} \frac{\beta(R_4 // R_{i3})}{r_{be3}} = -\frac{1}{2} \frac{\beta R_4}{r_{be3}} = -\frac{1}{2} \frac{100 \times 7}{2.4} = -145.8$$

第三级和第四级为射极跟随器, 则 $A_{ud3} = A_{ud4} \approx 1$, 得:

$$A_{ud} = A_{ud1} \cdot A_{ud2} \cdot A_{ud3} \cdot A_{ud4} = 12.25$$

$$R_{id} = R_{id1} = 2r_{be1} = 5.2 \text{ M}\Omega$$

$$r_{e5} = \frac{26}{I_{E5}} = 8.5 \Omega$$

$$r_{e6} = \frac{26}{I_{E6}} = 5.2 \Omega$$

所以
$$R_o = r_{e7} // \left[r_{e6} + \frac{r_{e5} + R_5}{1 + \beta} + \frac{R_4}{(1 + \beta)^2} \right] = 11.1 \Omega.$$

题 3.39 电路如图 3.43 所示, 已知所有三极管的 $\beta = 100$, $U_{BE} = 0.7 \text{ V}$, 且 $r_{be1} = r_{be2} = 5.2 \text{ k}\Omega$, $r_{be3} = 260 \text{ k}\Omega$, $r_{be4} = r_{be5} = 2.6 \text{ k}\Omega$, $r_{be6} = 0.25 \text{ k}\Omega$.

① 试述该电路的工作原理;

- ② 分析电路的静态工作点；
 ③ 列出同相、反相输入端；
 ④ 计算电路总的放大倍数。

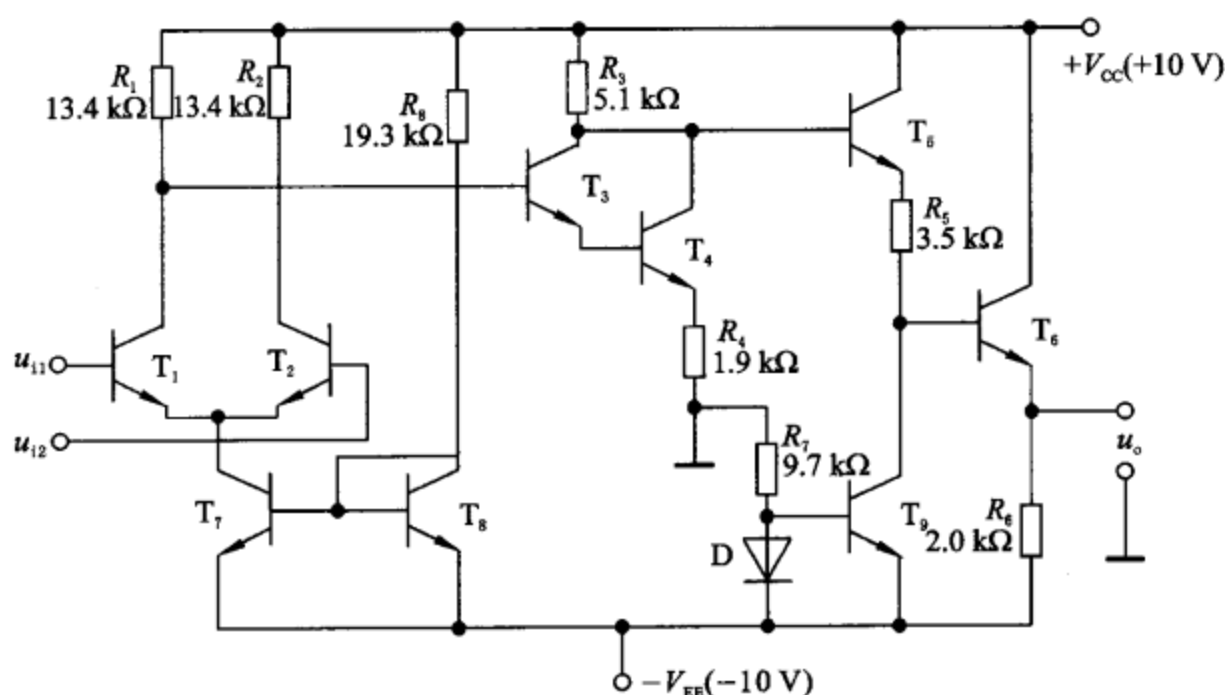


图 3.43 题 3.39 用图

解：① 这是一个多级放大电路。 T_1, T_2 组成差分放大器； T_3, T_4 复合管进行二级放大；最后 T_5, T_6, T_9 组成输出级； T_7, T_8 为偏置电路。电路工作原理为：输入信号在差分放大级双端输入，单端输出后，进入中间共射放大级放大后输出，由射极跟随器输出。

$$② \quad I_{C7} = I_{REF} = [V_{CC} - U_{BE} - (-V_{EE})] / R_8 = [(10 - 0.7 + 10) / 19.3] \text{ mA} = 1 \text{ mA}$$

$$I_{C1} = I_{C2} = I_{C7} / 2 = 0.5 \text{ mA}$$

$$I_{R3} \approx I_{R4} = \frac{V_{CC} - U_{BE} - U_{BE} - I_{C1} R_1}{R_4} = 1 \text{ mA}$$

当 $u_{i1} = u_{i2} = 0$ 时， $u_o = 0$ ，可得到：

$$I_{E6} = \frac{V_{EE}}{R_6} = 5 \text{ mA}$$

$$U_{CE1} = U_{CE2} = V_{CC} - I_{C1} R_1 - U_{EB} = 4 \text{ V}$$

$$U_{CE4} = V_{CC} - I_{R3} (R_3 + R_4) = 3 \text{ V}$$

$$U_{CE6} = 10 \text{ V}$$

③ u_{i1} 为同相端， u_{i2} 为反相端。

④ T_3, T_4 组成的复合管：

$$R_{i2} = r_{be3} + (1 + \beta)[r_{be4} + (1 + \beta)R_4] = 19.9 \text{ M}\Omega$$

T_1, T_2 组成的差分放大级：

$$A_{ud} = -\beta \cdot \frac{R_1 // R_{i2}}{2r_{be1}} = -129$$

$$R_{i3} = r_{be5} + (1 + \beta)[R_5 + r_{be6} + (1 + \beta)R_6] = 20.8 \text{ M}\Omega$$

$$A_{u2} = -\beta^2 \cdot \frac{R_3 // R_{i3}}{R_{i2}} = -2.6$$

T_5, T_6, T_9 组成的输出级:

$$A_{u3} \approx 1, \quad A_u = A_{ud} \cdot A_{u2} \cdot A_{u3} = 335$$

题 3.40 某集成运算放大器的内部电路如图 3.44 所示,试完成下列问题:

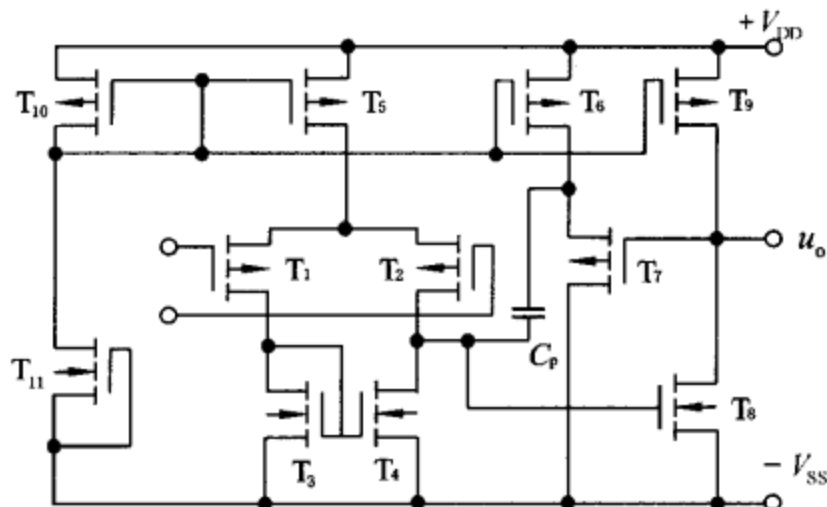


图 3.44 题 3.40 用图

① 指出各元件在电路中的作用;

② 为稳定放大器的电压增益,试为该运放添加信号源及所需外部元件,以构成负反馈放大器。

解: ① T_1, T_2, T_3, T_4, T_5 组成差动放大器,其中 T_3, T_4 为有源负载, T_5 为恒流源; T_6 组成共源放大器, T_7 为漏极有源负载, T_8 组成源极跟随器, T_9 为源极有源负载,用以减小频率补偿电容的直通作用, T_{10}, T_{11} 构成参考电流源,与 T_5 组成镜像电流源,提供输入级(T_1, T_2)的直流偏置,与 T_6, T_9 组成有源负载。

② 为稳定电压增益,应给运算放大器施加电压串联负反馈,信号源 u_s 应加在运放的同相输入端,由电路可判定 T_1 的栅极输入端为反相输入端, T_2 的栅极输入端为同相输入端,故信号源应加在 T_2 管的栅极,而反馈回路则应从放大器的输出端经反馈电阻加到运放的反相输入端(T_1 的栅极)。

题 3.41 图 3.45 所示电路是大规模集成电路中的一个 CMOS 运放单元电路,各管的 W/L 已标在图中。若 $I_R = 70 \mu\text{A}$,求:

① 各管的直流工作电流(各管特性除 W/L 不同外,其余特性与 T_{10} 相同);

② 简述该电路的组成和工作原理;

③ 说明 T_6, T_7 和电容 C 的作用是什么?

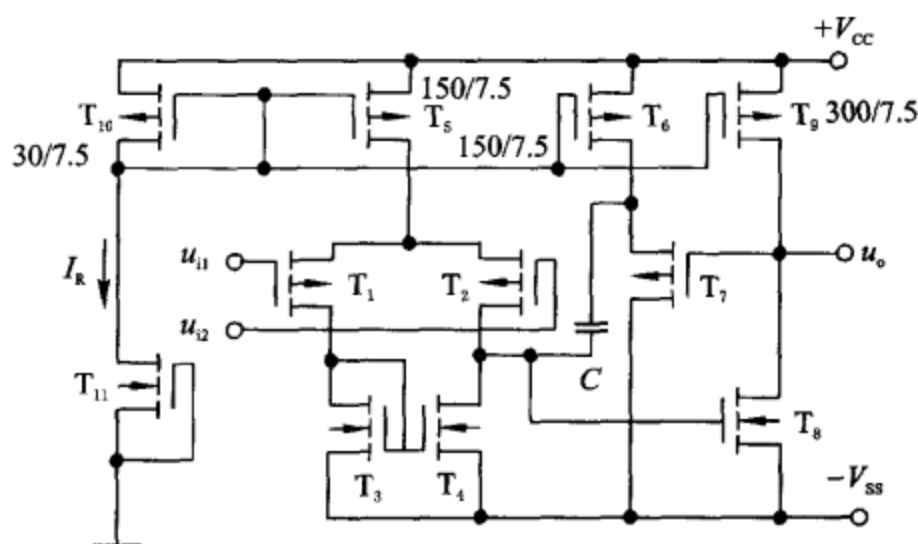


图 3.45 题 3.41 用图

解: ① 各管的宽长比正比于其中流过的电流,可以得到

$$I_{11} = I_{10} = I_R = 70 \mu\text{A}$$

$$I_5 = I_6 = \frac{150}{30} I_{10} = 350 \mu\text{A}$$

$$I_9 = \frac{300}{30} I_{10} = 700 \mu\text{A}$$

同时由电路结构得到电流关系

$$I_1 = I_2 = I_3 = I_4 = \frac{1}{2} I_5 = 175 \mu\text{A}$$

$$I_7 = I_6 = 350 \mu\text{A}$$

$$I_8 = I_9 = 700 \mu\text{A}$$

② 电路的组成: T_1, T_2 是差分输入级, 对输入差模信号进行初级放大。 T_3, T_4 组成电流镜提供差分电路的偏置, 同时实现输出的单端化, 提供给下一级。 T_5, T_6 是输出级, 有一定的驱动能力, T_7, T_8 组成比例电流镜, 为各级提供静态偏置。

③ T_6 为比例电流镜的一部分, T_7 和 C 的作用是进行频率补偿, 改善频率特性。

题 3.42 CMOS 运放如图 3.46 所示。已知 P 沟道 MOSFET 的 $U_{GS(th)} = -1 \text{ V}$, $\frac{1}{\lambda} = 50 \text{ V}$,

$\frac{\mu_p C_{ox}}{2} = k_p = 2.3 \mu\text{A/V}^2$, N 沟道 MOSFET 的 $U_{GS(th)} = 1.5 \text{ V}$, $\frac{\mu_n C_{ox}}{2} = k_n = 6.9 \mu\text{A/V}^2$, $\left| \frac{1}{\lambda} \right| =$

50 V , $I_{DQ5} = 164.4 \mu\text{A}$ 。各管的 W/L 如图所示。

① 分析电路的组成;

② 求 $T_1 \sim T_4$ 和 $T_6 \sim T_8$ 的漏极电流 I_{DQ} 及 T_2, T_4, T_7 和 T_8 的 r_{ds} , T_2 和 T_8 的 g_m ;

③ 求电路的差模电压增益 A_{ud} 和 R_{od} 。

解: ① T_1 和 T_2 组成差动输入级, T_3 和 T_4 组成电流源为 T_1 和 T_2 的有源负载, 且具有双端-

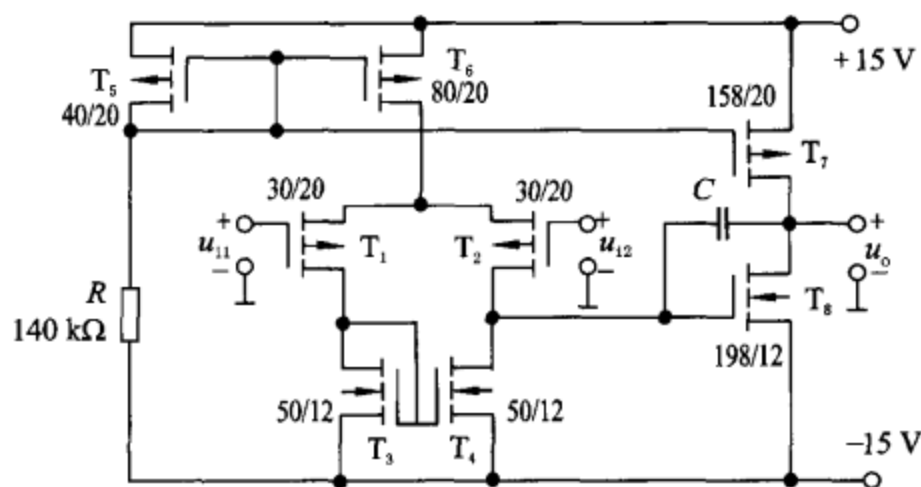


图 3.46 题 3.42 用图

单端的转换功能; T_8 为共源输出级的放大管, T_7 为 T_8 的有源负载; T_5 和 T_6 组成电流源为 $T_1 \sim T_4$ 提供偏置。

$$\textcircled{2} \quad I_{DQ6} = I_{DQ5} \frac{(W/L)_6}{(W/L)_5} = \left(164.4 \times \frac{80/20}{40/20} \right) \mu\text{A} = 328.8 \mu\text{A}$$

$$I_{DQ1} = I_{DQ2} = I_{DQ3} = I_{DQ4} = \frac{1}{2} I_{DQ6} = \left(\frac{1}{2} \times 328.8 \right) \mu\text{A} = 164.4 \mu\text{A}$$

$$I_{DQ7} = I_{DQ8} = I_{DQ5} \frac{(W/L)_7}{(W/L)_5} = \left(164.4 \times \frac{158/20}{40/20} \right) \mu\text{A} = 649.4 \mu\text{A}$$

$$r_{ds2} = \frac{1}{\lambda I_{DQ2}} = \left(\frac{50}{164.4} \right) \text{M}\Omega = 304 \text{ k}\Omega$$

$$r_{ds4} = \left(\frac{50}{164.4} \right) \text{M}\Omega = 304 \text{ k}\Omega$$

$$r_{ds7} = r_{ds8} = \left(\frac{50}{649.4} \right) \text{M}\Omega = 77 \text{ k}\Omega$$

$$g_{m2} = 2 \sqrt{k_p \frac{W_2}{L_2} I_{DQ2}} = \left(2 \sqrt{2.3 \times \frac{30}{20} \times 164.4} \right) \mu\text{S} = 47.6 \mu\text{S}$$

$$g_{m8} = 2 \sqrt{k_n \frac{W_8}{L_8} I_{DQ8}} = \left(2 \sqrt{6.9 \times \frac{198}{12} \times 649.4} \right) \mu\text{S} = 544 \mu\text{S}$$

$$\textcircled{3} \quad A_{ud} = g_{m2} \cdot (r_{ds4} // r_{ds2}) \cdot [-g_{m8} \cdot (r_{ds7} // r_{ds8})] =$$

$$-47.6 \times 10^{-3} \times (304 // 304) \times (544 \times 10^{-3} \times (77 // 77)) \approx -152$$

$$R_{od} = r_{ds7} // r_{ds8} = (77 // 77) \text{ k}\Omega = 38.5 \text{ k}\Omega$$

第4章 信号运算与处理电路

4.1 重点与难点

4.1.1 主要内容

基本运算电路；有源滤波器；电压比较器。

4.1.2 重点

1. 运算放大器加减运算电路；
2. 运算放大器积分和微分运算电路；
3. 滤波器概念和简单有源滤波器电路的分析；
4. 电压比较器电路及其特性分析；
5. 正确理解运放“虚短”、“虚断”的概念；
6. 掌握分析集成运放组成的运算电路和线性应用电路的规律、分析思路和计算方法。

4.1.3 难点

1. 运算放大器工作状态的判断；
2. 非理想运算放大器的误差分析；
3. 电压比较器分析。

4.2 习题与解答

题 4.1 在图 4.1 中，各集成运算放大器为理想的，试写出各输出电压的值。

解：图 4.1(a)： $u_o = \left(1 + \frac{50}{100}\right)u_i = \left(\frac{3}{2} \times 0.3\right)V = 0.45 V$ 。

图 4.1(b)： $u_o = -\frac{50}{100}u_i = -0.15 V$ 。

图 4.1(c)：设运放 A_1 的输出为 u_{o1} 。

$$u_{o1} = -\frac{100}{50}u_i = -0.6 V$$

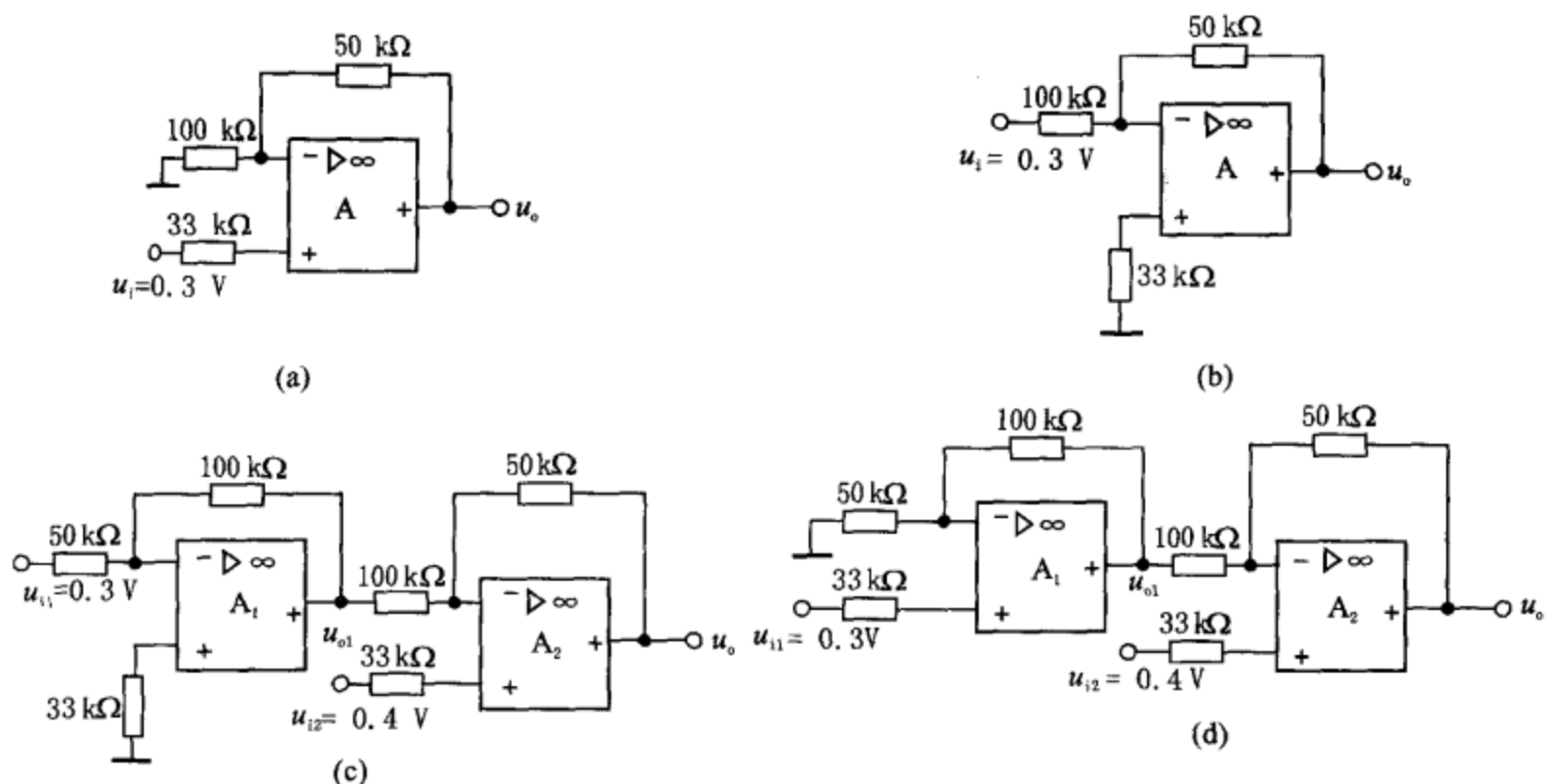


图 4.1

$$\frac{u_{o1} - u_{i2}}{100} = \frac{u_{i2} - u_o}{50}$$

所以

$$u_o = u_{i2} - \frac{1}{2}(u_{o1} - u_{i2}) = 0.9 \text{ V}$$

 图 4.1(d): 设运放 A_1 的输出为 u_{o1} 。

$$u_{o1} = \left(1 + \frac{100}{50}\right)u_{i1} = \left[\left(\frac{100}{50} + 1\right) \times 0.3\right] \text{ V} = 0.9 \text{ V}$$

$$\frac{u_{o1} - u_{i2}}{100} = \frac{u_{i2} - u_o}{50}$$

$$u_o = u_{i2} - \frac{1}{2}(u_{o1} - u_{i2}) = 0.15 \text{ V}。$$

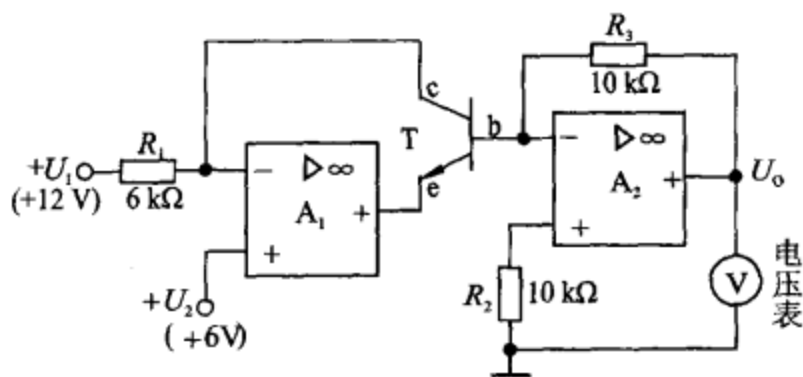


图 4.2 题 4.2 用图

题 4.2 由运算放大器组成的晶体管电流放大系数 β 的测试电路如图 4.2 所示, 设 A_1, A_2 为理想运算放大器, 晶体三极管的 $U_{BE} = 0.7 \text{ V}$ 。

- ① 标出直流电压表的极性;
- ② 标出晶体管三个电极的对地电位值;
- ③ 写出 β 与电压表读数 U_o 的关系式;
- ④ 若被测晶体管为 PNP 型, 那么该测试电路应怎样改动?

解: ① 电压表的极性为上正, 下负。

② 三极管三个电极对地的电位分别为

$$\begin{cases} U_b = 0 \text{ V} \\ U_e = -0.7 \text{ V} \\ U_c = 6 \text{ V} \end{cases}$$

③
$$U_o = I_b R_3 = \frac{I_c}{\beta} R_3$$

$$I_c = \frac{U_1 - U_2}{R_1} = \left(\frac{12 - 6}{6} \right) \text{ mA} = 1 \text{ mA}$$

所以

$$U_o = \frac{10}{\beta}$$

④ 若被测管为 PNP 管, 改为 $U_2 - U_1 = 6 \text{ V}$, 即 U_1, U_2 对调, 同时, 电压表正负极互调。

题 4.3 设图 4.3 中的运算放大器 $A_1 \sim A_4$ 均为理想器件。信号 $U_s = 1 \text{ V}$, U_1, U_2, U_4 分别为 A_1, A_2, A_4 的同相输入端对地电压。

① 当开关 S_1, S_2 和 S_4 皆闭合时, $U_1 = \underline{\hspace{1cm}} \text{ V}, U_2 = \underline{\hspace{1cm}} \text{ V}, U_4 = \underline{\hspace{1cm}} \text{ V}$;

② 当开关 S_1 和 S_2 闭合, 而 S_4 断开时, $U_1 = \underline{\hspace{1cm}} \text{ V}, U_2 = \underline{\hspace{1cm}} \text{ V}, U_4 = \underline{\hspace{1cm}} \text{ V}$;

③ 当开关 S_2 闭合, 而 S_1 和 S_4 断开时, $U_1 = \underline{\hspace{1cm}} \text{ V}, U_2 = \underline{\hspace{1cm}} \text{ V}, U_4 = \underline{\hspace{1cm}} \text{ V}$ 。

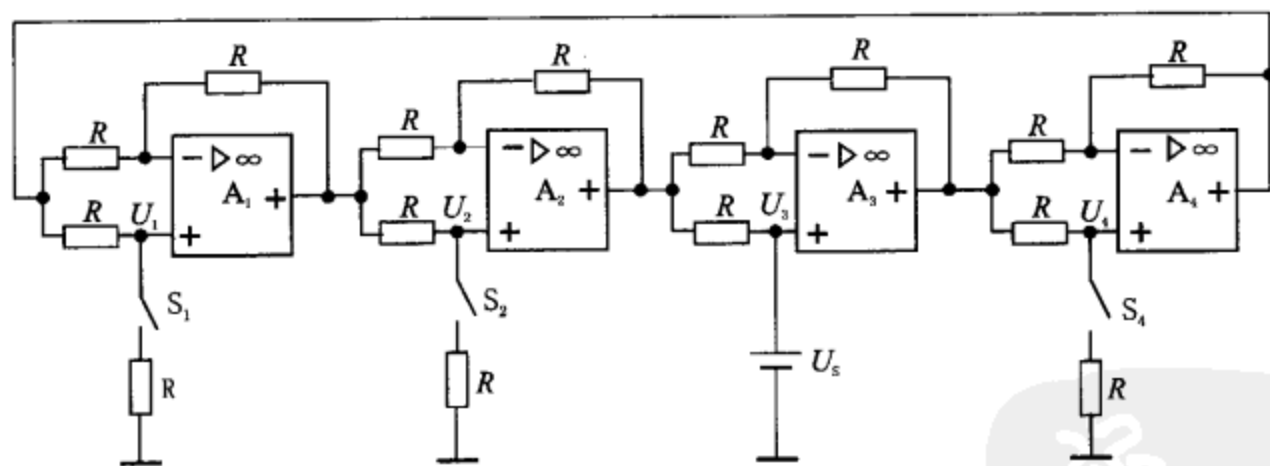


图 4.3 题 4.3 用图

解: ① 当开关 S_1, S_2 和 S_4 皆闭合时, $U_1 = 0 \text{ V}, U_2 = 0 \text{ V}, U_4 = 1 \text{ V}$ 。

② 当开关 S_1, S_2 闭合, S_4 断开时, $U_1 = 1 \text{ V}, U_2 = 0 \text{ V}, U_4 = 2 \text{ V}$ 。

③ 当开关 S_2 闭合, S_1 和 S_4 断开时, $U_1 = 2 \text{ V}, U_2 = 1 \text{ V}, U_4 = 2 \text{ V}$ 。

题 4.4 设图 4.4 中的 A 为理想运算放大器, 其共模与差模输入范围都足够大, $+V_{CC}$ 和 $-V_{EE}$ 同时也是运放 A 的电源电压。已知晶体三极管的 $r_{be1} = r_{be2} = 1 \text{ k}\Omega$, $\beta_1 = \beta_2 = 50$, I 为理想恒流源, 求电压放大倍数。

解: 这是一个由差放和运放构成的多级放大器。可以把第一级差放等效为第二级放大的信号源。由图可知, 差放为一单端输入-单端输出差放。在后级开路时, 有

$$A_{u1} = \frac{\beta R_C}{2(R_b + r_{be})} = \frac{50 \times 10}{2(1 + 1)} = 125$$

$$R_s = R_C$$

等效信号源电压 $u_s = A_{u1} \cdot u_i$ 。

第一级差放经过等效后,电路变成如图 4.5 所示的一个反相放大器,其放大倍数为

$$A_{u2} = -\frac{R_2}{R_C} = -20$$

总的放大倍数为

$$A_u = A_{u1} \cdot A_{u2} = -2500$$

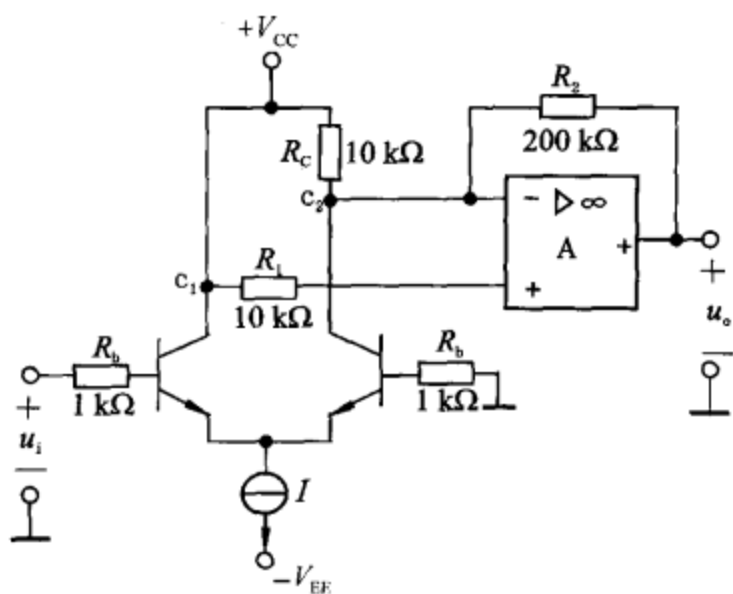


图 4.4 题 4.4 用图

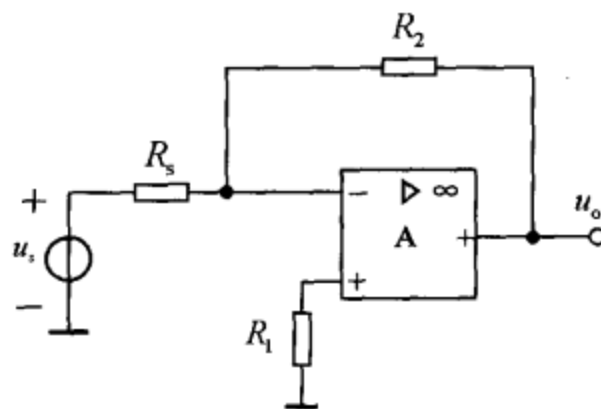


图 4.5 题 4.4 解图

题 4.5 试用集成运放组成一个运算电路,要求实现运算:

$$u_o = u_{i1} - 2u_{i2} + 10u_{i3} - 0.1u_{i4}$$

解: 实现运算功能的电路如图 4.6 所示。

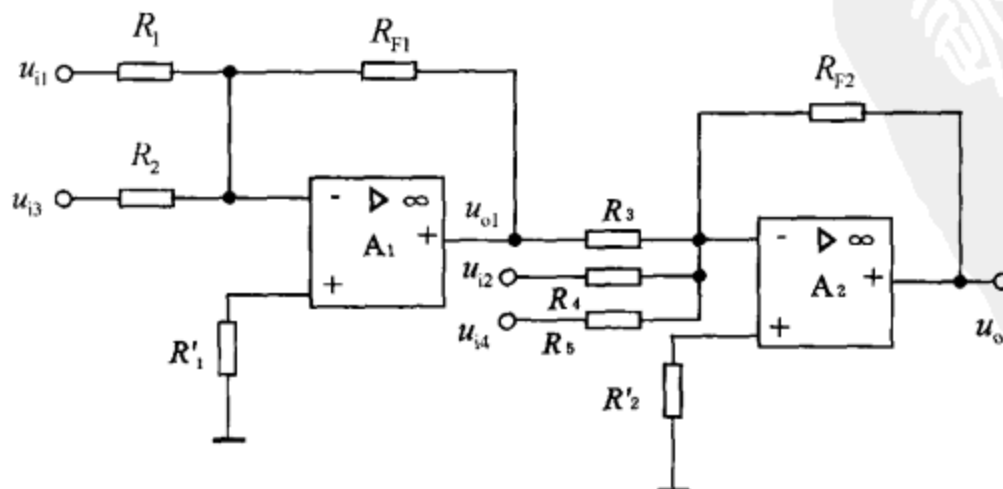


图 4.6 题 4.5 解图

$$u_{o1} = - \left(\frac{R_{F1}}{R_1} u_{i1} + \frac{R_{F1}}{R_2} u_{i3} \right)$$

$$u_o = - \left(\frac{R_{F2}}{R_4} u_{i2} + \frac{R_{F2}}{R_5} u_{i4} + \frac{R_{F2}}{R_3} u_{o1} \right) =$$

$$- \frac{R_{F2}}{R_4} u_{i2} - \frac{R_{F2}}{R_5} u_{i4} + \frac{R_{F1} \cdot R_{F2}}{R_1 R_3} \cdot u_{i1} + \frac{R_{F1} \cdot R_{F2}}{R_2 \cdot R_3} \cdot u_{i3}$$

取 $\frac{R_{F1}}{R_1} = 1$, $\frac{R_{F1}}{R_2} = 10$, $\frac{R_{F2}}{R_3} = 1$, $\frac{R_{F2}}{R_4} = 2$, $\frac{R_{F2}}{R_5} = 0.1$

$$R'_1 = R_1 \parallel R_2 \parallel R_{F1}, \quad R'_2 = R_3 \parallel R_4 \parallel R_5 \parallel R_{F2}$$

选 $R_{F1} = 10 \text{ k}\Omega$, $R_{F2} = 10 \text{ k}\Omega$

所以 $R_1 = 10 \text{ k}\Omega$, $R_2 = 1 \text{ k}\Omega$, $R_3 = 10 \text{ k}\Omega$, $R_4 = 5 \text{ k}\Omega$

$$R_5 = 100 \text{ k}\Omega, \quad R'_1 = \frac{5}{6} \text{ k}\Omega, \quad R'_2 = 2.44 \text{ k}\Omega$$

题 4.6 在图 4.7 中, 已知运算放大器是理想的, 电阻 $R_1 = 10 \text{ k}\Omega$, $R_2 = R_3 = R_5 = 20 \text{ k}\Omega$, $R_4 = 0.5 \text{ k}\Omega$, 求输出电压 $u_o = f(u_i)$ 的近似表达式。

解: 假设 R_4 两端电压为 u 。根据电路可列方程:

$$\begin{cases} u_+ = u_- = 4 \text{ V} \\ \frac{u_i - 4}{R_1} = \frac{4 - u}{R_3} \\ \frac{4 - u}{R_3} = \frac{u - u_o}{R_5} + \frac{u}{R_4} \end{cases}$$

将 $R_1 = 10 \text{ k}\Omega$, $R_2 = R_3 = R_5 = 20 \text{ k}\Omega$, $R_4 = 0.5 \text{ k}\Omega$ 代入上式得

$$u_o = -84u_i + 500$$

题 4.7 电路如图 4.8 所示。

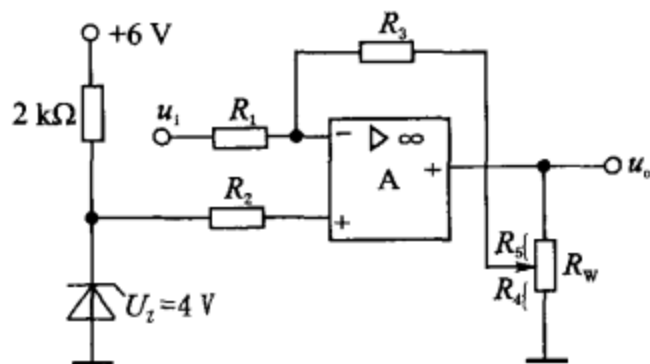


图 4.7 题 4.6 用图

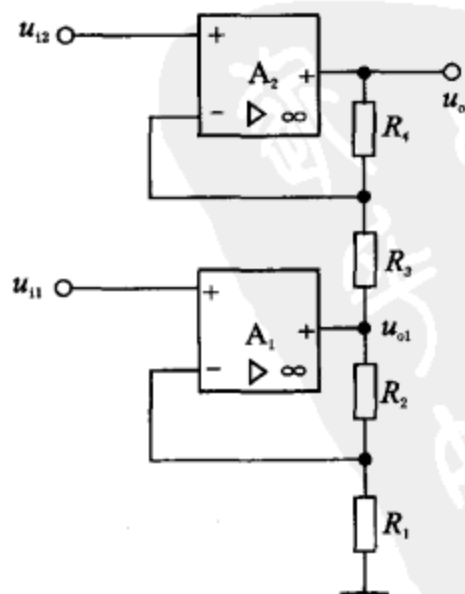


图 4.8 题 4.7 用图

① 欲实现 $u_o = K(u_{i2} - u_{i1})$ 的运算关系,若 K 为常数,电阻 R_1, R_2, R_3, R_4 之间应有什么关系? 设 A_1, A_2 均为理想运算放大器。

② 在实际电路中,输入电压 u_{i1}, u_{i2} 的大小应受什么限制?

解: ① 由电路可列出下列方程组:

$$\begin{cases} \frac{u_o - u_{i2}}{R_4} = \frac{u_{i2} - u_{o1}}{R_3} \\ \frac{u_{o1} - u_{i1}}{R_2} = \frac{u_{i1}}{R_1} \end{cases}$$

$$u_o = \frac{R_4}{R_3}(u_{i2} - u_{o1}) + u_{i2} = \left(1 + \frac{R_4}{R_3}\right)u_{i2} - \frac{R_4}{R_3}u_{o1}$$

$$u_{o1} = \left(\frac{R_2}{R_1} + 1\right)u_{i1}$$

整理得

$$u_o = \left(1 + \frac{R_4}{R_3}\right)u_{i2} - \frac{R_4}{R_3}\left(\frac{R_2}{R_1} + 1\right)u_{i1}$$

欲实现 $u_o = K(u_{i2} - u_{i1})$, 即

$$\frac{R_4}{R_3}\left(\frac{R_2}{R_1} + 1\right) = 1 + \frac{R_4}{R_3}$$

$$R_1 \cdot R_3 = R_2 \cdot R_4$$

② 由于 A_1, A_2 均为同相放大,其输入端的电压不为零,在运放的输入端均存在共模输入电压,因此对运放的共模抑制比要求较高,同时, u_{i1}, u_{i2} 的大小不应超过运放的最大共模输入电压 U_{icmax} 的限制,否则运放会损坏。

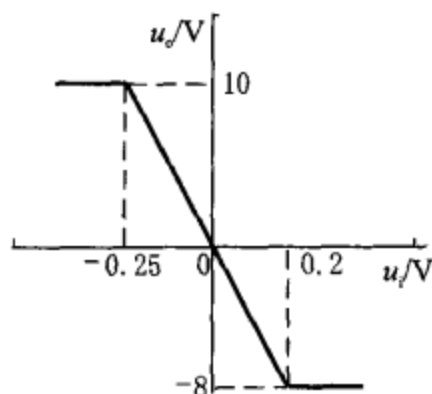


图 4.9 题 4.8 用图

题 4.8 图 4.9 所示是某放大电路的电压传输特性。说明这个电路的输出与输入电压之间的运算关系;求其电路的电压放大倍数及输入正弦信号时最大不失真输出电压的有效值。

解: 该电路实现了电压的放大功能。根据电压传输特性图得:

$$u_o = \begin{cases} -40u_i, & -0.25 \text{ V} < u_i < 0.2 \text{ V} \\ 10 \text{ V}, & u_i \leq -0.25 \text{ V} \\ -8 \text{ V}, & u_i \geq 0.2 \text{ V} \end{cases}$$

所以电压放大倍数 $A_u = -40$,

最大不失真输出信号有效值: $U_o = \left(\frac{8}{\sqrt{2}}\right) \text{ V} = 5.656 \text{ V}$ 。

题 4.9 试用集成运放及若干电阻设计一个电压放大电路,并画出电路图。要求:

① 输出电压与输入电压反相;

② 电压放大倍数 $\left|\frac{u_o}{u_i}\right| \geq 1000$;

- ③ 输入电阻 $R_i \geq 10 \text{ k}\Omega$;
 ④ 所用电阻的阻值不超过 $1 \sim 100 \text{ k}\Omega$ 的范围;
 ⑤ 只允许用一个集成运放。

解: 根据要求设计的电压放大器如图 4.10 所示。

根据理想运放的特点:

$$i_1 = i_f = \frac{u_i}{R_1}$$

$$i_4 = \frac{R_2}{R_4} i_f = \frac{R_2}{R_4} i_1$$

$$i_3 = i_f + i_4 = i_1 + i_4 = \left(1 + \frac{R_2}{R_4}\right) i_1 = \left(1 + \frac{R_2}{R_4}\right) i_f$$

$$u_o = -(i_3 R_3 + i_f R_2) = -\left(R_2 + R_3 + \frac{R_2 R_3}{R_4}\right) i_1 = -\left(R_2 + R_3 + \frac{R_2 R_3}{R_4}\right) \frac{u_i}{R_1}$$

$$\text{即: } \frac{u_o}{u_i} = -\left(R_2 + R_3 + \frac{R_2 R_3}{R_4}\right) \frac{1}{R_1}$$

$$R_{if} = R_1$$

取 $R_1 = 10 \text{ k}\Omega$, $R_2 = R_3 = 100 \text{ k}\Omega$, $R_4 = 1 \text{ k}\Omega$ 可满足条件要求。

题 4.10 电路如图 4.11(a) 所示, A 为理想运算放大器。

- ① 求 u_o 对 u_{i1} , u_{i2} 的运算关系式;

② 若 $R_1 = 1 \text{ k}\Omega$, $R_2 = 2 \text{ k}\Omega$, $C = 1 \mu\text{F}$, u_{i1} 和 u_{i2} 的波形如图 4.11(b) 所示, $t = 0$ 时, $u_C = 0$, 试画出 u_o 的波形图, 并标明电压数值。

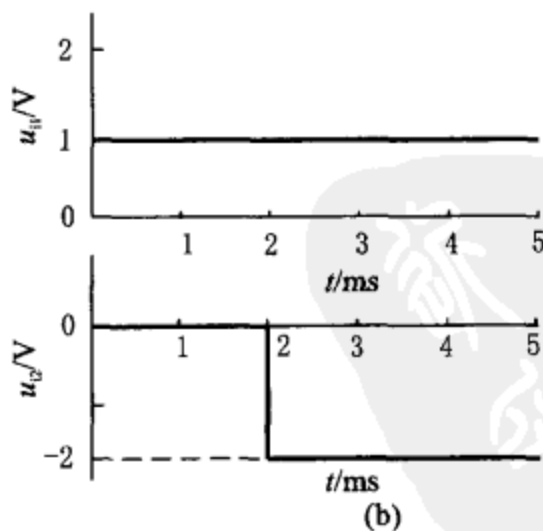
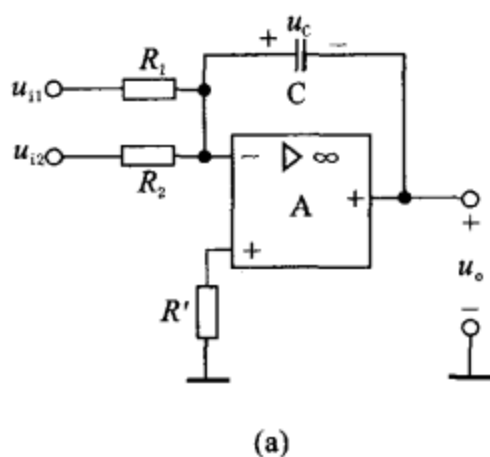


图 4.11 题 4.10 用图

$$\text{解: ① } u_o = -\frac{1}{C} \int_{-\infty}^t \left(\frac{u_{i1}}{R_1} + \frac{u_{i2}}{R_2} \right) dt = -\frac{1}{C} \left[\int_0^t \frac{u_{i1}}{R_1} dt + \int_0^t \frac{u_{i2}}{R_2} dt \right] - u_C(0).$$

- ② 当 $0 \leq t \leq 2 \text{ ms}$ 时,

$$u_o = -\frac{1}{1 \times 10^{-6}} \times \left[\int_0^t \frac{1}{10^3} dt + \int_0^t 0 dt \right] - 0 = -t \times 10^3$$

当 $t=2 \text{ ms}$ 时, $u_o = -2 \text{ V}$

当 $2 \text{ ms} \leq t \leq 5 \text{ ms}$ 时,

$$u_o = -\frac{1}{1 \times 10^{-6}} \times \left[\int_2^t \frac{1}{10^3} dt + \int_2^t \frac{-2}{2 \times 10^3} dt \right] - 2 = -2 \text{ V}$$

所以 u_o 的波形图如图 4.12 所示。

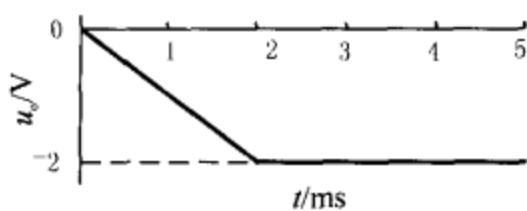


图 4.12 题 4.10 解图

题 4.11 一种绝对值运算电路如图 4.13 所示。设 A_1, A_2 为理想运算放大器, D_1, D_2 为理想二极管。

① 不考虑运放最大输出电压范围对 u_o 的限制, 推导 u_o 与 u_i 的关系式, 并画出相应的电压传输特性;

② 若电阻可选范围为 $10 \text{ k}\Omega \sim 100 \text{ k}\Omega$, 要求此电路的增益为 3, 试选择各电路元件值。

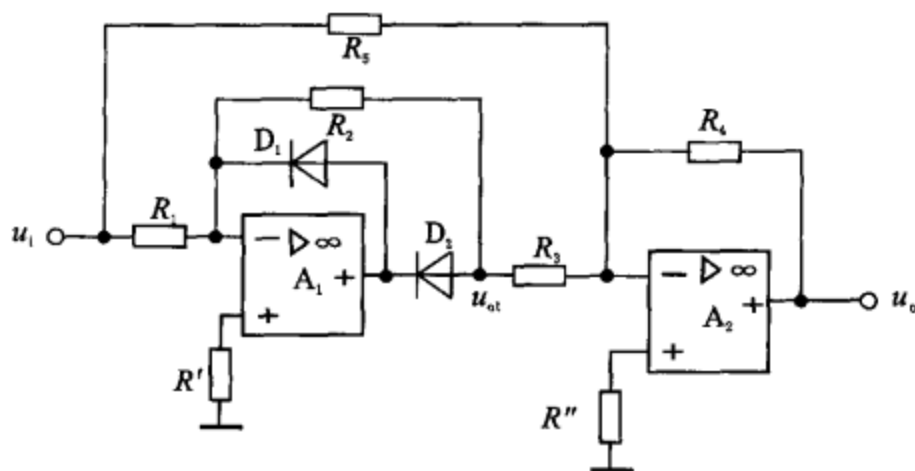


图 4.13 题 4.11 用图

解: ① 当 $u_i < 0$ 时, D_1, D_2 导通。

$$\text{所以 } \frac{0 - u_i}{R_5} = \frac{u_o - 0}{R_4}$$

$$\text{即 } u_o = -\frac{R_4}{R_5} u_i$$

当 $u_i > 0$ 时, D_1, D_2 截止。

$$u_{o1} = -\frac{R_2}{R_1} u_i$$

$$u_o = -\left(\frac{R_4}{R_5} u_i + \frac{R_4}{R_3} u_{o1} \right) = \frac{R_2 R_4}{R_1 R_3} u_i - \frac{R_4}{R_5} u_i$$

$$u_o = \begin{cases} \frac{R_2 R_4}{R_1 R_3} u_i - \frac{R_4}{R_5} u_i, & u_i > 0 \\ -\frac{R_4}{R_5} u_i, & u_i < 0 \end{cases}$$

其电压传输特性如图 4.14 所示。

② 要求 $\left| \frac{u_o}{u_i} \right| = 3$

所以 $\frac{R_2 R_4}{R_1 R_3} - \frac{R_4}{R_5} = \frac{R_4}{R_5}$

即 $\frac{R_2}{R_3} = \frac{2R_1}{R_5}$

得: $\frac{R_4}{R_5} = 3$

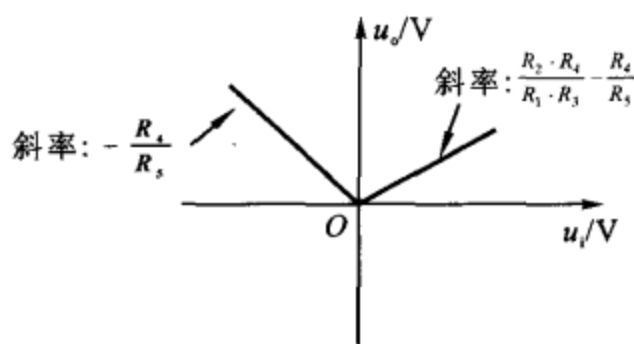


图 4.14 题 4.11 解图

$$\frac{R_2 R_4}{R_1 R_3} = 6$$

可选元件参数: $R_5 = 10 \text{ k}\Omega$, $R_4 = 30 \text{ k}\Omega$, $R_1 = R_2 = 10 \text{ k}\Omega$, $R_3 = 5 \text{ k}\Omega$ 。

此时: $u_o = \begin{cases} 3u_i, & u_i > 0 \\ -3u_i, & u_i < 0 \end{cases}$

题 4.12 理想运放组成图 4.15(a)所示的电路,其中 $R_1 = R_2 = 100 \text{ k}\Omega$, $C_1 = 10 \text{ }\mu\text{F}$, $C_2 = 5 \text{ }\mu\text{F}$ 。图 4.15(b)为输入信号波形,分别画出 u_{o1} , u_o 相对于 u_i 的波形。

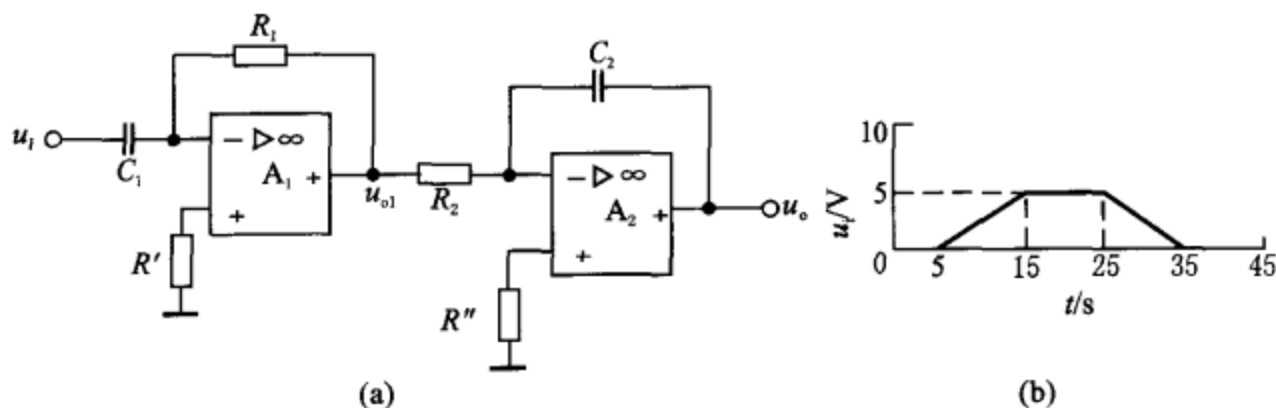


图 4.15 题 4.12 用图

解: 运放 A_1 构成微分电路, A_2 构成积分电路。

所以 $u_{o1}(t) = -R_1 C_1 \frac{du_i(t)}{dt} = -\frac{du_i(t)}{dt}$

$$\begin{aligned} u_o(t) &= -\frac{1}{R_2 C_2} \int_0^t u_{o1} dt - u_{C2}(0) = -\frac{1}{R_2 C_2} \int_0^t \left[-\frac{du_i(t)}{dt} \right] dt \\ &= \frac{1}{R_2 C_2} u_i(t) = 2u_i(t) \end{aligned}$$

画出 u_o , u_{o1} 的波形如图 4.16(a)和图 4.16(b)所示。

题 4.13 理想运放组成图 4.17 所示电路。导出 $u_o = f(u_{i1}, u_{i2})$ 的表达式,说明输入信号应满足的条件。

解: A_1 , A_2 构成两个对数运算电路, A_3 构成差分比例运算电路。运放 A_1 , A_2 的输出为 u_{o1} ,

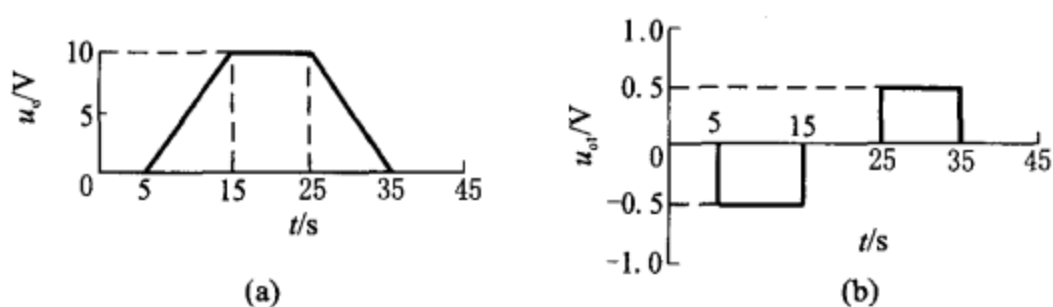


图 4.16 题 4.12 解图

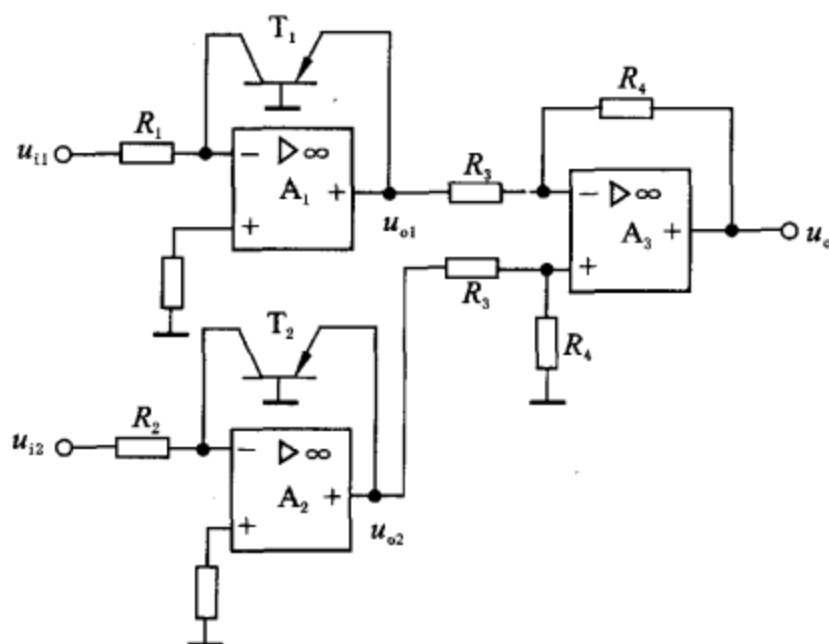


图 4.17 题 4.13 用图

u_{o2} 。 T_1, T_2 为 PNP 三极管, 所以流过电阻 R_1, R_2 上的电流为:

$$i_{R1} = -\frac{u_{i1}}{R_1} = i_{C1} = I_{ES1} \cdot e^{\frac{u_{EB1}}{U_T}}$$

$$i_{R2} = -\frac{u_{i2}}{R_2} = i_{C2} = I_{ES2} \cdot e^{\frac{u_{EB2}}{U_T}}$$

$$u_{o1} = u_{EB1} = U_T \ln\left(-\frac{u_{i1}}{R_1 I_{ES1}}\right)$$

$$u_{o2} = u_{EB2} = U_T \ln\left(-\frac{u_{i2}}{R_2 I_{ES2}}\right)$$

对于差分比例运算电路:

$$\begin{aligned} u_o &= -\frac{R_4}{R_3}(u_{o1} - u_{o2}) = \frac{R_4}{R_3}(u_{o2} - u_{o1}) \\ &= \frac{R_4}{R_3} \left[U_T \ln\left(-\frac{u_{i2}}{R_2 \cdot I_{ES2}}\right) - U_T \ln\left(-\frac{u_{i1}}{R_1 \cdot I_{ES1}}\right) \right] \\ &= \frac{R_4}{R_3} \cdot U_T \cdot \ln \frac{u_{i2} \cdot R_1 \cdot I_{ES1}}{u_{i1} \cdot R_2 \cdot I_{ES2}} \end{aligned}$$

为了满足三极管上电流方向,输入信号应满足:

$$u_{i1} < 0, u_{i2} < 0。$$

题 4.14 设图 4.18(a),(b) 电路中各三极管的参数相同,各输入信号都大于零。

- ① 说明各集成运放组成何种基本运算电路;
- ② 分别给出两个电路的输出电压与其输入电压之间关系的表达式。

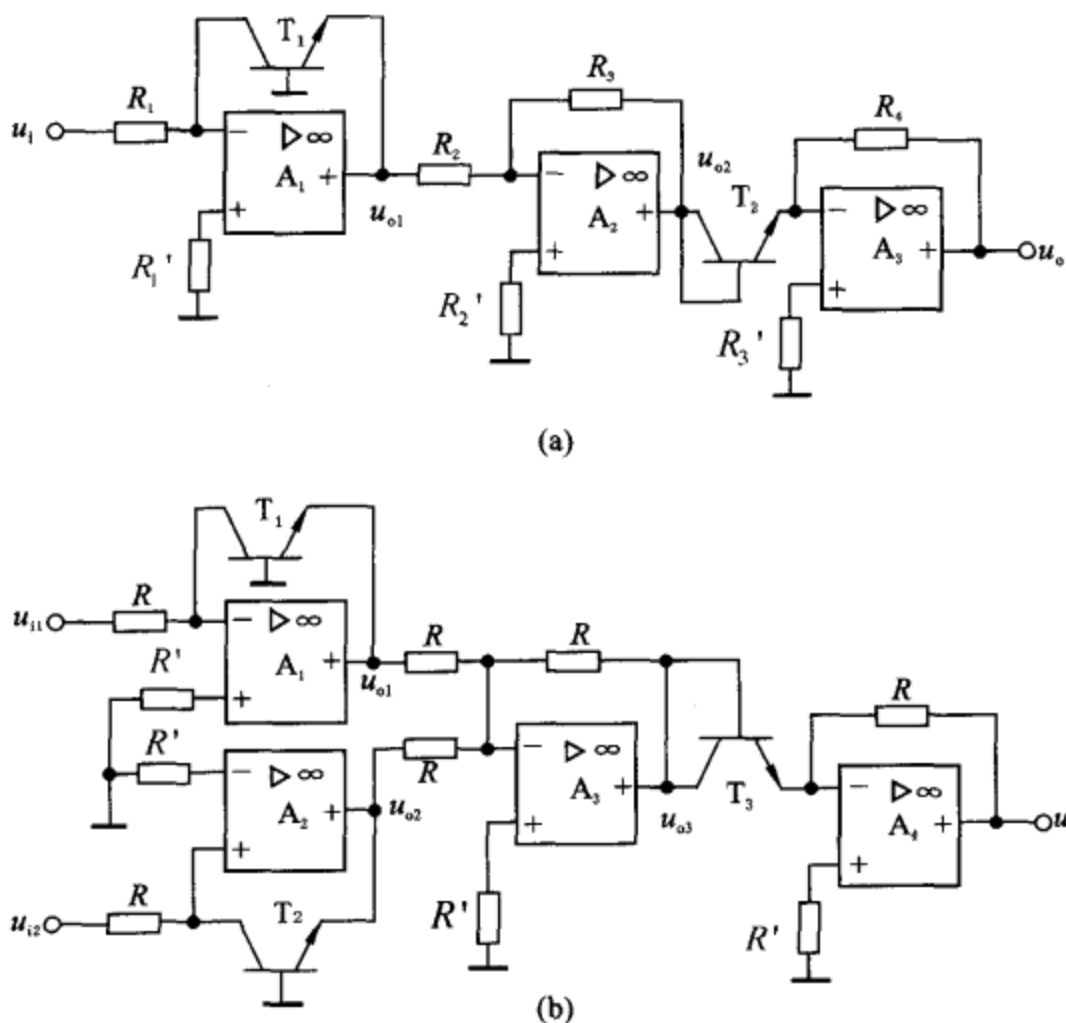


图 4.18 题 4.14 用图

解: ① 图 4.18(a) 中 A_1 组成对数运算电路, A_2 为反相比例运算电路, A_3 为反对数运算电路。

图 4.18(b) 中 A_1, A_2 组成对数运算电路, A_3 为反相求和电路, A_4 为反对数运算电路。

② 图 4.18(a): 设 A_1, A_2 的输出分别为 u_{o1}, u_{o2} 。

$$u_{o1} = -U_T \ln\left(\frac{u_i}{R_1 \cdot I_{ES}}\right)$$

$$u_{o2} = -\frac{R_3}{R_2} u_{o1} = \frac{R_3}{R_2} U_T \ln\left(\frac{u_i}{R_1 \cdot I_{ES}}\right)$$

$$u_o = -I_{ES} R_4 e^{\frac{u_{o2}}{U_T}} = -I_{ES} R_4 e^{\frac{R_3}{R_2} \ln\left(\frac{u_i}{R_1 \cdot I_{ES}}\right)} = -I_{ES} \cdot R_4 \left(\frac{u_i}{R_1 \cdot I_{ES}}\right)^{\frac{R_3}{R_2}}$$

图 4.18(b): 设 A_1, A_2, A_3 的输出分别为 u_{o1}, u_{o2} 和 u_{o3} 。

$$u_{o1} = -U_T \ln\left(\frac{u_{i1}}{R \cdot I_{ES}}\right)$$

$$u_{o2} = -U_T \ln\left(\frac{u_{i2}}{R \cdot I_{ES}}\right)$$

所以

$$u_{o3} = -(u_{o1} + u_{o2}) = U_T \ln\left(\frac{u_{i1} \cdot u_{i2}}{R^2 \cdot I_{ES}^2}\right)$$

$$u_o = -I_{ES} R \cdot e^{\frac{u_{o3}}{U_T}} = -I_{ES} \cdot R \cdot e^{\frac{\ln \frac{u_{i1} \cdot u_{i2}}{R^2 \cdot I_{ES}^2}}{1}} = -\frac{u_{i1} \cdot u_{i2}}{R \cdot I_{ES}}$$

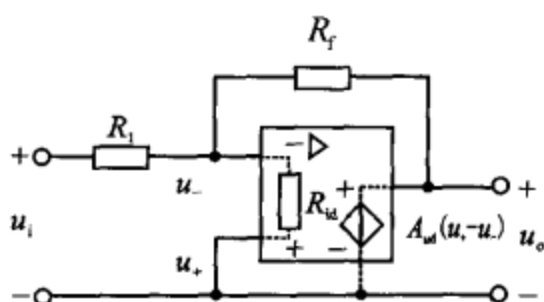


图 4.19 题 4.15 用图

题 4.15 反比例运算电路如图 4.19 所示。\$R_1 = 11 \text{ k}\Omega\$, \$R_F = 110 \text{ k}\Omega\$, \$A_{ud} = 2000\$, \$R_{id} = 10 \text{ k}\Omega\$。

① 求电路增益相对误差 \$\delta\$ 值;

② 求电路增益 \$A_{uf}\$。

解: ① 由图可列出方程组:

$$\begin{cases} u_- - u_+ = R_{id}(i_1 - i_F) \\ u'_o = u_i - i_1 R_1 - i_F R_F \\ u'_o = A_{ud}(u_+ - u_-) \\ u_i = i_1 R_1 + (i_1 - i_F) R_{id} \end{cases}$$

其中: \$u_o\$ 为理想情况下的输出电压, \$u'\$ 为实际情况下的输出电压。

又有:

$$u_o = -\frac{R_F}{R_1} u_i = -10 u_i$$

$$\text{从而: } \delta = \frac{u'_o - u_o}{u_o} = -1.1\%$$

$$\text{② } A_{uf} = \frac{u'_o}{u_i} = \frac{\frac{20120}{2001} - 120}{\frac{2012 \times 21}{2001} - 10} = -9.89$$

题 4.16 失调电流补偿电路如图 4.20 所示。当 \$I_{BN} = I_1 + I_F = 100 \text{ nA}\$, \$I_{BP} = 80 \text{ nA}\$, 使输出误差电压为零时, 求平衡电阻 \$R_2\$ 的值。

解: 由题意可列方程:

$$R_F \cdot I_F = I_1 \cdot R_1 = R_2 \cdot I_{BP}$$

$$\text{所以 } I_1 = \frac{R_2 I_{BP}}{R_1}$$

$$I_F = \frac{R_2 I_{BP}}{R_F}$$

$$\text{即: } \left(\frac{1}{R_1} + \frac{1}{R_F}\right) R_2 I_{BP} = I_{BN}$$

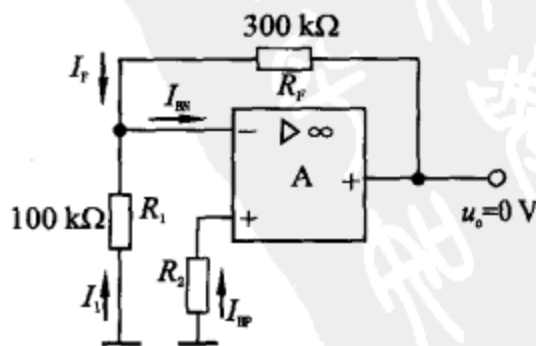


图 4.20 题 4.16 用图

把 $I_{BP}=80\text{ nA}$, $I_{BN}=I_1+I_F=100\text{ nA}$, 代入

$$\text{所以 } R_2 = \frac{I_{BN}}{I_{BP}} \cdot \frac{1}{\frac{1}{R_1} + \frac{1}{R_F}} = \left(\frac{5}{4} \times \frac{300}{4} \right) \text{ k}\Omega = 93.75 \text{ k}\Omega。$$

题 4.17 假设实际工作中提出以下要求, 试选择滤波电路的类型(低通、高通、带通、带阻)。

- ① 有效信号为 20 Hz 至 200 kHz 的音频信号, 消除其他频率的干扰及噪声;
- ② 抑制频率低于 100 Hz 的信号;
- ③ 在有效信号中抑制 50 Hz 的工频干扰;
- ④ 抑制频率高于 20 MHz 的噪声。

解: ① 有效信号为 20 Hz 至 200 kHz 的音频信号, 消除其他频率的干扰和噪声, 应选择带通滤波器。

② 抑制频率低于 100 Hz 的信号, 应选择高通滤波器。

③ 在有效信号中抑制 50 Hz 的工频干扰, 应选择带阻滤波器。

④ 抑制频率高于 20 MHz 的噪声, 应选择低通滤波器。

题 4.18 判断图 4.21 中的各种电路是什么类型的滤波器(低通、高通、带通还是带阻滤波器, 有源还是无源, 几阶滤波)。

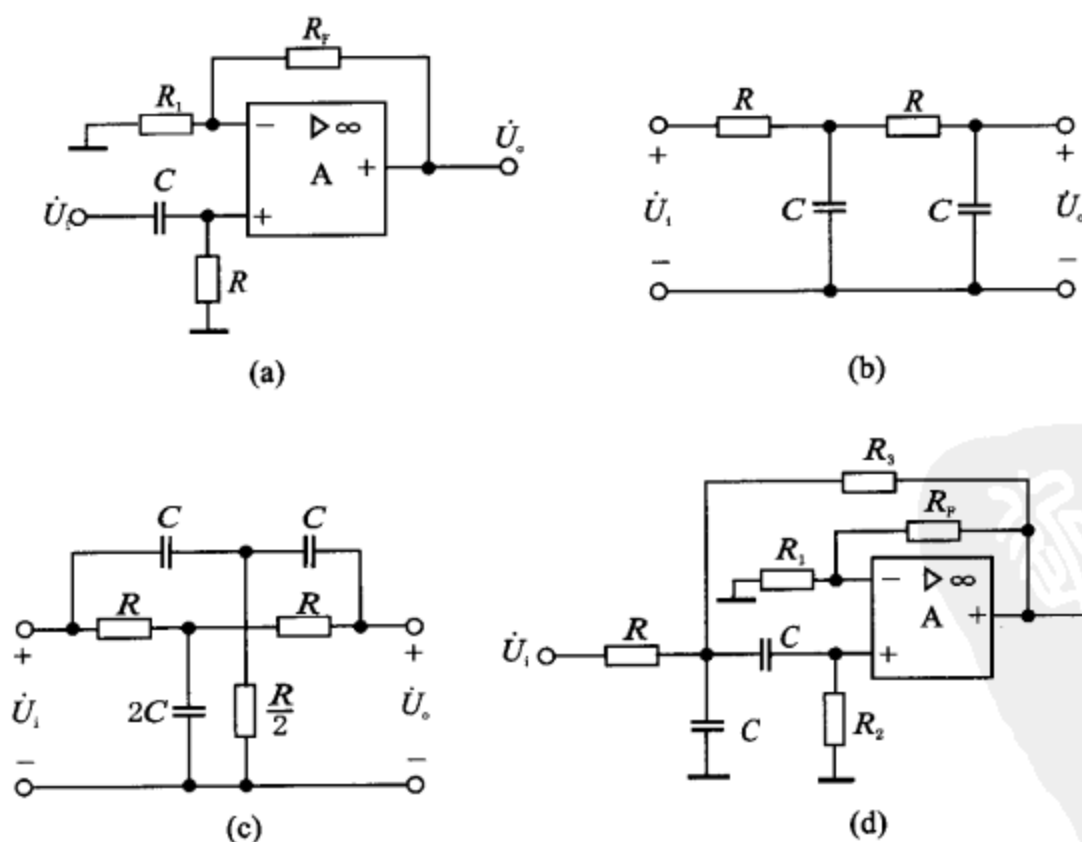


图 4.21 题 4.18 用图

解: 图 4.21(a): 一阶有源高通滤波器。

图 4.21(b): 二阶无源低通滤波器。

图 4.21(c): 二阶无源带阻滤波器。

图 4.21(d): 二阶有源带通滤波器。

题 4.19 二阶带通滤波电路如图 4.22, 已知电路增益 $\dot{U}_o/\dot{U}_i$ 表达式为

$$\frac{\dot{U}_o}{\dot{U}_i} = \frac{-A_{up}}{1 + jQ\left(\frac{\omega}{\omega_0} - \frac{\omega_0}{\omega}\right)}$$

式中: $A_{up} = \frac{R_3}{2R_1}$, $\omega_0 = \frac{1}{C} \sqrt{\frac{1}{R_3}\left(\frac{1}{R_1} + \frac{1}{R_2}\right)}$, $Q = \frac{1}{2} \sqrt{R_3\left(\frac{1}{R_1} + \frac{1}{R_2}\right)}$ 。

在下述参数条件下, 求出 A_{up} , f_0 , Q , 并进行分析比较。

① $R_1 = 1.3 \text{ k}\Omega$, $R_2 = 2 \text{ k}\Omega$, $R_3 = 80 \text{ k}\Omega$, $C = 0.1 \text{ }\mu\text{F}$;

② $R_1 = 1.6 \text{ k}\Omega$, $R_2 = 250 \text{ k}\Omega$, $R_3 = 160 \text{ k}\Omega$, $C = 0.5 \text{ }\mu\text{F}$ 。

解: ① 把 $R_1 = 1.3 \text{ k}\Omega$, $R_2 = 2 \text{ k}\Omega$, $R_3 = 80 \text{ k}\Omega$, $C = 0.1 \text{ }\mu\text{F}$ 代入, 得:

$$A_{up} = \frac{80}{2 \times 1.3} = 30.77$$

$$\omega_0 = \frac{1}{0.1 \times 10^{-6}} \sqrt{\frac{1}{80} \cdot \left(\frac{1}{1.3} + \frac{1}{2}\right)} = 1.26 \times 10^3 \text{ rad/s}$$

$$f_0 = 200 \text{ Hz}$$

$$Q = \frac{1}{2} \sqrt{80 \times \left(\frac{1}{1.3} + \frac{1}{2}\right)} = 5.04。$$

② 把 $R_1 = 1.6 \text{ k}\Omega$, $R_2 = 250 \text{ k}\Omega$, $R_3 = 160 \text{ k}\Omega$, $C = 0.5 \text{ }\mu\text{F}$ 代入, 得:

$$A_{up} = \frac{160}{2 \times 1.6} = 50$$

$$\omega_0 = \frac{1}{0.5 \times 10^{-6}} \sqrt{\frac{1}{160} \left(\frac{1}{1.6} + \frac{1}{250}\right)} = 0.125 \times 10^3 \text{ rad/s}$$

$$f_0 = 20 \text{ Hz}$$

$$Q = \frac{1}{2} \sqrt{160 \left(\frac{1}{1.6} + \frac{1}{250}\right)} = 5.02。$$

题 4.20 二阶带阻滤波器电路如图 4.23 所示。该电路是由运放 A_1 组成的二阶带通滤波电路和由运放 A_2 组成的加法运算电路合并而成。简述二阶带通滤波和加法器能构成二阶带阻滤波器的理由。

解: 设 A_1 输出为 $\dot{U}_{o1}$ 。根据电路有:

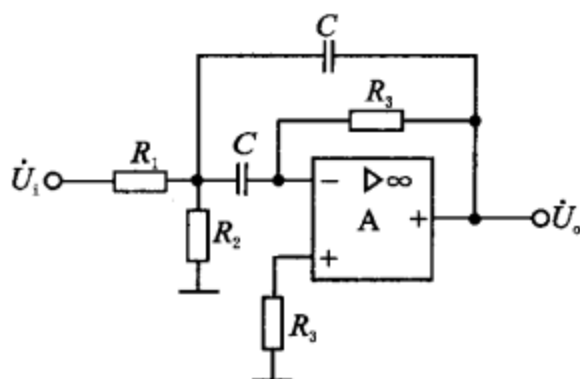


图 4.22 题 4.19 用图

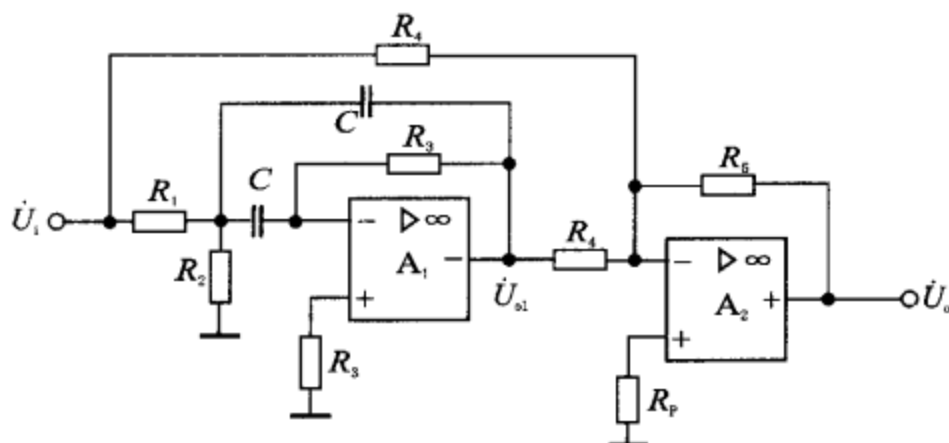


图 4.23 题 4.20 用图

$$\frac{\dot{U}_{o1}}{\dot{U}_i} = \frac{-\frac{R_3}{2R_1}}{1 + jQ\left(\frac{\omega}{\omega_0} - \frac{\omega_0}{\omega}\right)}$$

$$\text{其中: } \omega_0 = \frac{1}{C} \sqrt{\frac{1}{R_3} \left(\frac{1}{R_1} + \frac{1}{R_2} \right)}$$

$$Q = \frac{1}{2} \sqrt{R_3 \left(\frac{1}{R_1} + \frac{1}{R_2} \right)}$$

$$\text{所以 } \dot{U}_o = -\frac{R_5}{R_4} (\dot{U}_{o1} + \dot{U}_i)$$

$$\frac{\dot{U}_o}{\dot{U}_i} = -\frac{R_5}{R_4} \left[1 - \frac{\frac{R_3}{2R_1}}{1 + jQ\left(\frac{\omega}{\omega_0} - \frac{\omega_0}{\omega}\right)} \right]$$

取 $R_3 = 2R_1$, 则当 $\frac{\omega}{\omega_0} = 1$ 时, $\dot{U}_o = 0$ 。

绘出归一化幅频特性如图 4.24 所示。

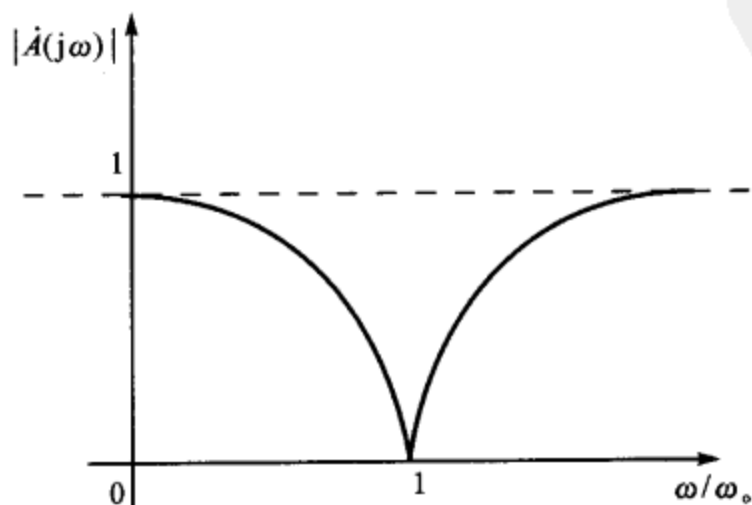


图 4.24 题 4.20 解图

可知上述电路可构成带阻滤波器。

题 4.21 二阶状态变量滤波器电路如图 4.25 所示,要求设计滤波器的参数为: $A_0 = 5$, $Q = 20$, $f_0 = 2 \text{ kHz}$,试确定该电路中合理的 $R_1 \sim R_6, R_f, C_f$ 值。

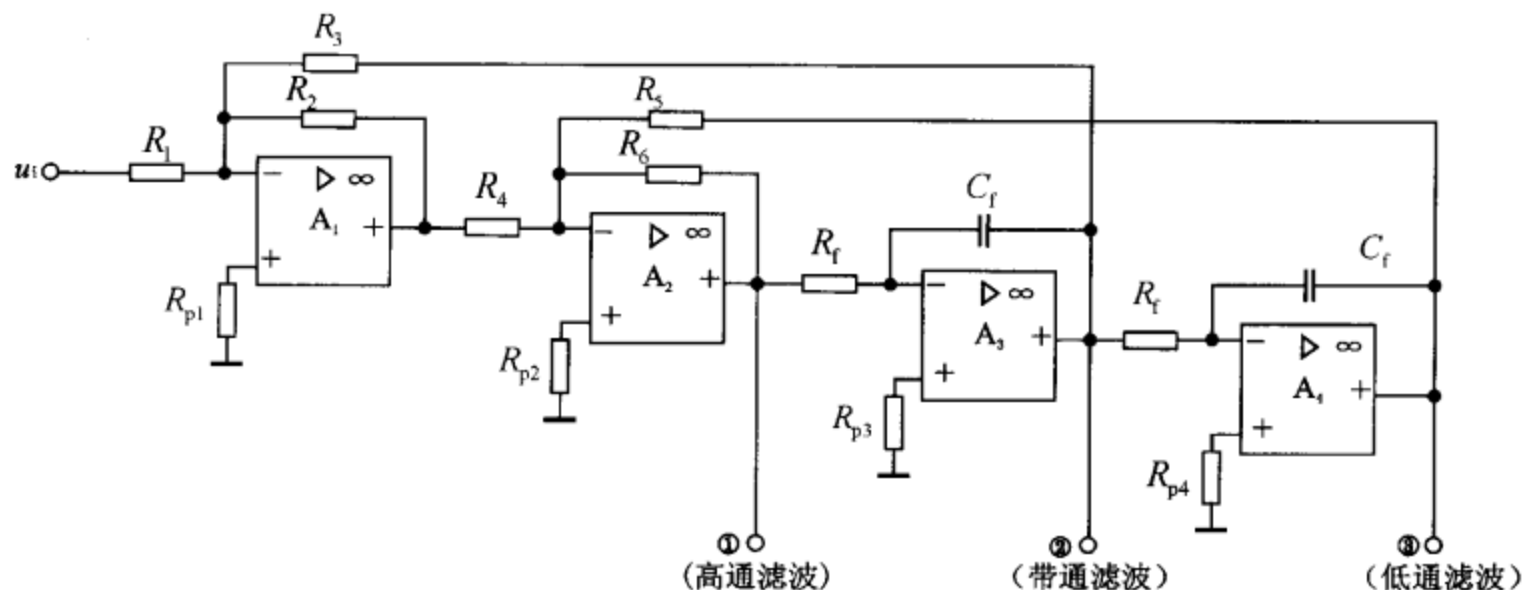


图 4.25 题 4.21 用图

解: 由状态变量滤波器电路参数关系:

$$\begin{cases} R_5 = R_6 \\ A_0 = \frac{R_2}{R_1} \cdot \frac{R_6}{R_4} \\ Q = \frac{R_3}{R_2} \cdot \frac{R_4}{R_6} \\ \omega_0 = 2\pi f_0 = \frac{1}{R_f C_f} \end{cases}$$

选取 $R_1 = 1 \text{ k}\Omega$, $R_2 = 10 \text{ k}\Omega$, $R_3 = 100 \text{ k}\Omega$, $R_6 = 10 \text{ k}\Omega$, $C_f = 0.01 \mu\text{F}$,可以得到: $R_5 = 10 \text{ k}\Omega$, $R_4 = 20 \text{ k}\Omega$, $R_f \approx 8 \text{ k}\Omega$ 。

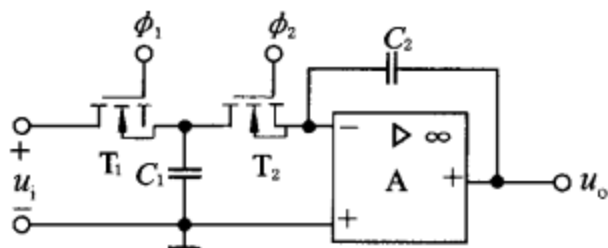


图 4.26 题 4.22 用图

题 4.22 开关电容积分器电路如图 4.26 所示,设 $C_2/C_1 = 2$,要求该积分器的等效时间常数为 0.1 ms ,则时钟频率 f_c 应为多少?

解: 开关电容积分器的等效时间常数:

$$\tau = R_{av} \cdot C_2 = \left(\frac{1}{C_1 \cdot f_c} \right) \cdot C_2 = \frac{1}{f_c} \cdot \left(\frac{C_2}{C_1} \right)$$

由题知: $\tau = 0.1 \text{ ms}$, $\frac{C_2}{C_1} = 2$ 代入其中,得:

$$f_c = \frac{\left(\frac{C_2}{C_1}\right)}{\tau} = \left(\frac{2}{0.1 \times 10^{-3}}\right) \text{ Hz} = 2 \times 10^4 \text{ Hz}。$$

题 4.23 将正弦信号 $u_i = U_m \sin \omega t$ 分别送到图 4.27(a), (b) 和 (c) 三个电路的输入端, 试分别画出它们的输出电压 u_o 的波形并在波形图上标出各处电压值。已知 $U_m = 15 \text{ V}$, 且

- ① 图 4.27(a) 中稳压管的稳压值 $U_Z = \pm 7 \text{ V}$;
- ② 图 4.27(b) 中稳压管参数同上, 且参考电压 $U_{\text{REF}} = 6 \text{ V}$, $R_1 = R_2 = 10 \text{ k}\Omega$;
- ③ 图 4.27(c) 中稳压管参数同上, 且 $U_{\text{REF}} = 6 \text{ V}$, $R_1 = 8.2 \text{ k}\Omega$, $R_2 = 50 \text{ k}\Omega$, $R_F = 10 \text{ k}\Omega$ 。

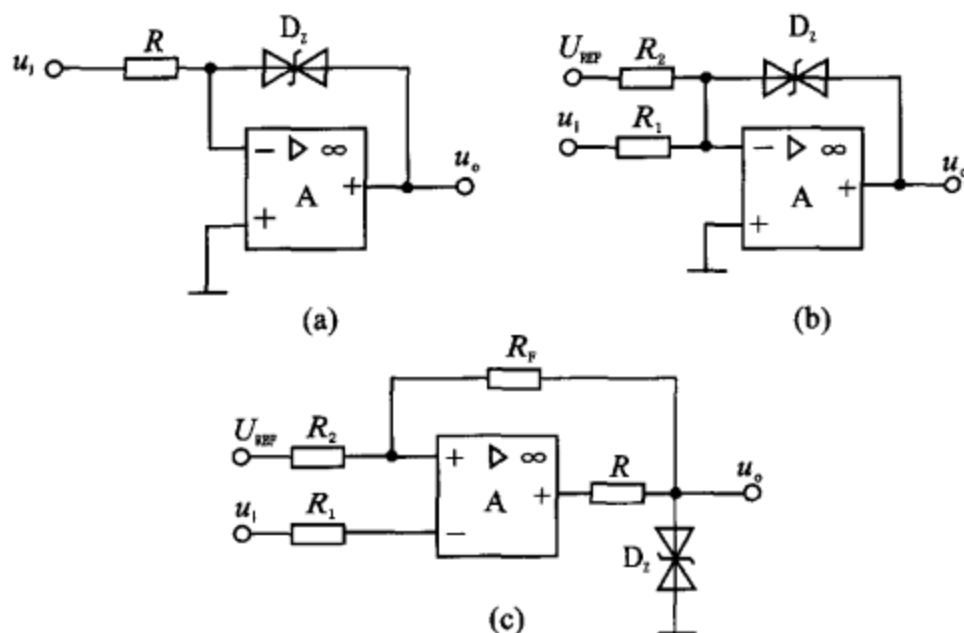


图 4.27 题 4.23 用图

解: 各个电路的输出电压波形如图 4.28(a), (b), (c) 所示。

① 图 4.27(a) 电路为零比较器, 图中 $U_Z = \pm 7 \text{ V}$, $U_{\text{TH}} = 0$ 。输出电压波形如图 4.28(a) 所示。

② 图 4.27(b) 电路为单门限比较器。输出电压波形如图 4.28(b) 所示。

门限电压 $U_{\text{TH}} = -\frac{R_1}{R_2} U_{\text{REF}} = -6 \text{ V}$ 。

③ 图 4.27(c) 电路为迟滞比较器。

$$U_{\text{TH}+} = \frac{R_F}{R_2 + R_F} \cdot U_{\text{REF}} + \frac{R_2}{R_2 + R_F} \cdot U_Z = \left(\frac{10}{60} \times 6 + \frac{50}{60} \times 7\right) \text{ V} = 6.83 \text{ V}$$

$$U_{\text{TH}-} = \frac{R_F}{R_2 + R_F} \cdot U_{\text{REF}} - \frac{R_2}{R_2 + R_F} \cdot U_Z = \left(\frac{10}{60} \times 6 - \frac{50}{60} \times 7\right) \text{ V} = -4.83 \text{ V}$$

输出电压波形如图 4.28(c) 所示。

题 4.24 设图 4.29 中各集成运放均为理想运放。

- ① 分析 A_1, A_2, A_3, A_4 是否虚地或虚短;

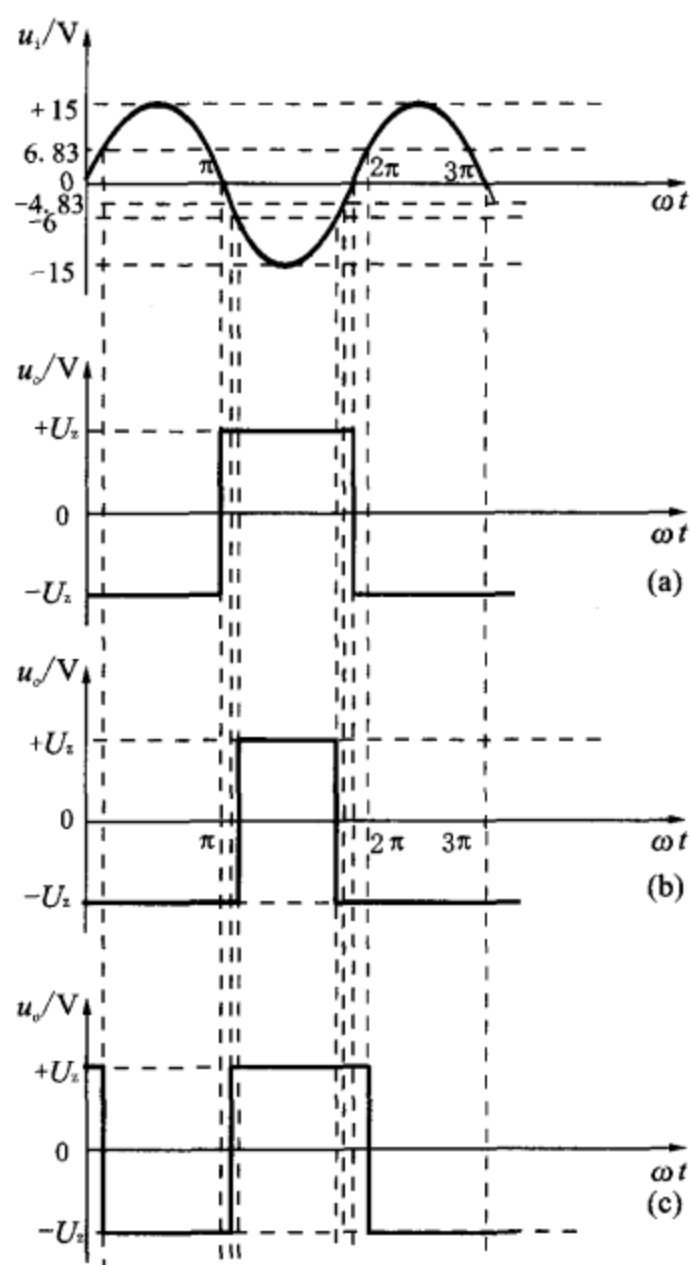


图 4.28 题 4.23 解图

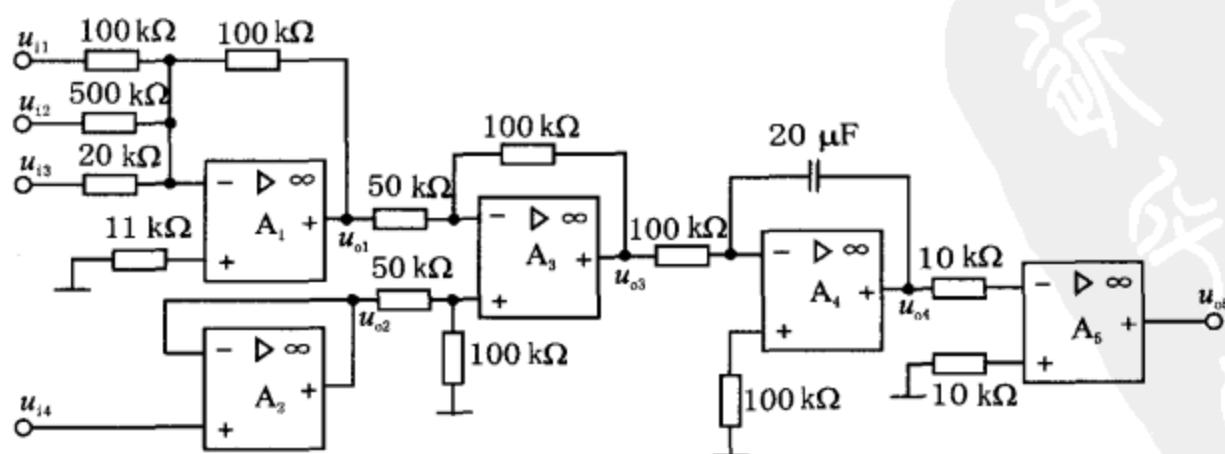


图 4.29 题 4.24 用图

② 各集成运放分别组成何种基本应用电路；

③ 根据电路参数值写出 u_{o1} , u_{o2} , u_{o3} 和 u_{o4} 的表达式；

④ 假设 $u_{i1}=1\text{ V}$, $u_{i2}=-1\text{ V}$, $u_{i3}=-0.5\text{ V}$, $u_{i4}=0.5\text{ V}$, 试问当 $t=1\text{ s}$ 时, u_{o4} 和 u_{o5} 分别等于多少? 已知运放最大输出幅度为 $\pm 15\text{ V}$, 当 $t=0\text{ s}$ 时电容上的电压为零。

解: ① A_1, A_4 为虚地。 A_2, A_3 为虚短。

② 由图易知: A_1 为反相加法运算电路, A_2 为电压跟随器, A_3 为差分比例运算电路(减法运算电路), A_4 为积分器, A_5 为过零比较器。

$$\textcircled{3} \quad u_{o1} = -\left(\frac{100}{100}u_{i1} + \frac{100}{500}u_{i2} + \frac{100}{20}u_{i3}\right) = -u_{i1} - 0.2u_{i2} - 5u_{i3}$$

$$u_{o2} = u_{i4}$$

$$u_{o3} = \frac{100}{50}u_{o2} - \frac{100}{50}u_{o1} = 2(u_{o2} - u_{o1})$$

$$u_{o4} = -\frac{1}{100 \times 20 \times 10^3 \times 10^{-6}} \int_0^t u_{o3} dt - u_C(0) = -\frac{1}{2} \int_0^t u_{o3} dt - u_C(0)。$$

$$\textcircled{4} \quad u_{o1} = [-1 - 0.2 \times (-1) - 5 \times (-0.5)]\text{ V} = 1.7\text{ V}$$

$$u_{o2} = u_{i4} = 0.5\text{ V}$$

$$u_{o3} = [2(0.5 - 1.7)]\text{ V} = -2.4\text{ V}$$

$$u_{o4} = -\frac{1}{2}(-2.4)t - u_C(0) = 1.2t$$

当 $t=1\text{ s}$ 时, $u_{o4}=1.2\text{ V}$,

因为 $u_{o4}=1.2\text{ V} > 0$

所以 $u_{o5}=-15\text{ V}$ 。

题 4.25 在图 4.30 所示电路中,

① 分析电路由哪些基本单元组成;

② 设 $u_{i1}=u_{i2}=0$ 时, 电容上的电压 $u_C=0$, $u_o=12\text{ V}$ 。求当 $u_{i1}=-10\text{ V}$, $u_{i2}=0$ 时, 经过多少时间 u_o 由 $+12\text{ V}$ 变为 -12 V ;

③ u_o 变成 -12 V 后, u_{i2} 由 0 改为 $+15\text{ V}$, 求再经过多长时间 u_o 由 -12 V 变为 $+12\text{ V}$;

④ 画出 u_{o1} 和 u_o 的波形。

解: ① A_1 组成求和积分电路, A_2 组成迟滞比较器。

$$\textcircled{2} \quad u_{o1} = -u_C$$

$$u_C = \frac{1}{C} \int_{-\infty}^t \left(\frac{u_{i1}}{100 \times 10^3} + \frac{u_{i2}}{100 \times 10^3} \right) dt = 10 \int_0^t (u_{i1} + u_{i2}) dt + u_C(0)$$

$$\text{对 } A_2 \text{ 来说, } u_+ = \frac{2}{10+2}u_o = \frac{u_o}{6}$$

因为 $u_o=12\text{ V}$

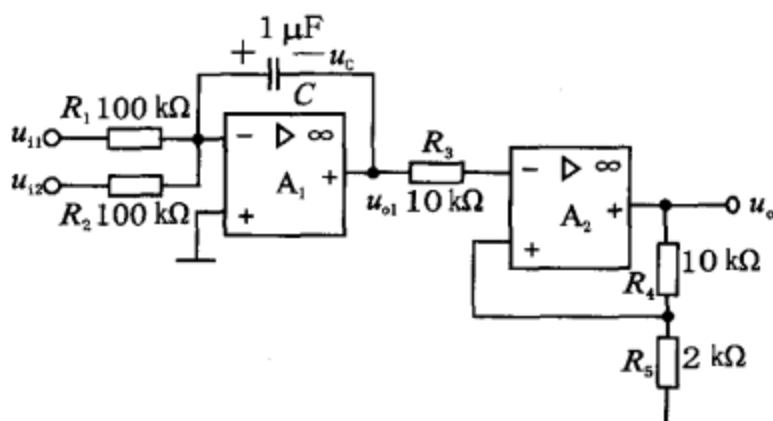


图 4.30 题 4.25 用图

$$u_+ = 2 \text{ V}$$

$$\text{而 } u_- = u_{o1} = -u_c = -10 \int_0^t (-10 + 0) dt - 0 = 100t$$

若要: $u_- \geq u_+ = 2$

则 $100t \geq 2, t \geq 20 \text{ ms}$

即经过 20 ms, u_o 由 12 V 变为 -12 V。

③ $u_o = -12 \text{ V}$ 时, $u_+ = -2 \text{ V}$ 。

而此时 $u_- = 2 \text{ V}$, 即 $u_c = -2 \text{ V}$ 。

$$\text{所以 } u_c = 10 \int_{0.02}^t (-10 + 15) dt + u_c(0.02) = 50(t - 0.02) - 2$$

$$\text{所以 } u_- = u_{o1} = -u_c = 2 - 50(t - 0.02) \leq -2$$

$$t \geq 100 \text{ ms}$$

即 $t = 100 \text{ ms}$, 也即再经过 80 ms 时, u_o 将从 -12 V 变为 12 V。

④ u_{o1}, u_o 的波形如图 4.31(a) 和图 4.31(b) 所示。

题 4.26 一个比较器电路如图 4.32 所示, 设 A 为理想运算放大器, D_z 为理想稳压管, 稳压值 $U_z = 6 \text{ V}$ 。

① 画出电压传输特性曲线;

② 调节 R_w (例如减小 $\frac{R_2}{R_1}$ 的比值) 时, 说明电压传输特性曲线的变化;

③ 解释当 $u_i = 0$ (输入端接地) 时, 为什么该电路可用作一个输出可调的电压源。

解: ① 设由 u_i 流进 R_3 的电流为 i 。

当 $i < 0$ 时, D_z 正向导通, 其压降 $U_D = 0$, $u_o = U_D \cdot \left(1 + \frac{R_2}{R_1}\right) = 0$, 因此门限电压 $U_{TH1} = 0$ 。

这就是说, 若 $u_i > 0$ (即 $i > 0$), 则 u_o 将要改变状态。

当 $i > 0$ 时, D_z 击穿稳压, 因 R_1 两端电压等于 U_z , 故 $u_o = -U_z \cdot \left(1 + \frac{R_2}{R_1}\right) = -10 \text{ V}$, 此时门限电压 $U_{TH2} = -4 \text{ V}$ 。也就是说, 若 $u_i < -4 \text{ V}$ (即 $i < 0$), 则 u_o 将变为 0 V。

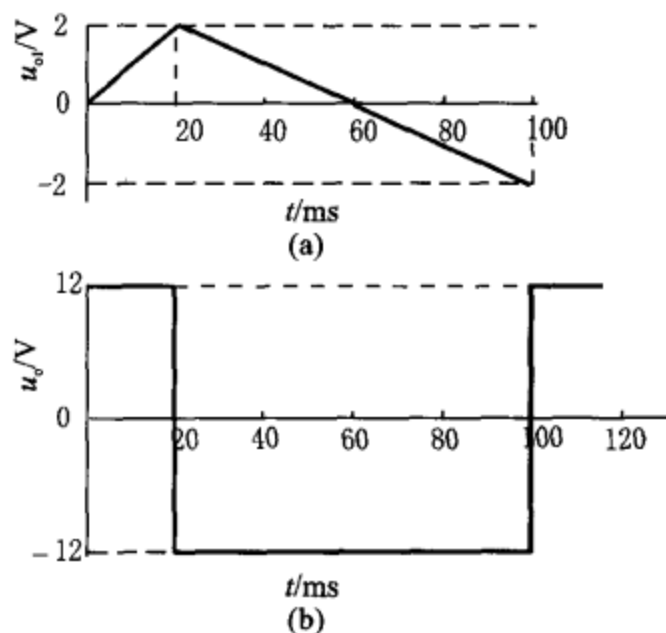


图 4.31 题 4.25 解图

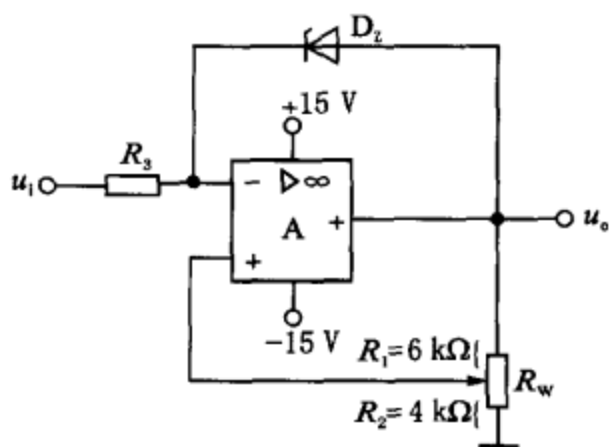


图 4.32 题 4.26 用图

据此分析,得到电路的电压传输特性如图 4.33 所示。

② 当 D_z 正向导通时, $\frac{R_2}{R_1}$ 减小不影响 $u_o = U_{OH} = 0 \text{ V}$, 也不影响 $U_{TH1} = 0$; 当 D_z 稳压时, $\frac{R_2}{R_1}$ 减小, 则输出电压 $u_o = U_{OL} = -U_z \cdot \left(1 + \frac{R_2}{R_1}\right)$ 的绝对值减小, 门限电压 $U_{TH2} = U_{OL} \cdot \frac{R_2}{R_1 + R_2} = -U_z \cdot \frac{R_2}{R_1}$ 的绝对值也将减小。

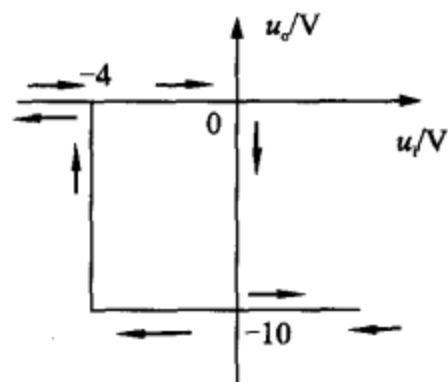


图 4.33 题 4.26 解图

③ 当 $u_i = 0$ 时, $u_o = 0 \text{ V}$ 是不稳定状态, 而 $u_o = U_{OL}$ 是稳定而且可调的, 因此可用作可调电压源。但应注意, u_o 只能在一定范围内可调, 如 R_w 滑动端上移到使运放饱和, 则输出不再可调; 如滑动端下移接近地时, 流过 R_3 (即流过 D_z) 的电流将趋于零, 则对于非理想稳压管来说稳压效果将很差。

题 4.27 集成电压比较器 LM311 组成图 4.34 所示的电路。已知 LM311 输出高电平 $U_{OH} = 5 \text{ V}$, 输出低电平 $U_{OL} = 0 \text{ V}$, 其输出端并联满足逻辑与的关系。设图中 $U_A = +5 \text{ V}$, $U_B = +2.5 \text{ V}$, 分析电路的工作原理, 画出 $u_o \sim u_i$ 曲线。

解: 根据 LM311 输出并联为逻辑与的关系可知, u_{o1}, u_{o2} 中只要有一个为低电平, 输出 u_o 即为低电平。只有当 u_{o1} 和 u_{o2} 同为高电平时, u_o 才为高电平。现按下述三种情况讨论 u_i 变化时, u_o 所处的状态。

当 $u_i < +2.5 \text{ V}$ 时, $u_{o1} = U_{OH}$, $u_{o2} = U_{OL}$, 输出 $u_o = U_{OL} = 0 \text{ V}$ 。

当 $u_i > +5 \text{ V}$ 时, $u_{o1} = U_{OL}$, $u_{o2} = U_{OH}$, 输出 $u_o = U_{OL} = 0 \text{ V}$ 。

当 $+2.5 \text{ V} \leq u_i \leq +5 \text{ V}$ 时, $u_{o1} = U_{OH}$, $u_{o2} = U_{OH}$, 输出 $u_o = U_{OH} = 5 \text{ V}$ 。

电路的电压传输特性曲线如图 4.35 所示。

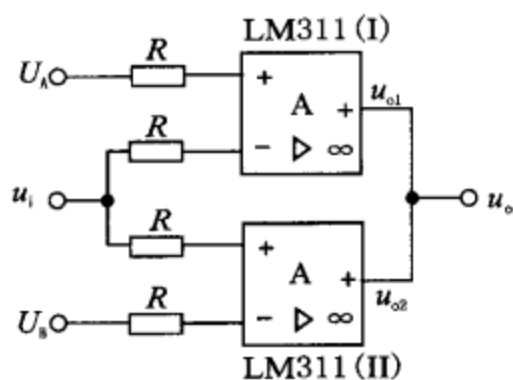


图 4.34 题 4.27 用图

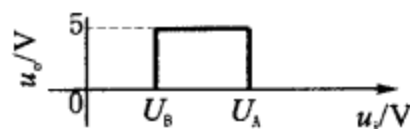


图 4.35 题 4.27 解图

题 4.28 用运放实现电压传输特性如图 4.36(a), (b) 所示的滞回电压比较电路, 画出相应的电路图。

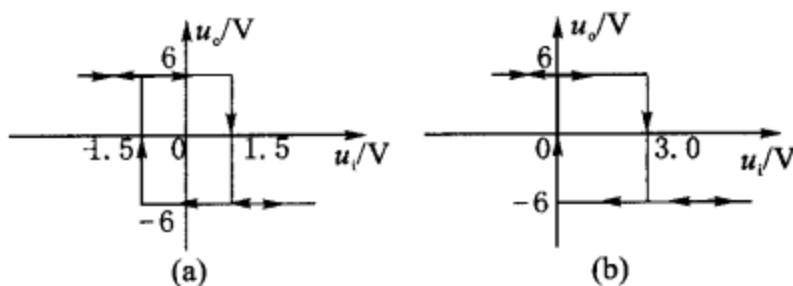


图 4.36 题 4.28 用图

解: 由图可知, 电路应为滞回比较器电路, 考虑一般性的带参考电压滞回电压比较电路如图 4.37(a) 所示。

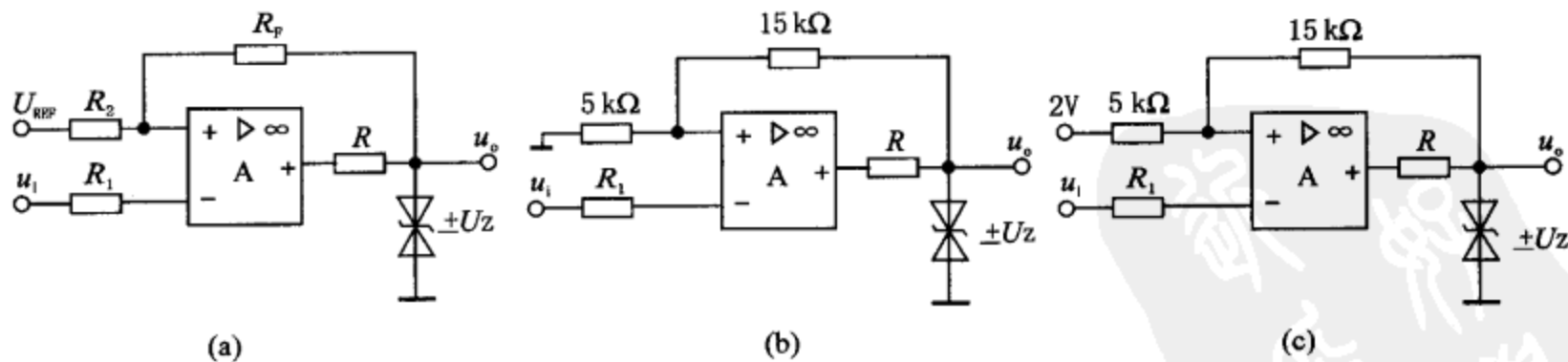


图 4.37 题 4.28 解图

电路的门限电压为:

$$\begin{cases} U_{T+} = \frac{R_F}{R_2 + R_F} U_{REF} + \frac{R_2}{R_2 + R_F} U_Z \\ U_{T-} = \frac{R_F}{R_2 + R_F} U_{REF} - \frac{R_2}{R_2 + R_F} U_Z \end{cases}$$

回差为
$$\Delta U_T = U_{T+} - U_{T-} = \frac{2R_2}{R_2 + R_F} U_Z$$

图 4.36(a): $\Delta U_T = U_{T+} - U_{T-} = 1.5 - (-1.5) = 3 \text{ V}$

$$U_Z = 6 \text{ V}$$

$$3 = \frac{2R_2}{R_2 + R_F} \cdot 6$$

$$\frac{R_2}{R_F} = \frac{1}{3}$$

即 $R_F = 3R_2$, 取 $R_F = 15 \text{ k}\Omega$, $R_2 = 5 \text{ k}\Omega$ 。

又因为 $U_{T+} = \frac{3}{4}U_{\text{REF}} + \frac{1}{4}U_Z$, $U_{\text{REF}} = 0 \text{ V}$ 。

电路如图 4.37(b)所示。

图 4.36(b): $\Delta U_T = U_{T+} - U_{T-} = 3 - 0 = 3 \text{ V}$

$$U_Z = 6 \text{ V}$$

所以 $3 = \frac{2R_2}{R_2 + R_F} \cdot 6$

即 $R_F = 3R_2$, 取 $R_F = 15 \text{ k}\Omega$, $R_2 = 5 \text{ k}\Omega$ 。

又因为 $U_{T+} = \frac{3}{4}U_{\text{REF}} + \frac{1}{4}U_Z$, 所以 $U_{\text{REF}} = 2 \text{ V}$ 。

电路如图 4.37(c)所示。

题 4.29 电路如图 4.38(a)所示, $A_1 \sim A_3$ 均为理想运算放大器, 其电源电压为 $\pm 15 \text{ V}$ 。晶体管 T 的饱和管压降 $U_{\text{CE(sat)}} = 0.3 \text{ V}$, 穿透电流 $I_{\text{CEO}} = 0$, 电流放大系数 $\beta = 100$ 。当 $t = 0$ 时, 电容器上初始电压为 0 V 。输入电压 u_i 的波形如图 4.38(b)所示, 画出对应于 u_i 的 u_{o1} 和 u_{o2} 的波形。

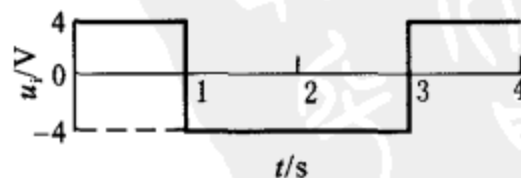
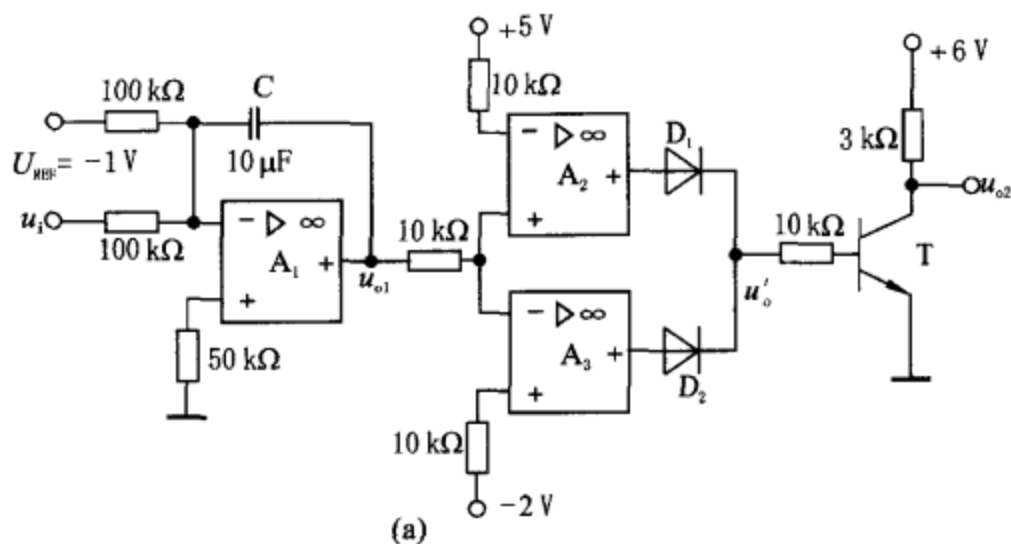


图 4.38 题 4.29 用图

解: 运放 A_1 构成求和积分电路, A_2, A_3 构成窗口比较器。

$$u_{o1} = -\frac{1}{RC} \int_0^t (u_i + U_{REF}) dt - u_C(0) = \int_0^t (1 - u_i) dt$$

$$\text{当 } u_i = \begin{cases} 4, & 0 \leq t \leq 1 \text{ s} \\ -4, & 1 \leq t \leq 3 \text{ s} \\ 4, & 3 \leq t \leq 4 \text{ s} \end{cases} \text{ 时, } u_{o1} = \begin{cases} -3t, & 0 \leq t \leq 1 \text{ s} \\ 5t - 8, & 1 \leq t \leq 3 \text{ s} \\ -3t + 16, & 3 \leq t \leq 4 \text{ s} \end{cases}$$

设 A_2, A_3 最大输出电压为 $\pm 15 \text{ V}$, 二极管 D_1, D_2 负极电压为 u'_o , 可求出窗口比较器电压传输特性, 即

$$u'_o = \begin{cases} 0, & -2 \text{ V} \leq u_{o1} \leq 5 \text{ V} \\ 15 \text{ V}, & u_{o1} < -2 \text{ V} \text{ 或 } u_{o1} > 5 \text{ V} \end{cases}$$

设三极管 $U_{BE} = 0, u'_o > 0$ 时就导通。

则 $u'_o = 0 \text{ V}$ 时, 三极管截止, 由 $I_{CEO} = 0$ 得 $u_{o2} = 6 \text{ V}$ 。

$u'_o = 15 \text{ V}$ 时, 三极管饱和, $u_{o2} = U_{CE(sat)} = 0.3 \text{ V}$ 。

电路中 u_{o1}, u'_o, u_{o2} 波形如图 4.39(a), 4.39(b), 4.39(c) 所示。

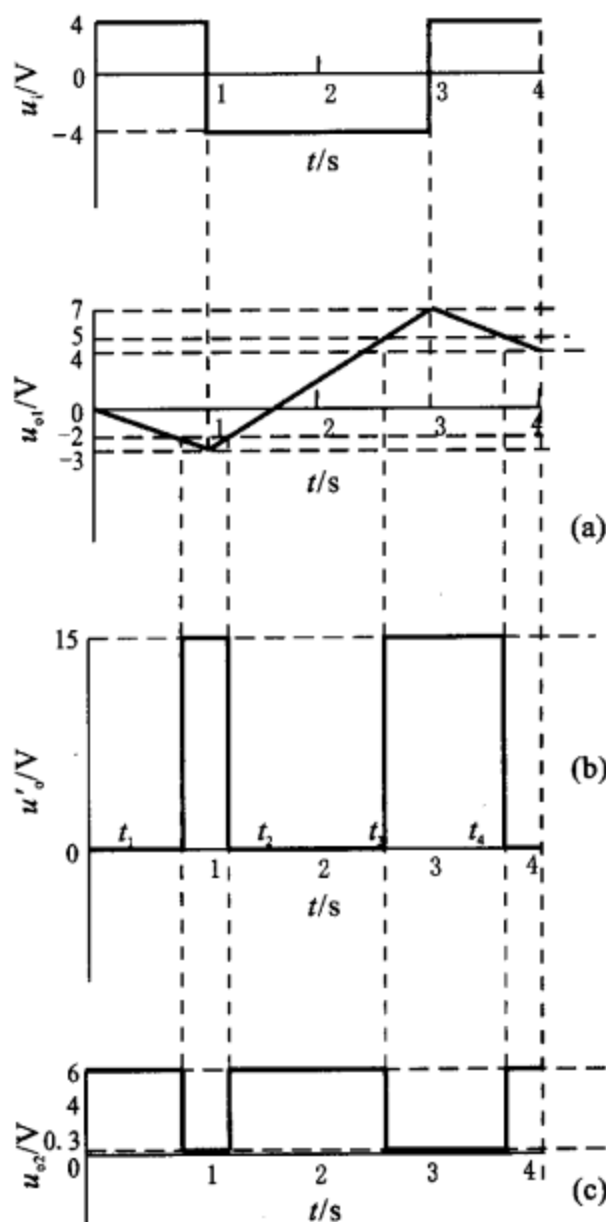


图 4.39 题 4.24 解图

4.3 提高题与参考答案

题 4.30 理想运放构成的电路如图 4.40 所示,写出放大倍数 $A = \frac{u_o}{u_i}$ 的表达式。

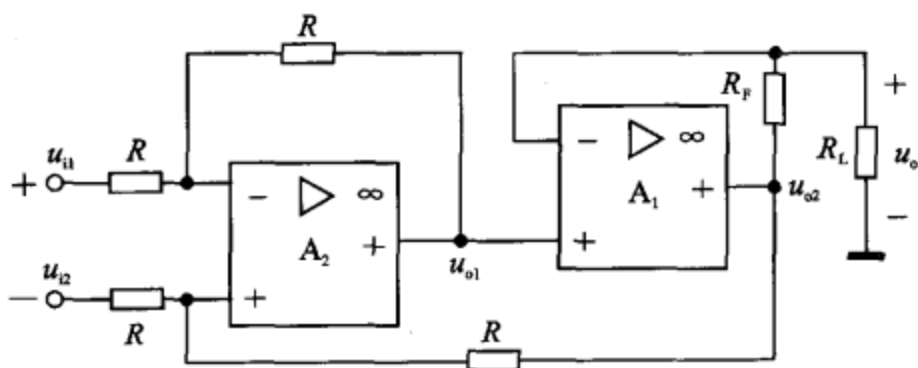


图 4.40 题 4.30 用图

解: $u_o = u_{o2}$

$$u_{o1} = u_{1+} = u_{1-} = u_{o2} \times \frac{R_L}{R_L + R_F}$$

所以
$$u_{2-} = \frac{R}{R+R}u_{i1} + \frac{R}{R+R}u_{o1} = u_{2+} = \frac{R}{R+R}u_{i2} + \frac{R}{R+R}u_{o2}$$

由 $u_i = u_{i1} - u_{i2}$, 得

$$\frac{1}{2}u_i = \frac{1}{2}u_{o2} - \frac{1}{2}u_{o1} = \frac{1}{2}\left(1 + \frac{R_F}{R_L}\right) \cdot u_o - \frac{1}{2}u_o = \frac{1}{2} \cdot \frac{R_F}{R_L} \cdot u_o$$

$$A = \frac{u_o}{u_i} = \frac{R_L}{R_F}$$

题 4.31 图 4.41 所示电路中的 A_1, A_2, A_3 和 A_4 为理想运算放大器,请写出 u_A, u_B, u_C 和 u_D 的表达式。

解:

$$u_A = u_1$$

$$u_{A2+} = \frac{R_3}{R_2 + R_3} \cdot u_3$$

$$u_{A2-} = \frac{R_2}{R_2 + R_2} \cdot u_2 + \frac{R_2}{R_2 + R_2} \cdot u_B$$

由

$$u_{A2+} = u_{A2-}$$

得

$$u_B = \frac{2R_3}{R_2 + R_3} \cdot u_3 - u_2$$

由

$$\frac{u_A - 0}{R_3} + \frac{u_B - 0}{R_3} = \frac{0 - u_C}{R_3}$$

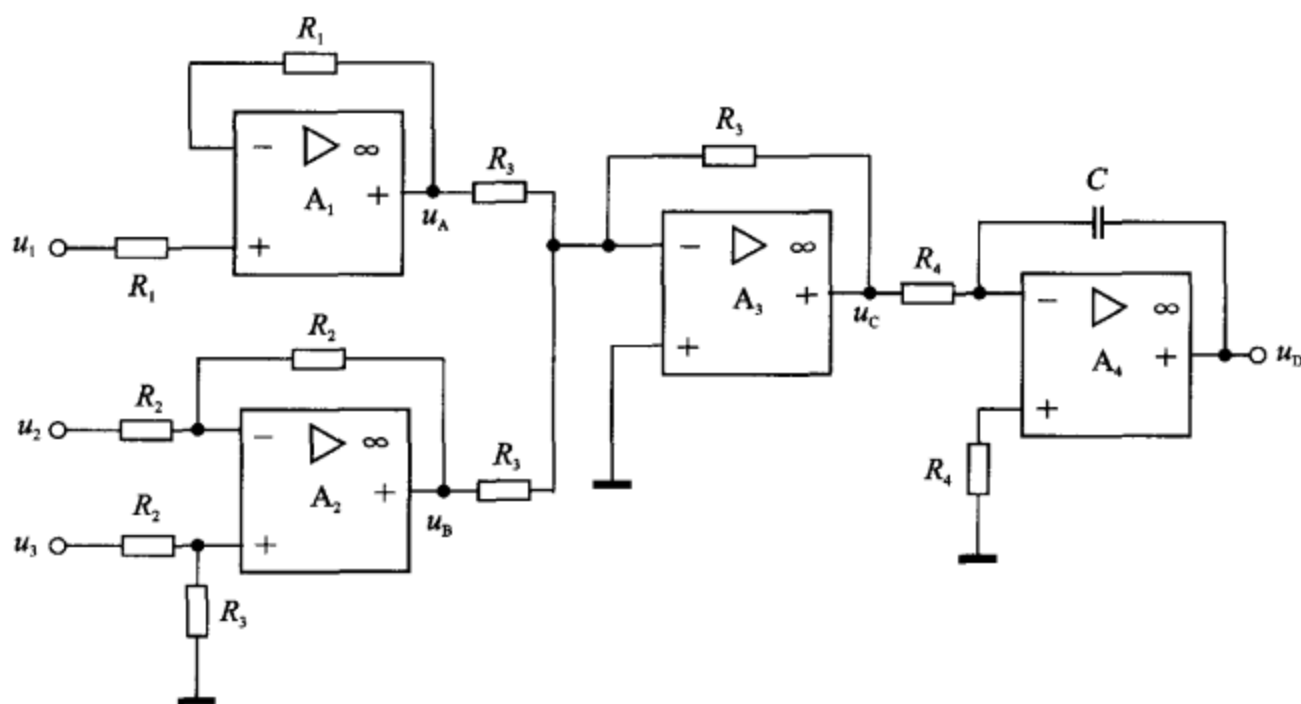


图 4.41 题 4.31 用图

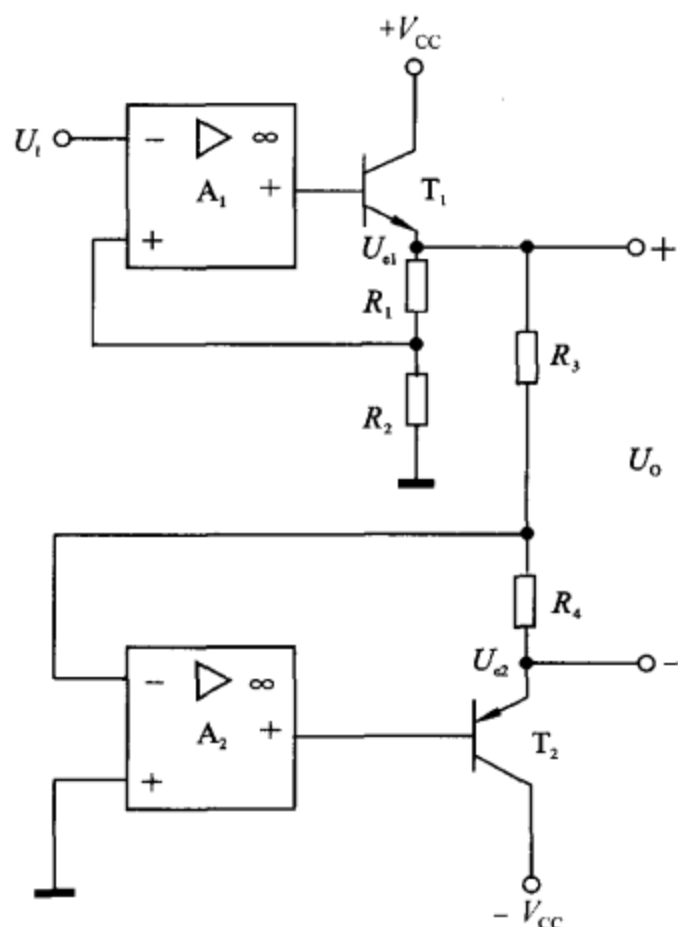


图 4.42 题 4.32 用图

得 $u_C = -u_A - u_B = -u_1 + u_2 - \frac{2R_3}{R_2 + R_3} \cdot u_3$

A_4 构成积分电路:

$$u_D = -\frac{1}{C} \int \frac{u_C}{R_4} dt = \frac{1}{R_4 C} \int \left(u_1 - u_2 + \frac{2R_3}{R_2 + R_3} \cdot u_3 \right) dt$$

题 4.32 图 4.42 中的 A_1, A_2 均为理想运算放大器, 已知 $U_1 > 0$, 求输出电压 U_O 的表达式。

解:

$$U_{A1+} = U_{A1-} = U_1$$

$$U_{A2+} = U_{A2-} = 0$$

$$U_{e1} = U_{A1+} \cdot \frac{R_1 + R_2}{R_2} = \left(1 + \frac{R_1}{R_2} \right) \cdot U_1$$

$$\frac{U_{e1} - 0}{R_3} = \frac{0 - U_{e2}}{R_4}$$

$$U_{e2} = -\frac{R_4}{R_3} \cdot U_{e1}$$

$$U_O = U_{e1} - U_{e2} = \left(1 + \frac{R_1}{R_2} \right) \left(1 + \frac{R_4}{R_3} \right) U_1$$

题 4.33 电路如图 4.43 所示(设运算放大器均为理想):

① 指出 A_1, A_2, A_3 和 A_4 各是何种基本电路?

② 写出各级输出电压 u_{o1} , u_{o2} , u_{o3} , u_o 的表达式?

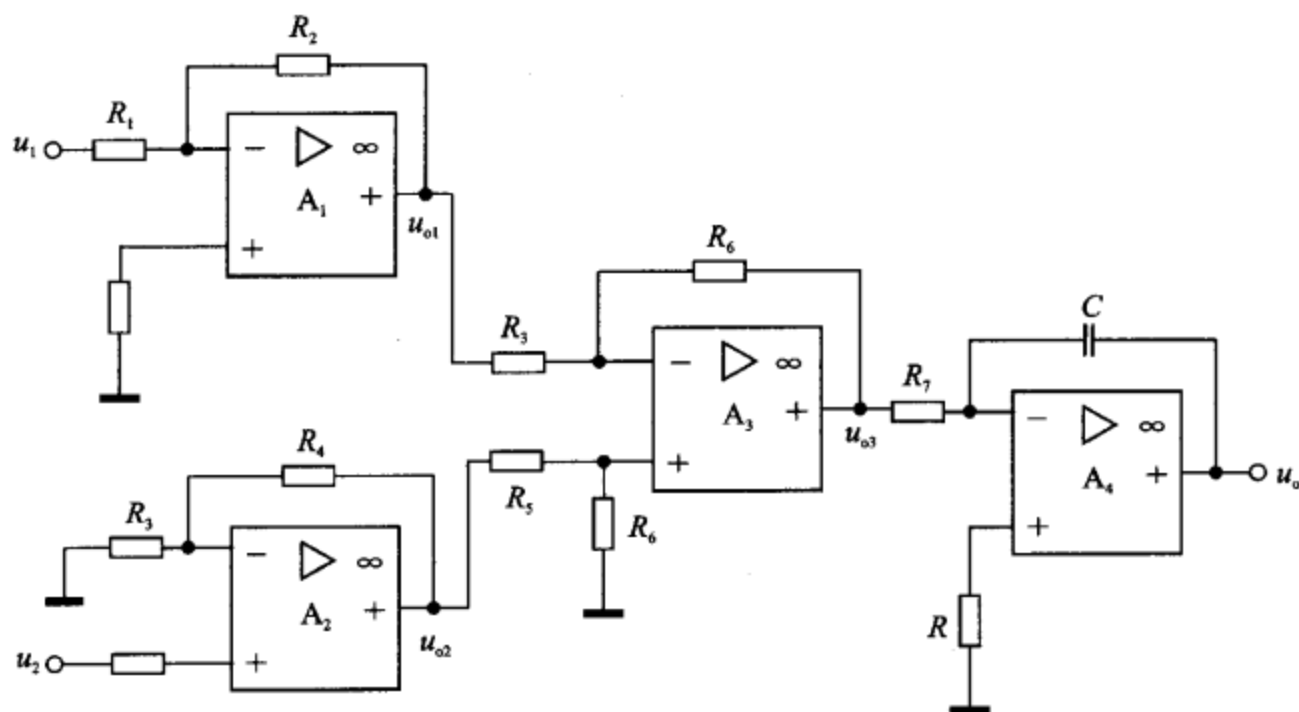


图 4.43 题 4.33 用图

解: ① A_1 构成反相比值运算电路, A_2 构成同相比值运算电路, A_3 构成差动比例运算电路, A_4 构成积分电路。

$$\textcircled{2} u_1 \cdot \frac{R_2}{R_1 + R_2} + u_{o1} \cdot \frac{R_1}{R_1 + R_2} = 0$$

得

$$u_{o1} = -\frac{R_2}{R_1} \cdot u_1$$

由

$$\frac{u_2 - 0}{R_3} = \frac{u_{o2} - u_2}{R_4}$$

得

$$u_{o2} = \left(1 + \frac{R_4}{R_3}\right) u_2$$

由

$$u_{A3+} = \frac{R_6}{R_5 + R_6} \cdot u_{o2}$$

$$u_{A3-} = \frac{R_6}{R_3 + R_6} \cdot u_{o1} + \frac{R_3}{R_3 + R_6} \cdot u_{o3}$$

$$u_{A3+} = u_{A3-}$$

得

$$u_{o3} = \frac{R_2 R_6}{R_1 R_3} \cdot u_1 + \left(1 + \frac{R_4}{R_3}\right) \cdot \left(1 + \frac{R_6}{R_3}\right) \cdot \frac{R_6}{R_5 + R_6} \cdot u_2$$

$$u_o = -\frac{1}{C} \int \frac{u_{o3}}{R_7} dt = -\frac{1}{R_7 C} \int u_{o3} dt$$

题 4.34 电路如图 4.44 所示, 设运放为理想器件, 试分别求出输出电压与输入电压的关系式。图中(a)存在 $R_1/R_2 = R_4/R_3$ 的关系。

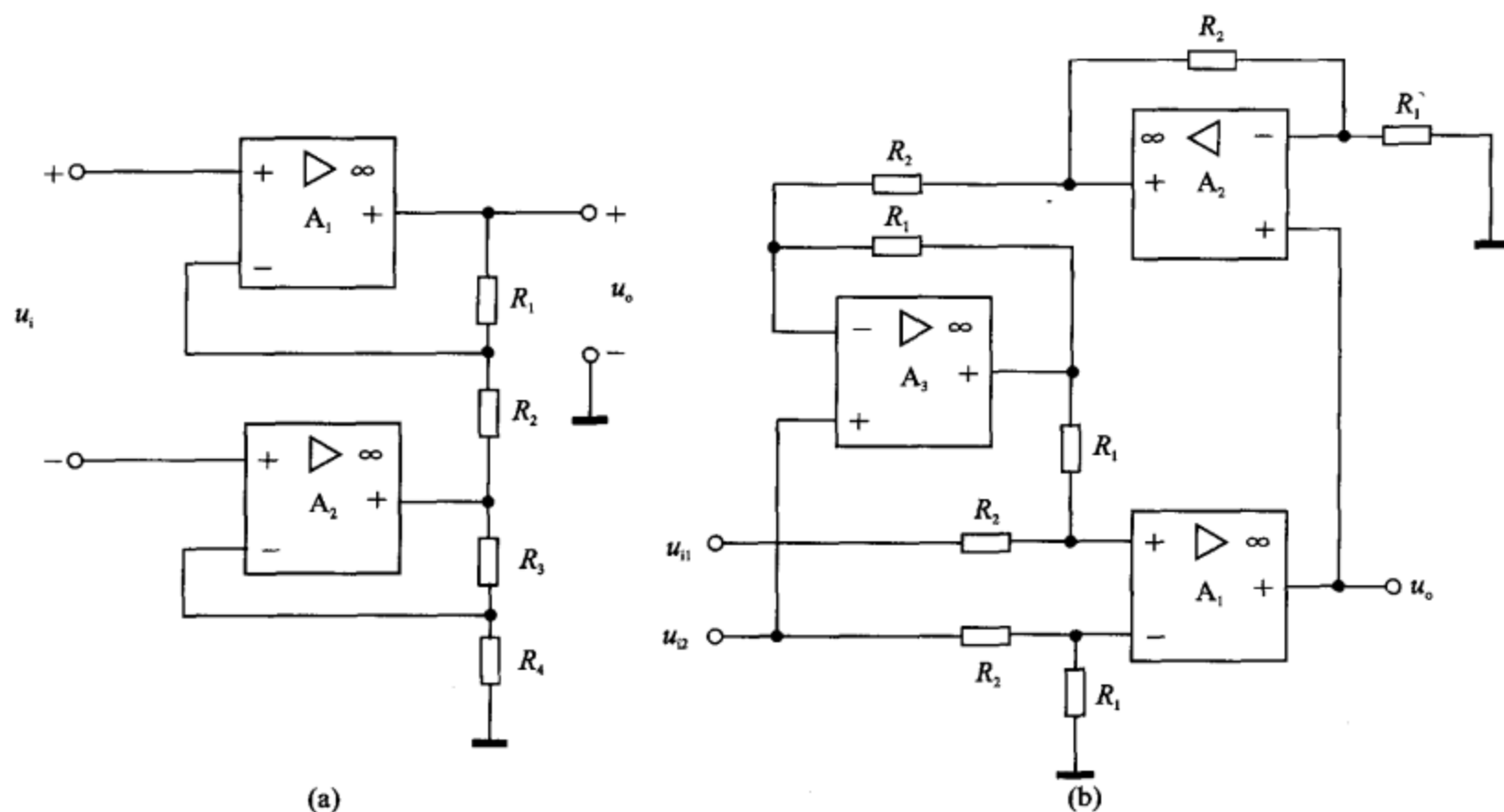


图 4.44 题 4.34 用图

解: 图 4.44(a)中:

$$u_{A1+} = u_{A1-}$$

$$u_{A2+} = u_{A2-}$$

$$u_{A2} = \left(1 + \frac{R_3}{R_4}\right) \cdot u_{A2+}$$

$$\frac{u_o - u_{A1-}}{R_1} = \frac{u_{A1-} - u_{A2}}{R_2}$$

$$\begin{aligned} u_o &= \left(1 + \frac{R_1}{R_2}\right) \cdot u_{A1-} - \frac{R_1}{R_2} \cdot u_{A2} = \left(1 + \frac{R_1}{R_2}\right) \cdot u_{A1-} - \frac{R_1}{R_2} \left(1 + \frac{R_3}{R_4}\right) \cdot u_{A2+} = \\ &= \left(1 + \frac{R_1}{R_2}\right) \cdot u_{A1+} - \frac{R_1}{R_2} \left(1 + \frac{R_3}{R_4}\right) \cdot u_{A2+} = \left(1 + \frac{R_1}{R_2}\right) \cdot u_{A1+} - \left(1 + \frac{R_1}{R_2}\right) \cdot u_{A2+} = \\ &= \left(1 + \frac{R_1}{R_2}\right) \cdot u_i \end{aligned}$$

图 4.44(b)中:

$$u_{A1+} = u_{A1-}$$

$$u_{A2+} = u_{A2-} = u_o$$

$$u_{A3+} = u_{A3-} = u_{i2}$$

由

$$\frac{R_2}{R_1 + R_2} \cdot u_{A2} = u_o$$

得

$$u_{A2} = \left(1 + \frac{R_2}{R_1}\right) \cdot u_o$$

由

$$\frac{R_1}{R_1 + R_2} \cdot u_{A2} + \frac{R_2}{R_1 + R_2} \cdot u_{A3} = u_{i2}$$

得

$$u_{A3} = \left(1 + \frac{R_1}{R_2}\right) \cdot u_{i2} - \frac{R_1}{R_2} \cdot u_{A2} = \left(1 + \frac{R_1}{R_2}\right) \cdot u_{i2} - \left(1 + \frac{R_1}{R_2}\right) \cdot u_o$$

由

$$\frac{R_1}{R_1 + R_2} \cdot u_{i2} = \frac{R_1}{R_1 + R_2} \cdot u_{i1} + \frac{R_2}{R_1 + R_2} \cdot u_{A3}$$

得

$$R_1 \cdot u_{i2} = R_1 \cdot u_{i1} + R_2 \cdot \left[\left(1 + \frac{R_1}{R_2}\right) \cdot u_{i2} - \left(1 + \frac{R_1}{R_2}\right) \cdot u_o \right]$$

$$R_1 u_{i2} = R_1 u_{i1} + (R_1 + R_2) u_{i2} - (R_1 + R_2) u_o$$

$$u_o = \frac{R_2}{R_1 + R_2} \cdot u_{i2} + \frac{R_1}{R_1 + R_2} \cdot u_{i1}$$

题 4.35 电路如图 4.45 所示,各运放均为理想运放,试写出 u_o 与 β 的关系式 $u_o = f(\beta)$ 。设电源电压和各电阻均为已知。

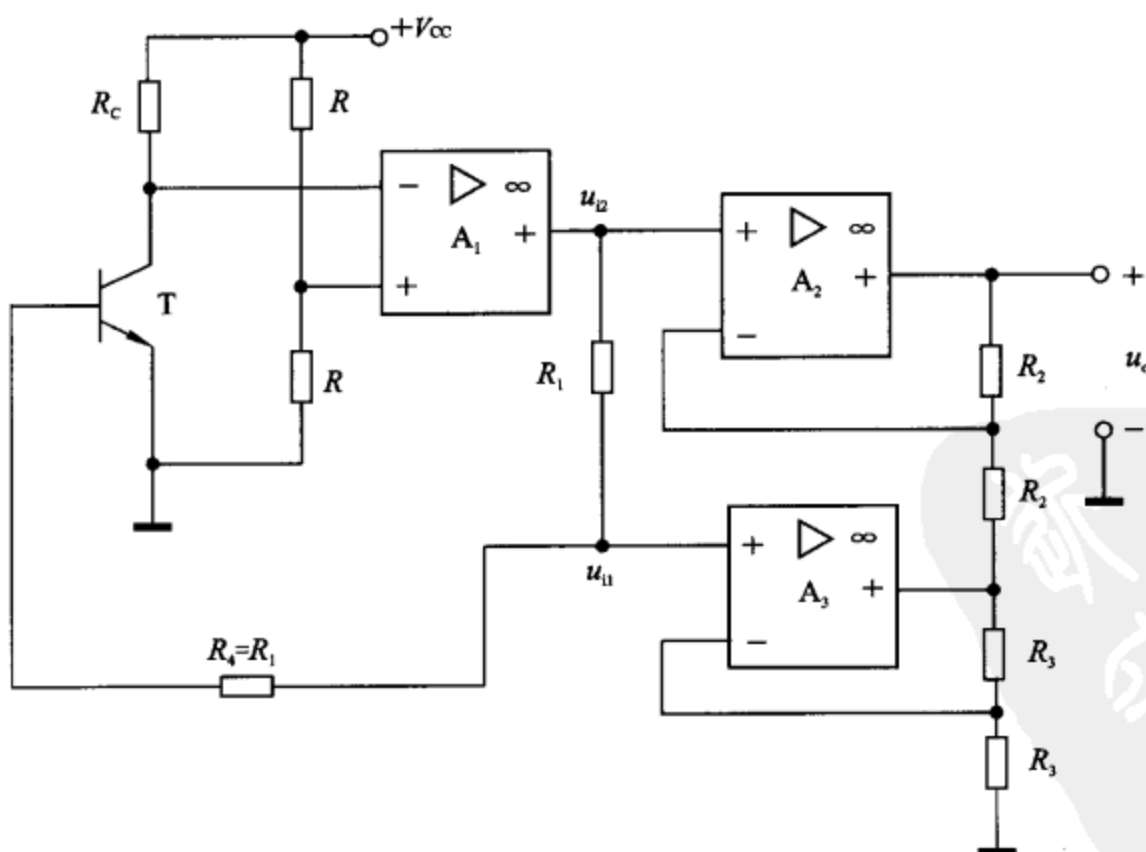


图 4.45

解:

$$u_{A1+} = u_{A1-} = \frac{1}{2}V_{CC}$$

$$I_C = \frac{V_{CC} - u_{A1-}}{R_C} = \frac{V_{CC}}{2R_C}$$

$$I_B = \frac{I_C}{\beta} = \frac{V_{CC}}{2\beta R_C}$$

由

$$\frac{u_{i2} - u_{i1}}{R_1} = \frac{u_{i1} - U_{BEQ}}{R_4} = I_B$$

得

$$u_{i1} = I_B R_4 + U_{BEQ}$$

$$u_{i2} = 2I_B R_4 + U_{BEQ}$$

由

$$\frac{u_o - u_{A2-}}{R_2} = \frac{u_{A2-} - u_{A3}}{R_2}$$

$$\frac{u_{A3} - u_{A3-}}{R_3} = \frac{u_{A3-}}{R_3}$$

$$u_{A2+} = u_{A2-} = u_{i2}$$

$$u_{A3+} = u_{A3-} = u_{i1}$$

得

$$u_o = 2u_{i2} - 2u_{i1} = \frac{R_1 V_{CC}}{\beta R_C}$$

题 4.36 电路如图 4.46(a)和(b)所示,设运放均为理想器件。分别写出输出电压与输入电压的函数关系。(设电容的初始电压为 0。)

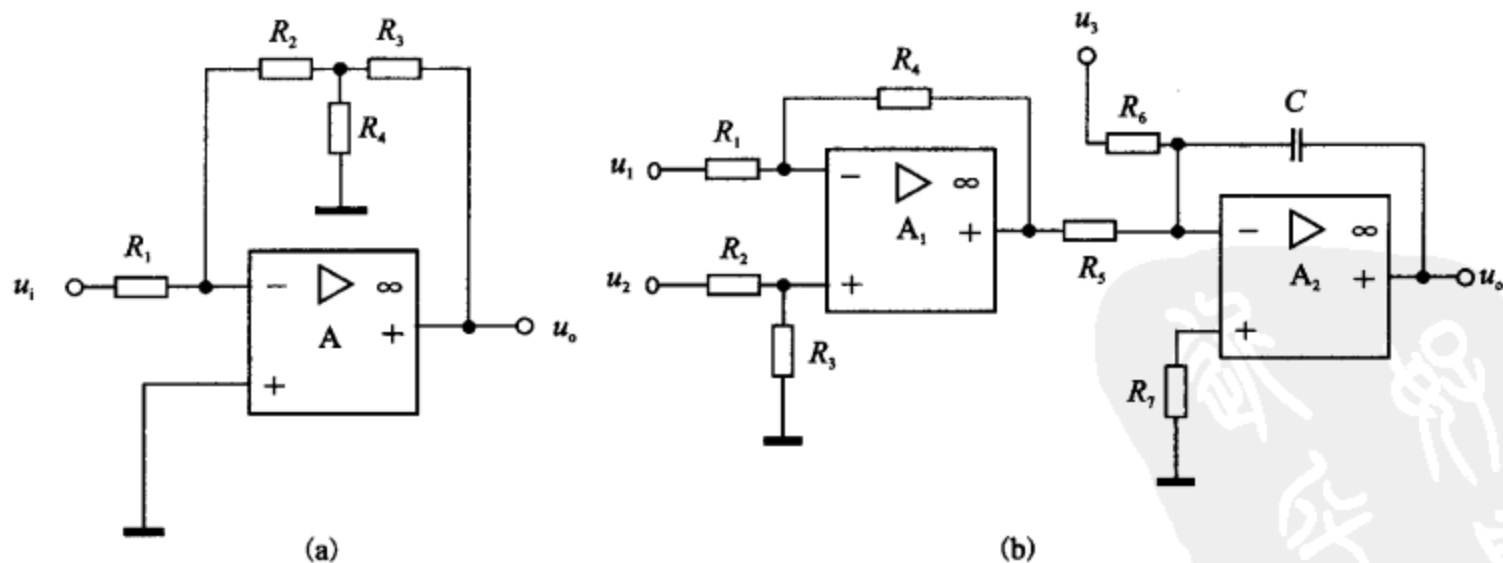


图 4.46 题 4.36 用图

解: 图 4.46(a)中,设 R_4 上电压为 u_4 ,则

$$\frac{u_i - 0}{R_1} = \frac{0 - u_4}{R_2} = \frac{u_4}{R_4} + \frac{u_4 - u_o}{R_3}$$

$$\frac{u_o}{u_i} = - \left(\frac{R_2 + R_3}{R_1} + \frac{R_2 R_3}{R_1 R_4} \right)$$

图 4.46(b) 中, 由 $u_{A1+} = \frac{R_3}{R_2 + R_3} \cdot u_2$

$$\frac{u_1 - u_{A1-}}{R_1} = \frac{u_{A1-} - u_{A1}}{R_4}$$

$$u_{A1+} = u_{A1-}$$

得

$$u_{A1} = -\frac{R_4}{R_1} u_1 + \frac{R_3}{R_1} \cdot \frac{R_1 + R_4}{R_2 + R_3} \cdot u_2$$

$$\begin{aligned} u_o &= -\frac{1}{C} \int i dt = -\frac{1}{C} \int \left(\frac{u_3 - 0}{R_6} + \frac{u_{A1} - 0}{R_5} \right) dt = \\ &= -\frac{1}{C} \int \left(\frac{u_3}{R_6} - \frac{R_4}{R_1 R_5} u_1 + \frac{R_3}{R_1 R_5} \cdot \frac{R_1 + R_4}{R_2 + R_3} \cdot u_2 \right) dt \end{aligned}$$

题 4.37 在图 4.47(a) 所示的电路中, 假设集成运放满足理想化条件, 求输入电容 C_i 与 C 之间的关系; 在图 4.47(b) 所示的电路中, 设集成运放是理想的, 求电路的输出电压值。

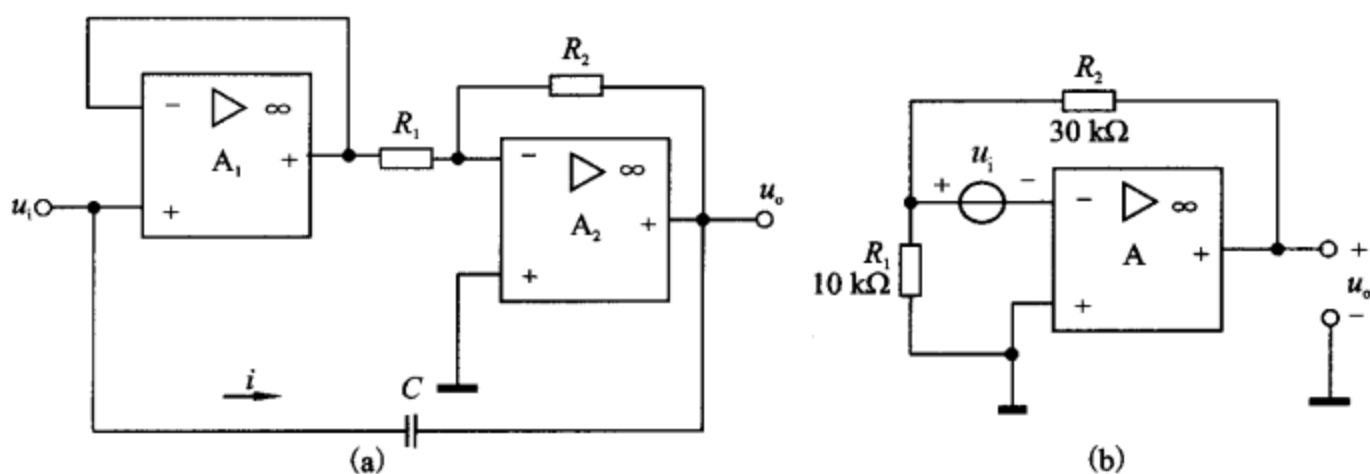


图 4.47 题 4.37 用图

解: 图 4.47(a) 中, $u_{A1+} = u_{A1-} = u_{A1} = u_i$

$$u_{A2+} = u_{A2-} = 0$$

由

$$\frac{u_i - 0}{R_1} = \frac{0 - u_o}{R_2}$$

得

$$A_u = \frac{u_o}{u_i} = -\frac{R_2}{R_1}$$

电容上电流为

$$i = \frac{u_i - u_o}{1/j\omega C} = u_i \cdot \left(1 + \frac{R_2}{R_1} \right) \cdot j\omega C$$

从 u_i 看进去的等效阻抗为

$$Z = \frac{u_i}{i} = \frac{1}{(1 - A_u) \cdot j\omega C}$$

输入电容为

$$C_i = (1 - A_u) \cdot C = \left(1 + \frac{R_2}{R_1}\right) \cdot C$$

图 4.47(b)中:

$$\frac{u_o - u_i}{R_2} = \frac{u_i}{R_1}$$

$$u_o = \frac{R_2 + R_1}{R_1} \cdot u_i = 4u_i$$

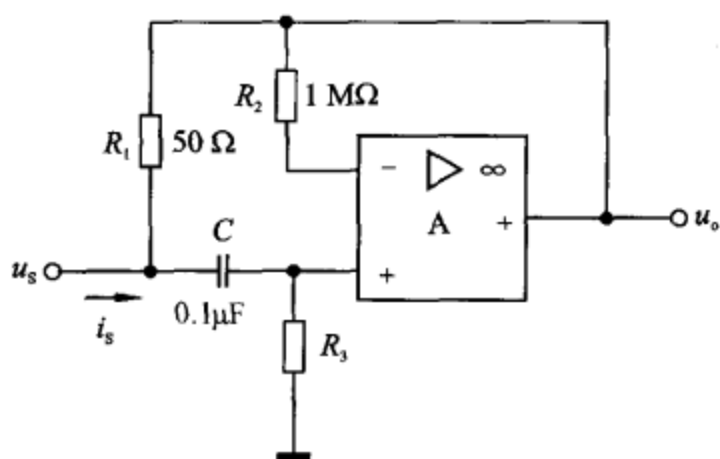


图 4.48 题 4.38 用图

题 4.38 集成运放组成的一种模拟电感电路如图 4.48 所示。

① 试求输入阻抗 $Z_i(j\omega)$ 的表达式;

② 若 $\omega R_3 C \gg 1$, $\omega R_1 C \ll 1$, 这个电路输入端的模拟电感量为多少?

解: ①

$$\frac{u_S - u_{A+}}{1/j\omega C} = \frac{u_{A+}}{R_3}$$

$$u_{A+} = \frac{R_3}{1/j\omega C + R_3} \cdot u_S$$

$$u_o = u_{A+} = u_{A-}$$

$$i_S = \frac{u_S - u_o}{R_1} + \frac{u_{A+}}{R_3} = u_S \left[\frac{1}{R_1} + \frac{1}{R_3 + 1/j\omega C} - \frac{R_3}{R_1(R_3 + 1/j\omega C)} \right]$$

输入阻抗 $Z_i(j\omega)$:

$$Z_i(j\omega) = \frac{u_S}{i_S} = \frac{1}{\frac{1}{R_1} + \frac{1}{1/j\omega C + R_3} - \frac{R_3}{R_1(1/j\omega C + R_3)}}$$

$$\textcircled{2} \quad Z_i(j\omega) = R_1 \cdot \frac{1 + j\omega R_3 C}{1 + j\omega R_1 C}$$

由于 $\omega R_3 C \gg 1$, $\omega R_1 C \ll 1$, 所以 $Z_i(j\omega) \approx j\omega R_1 R_3 C$, 模拟电感量为 $R_1 R_3 C$ 。

题 4.39 设集成运放为理想器件, 证明如图 4.49 所示的电路为一个双积分电路。

证明: $\frac{u_S - u_1}{R} = \frac{u_1}{1/j\omega \cdot 2C} + \frac{u_1 - 0}{R}$

$$u_1 = \frac{u_S}{2 + 2j\omega RC}$$

由于

$$\frac{u_1 - 0}{R} = \frac{0 - u_2}{1/j\omega C}$$

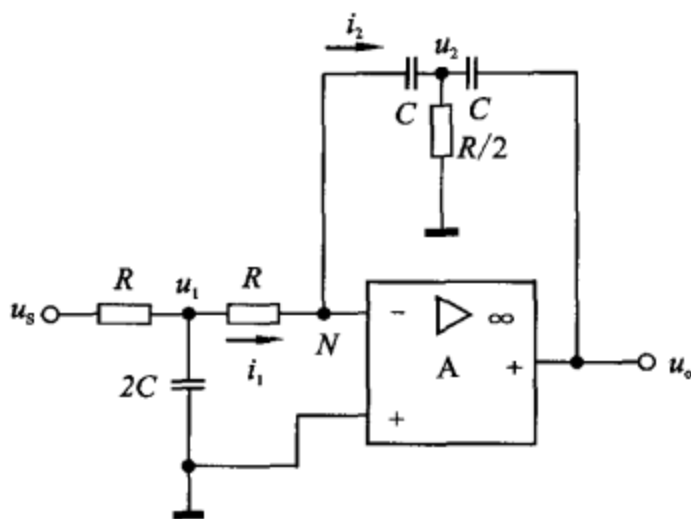


图 4.49 题 4.39 用图

得

$$u_2 = -\frac{u_1}{j\omega RC}$$

由于

$$\frac{0-u_2}{1/j\omega C} + \frac{u_o-u_2}{1/j\omega C} = \frac{u_2}{R/2}$$

得:

$$\begin{aligned} u_o &= \frac{2+2j\omega RC}{j\omega RC} \cdot u_2 = \frac{2+2j\omega RC}{j\omega RC} \cdot \left(-\frac{1}{j\omega RC}\right) \cdot \frac{u_s}{2+2j\omega RC} \\ &= -\frac{u_s}{(j\omega RC)^2} \end{aligned}$$

传递函数为:

$$\frac{u_o}{u_s} = -\frac{1}{(RC)^2 s^2}$$

因此为双积分电路。

题 4.40 理想运放的电路如图 4.50 所示, 已知 $u_{i1} = 25\sin \omega t(\text{mV})$, $u_{i2} = -25\sin \omega t(\text{mV})$ 。如果要求电路的输出电压 $|u_o|$ 的范围在 $0.1\text{ V} \sim 5\text{ V}$ 间, 则电路的 R 和 R_w 分别为多大?

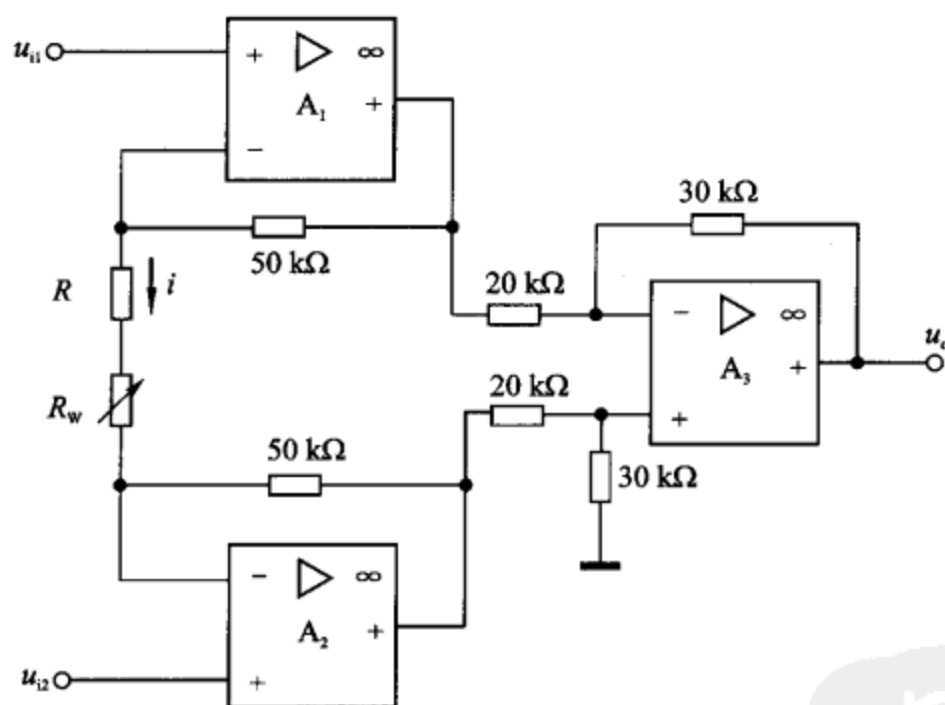


图 4.50 题 4.40 用图

解:

$$u_{A1+} = u_{A1-} = u_{i1}$$

$$u_{A2+} = u_{A2-} = u_{i2}$$

$$i = \frac{u_{A1-} - u_{A2-}}{R + R_w} = \frac{u_{i1} - u_{i2}}{R + R_w}$$

$$u_{A1} = u_{i1} + i \times 50$$

$$u_{A2} = u_{i2} - i \times 50$$

由于

$$u_{A3+} = \frac{30}{20+30} \times u_{A2} = 0.6 \times (u_{i2} - i \times 50)$$

$$\frac{u_{A1} - u_{A3-}}{20} = \frac{u_{A3-} - u_o}{30}$$

$$u_{A3+} = u_{A3-}$$

得

$$u_o = -\left(3 + \frac{300}{R + R_w}\right) \times 25 \sin \omega t$$

当 $u_{o\min} = 0.1 \text{ V}$ 时, $R + R_w = 300 \text{ k}\Omega$;

当 $u_{o\max} = 5 \text{ V}$ 时, $R + R_w = \left(\frac{300}{197}\right) \text{ k}\Omega \approx 1.52 \text{ k}\Omega$ 。

由题意得:

$$R \approx 1.52 \text{ k}\Omega$$

$$R_w = (300 - 1.52) \text{ k}\Omega = 298.48 \text{ k}\Omega。$$

题 4.41 试用集成运放、模拟乘法器及电阻等器件实现函数发生器 $u_o = 3u_i + 2u_i^2 + u_i^3$ 。

- ① 画出具体的电路图;
- ② 计算各电阻值。

解: ① 给出的一种电路结构如图 4.51 所示。假设 $K_M = 1$ 。

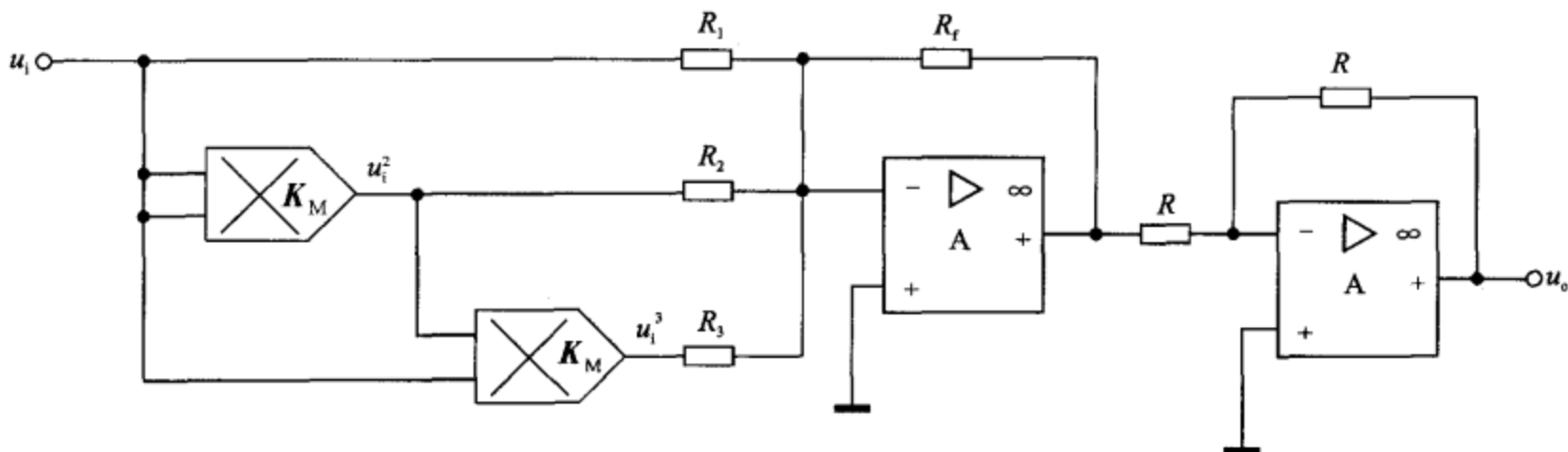


图 4.51 题 4.41 解图

图中第一个运放输出的信号为 u_o 的反相信号, 再通过后续一个反相器输出所求的信号。

- ② 各电阻满足关系: $\frac{R_f}{R_1} = 3, \frac{R_f}{R_2} = 2, \frac{R_f}{R_3} = 1$ 。

题 4.42 一个应用乘法器实现电平自动控制的电路如图 4.52 所示, 试说明其工作原理。

解: 运放 A_1 与乘法器构成除法运算电路。可得:

$$u_{o1} = -\frac{R_2}{K_M R_1} \cdot \frac{u_i}{u_o}$$

为保证运算放大器处于负反馈工作状态, u_o 必须大于 0, u_i 可正可负, 所以是二象限除法器。 R_3, D_1, C_1 组成整流电路; A_2, R_4, R_5 组成求和积分器。改变 R_P , 调节 U_{REF} , 可以改变积分器的输出 u_o , 从而调节输出电平。

题 4.43 试说明如图 4.53 所示有源滤波器电路的功能。设 $R_1 = R_2 = R_a = R = 100 \text{ k}\Omega, C_1 =$

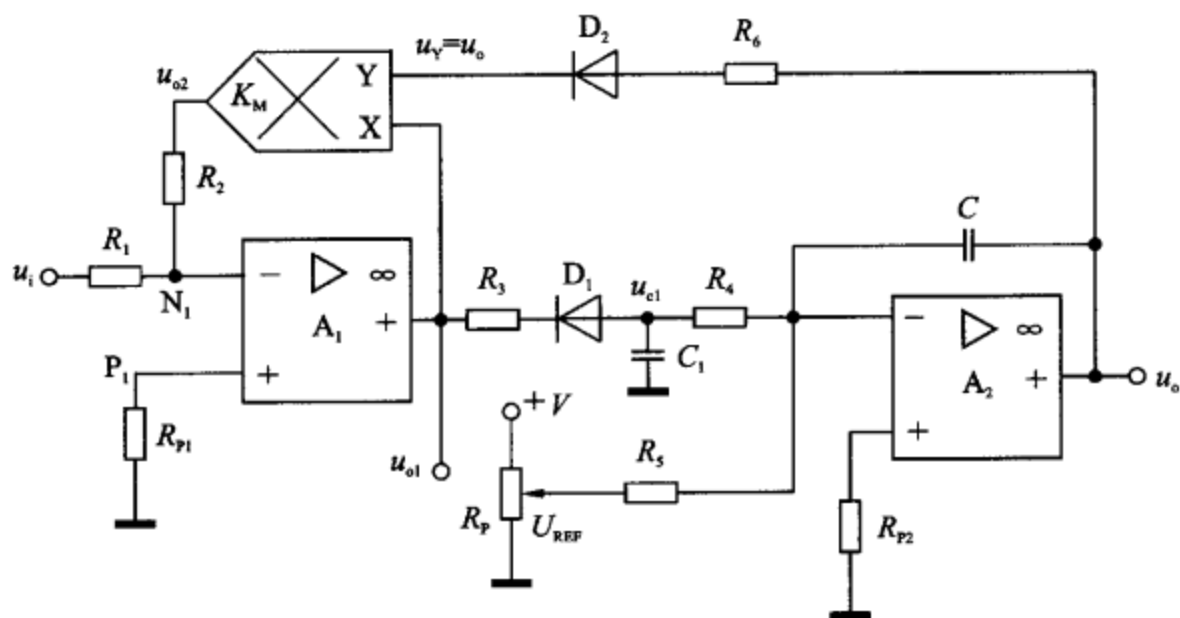


图 4.52 题 4.42 用图

$C_2 = C = 1 \mu\text{F}$ 。

① 当 $R_b = 58.6 \text{ k}\Omega, 150 \text{ k}\Omega$ 时, 试分别计算相应的截止角频率和低频放大倍数, 并画出对数幅频特性;

② 若将 R_b 增加到 $R_b = 300 \text{ k}\Omega$, 电路的滤波特性将发生什么变化?

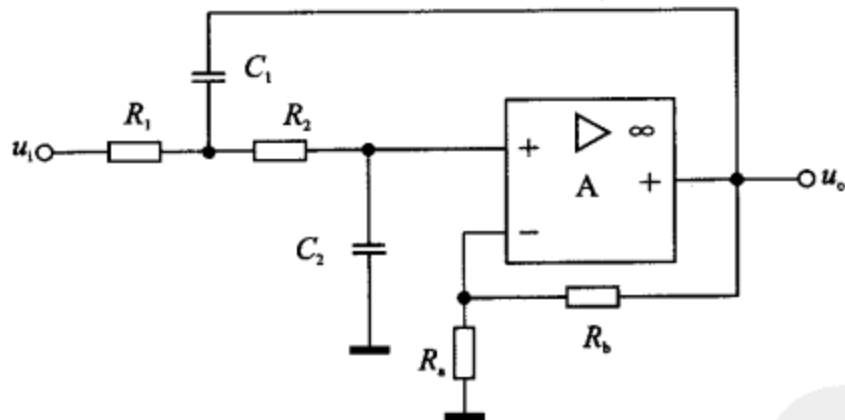


图 4.53 题 4.43 用图

解: 功能: 二阶有源低通滤波器

$$\textcircled{1} \quad |\dot{A}_u(j\omega)| = \frac{A_0}{\sqrt{[1 - (\omega/\omega_n)^2]^2 + \omega^2/(\omega_n^2 Q^2)}}$$

$$A_0 = 1 + \frac{R_b}{R_a}$$

代入 $R_b = 58.6 \text{ k}\Omega$ 时, 可得:

$$A_0 = 1.586$$

$$\omega_n = \frac{1}{RC} = 10 \text{ rad/s}$$

$$Q_1 = \frac{\sqrt{R_1 R_2 C_1 C_2}}{C_2(R_1 + R_2) + R_1 C_1(1 - A_0)} = \frac{1}{\sqrt{2}}$$

当 $R_b = 150 \text{ k}\Omega$ 时, 可得:

$$A_0 = 2.5$$

$$Q_2 = 2$$

可画出幅频特性如图 4.54。由图可见: 当 $R_b = 150 \text{ k}\Omega$ 时, 在 $\omega/\omega_n = 1$ 处出现共振峰值。

进一步分析可证明: 要消除峰值, 必须使 $Q \leq \frac{1}{\sqrt{2}}$ 。对于没有共振峰值的幅频特性曲线, 一般规定为相对增益从起始值下降 3 dB 的角频率 ω_c 为截止角频率。

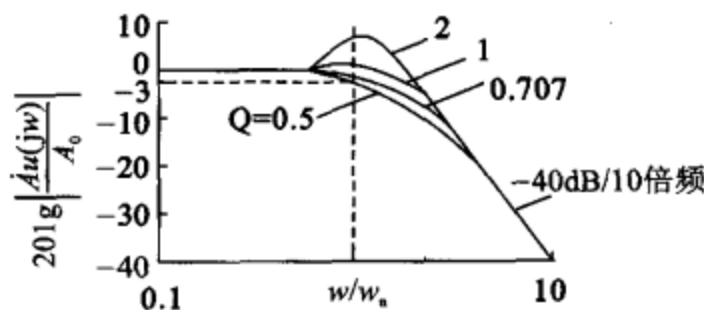


图 4.54 题 4.43 解图

令 $[1 - (\omega_c/\omega_n)^2]^2 + \omega_c^2/\omega_n^2 Q_1^2 = 2$, 得截止频率 $\omega_c = 10 \text{ rad/s}$ 。

对于有共振峰值的特性曲线, 则规定从峰值回到起始值的角频率为截止角频率 ω_c 。

令 $[1 - (\omega_c/\omega_n)^2]^2 + \omega_c^2/\omega_n^2 Q_2^2 = 1$, 得截止频率 $\omega_c = 13.2 \text{ rad/s}$ 。

② 当 $R_b = 300 \text{ k}\Omega$ 时,

$$A_0 = 1 + \frac{300}{100} = 4$$

$$Q = \frac{1}{3 - A_0} = -1 < 0$$

则意味着滤波电路将产生自激振荡。

题 4.44 电路如图 4.55 所示。已知运放 $A_1 \sim A_4$ 是理想的, 三极管 $T_1 \sim T_3$ 特性相同, 集电极电流 $i_C \approx i_E = I_S e^{u_{BE}/U_T}$, 电阻比 $R_f/R = n$ 。求开关 S 分别在位置 1、2 时的输出电压 u_o 。

解: A_1, A_2 组成的电路均为对数运算电路。当 S 在位置 1 时, A_3 为反相加法电路; 当 S 在位置 2 时, A_3 为差动输入电路。 A_4 组成的电路实现指数运算。

当 S 在位置 1 时:

$$u_{o1} = -U_T \ln\left(\frac{u_{i1}}{I_S R}\right)$$

$$u_{o2} = -U_T \ln\left(\frac{u_{i2}}{I_S R}\right)$$

$$u_{o3} = -\frac{R_f}{R} \left[-U_T \ln\left(\frac{u_{i1}}{I_S R}\right) - U_T \ln\left(\frac{u_{i2}}{I_S R}\right) \right] = U_T \ln\left(\frac{u_{i1} u_{i2}}{I_S^2 R^2}\right)^n$$

而
$$u_o = -R I_S e^{(u_{o3}/U_T)} = K(u_{i1} u_{i2})^n \quad \left(K = \frac{1}{(R I_S)^{2n-1}}, n = \frac{R_f}{R} \right)$$

当 S 在位置 2 时:

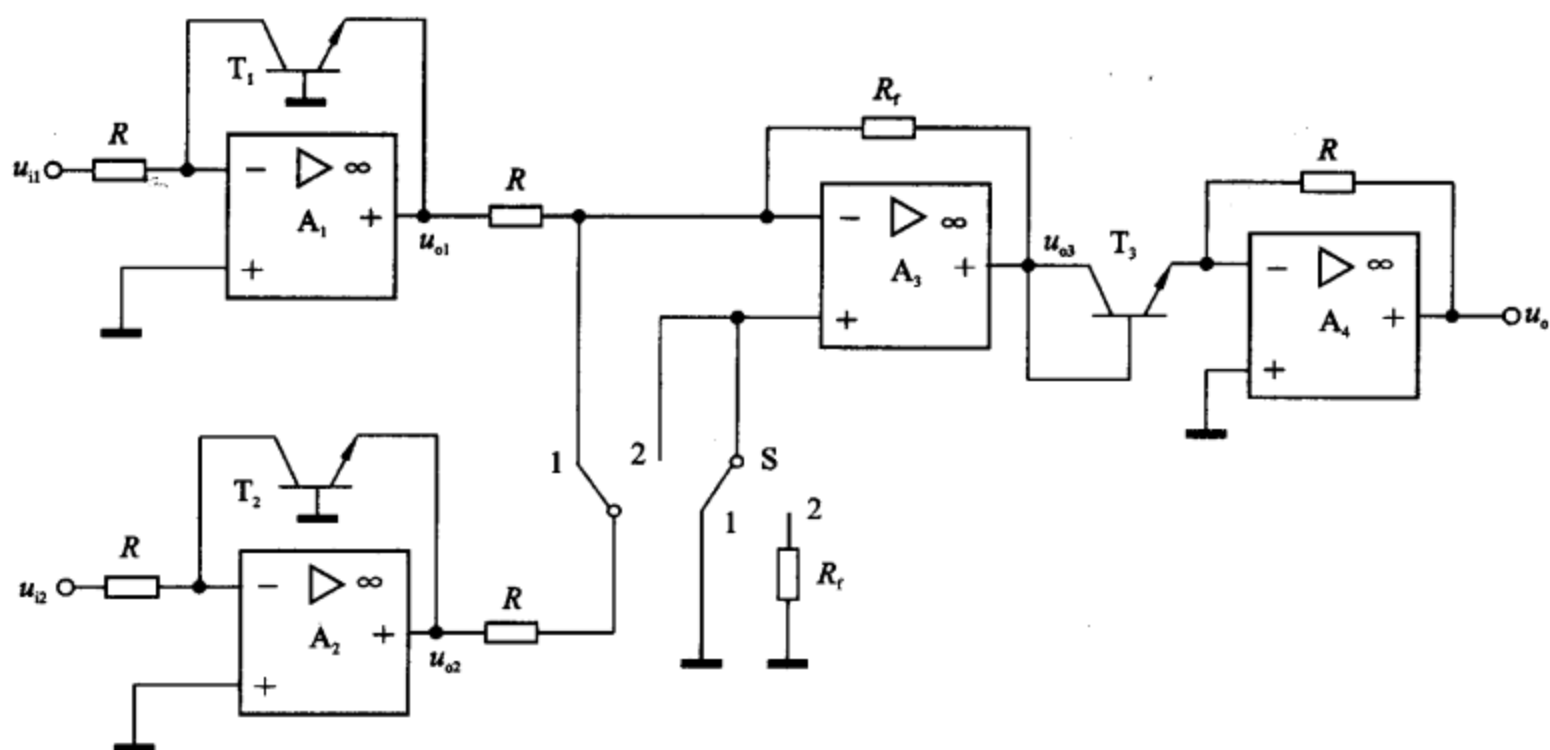


图 4.55 题 4.44 用图

$$u_{o3} = \frac{R_f}{R} \cdot (u_{o2} - u_{o1}) = U_T \ln \left(\frac{u_{i1}}{u_{i2}} \right)^n$$

$$u_o = -RI_S e^{(u_{o3}/U_T)} \approx -RI_S \left(\frac{u_{i1}}{u_{i2}} \right)^n$$

第5章 放大器的频率响应

5.1 重点与难点

5.1.1 主要内容

频率响应概述;单级共射放大器的频率响应;共集和共基放大器的频率响应及组合宽带放大器;多级放大器的频率特性;频率响应与阶跃响应。

5.1.2 重点

1. 放大电路频响的概念:频率响应和频率失真,影响放大电路高、低频响应的因素;
2. 渐近波特图的概念及作图方法;
3. 三种基本放大电路频率响应的分析和计算;
4. 多级放大电路频率特性的分析。

5.1.3 难点

1. 单级放大电路参数与频率响应之间的关系;
2. 多级放大电路频率响应的计算。

5.2 习题与解答

题 5.1 一放大器的中频增益 $A_{um}=40$ dB, 上限频率 $f_H=2$ MHz, 下限频率 $f_L=100$ Hz, 输出不失真的动态范围 $U_{opp}=10$ V, 讨论在下列各种输入信号情况下会不会产生失真。

- ① $u_i(t)=0.1 \sin(2\pi \times 10^4)t$ V;
- ② $u_i(t)=10 \sin(2\pi \times 3 \times 10^6)t$ mV;
- ③ $u_i(t)=10\sin(2\pi \times 10^4 t)+10\sin(2\pi \times 2 \times 10^5 t)$ mV;
- ④ $u_i(t)=10\sin(2\pi \times 10 t)+10\sin(2\pi \times 5 \times 10^4 t)$ mV;
- ⑤ $u_i(t)=10\sin(2\pi \times 10^3 t)+10\sin(2\pi \times 10^7 t)$ mV。

解: ① $U_{im}=0.1$ V, $f=10^4$ Hz, 存在非线性失真。

② $U_{im}=10$ mV, $f=3 \times 10^6$ Hz, 不产生幅度失真, 但输出电压小于 1 V。

③ $U_{in}=10\text{ mV}$, $f_1=10^4\text{ Hz}$, $f_2=2\times 10^5\text{ Hz}$, 不产生幅度失真。

④ $U_{im}=10\text{ mV}$, $f_1=10\text{ Hz}$, $f_2=5\times 10^4\text{ Hz}$, 一个频率分量在放大器通频带内, 产生幅度失真。

⑤ $U_{im}=10\text{ mV}$, $f_1=10^3\text{ Hz}$, $f_2=10^7\text{ Hz}$, 一个频率分量在放大器通频带外, 产生幅度失真。

题 5.2 假设两个单管共射放大电路的对数幅频特性分别如图 5.1(a)和(b)所示。

- ① 分别求出两个放大电路的中频电压放大倍数 $|\dot{A}_{um}|$, 及其下限频率 f_L 和上限频率 f_H ;
- ② 定性画出两个放大电路相应的对数相频特性。

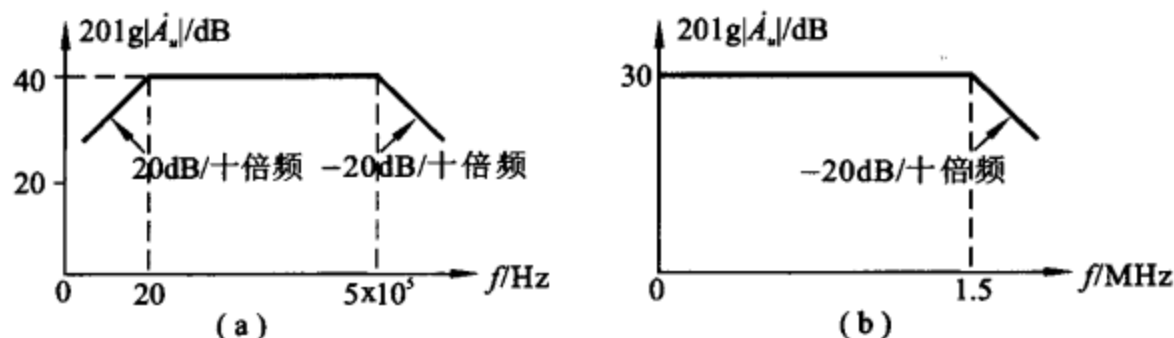


图 5.1 题 5.2 用图

解: ① 图 5.1(a): $|\dot{A}_{um}|=40\text{ dB}$, $f_L=20\text{ Hz}$, $f_H=5\times 10^5\text{ Hz}$ 。图 5.1(b): $|\dot{A}_{um}|=30\text{ dB}$, $f_H=1.5\text{ MHz}$ 。

② 相频特性如图 5.2(a)(b)所示。

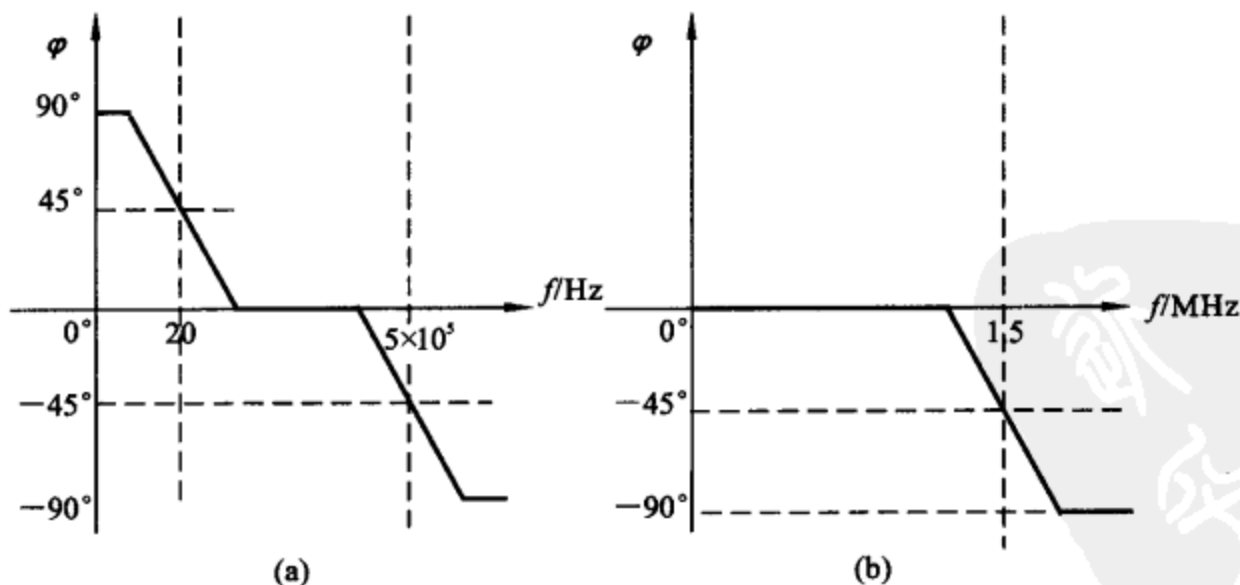


图 5.2 题 5.2 解图

题 5.3 已知某晶体管电流放大倍数 β 的频率特性波特图如图 5.3 所示, 试写出 β 的频率特性表达式, 分别指出该管的 f_β , f_T 各为多少? 并画出相频特性的渐近波特图。

解: 电流放大倍数 β 的频率特性为

$$\beta = \frac{\beta_0}{1 + j \frac{f}{f_\beta}}, \beta_0 = 40 \text{ dB} = 100$$

$$f_\beta = 1 \text{ MHz}, \quad f_T = 100 \text{ MHz}$$

画出相频特性如图 5.4 所示。

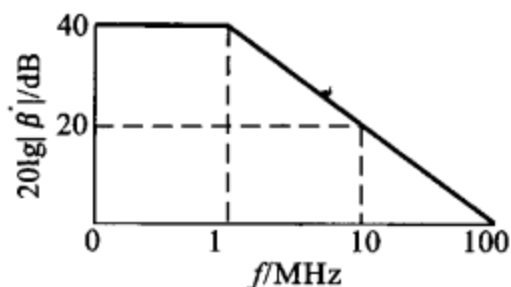


图 5.3 题 5.3 用图

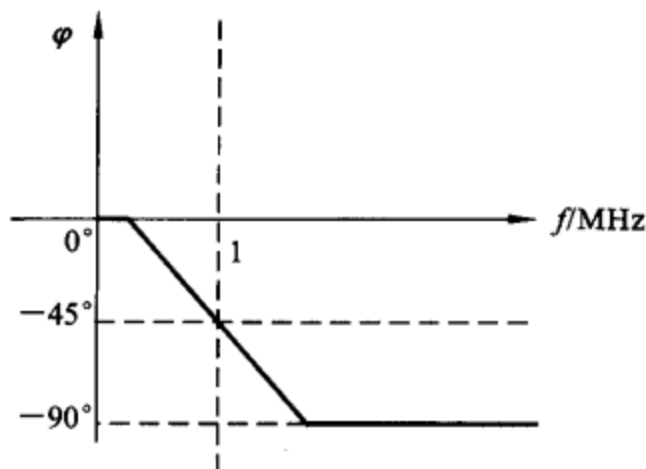


图 5.4 题 5.3 解图

题 5.4 ① 一个放大器的电压放大倍数为 60 dB, 相当于把电压信号放大了多少倍?

② 一个放大器的电压放大倍数为 20000, 问用分贝表示时是多少?

解: ① 60 dB, 相当于 1000 倍。

② 20000 倍相当于 86 dB。

题 5.5 某三极管在 $I_C = 1.5 \text{ mA}$ 时, 测得其低频 H 参数为 $h_{ie} = 1.1 \text{ k}\Omega$, $h_{fe} = 50$; 特征频率 $f_T = 100 \text{ MHz}$, $C_\mu = 3 \text{ pF}$, 求混合 Π 型参数 g_m , C_π 及 f_β 。

解: $g_m = 38.5 I_{EQ} \approx (38.5 \times 1.5) \text{ mS} = 57.75 \text{ mS}$

$$C_\pi = \frac{g_m}{2\pi f_T} = \left(\frac{57.75 \times 10^{-3}}{2\pi \times 10^8} \right) \text{ F} \approx 92 \text{ pF}$$

$$f_\beta \approx \frac{f_T}{\beta_0} = \left(\frac{100}{50} \right) \text{ MHz} = 2 \text{ MHz}.$$

题 5.6 已知单管放大器的中频电压增益 $\dot{A}_{um} = -200$, $f_L = 10 \text{ Hz}$, $f_H = 1 \text{ MHz}$ 。

① 画出放大器的渐近波特图;

② 当 $f = f_L$ 和 $f = f_H$ 时, 求电压放大倍数的模 $|\dot{A}_u|$ 和相角 φ 。

解: ① $\dot{A}_u = \frac{\dot{A}_{um}}{\left(1 + j \frac{f}{f_H}\right) \left(1 - j \frac{f_L}{f}\right)}$ 。其渐近波特图如图 5.5(a), (b) 所示。

② 当 $f = f_L$ 时, $\dot{A}_u(f_L) = 0.707 \dot{A}_{um}$, $\varphi(f_L) = -135^\circ$;

当 $f = f_H$ 时, $\dot{A}_u(f_H) = 0.707 \dot{A}_{um}$, $\varphi(f_H) = -225^\circ$ 。

题 5.7 已知某放大器的传递函数为 $A_u(s) = \frac{10^8 s}{(s + 10^2)(s + 10^5)}$ 。

- ① 画出相应的幅频特性与相频特性渐近波特图；
 ② 指出放大器的下限频率 f_L 、上限频率 f_H 和中频增益 A_{um} 。

解：用 $s=j\omega$ 代入 $A_u(s) = \frac{10^8 s}{(s+10^2)(s+10^5)}$ ，得

$$\dot{A}_u(j\omega) = \frac{10^8 \cdot j\omega}{(j\omega + 10^2)(j\omega + 10^5)} = \frac{10^3}{\left(1 - j \frac{10^2}{\omega}\right) \left(1 + j \frac{\omega}{10^5}\right)}$$

- ① 放大器的幅频特性与相频特性如图 5.6(a), (b) 所示。

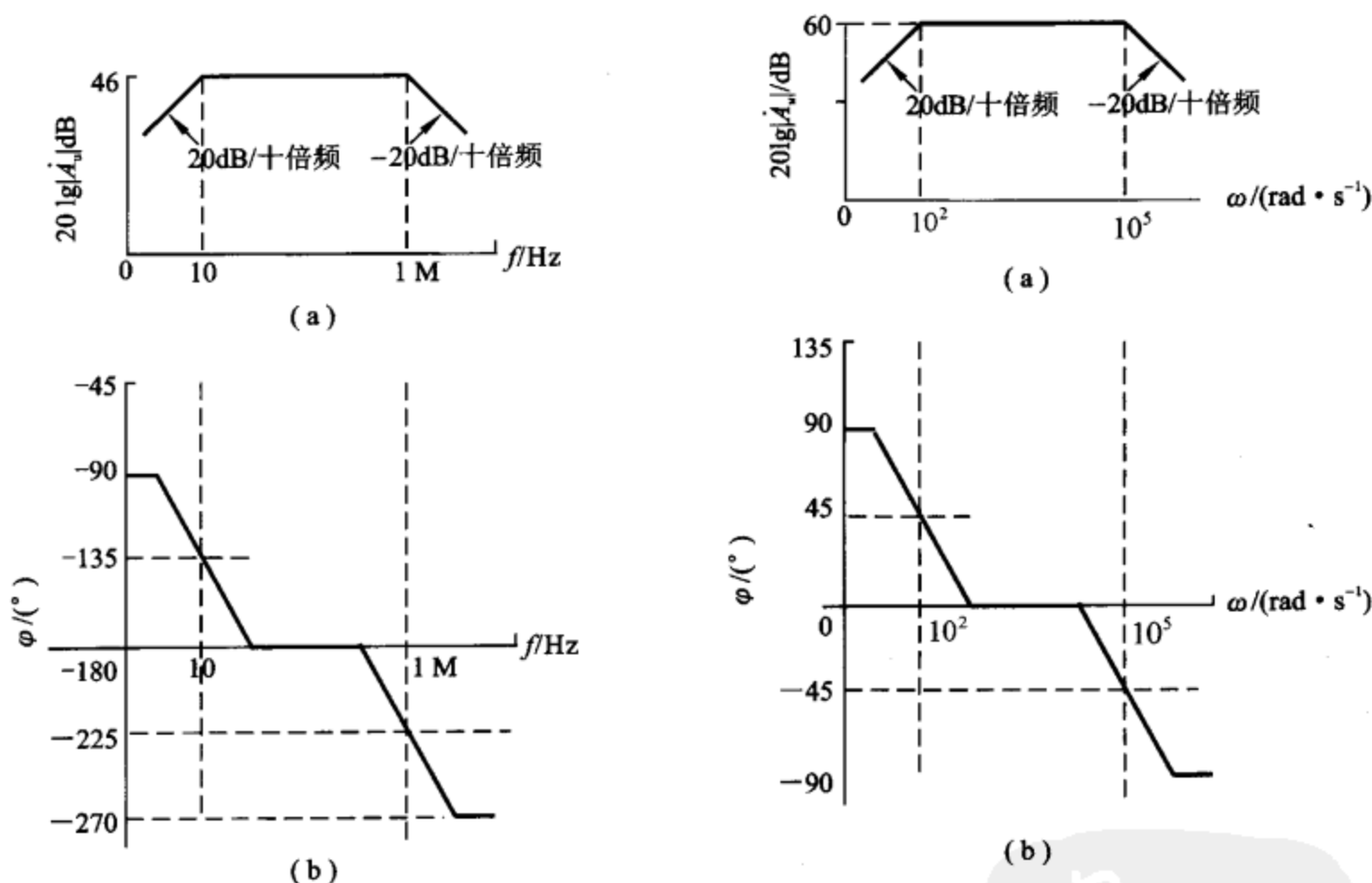


图 5.5 题 5.6 解图

- ② $A_{um} = 10^3$, $\omega_L = 10^2$ rad/s, $\omega_H = 10^5$ rad/s。

题 5.8 在图 5.7 所示放大电路中，已知三极管 $\beta = 50$, $r_{be} = 1.6$ k Ω , $r_{bb'} = 300$ Ω , $f_T = 100$ MHz, $C_\mu = 4$ pF, 试求该放大电路的下限频率 f_L 和上限频率 f_H 。

解： $f_{L1} = \frac{1}{2\pi \cdot R_i \cdot C_1}$

$$R_i = R_B // r_{be} \approx 1.6 \text{ k}\Omega$$

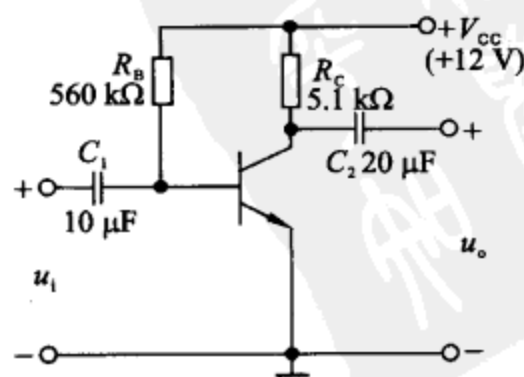


图 5.7 题 5.8 用图

$$f_{L1} = \left(\frac{1}{2\pi \times 1.6 \times 10^3 \times 10 \times 10^{-6}} \right) \text{ Hz} = 9.95 \text{ Hz}$$

$$f_{L2} = \frac{1}{2\pi(R_C + R_L) \cdot C_2} = 0 \text{ Hz}$$

所以,下限频率为 $f_L = f_{L1} = 9.95 \text{ Hz}$ 。

$$f_H = \frac{1}{2\pi \cdot R \cdot C'_\pi}$$

$$R = r_{b'e} // [r_{bb'} + R_B // R_s] = r_{b'e} // r_{b'b} = (1.3 // 0.3) \text{ k}\Omega \approx 0.244 \text{ k}\Omega$$

$$g_m \approx 38.5 I_{EQ} = \frac{I_{EQ}}{26}$$

$$r_{b'e} = (1 + \beta) \frac{26}{I_{EQ}} = (1 + \beta) \cdot \frac{1}{g_m}$$

$$g_m = \frac{1 + \beta}{r_{b'e}} = \left(\frac{51}{1.3} \right) \text{ mS} = 39.23 \text{ mS}$$

$$C'_\pi = C_\pi + (1 - A)C_\mu$$

$$A = -g_m \cdot R_C = -39.23 \times 5.1 = -200$$

$$C_\pi \approx \frac{g_m}{2\pi f_T} = 62.44 \text{ pF}$$

$$C'_\pi = C_\pi + (1 - A)C_\mu = [62.44 + (1 - (-200)) \times 4] \text{ pF} = 866.44 \text{ pF}$$

$$f_H = \left(\frac{1}{2\pi \times 0.244 \times 10^3 \times 866.44 \times 10^{-12}} \right) \text{ Hz} = 752.8 \text{ kHz}$$

题 5.9 放大器如图 5.8 所示,已知 $I_C = 2.5 \text{ mA}$, $\beta = 50$, $C_\mu = 4 \text{ pF}$, $f_T = 50 \text{ MHz}$, $r_{bb'} = 50 \text{ }\Omega$, 求放大器的下限频率 f_L 和上限频率 f_H 。

解:

$$f_L = \frac{1}{2\pi(R_s + R_i) \cdot C_1}$$

$$f_H = \frac{1}{2\pi \cdot R \cdot C'_\pi}$$

$$r_{b'e} = (1 + \beta) \cdot \frac{26}{I_{EQ}} = 520 \text{ }\Omega$$

$$r_{be} = r_{bb'} + r_{b'e} = 570 \text{ }\Omega$$

$$g_m = \frac{\beta}{r_{b'e}} = \left(\frac{50}{520} \right) \text{ S} = 0.096 \text{ S}$$

$$C_\pi \approx \frac{g_m}{2\pi f_T} = \left(\frac{0.096}{2\pi \times 50 \times 10^6} \right) \text{ F} = 305.6 \text{ pF}$$

$$A = -g_m \cdot R'_L = -g_m \cdot R_C = -0.096 \times 500 = -48$$

$$C'_\mu = (1 - A) \cdot C_\mu = [(1 + 48) \times 4] \text{ pF} = 196 \text{ pF}$$

$$C'_\pi = C'_\mu + C_\pi = (196 + 305.6) \text{ pF} = 501.6 \text{ pF}$$

$$R_i = R_B // r_{be} = 568.5 \Omega$$

$$R = r_{b'e} // [r_{bb'} + (R_s // R_B)] = \{520 // [50 + (50 // 220 \times 10^3)]\} \Omega = 84 \Omega$$

$$f_L = \frac{1}{2\pi(R_s + R_i) \cdot C_1} = \left[\frac{1}{2\pi \times (50 + 568.5) \times 1 \times 10^{-6}} \right] \text{Hz} = 257.3 \text{ Hz}$$

$$f_H = \frac{1}{2\pi R \cdot C'_\pi} = \left(\frac{1}{2\pi \times 84 \times 501.6 \times 10^{-12}} \right) \text{Hz} = 3.78 \text{ MHz}$$

题 5.10 在图 5.8 所示单管共射放大器中假设分别改变下列各项参数,试分析放大器的中频电压放大倍数 $|\dot{A}_{usm}|$ 、下限频率 f_L 和上限频率 f_H 将如何变化。

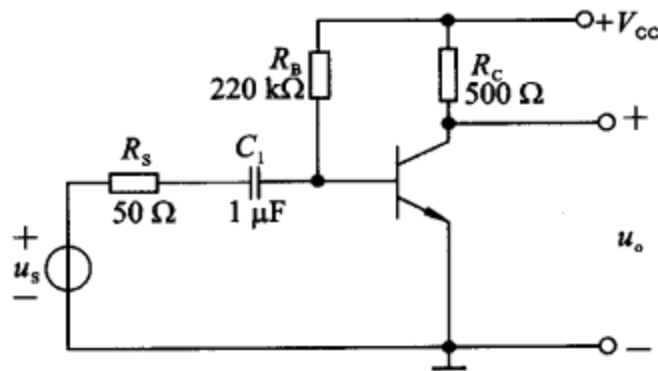


图 5.8 题 5.9 用图

- ① 增大耦合电容 C_1 ;
- ② 增大基极电阻 R_B ;
- ③ 增大集电极电阻 R_C ;
- ④ 增大共射电流放大系数 β ;
- ⑤ 增大三极管极间电容 C_π, C_μ 。

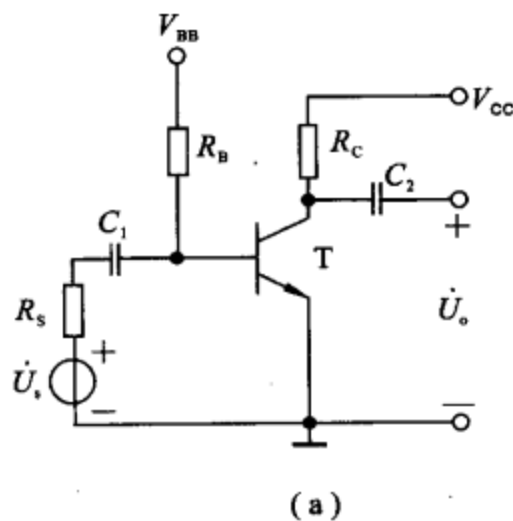
解: 根据

$$f_L = \frac{1}{2\pi(R_s + R_i) \cdot C_1}, f_H = \frac{1}{2\pi \cdot R \cdot C'_\pi}$$

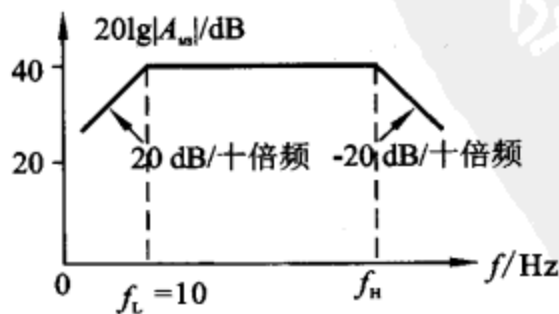
- ① 增大 C_1 , f_L 减小。
- ② 增大 R_B , f_L 略有下降, f_H 略有下降, 对 $|\dot{A}_{usm}|$ 影响不大。
- ③ 增大 R_C , 使 C'_μ 增大, f_H 下降, $|\dot{A}_{usm}|$ 增加。
- ④ 增大 β , 使 g_m 增加, C_π 增加, A 增加, C'_π 增加, f_H 下降, $|\dot{A}_{usm}|$ 增加。
- ⑤ 增加 C_π, C_μ , 使 f_H 下降。

题 5.11 放大电路如图 5.9(a) 所示, 已知晶体管参数 $\beta=100$, $r_{bb'}=100 \Omega$, $r_{b'e}=2.6 \text{ k}\Omega$, $C_\pi=60 \text{ pF}$, $C_\mu=4 \text{ pF}$, $R_B=500 \text{ k}\Omega$, 源电阻 $R_s=1 \text{ k}\Omega$, 要求频率特性如图 5.9(b) 所示。

- ① 求 R_C ; ② 求 C_1 ; ③ 求 f_H 。



(a)



(b)

图 5.9 题 5.11 用图

解: 根据图 5.9(b)可知: $f_L = 10 \text{ Hz}$, $|\dot{A}_{usm}| = 40 \text{ dB} = 100$ 。

$$\textcircled{1} |\dot{A}_{usm}| = \left| \frac{-R_i}{R_s + R_i} \cdot \frac{r_{b'e}}{r_{bb'} + r_{b'e}} \cdot g_m \cdot R_C \right|$$

$$R_i = R_B // r_{be} = (500 // 2.7) \text{ k}\Omega \approx 2.7 \text{ k}\Omega$$

$$g_m = \frac{\beta}{r_{b'e}} = \left(\frac{100}{2.6} \right) \text{ mS} = 38.46 \text{ mS}$$

$$100 = \frac{2.7}{2.7+1} \times \frac{2.6}{2.7} \times 38.46 \times 10^{-3} \times R_C$$

$$R_C = 3.7 \text{ k}\Omega$$

$$\textcircled{2} f_L = \frac{1}{2\pi(R_s + R_i) \cdot C_1}$$

$$10 = \frac{1}{2\pi(1+2.7) \times 10^3 \cdot C_1}$$

$$C_1 = 4.3 \text{ }\mu\text{F}$$

$$\textcircled{3} f_H = \frac{1}{2\pi \cdot R \cdot C'_\pi}$$

$$R = r_{b'e} // [r_{bb'} + (R_s // R_B)] = \{2.6 // [0.1 + (1 // 500)]\} \text{ k}\Omega = (2.6 // 1.1) \text{ k}\Omega = 0.773 \text{ k}\Omega$$

$$A = -g_m \cdot R_C = -38.46 \times 3.7 = -142.3$$

$$C'_\pi = C_\pi + (1-A) \cdot C_\mu = [60 + (1 - (-142.3)) \times 4] \text{ pF} = 633.2 \text{ pF}$$

$$f_H = \left(\frac{1}{2\pi \times 773 \times 633.2 \times 10^{-12}} \right) \text{ Hz} = 325 \text{ kHz}$$

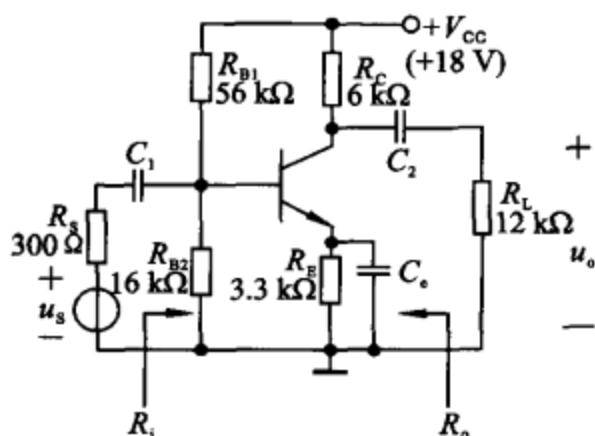


图 5.10 题 5.12 用图

题 5.12 三极管放大器如图 5.10 所示, 已知三极管 $\beta = 100$, $r_{bb'} = 100 \text{ }\Omega$, $U_{BEQ} = 0.7 \text{ V}$, $U_{CE(sat)} = 0.7 \text{ V}$, $C_\mu = 4 \text{ pF}$, $f_T = 150 \text{ MHz}$, $C_1 = C_2 = 10 \text{ }\mu\text{F}$, $C_E = 30 \text{ }\mu\text{F}$ 。

- ① 计算直流工作点 Q;
- ② 计算 A_u , A_{us} , R_i 和 R_o ;
- ③ 计算输出电压最大幅度;
- ④ 计算电路上下限频率 f_L 和 f_H , 并画出幅频、相频特性曲线。

解: ① 静态工作点 Q:

$$\text{三极管的基极电位: } U_B = \frac{R_{B2}}{R_{B1} + R_{B2}} \cdot V_{CC} = 4 \text{ V}$$

$$\text{集电极电流: } I_{CQ} \approx I_{EQ} = \frac{U_B - U_{BEQ}}{R_E} = 1 \text{ mA}$$

$$\text{基极电流: } I_{BQ} = \frac{I_{CQ}}{\beta} = 10 \text{ }\mu\text{A}$$

C,E 间电压: $U_{CEQ} \approx V_{CC} - I_{CQ}(R_C + R_E) = 8.7 \text{ V}$ 。

② 画出微变等效电路如图 5.11(a)所示。

$$R_i = R_{B1} // R_{B2} // r_{be}$$

$$r_{be} = r_{bb'} + (1 + \beta) \cdot \frac{26}{I_{EQ}} = 2.7 \text{ k}\Omega$$

所以

$$R_i = 2.2 \text{ k}\Omega$$

$$R_o \approx R_C = 6 \text{ k}\Omega$$

$$A_u = \frac{u_o}{u_i} = -\frac{\beta(R_C // R_L)}{r_{be}} = -148$$

$$A_{us} = \frac{u_o}{u_s} = \frac{R_i}{R_i + R_s} \cdot A_u = -130$$

③ 画交、直流负载线,如图 5.11(b)所示。求得交流负载线与横坐标交点:

$$V'_{CC} = U_{CEQ} + I_{CQ} \cdot (R_C // R_L) = 12.7 \text{ V}$$

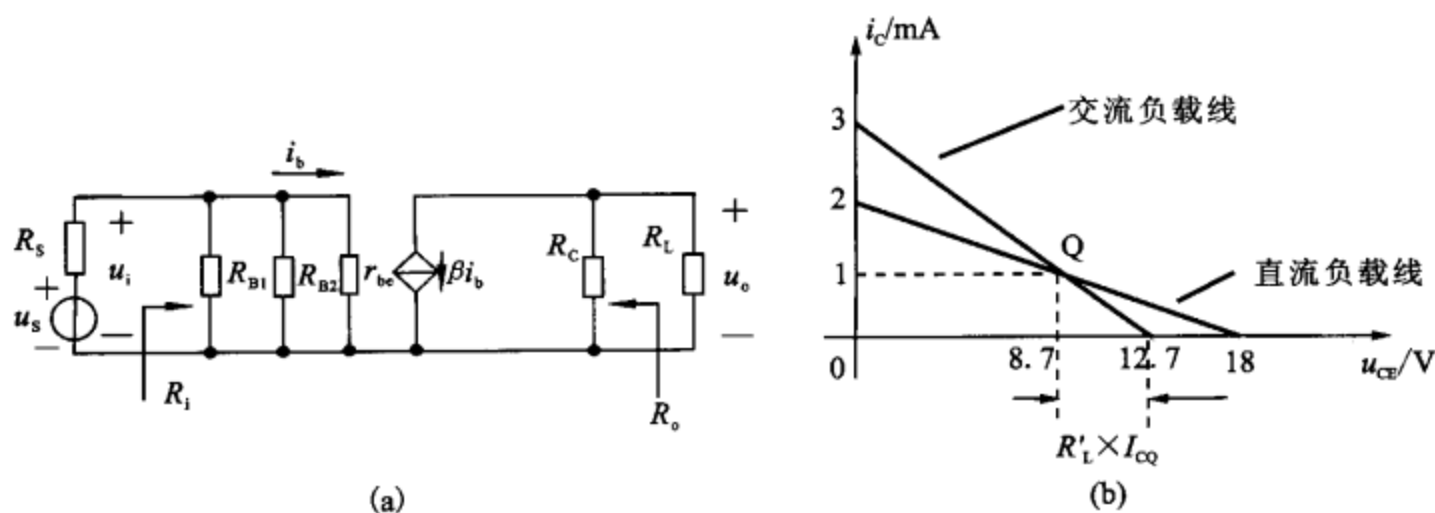


图 5.11 题 5.12 解图

电路的最大输出幅度 U_{omax} 由交流负载线决定。比较 $V'_{CC} - U_{CEQ}$ 和 $U_{CEQ} - U_{CE(sat)}$ 的大小, 取数值小的一段再除以 $\sqrt{2}$ 即为电路的最大输出幅度 U_{omax} (有效值)。即:

$$U_{omax} = \frac{\min\{(V'_{CC} - U_{CEQ}), (U_{CEQ} - U_{CE(sat)})\}}{\sqrt{2}} = \frac{4}{\sqrt{2}} = 2.83 \text{ V}。$$

④ 下限截止频率: 电路电容 C_1 , C_2 和 C_e 所在回路等效电路如图 5.12(a), (b), (c) 所示。

$$C_1 \text{ 单独作用时: } f_{L1} = \frac{1}{2\pi(R_s + R_i) \cdot C_1} =$$

6.4 Hz

$$C_2 \text{ 单独作用时: } f_{L2} = \frac{1}{2\pi(R_C + R_L) \cdot C_2} =$$

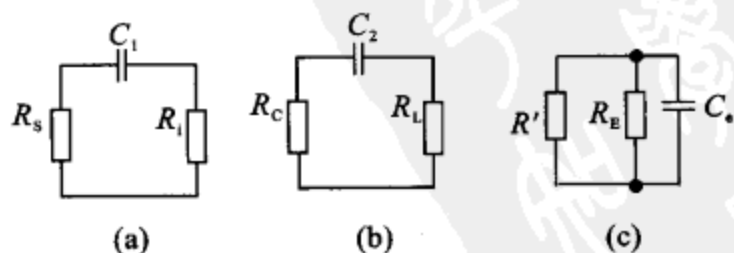


图 5.12 题 5.12 解图

8.8 Hz

$$C_e \text{ 单独作用时: } f_{L3} = \frac{1}{2\pi(R_E // R') \cdot C_e}$$

$$R' = \frac{r_{be} + R_s // R_{B1} // R_{B2}}{1 + \beta} = 29.7 \Omega$$

所以

$$f_{L3} = 178.6 \text{ Hz}$$

综合考虑 C_1 , C_2 和 C_e 的作用, 由于 f_{L3} 远大于 f_{L1} , f_{L2} , 故取 f_{L3} 值为电路的下限截止频率。即: $f_L = 178.6 \text{ Hz}$ 。

上限截止频率: 高频等效电路如图 5.13 所示。

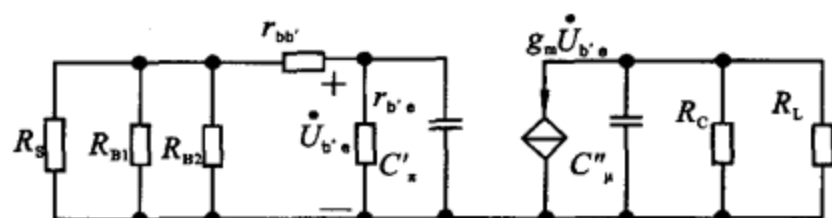


图 5.13 题 5.12 解图

$$\text{其中: } C_{\pi}' = C_{\pi} + [1 + g_m(R_C // R_L)] \cdot C_{\mu}$$

$$g_m = \frac{\beta}{r_{b'e}}$$

$$C_{\mu}' = \left(1 + \frac{1}{g_m(R_C // R_L)}\right) \cdot C_{\mu}$$

$$C_{\pi} = \frac{g_m}{2\pi f_T}$$

代入参数可求得: $g_m = 38 \text{ mS}$, $C_{\pi} = 40 \text{ pF}$, $C_{\pi}' = 652 \text{ pF}$, $C_{\mu}' = C_{\mu}$ 。

当输入回路中, C_{π}' 单独作用时:

$$f_{H1} = \frac{1}{2\pi C_{\pi}' [r_{b'e} // (r_{bb'} + R_s // R_{B1} // R_{B2})]} = 0.7 \text{ MHz}$$

当输出回路中, C_{μ}' 单独作用时:

$$f_{H2} = \frac{1}{2\pi C_{\mu}' (R_C // R_L)} = 9.9 \text{ MHz}$$

由于 f_{H1} 远小于 f_{H2} , 故取 f_{H1} 为电路的上限截止频率。即: $f_H = 0.7 \text{ MHz}$ 。电路的幅频、相频特性曲线如图 5.14(a), (b) 所示。

题 5.13 在一个两级放大器电路中, 已知第一级的中频电压放大倍数 $\dot{A}_{um1} = -100$, 下限频率 $f_{L1} = 10 \text{ Hz}$, 上限频率 $f_{H1} = 20 \text{ kHz}$; 第二级的 $\dot{A}_{um2} = -20$, $f_{L2} = 100 \text{ Hz}$, $f_{H2} = 150 \text{ kHz}$ 。求该两级放大电路总的对数电压增益及其总的上、下限频率。

解: 第一级: $\dot{A}_{um1} = -100$, $f_{L1} = 10 \text{ Hz}$, $f_{H1} = 20 \text{ kHz}$ 。

$$\dot{A}_1(f) = \frac{-100}{\left(1 + j \frac{f}{f_{H1}}\right) \left(1 - j \frac{f_{L1}}{f}\right)}$$

第二级: $\dot{A}_{um2} = -20, f_{L2} = 100 \text{ Hz}, f_{H2} = 150 \text{ kHz}$ 。

$$\dot{A}_2(f) = \frac{-20}{\left(1 + j \frac{f}{f_{H2}}\right) \left(1 - j \frac{f_{L2}}{f}\right)}$$

总增益: $\dot{A}_{um} = \dot{A}_{um1} \cdot \dot{A}_{um2} = 2000$ 。

由于 $f_{L1} \ll f_{L2}$, 所以两级放大电路的下限截止频率由 f_{L2} 决定。而 $f_{H1} \ll f_{H2}$, 两级放大电路的上限截止频率近似为 f_{H1} 。

$$\text{所以 } \dot{A}(f) = \frac{2000}{\left(1 + j \frac{f}{f_H}\right) \left(1 - j \frac{f_{L2}}{f}\right)}。$$

题 5.14 已知某微变放大电路的幅频特性如图 5.15 所示。

- ① 该电路是何种耦合方式?
- ② 该电路由几级放大电路组成?
- ③ 当 $f = 10^4 \text{ Hz}$ 时, 求其附加相移; 又当 $f = 10^5 \text{ Hz}$ 时, 求其附加相移;

- ④ 写出该电路 $\dot{A}_{us}$ 的表达式;
- ⑤ 近似估算该电路的上限频率。

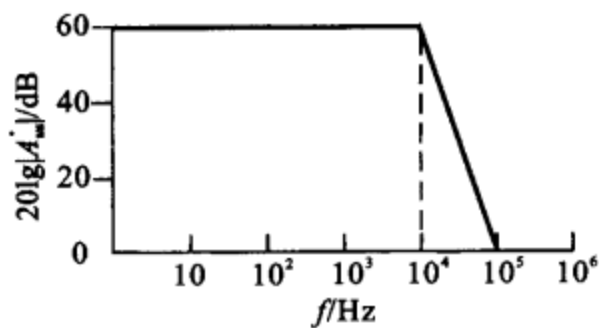


图 5.15 题 5.14 用图

三级的相移应为 -270° 。

- ④ 增益表达式:

$$\dot{A}_{us}(f) = \frac{1000}{\left(1 + j \frac{f}{f_H}\right)^3}, \text{ 其中 } f_H = 10^4 \text{ Hz}。$$

- ⑤ 上限截止频率:

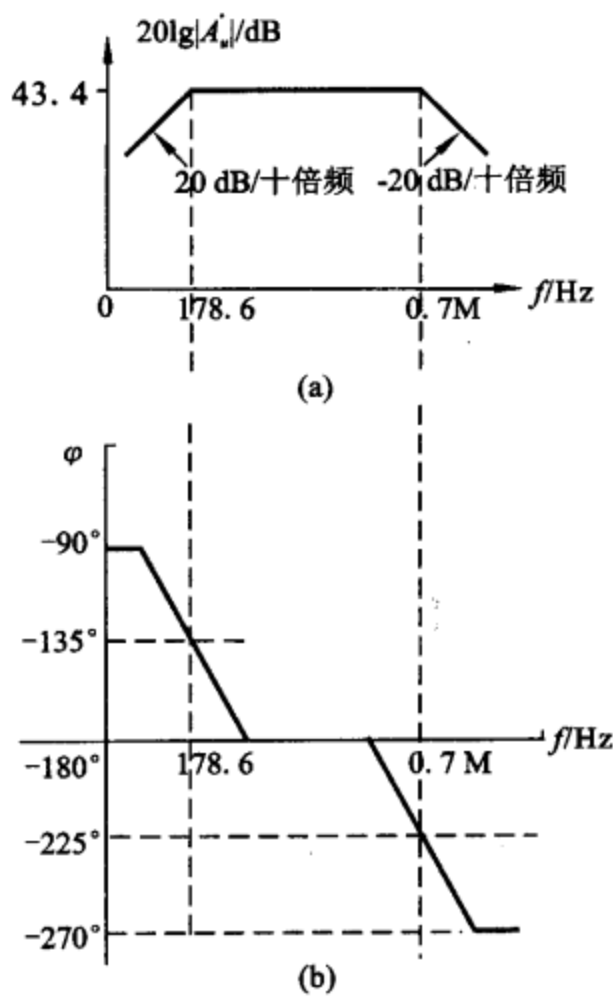


图 5.14 题 5.12 解图

解: ① 由幅频特性看出, 电路 $f_L = 0 \text{ Hz}$, 是直接耦合方式。

② 图中可看出斜率为 -60 dB/十倍频 , 因此, 电路由 3 级放大电路构成。

③ 当 $f = 10^4$ 时, 一级的相移为 -45° , 三级的相移应为 -135° 。当 $f = 10^5 = 10f_H$ 时, $\varphi(f) = -3\arctan\left(\frac{f}{f_H}\right)$, 可近似认为: 一级的相移为 -90° ,

$$\frac{1}{f'_H} \approx 1.1 \sqrt{\frac{3}{f_H^2}} = \frac{1.1\sqrt{3}}{f_H}$$

所以 $f'_H = 5.248 \text{ kHz}$ 。

题 5.15 用上限频率为 20 MHz 的示波器,能否观测持续期为 30 ns 的脉冲? 试说明理由。

解: 30 ns 的脉冲,其频率为 33.3 MHz。已超出 20 MHz 示波器测量上限,因此不能观测。

5.3 提高题与参考答案

题 5.16 射极输出器如图 5.16 所示,已知 $U_{BE} = 0.7 \text{ V}$, $\beta = 50$, $r_{bb'} = 200 \Omega$

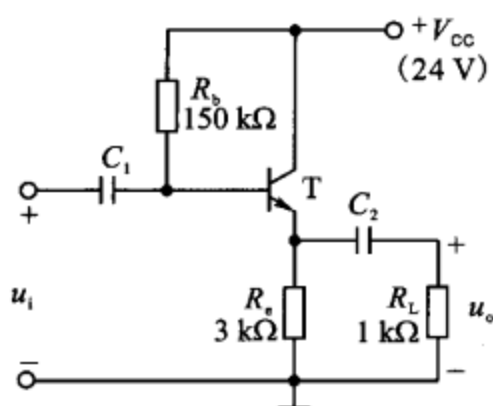


图 5.16 题 5.16 用图

① 求静态值 I_{BQ} , I_{CQ} , U_{CEQ} ;

② 求中频参数 A_u , R_i , R_o ;

③ 求该电路的最大输出电压幅值 U_{om} ;

④ 当 $C_2 = 1 \mu\text{F}$ 时,求其决定的下限频率 f_L ;

⑤ 若要使 U_{omax} 为最大(忽略饱和压降), R_b 应调为多大?

这时输出幅值 $U_{omax} = ?$

解: ① 静态时, C_1, C_2 均视为开路。则:

$$V_{CC} = I_{BQ}R_b + U_{BE} + I_{EQ}R_e$$

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

得:

$$I_{BQ} = 0.0769 \text{ mA}$$

$$I_{EQ} = 3.922 \text{ mA}$$

$$I_{CQ} = 3.845 \text{ mA}$$

$$U_{CEQ} = V_{CC} - I_{EQ}R_e = 12.234 \text{ V}$$

② 该电路为共集电路。

$$r_{be} = r_{bb'} + (1 + \beta) \frac{26}{I_{EQ}} = 0.538 \text{ k}\Omega$$

所以

$$R_i = R_b // [r_{be} + (1 + \beta)(R_e // R_L)] = 30.8 \text{ k}\Omega$$

$$R_o = R_e // \frac{r_{be}}{(1 + \beta)} = 10.5 \Omega$$

$$A_u = \frac{(1 + \beta)(R_e // R_L)}{r_{be} + (1 + \beta)(R_e // R_L)} = 0.985$$

③

$$I_{CQ}(R_e // R_L) = 2.884 \text{ V}$$

$$U_{CEQ} - U_{CE(sat)} = 12.234 \text{ V (忽略饱和压降)}$$

所以 $U_{om} = 2.884 \text{ V}$ 。

$$\textcircled{4} f_L = \frac{1}{2\pi(R_o + R_L)C_2} = 158 \text{ Hz}。$$

⑤ 当静态工作点 Q 位于交流负载线中点时,有最大动态范围。

$$U_{omax} = U'_{CEQ} - U_{CE(sat)} = I'_{CQ}(R_e // R_L) = 0.75I'_{CQ} \quad (U_{CE(sat)} \approx 0)$$

$$U'_{CEQ} = V_{CC} - I'_{CQ}R_e = 24 - 3I'_{CQ}$$

得:

$$I'_{CQ} = 6.4 \text{ mA}$$

$$I'_{BQ} = 0.128 \text{ mA}$$

$$\text{所以 } R_b = \frac{V_{CC} - 0.7 - (1 + \beta)I'_{BQ}R_e}{I'_{BQ}} = 29 \text{ k}\Omega。$$

题 5.17 电路如图 5.17 所示,已知 $C_\pi = C_\mu = 5 \text{ pF}$, $g_m = 5 \text{ mS}$, $C_1 = C_2 = C_s = 10 \text{ }\mu\text{F}$ 。试求上下限频率 f_H, f_L 及中频增益 A_{usm} 分别为多少? 并写出源电压增益函数表达式。

解: 画出等效电路如图 5.18 所示。

$$C'_\pi = C_\pi + (1 - A)C_\mu = C_\pi + [1 + g_m(R_d // R_L)]C_\mu = 72 \text{ pF}$$

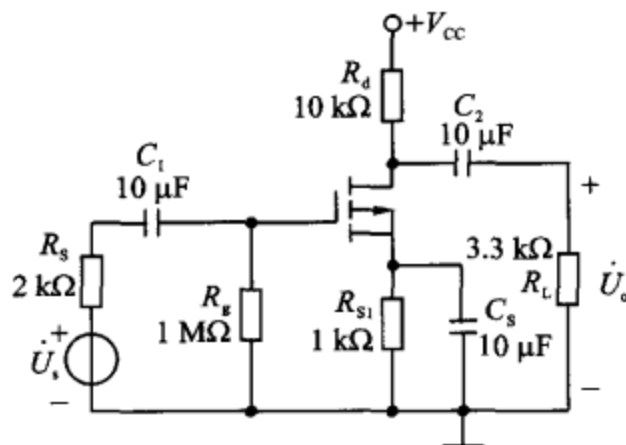


图 5.17 题 5.17 用图

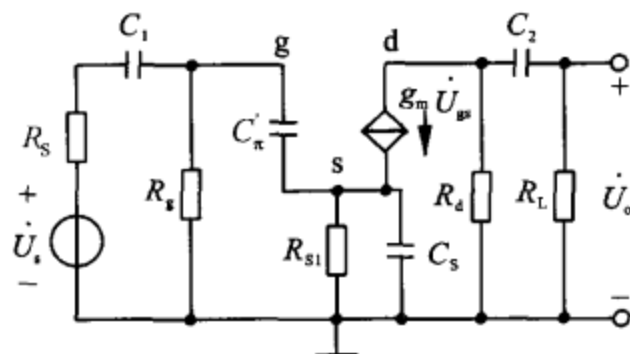


图 5.18 题 5.17 解图

所以

$$f_H = \frac{1}{2\pi RC'_\pi} = \frac{1}{2\pi(R_s // R_g)C'_\pi} = 1.1 \text{ MHz}$$

$$C_s \text{ 单独作用时的下限截止频率: } f_{L1} = \frac{1}{2\pi(R_s + R_g)C_1} = 0.016 \text{ Hz}$$

$$C_2 \text{ 单独作用时的下限截止频率: } f_{L2} = \frac{1}{2\pi(R_d + R_L)C_2} = 1.2 \text{ Hz}$$

$$C_s \text{ 单独作用时的下限截止频率: } f_{L3} = \frac{1}{2\pi\left(R_{s1} // \frac{1}{g_m}\right)C_s} = 95.5 \text{ Hz}$$

因为

$$f_{L3} \gg f_{L2} \gg f_{L1}$$

所以

$$f_L \approx f_{L3} = 95.5 \text{ Hz}$$

$$A_{usm} = \frac{R_g}{R_s + R_g} [-g_m(R_d // R_L)] = -12.4$$

$$\text{所以 } A_{us} = \frac{-12.4}{\left(1 + \frac{95.5}{jf}\right)\left(1 + \frac{jf}{1.1 \times 10^6}\right)}。$$

题 5.18 两级放大电路如图 5.19 所示, 已知 $R_s = 2 \text{ k}\Omega$, $R_g = 500 \text{ k}\Omega$, $R_{g1} = 90 \text{ k}\Omega$, $R_{g2} = 60 \text{ k}\Omega$, $R_{s1} = 0.5 \text{ k}\Omega$, $R_d = 6 \text{ k}\Omega$, $R_e = 3 \text{ k}\Omega$, $R_L = 4 \text{ k}\Omega$, $C_1 = C_2 = 5 \text{ }\mu\text{F}$, T_1 的 $g_m = 10 \text{ mS}$, T_2 的 $\beta = 100$, $r_{be} = 2 \text{ k}\Omega$, 试估算电路的下限截止频率 f_L 。

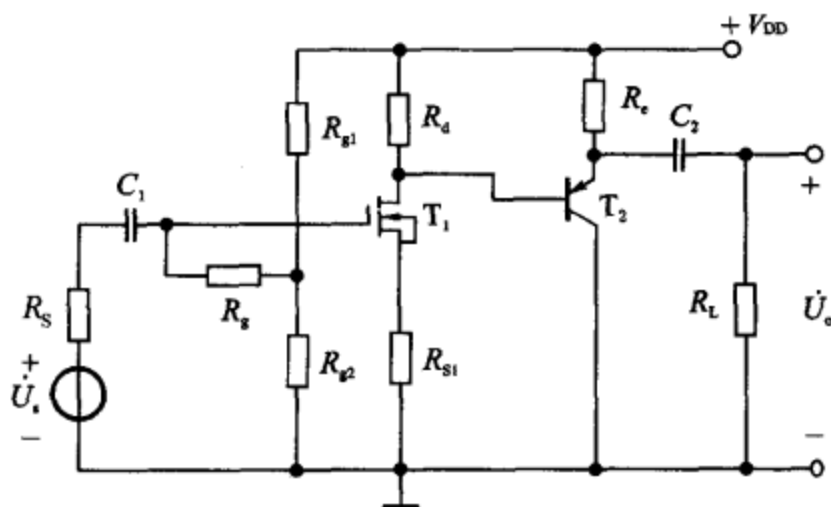


图 5.19 题 5.18 用图

解: C_1 所在回路低频等效电路如图 5.20(a)所示。

C_1 单独作用时的下限截止频率为:

$$f_{L1} = \frac{1}{2\pi(R_s + R_g + R_{g1} // R_{g2})C_1} = 0.06 \text{ Hz}$$

C_2 所在回路低频等效电路如图 5.20(b)所示。

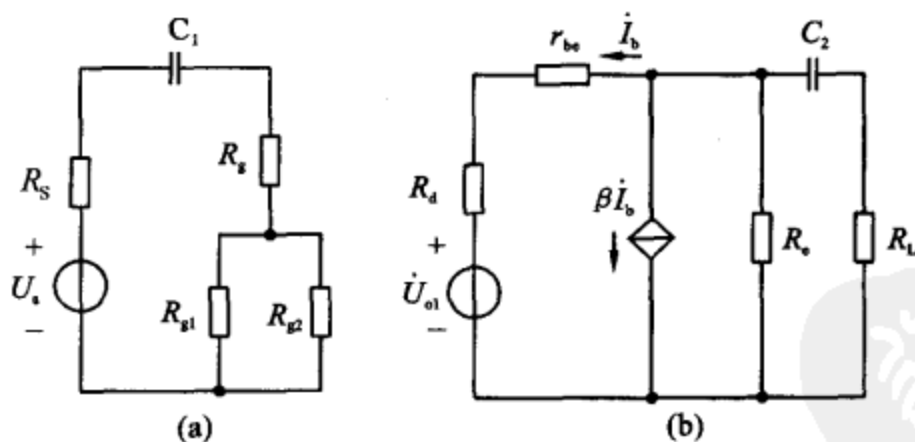


图 5.20 题 5.18 解图

C_2 单独作用时的下限截止频率为:

$$f_{L2} = \frac{1}{2\pi(R_L + R_e // \frac{r_{be} + R_d}{1 + \beta})C_2} = 7.8 \text{ Hz}$$

因为 $f_{L2} \gg f_{L1}$

所以 $f_L \approx f_{L2} = 7.8 \text{ Hz}$ 。

题 5.19 某放大电路的电压放大倍数的复数表达式为:

$$\dot{A}_u = \frac{0.5f^2}{(1+jf/2)(1+jf/100)(1+jf/10^5)} \quad (f \text{ 的单位为 Hz}),$$

- ① 其下限频率 f_L 为多少?
 ② 中频电压放大倍数 $\dot{A}_{um}$ 为多少?

解: 由 $\dot{A}_u$ 可画出渐近波特图如图 5.21 所示。则可得:

- ① $f_L = 100 \text{ Hz}$,
 ② $\dot{A}_{um} = 100$ 。

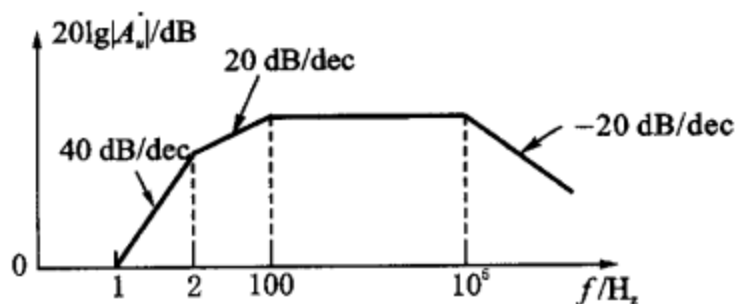


图 5.21 题 5.19 解图

题 5.20 一放大器的混合 Π 等效电路如图 5.22 所示, 其中 $R_s \approx 100 \Omega$, $r_{bb'} = 100 \Omega$, $\beta = 100$, 工作点电流 $I_{CQ} = 1 \text{ mA}$, $C_{b'e} = 2 \text{ pF}$, $f_T = 300 \text{ MHz}$, $R_C = R_L = 1 \text{ k}\Omega$, 试问:

- ① $r_{b'e} = ?$ $C_{b'e} = ?$ $g_m = ?$
 ② 密勒等效电容 $C_M = ?$
 ③ 中频增益 $A_{usm} = ?$
 ④ 上限频率 $f_{H1} = ?$ $\Delta\phi(jf_{H1}) = ?$

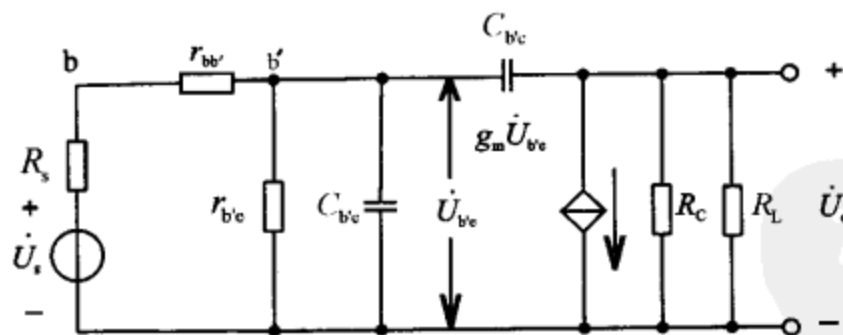


图 5.22 题 5.20 用图

解: ① $r_{b'e} = (1+\beta)r_e = (1+\beta)\frac{26}{I_{CQ}} \approx 2.6 \text{ k}\Omega$

$$C_{b'e} = \frac{1}{2\pi f_T r_e} = \left(\frac{1}{2\pi \times 300 \times 10^6 \times 26} \right) \text{ F} \approx (2.04 \times 10^{-11}) \text{ F} = 20.4 \text{ pF}.$$

$$\text{② } C_M = (1+g_m R'_L) C_{b'c} = \left[\left(1 + \frac{500}{26} \right) \times 2 \right] \text{ pF} = 40.4 \text{ pF}.$$

$$\begin{aligned} \textcircled{3} A_{usm} &= -g_m R'_L \frac{r_{b'e}}{R_s + r_{b'e} + r_{bb'}} \\ &= -\frac{1}{26} \times 500 \times \frac{2.6}{0.1 + 2.6 + 0.2} = -17.24. \end{aligned}$$

$$\begin{aligned} \textcircled{4} f_{H1} &= \frac{1}{2\pi[(R_s + r_{bb'}) // r_{b'e}](C_{b'e} + C_M)} \\ &= \left[\frac{1}{2\pi \times \frac{0.2 \times 2.6}{0.2 + 2.6} \times (20.4 + 40.4) \times 10^{-9}} \right] \text{Hz} = 14.1 \text{ MHz} \end{aligned}$$

附加相移 $\Delta\phi(jf_{H1})$ 为 f_{H1} 所对应的相移。所以, $\Delta\phi(jf_{H1}) = (-45^\circ) + (-180^\circ) = -225^\circ$ 。

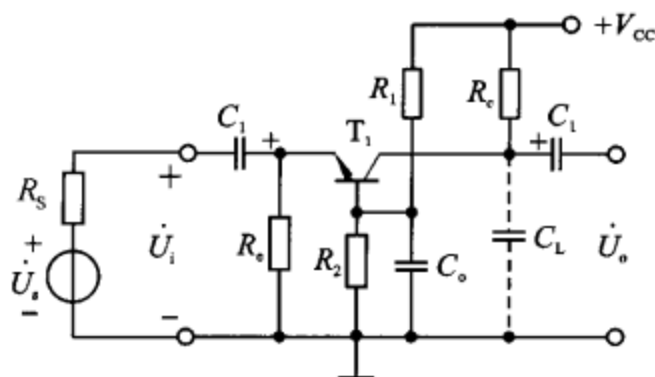


图 5.23

题 5.21 共基极放大电路如图 5.23 所示, 设三极管参数为 $R_s = 100 \Omega$, $\beta_0 = 60$, $r_{bb'} = 50 \Omega$, $r_{b'e} = 660 \Omega$, $f_T = 220 \text{ MHz}$, $I_{EQ} = 2.4 \text{ mA}$, $C_\mu = 5 \text{ pF}$, $R_c = 2 \text{ k}\Omega$, 试计算在负载电容 $C_L = 0 \text{ pF}$ 和 $C_L = 50 \text{ pF}$ 时, 共基放大器的上限频率。

解: 考虑到 $R_c \gg r_{be}$, 忽略 R_c , 画出共基放大器的高频混合 π 型微变等效电路如图 5.24(a)。将电流源画成如图 5.24(b) 所示电路。接在 $\dot{U}_{b'e}$ 两端的 $g_m \dot{U}_{b'e}$ 用一个 $1/g_m$ 电阻置换, 和 $r_{b'e}$ 合并可得:

$$g_m = \frac{I_{EQ}}{26} = \left(\frac{2.4}{26} \right) \text{ S} = 92.3 \text{ mS}$$

$$C_\pi = \frac{\beta_0}{2\pi r_{b'e} f_T} = \left(\frac{60}{2\pi \times 660 \times 200 \times 10^6} \right) \text{ F} = 72 \text{ pF}$$

$$r_e = \frac{1}{g_m} // r_{b'e} = r_{b'e} / (1 + \beta_0) = \left(\frac{660}{61} \right) \Omega = 11 \Omega$$

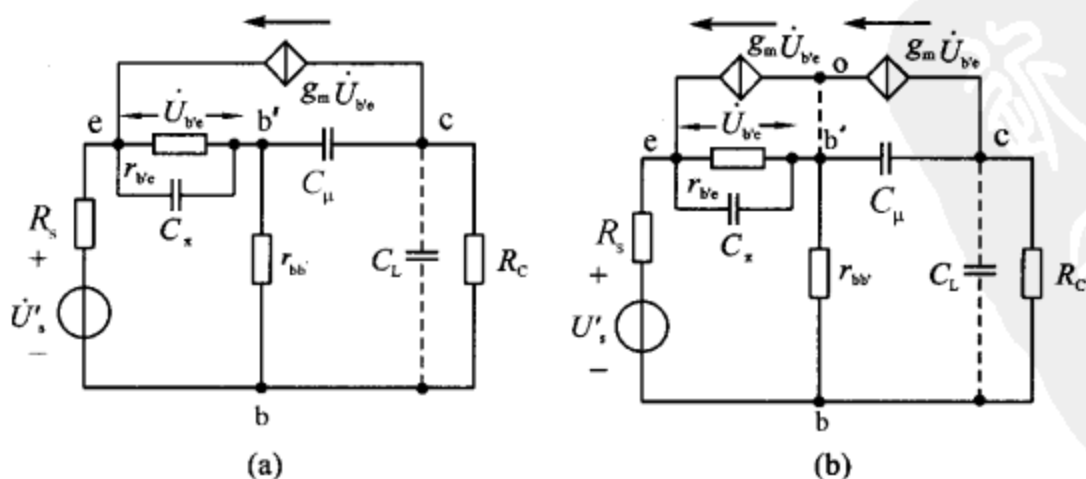


图 5.24 题 5.21 解图

于是可简化为图 5.25(a)所示电路。

$$\dot{U}_{b'e} = \dot{I}_e Z_e = \frac{\dot{I}_e r_e}{1 + j\omega r_e C_\pi}$$

而

$$g_m = \frac{\beta_0}{r_{b'e}} = \frac{\beta_0}{(1 + \beta_0)r_e} = \frac{\alpha_0}{r_e}$$

所以

$$g_m \dot{U}_{b'e} = \frac{\alpha_0 \dot{I}_e}{1 + j\omega r_e C_\pi} = \alpha \dot{I}_e$$

$$\alpha = \frac{\alpha_0}{1 + j\omega r_e C_\pi}$$

如果忽略 C_π 支路的分流作用, 则 $r_{bb'}$ 中通过的电流为 $(1 - \alpha)\dot{I}_e$ 。

$$\dot{U}_{bb'} = (1 - \alpha)\dot{I}_e r_{bb'}$$

$$r_b = \frac{\dot{U}_{bb'}}{\dot{I}_e} = (1 - \alpha)r_{bb'} = \frac{r_{bb'}}{1 + \beta}$$

估算时用 β_0 代入, 得:

$$r_b = \frac{r_{bb'}}{1 + \beta_0} = \left(\frac{50}{61} \right) \Omega = 0.8 \Omega$$

由于等效电阻 r_b 很小, 可近似认为 C_μ 直接并联在 b, c 两点之间, 于是作出共基电路高频特性估算的简化电路如图 5.25(b)所示。

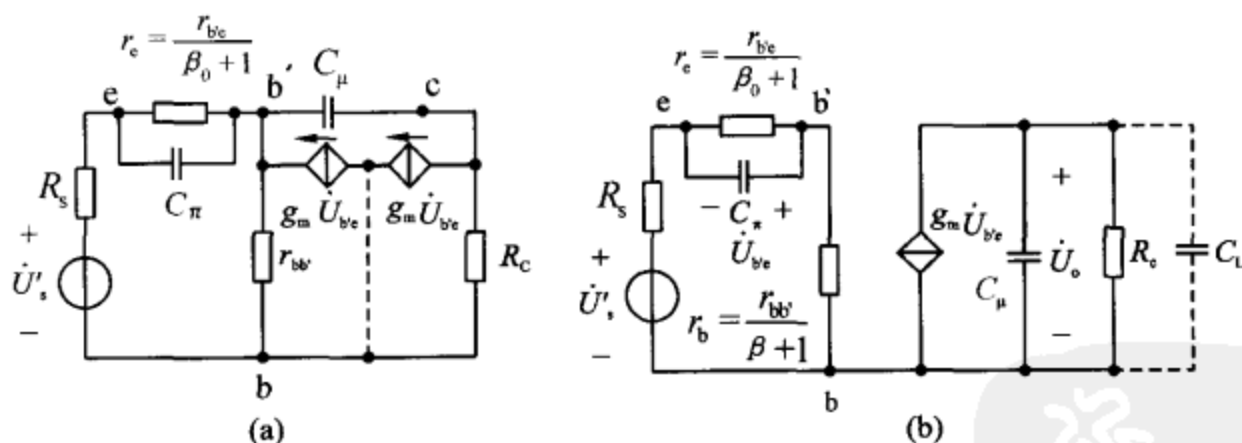


图 5.25 题 5.21 解图

由输入回路得:

$$f_{H1} = \frac{1}{2\pi[r_e // (R_s + r_b)]C_\pi} = 226 \text{ MHz}$$

由输出回路得:

$$f_{H2} = \frac{1}{2\pi R_c (C_\mu + C_L)}$$

当 $C_L = 0$ 时 $f_{H2} = 15.9 \text{ MHz}$, 因为 $f_{H2} \ll f_{H1}$, 所以 $f_H = f_{H2}$;

当 $C_L = 50 \text{ pF}$ 时, $f_{H2} = 1.45 \text{ MHz}$, 因为 $f_{H2} \ll f_{H1}$, 所以 $f_H = f_{H2}$ 。

题 5.22 图 5.26 所示的电路中, $C_{b1} = C_{b2} = 5 \mu\text{F}$, $R_s = 50 \Omega$, $R_c = 2 \text{ k}\Omega$, $R_L = 5 \text{ k}\Omega$, $R_b \gg r_{be}$, 三极管的 $\beta = 60$, $r_{be} = 1 \text{ k}\Omega$, 设 C_e 足够大, 在所研究的频率范围内 C_e 视为短路, 电路的下限频率仅与输入、输出回路的时间常数有关, 与 C_e 无关。若改变 C_e 的值, 取 $C_e = 50 \mu\text{F}$, 其他参数不变, 在所研究的频率范围内满足 $1/(\omega C_e) \ll R_e$, (R_e 可视为开路), 试近似估算在必须考虑 C_e 对低频特性影响时, 电路的下限频率 f_L 。

解: 考虑到 $R_e \gg 1/\omega C_e$, $R_b \gg r_{be}$, 因此, 可将 R_e, R_b 忽略不计。将 C_e 折算到基极回路时, 用 C'_e 表示, 则 $C'_e = \frac{C_e}{1+\beta}$, 则得简化等效电路如图 5.27。

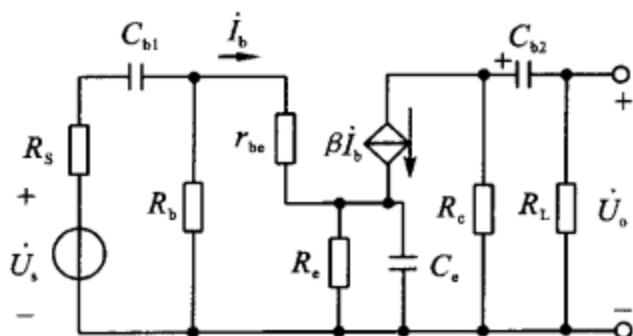


图 5.26 题 5.22 用图

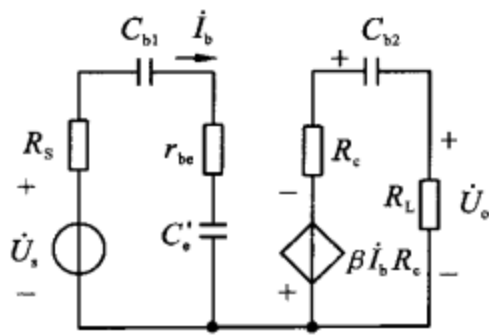


图 5.27 题 5.22 解图

输入回路的总电容为 C_1 , 则:

$$\frac{1}{C_1} = \frac{1}{C_{b1}} + \frac{1+\beta}{C_e}$$

$$C_1 = \frac{C_{b1} C_e}{(1+\beta) C_{b1} + C_e} = 0.7 \mu\text{F}$$

所以 $f_{L1} = \frac{1}{2\pi C_1 (R_s + r_{be})} = \left(\frac{1}{2\pi \times 0.7 \times 10^{-6} \times 1050} \right) \text{ Hz} = 216.5 \text{ Hz}$

$$f_{L2} = \frac{1}{2\pi C_{b2} (R_c + R_L)} = 4.5 \text{ Hz}$$

所以 $f_L \approx f_{L1} = 216.5 \text{ Hz}$ 。

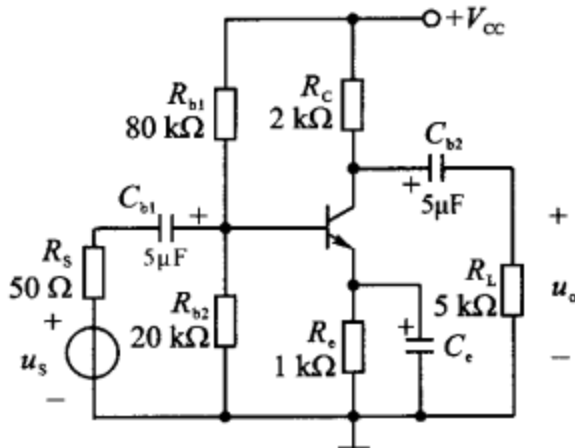


图 5.28 题 5.23 用图

题 5.23 设图 5.28 所示电路的参数为: $\beta_0 = 60$, $I_E = 2.4 \text{ mA}$, $U_{BE} = 0.6 \text{ V}$, $r_{bb'} = 50 \Omega$, $r_{b'e} = 660 \Omega$, $f_T = 200 \text{ MHz}$, $C_\mu = 5 \text{ pF}$, $R_L = \infty$ 。

① 计算电路的上限频率 f_H 及增益-带宽积, 写出高频区频率特性表达式;

② 若将集电极电阻 R_c 减小至 200Ω , 试问此参数的变化对高频特性有何影响?

③ 不改变电路连接, 也不更换三极管, 试问通过调整电路参数能增加带宽吗?

解: ① 求 f_H 及增益-带宽积

画出简化的高频混合 Π 型等效电路。电路中, 因为 $R_b = R_{b1} // R_{b2} \gg r_{be}$, 在以下的动态分析中 R_b 均视为开路。当信号频率低于 $f_T/3$ 时, 可作简化的高频混合 Π 型等效电路如图 5.29(a) 所示。为简化计算, 用密勒定理将跨接在基极和集电极之间的结电容 C_μ 等效折合到输入和输出回路, 分别用 C'_μ 和 C''_μ 表示, 于是可得混合 Π 型单向化等效电路如图 5.29(b) 所示。图中

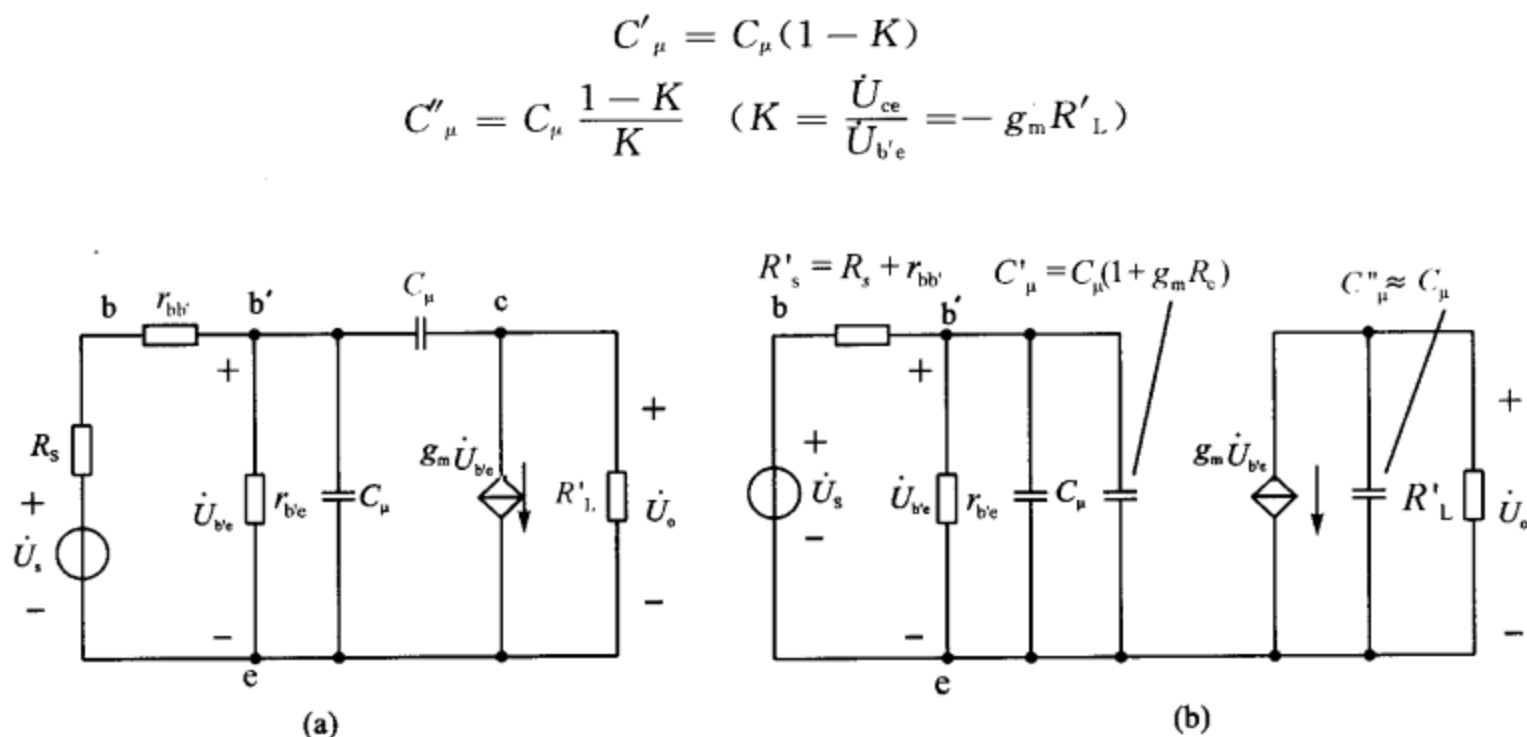


图 5.29 题 5.23 解图

这样, 三极管 b', c 间的电容 C_μ 对输入回路 b', e 间的影响用一个等效电容 $(1 + g_m R'_L) C_\mu$ 来代替。

C''_μ 容量远远小于 C'_μ , 所以可以忽略 C''_μ , 将图 5.29(b) 中的 C_μ 和 C'_μ 合并为 C , 则可将电路进一步简化为图 5.30 所示等效电路。图中

$$C = C_\mu + (1 - K) C_\mu = C_\mu + (1 + g_m R'_L) C_\mu$$

而

$$g_m \approx \frac{I_E}{26} = 92.3 \text{ mS}$$

$$f_T \approx \frac{\beta_0}{2\pi r_{b'e} C_\mu}$$

$$\text{所以 } C_\mu \approx \frac{\beta_0}{2\pi r_{b'e} f_T} = \left(\frac{60}{2\pi \times 660 \times 200 \times 10^6} \right) \text{ F} = 72 \text{ pF}$$

$$C = C_\mu + (1 + g_m R'_L) C_\mu$$

$$= [72 + (1 + 92.3 \times 10^{-3} \times 2 \times 10^3 // 5 \times 10^3) \times 5] \text{ pF} = 400 \text{ pF}$$

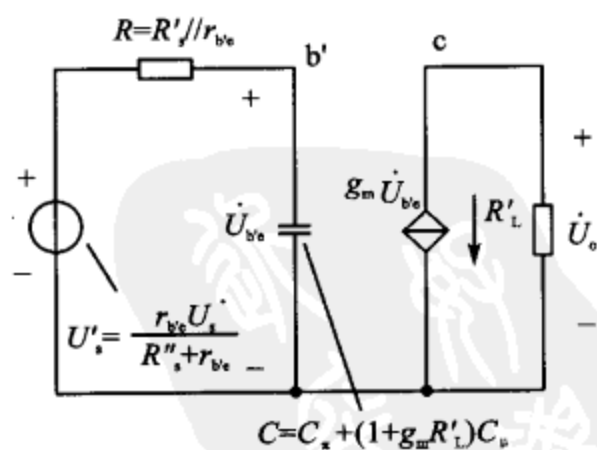


图 5.30 题 5.23 解图

于是求得

$$f_H = \frac{1}{2\pi RC} = \frac{1}{2\pi[(R_s + r_{bb'}) // r_{b'e}]C}$$

$$= \left(\frac{1}{2\pi[(50 + 50) // 660] \times 400 \times 10^{-12}} \right) \text{ Hz} = 4.58 \text{ MHz}$$

中频区的电压放大倍数为:

$$\begin{aligned} A_{um} &= \frac{\dot{U}_o}{\dot{U}_s} = \frac{-g_m R'_L r_{b'e}}{R_s + r_{bb'} + r_{b'e}} \\ &= \frac{-92.3 \times (2 // 5) \times 660}{50 + 50 + 660} = -56.1 \end{aligned}$$

增益-带宽积为:

$$|A_{um} \cdot f_H| = (56.1 \times 4.58) \text{ MHz} = 257 \text{ MHz}$$

高频特性表达式为:

$$A_{uh} = \frac{\dot{U}_o}{\dot{U}_s} = \frac{A_{um}}{1 + j\left(\frac{f}{f_H}\right)}$$

由以上分析可见,选用 $r_{bb'}$ 和 C_μ 小而 f_T 大的三极管可以有效地提高上限截止频率 f_H 和增益-带宽积。当管子选定后,为提高 f_H , R 应尽可能小,即要求放大器的信号源应尽量接近于恒压源。

② R_c 减小至 200Ω 时对高频特性的影响。

若将 R_c 减小至 200Ω , $R'_L = R_c // R_L = 192 \Omega$, 不仅中频放大倍数减小,而且 C'_μ 的值也减小。这就使得 C_μ 对高频特性的影响减弱,可使上限频率得以提高。具体计算如下:

$$C'_\mu = C_\mu (1 + g_m R'_L) = [5 \times (1 + 92.3 \times 192 \times 10^{-3})] \text{ pF} = 94 \text{ pF}$$

$$C = C_\mu + C'_\mu = (72 + 94) \text{ pF} = 166 \text{ pF}$$

这样可求得 $R_c = 200 \Omega$ 时的上限截止频率:

$$\begin{aligned} f_H &= \frac{1}{2\pi[(R_s + r_{bb'}) // r_{b'e}]C} \\ &= \left\{ \frac{1}{2\pi[(50 + 50) // 660] \times 166 \times 10^{-12}} \right\} \text{ Hz} = 11 \text{ MHz} \end{aligned}$$

以上计算结果表明,当集电极负载电阻减小时,虽然中频电压放大倍数减小,但却使上限截止频率增加,放大器的带宽加宽,高频特性得到改善。

③ 调整电路参数能增加带宽。

因为根据以上分析可知,影响 f_H 的主要因素为 C_π , C'_μ , 而

$$C'_\mu = C_\mu (1 + g_m R'_L)$$

$$g_m = I_E (\text{mA}) / 26 (\text{mV})$$

当适当降低放大电路的静态工作点,使电流 I_E 减小时, g_m 相应减小,从而使 C'_μ 随之减小, f_H 增加。

设 $R_c = 200 \Omega$, 减小 R_{b1} 使 I_E 由 2.4 mA 减小到 1 mA , 其他参数不变, 则有:

$$g_m \approx \left(\frac{1}{26} \right) \text{ mS} = 38 \text{ mS}$$

$$r_{b'e} = (1 + \beta) \frac{26}{I_E} = 1586 \Omega$$

$$C'_\mu = C_\mu (1 + g_m R'_L) = 41.5 \text{ pF}$$

$$C_\pi = \left(\frac{60}{2\pi \times 1586 \times 200 \times 10^6} \right) \text{ F} = 30 \text{ pF}$$

$$f_H = \frac{1}{2\pi [(R_s + r_{bb'}) // r_{b'e}] (C_\pi + C'_\mu)} = 23.7 \text{ MHz}$$

可以看出适当降低工作点可以提高上限频率。

题 5.24 设只含一个 RC 环节的单级放大电路如图 5.31 所示。已知三极管的 $\beta = 50$, $r_{be} = 2 \text{ k}\Omega$, $R_b = 470 \text{ k}\Omega$, $R_s = 500 \Omega$, $R_L = \infty$, 电路中频区电压增益 $20 \lg |\dot{A}_{um}| = 40 \text{ dB}$, 通频带范围为 $10 \text{ Hz} \sim 100 \text{ kHz}$ 。

① 确定 R_c 的数值;

② 计算电容 C_1 的大小。

解: ①

$$20 \lg |\dot{A}_{um}| = 40 \text{ dB}$$

$$\dot{A}_{um} = 100 = \frac{\beta R_c}{r_{be} + R_s}$$

所以

$$R_c = 5 \text{ k}\Omega$$

② 画出低频等效电路如图 5.32 所示。则由图可得:

$$f_L = \frac{1}{2\pi (R_s + R_b // r_{be}) C_1} \approx \frac{1}{2\pi (R_s + r_{be}) C_1}$$

$$\text{所以 } C_1 = \frac{1}{2\pi (R_s + r_{be}) f_L} = \left(\frac{1}{2\pi (0.5 + 2) \times 10^3 \times 10} \right) \text{ F} = 6.4 \mu\text{F}。$$

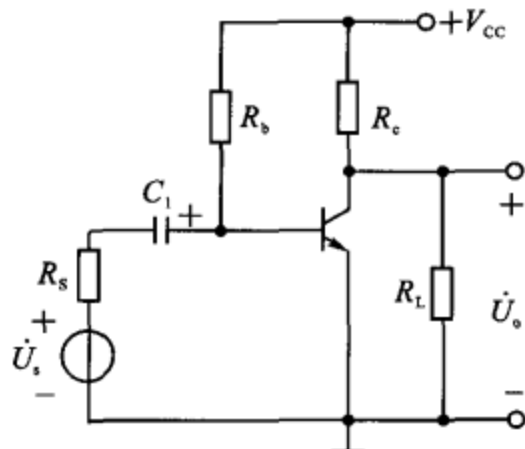


图 5.31 题 5.24 用图

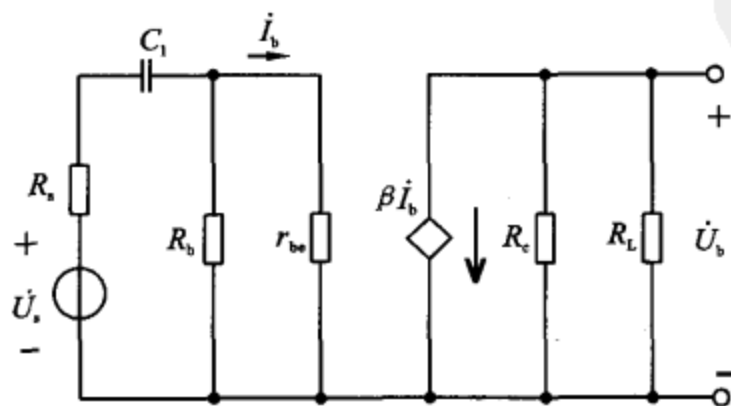


图 5.32 题 5.24 解图

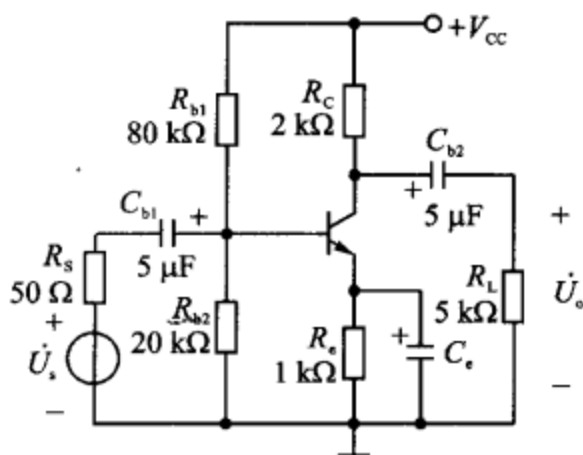


图 5.33 题 5.25 用图

题 5.25 图 5.33 所示电路中,三极管的 $\beta=60$, $r_{be}=1\text{ k}\Omega$, C_e 的值足够大,在研究的频率范围内可看成短路,试推导低频区电压放大倍数 $\dot{A}_{uL}$ 的表达式,确定下限截止频率,并画出相应的对数幅频特性。

解: 考虑到 $R_b = R_{b1} // R_{b2} \gg r_{be}$, 且 C_e 容量很大,可看成短路,画出低频等效电路如图 5.34(a)所示。

$$\text{得: } \dot{U}_o = -\beta \dot{I}_b R_c \frac{R_L}{(R_c + R_L) + 1/j\omega C_{b2}}$$

$$\text{则: } \dot{U}_o = -\beta \dot{I}_b (R_c // R_L) \frac{1}{1 + \frac{1}{j\omega C_{b2} (R_c + R_L)}}$$

$$\begin{aligned} \text{而 } \dot{U}_s &= \dot{I}_b \left[(R_s + r_{be}) + \frac{1}{j\omega C_{b1}} \right] = \dot{I}_b (R_s + r_{be}) \left[1 + \frac{1}{j\omega C_{b1} (R_s + r_{be})} \right] \\ \text{所以 } \dot{A}_{uL} = \frac{\dot{U}_o}{\dot{U}_s} &= \frac{-\beta (R_c // R_L)}{(R_s + r_{be}) \left[1 + \frac{1}{j\omega C_{b2} (R_c + R_L)} \right] \left[1 + \frac{1}{j\omega C_{b1} (R_s + r_{be})} \right]} \\ &= \frac{A_{um}}{\left(1 - j \frac{f_{L1}}{f} \right) \left(1 - j \frac{f_{L2}}{f} \right)} \end{aligned}$$

$$\text{式中: } A_{um} = \frac{-\beta (R_c // R_L)}{R_s + r_{be}}$$

$$f_{L1} = \frac{1}{2\pi (R_s + r_{be}) C_{b1}}$$

$$f_{L2} = \frac{1}{2\pi (R_c + R_L) C_{b2}}$$

代入参数得

$$A_{um} = -81.6$$

$$f_{L1} = 30.3\text{ Hz}$$

$$f_{L2} = 4.5\text{ Hz}$$

所以

$$f_L \approx f_{L1} = 30.3\text{ Hz}$$

画出相应的对数幅频特性曲线如图 5.34(b)所示。

题 5.26 已知某放大器的电压增益函数的幅频响应波特图,如图 5.35 所示。

① 试写出该电压增益函数的表达式;

② 若将两个相同的具有如图 5.35 所示幅频响应的放大器级联,问级联放大器的 3 dB 上截止频率 f_H 和下截止频率 f_L 各等于多少?

解: ①

$$20 \lg |\dot{A}_{um}| = 40$$

所以

$$|\dot{A}_{um}| = 10^{(40/20)} = 100$$

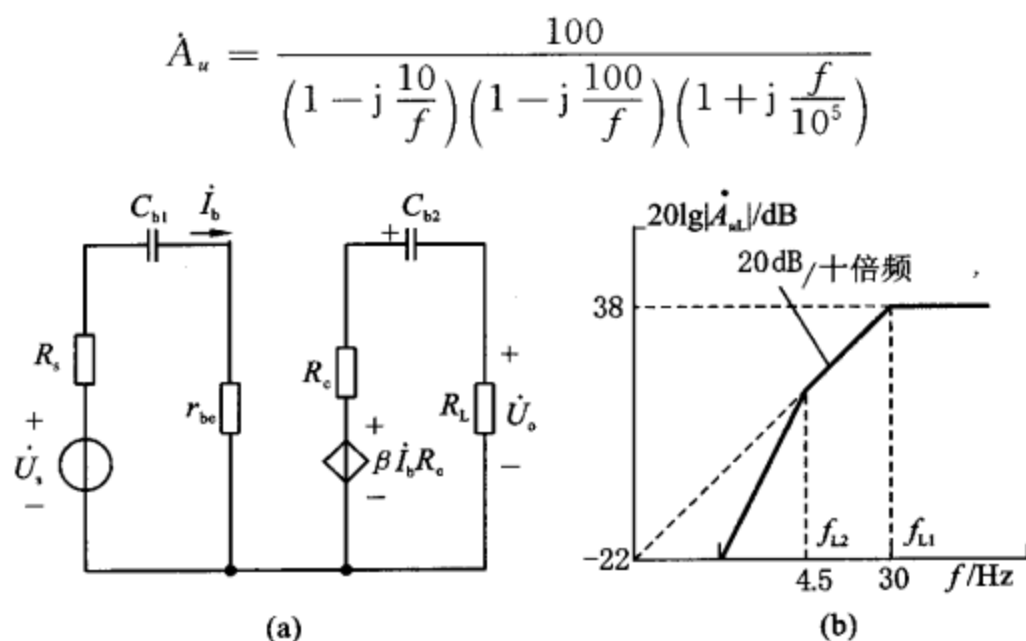


图 5.34 题 5.25 解图

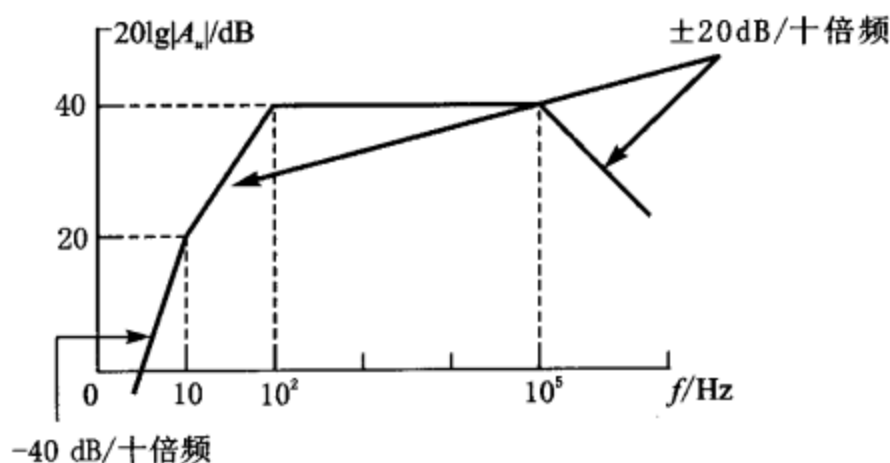


图 5.35 题 5.26 用图

② 设每一级的上截止频率为 f'_H , 下截止频率为 f'_L 。对于两级级联放大电路, 上截止频率 f_H 和下截止频率 f_L 分别为

$$f_L = 1.1 \sqrt{2} f'_L = 1.56 f'_L = 156 \text{ Hz}$$

$$f_H = \frac{f'_H}{1.1 \sqrt{2}} = 0.643 f'_H = 64.3 \text{ kHz}$$

题 5.27 两级放大电路的交流通路如图 5.36 所示, 两只三极管的静态集电极电流均为 $I_{CQ} = 1 \text{ mA}$, 参数均为 $r_{bb'} = 10 \Omega$, $r_{b'e} = 1300 \Omega$, $r_o = \infty$, $C_\mu = 2 \text{ pF}$, $C_\pi = 38 \text{ pF}$, 试求电路高频段的电压增益与带宽。

解: 各三极管的低频共射电流放大系数为:

$$\beta = \frac{I_{CQ} r_{b'e}}{U_T} \approx \frac{1 \times 1300}{26} = 50$$

该放大电路的中频源电压增益为

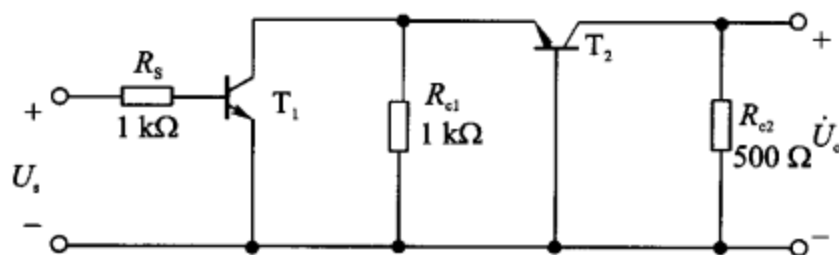


图 5.36 题 5.27 用图

$$\dot{A}_{usm} = \frac{r_{be}}{R_s + r_{be}} \cdot \left[-\frac{\beta(R_{c1} // \frac{r_{be}}{1+\beta})}{r_{be}} \right] \cdot \frac{\beta R_{c2}}{r_{be}} \approx -\frac{\beta R_{c2}}{R_s + r_{be}} = -\frac{50 \times 0.5}{1 + 1.31} \approx -10.8$$

该放大电路的高频段有三个电容影响其频率特性: 输入回路中的 C'_π 、第一级输出回路(第二级输入回路)中的 $C_\mu + C_\pi$ 和输出回路中的 C_μ 。其中输入回路的等效电容为

$$C'_\pi = C_\pi + \left[1 + g_m \left(R_{c1} // \frac{r_{b'e}}{1+\beta} \right) \right] C_\mu \approx [38 + (1+1) \times 2] \text{ pF} = 42 \text{ pF}$$

由三个极间电容确定的上限频率分别为

$$f_{H1} = \frac{1}{2\pi[(R_s + r_{bb'}) // r_{b'e}]C'_\pi} \approx \left(\frac{1}{6.28 \times 568 \times 42 \times 10^{-12}} \right) \text{ Hz} \approx 6.67 \text{ MHz}$$

$$f_{H2} \approx \frac{1}{2\pi(R_{c1} // \frac{r_{b'e}}{1+\beta})(C_\mu + C_\pi)} \approx \left(\frac{1}{6.28 \times 26 \times 40 \times 10^{-12}} \right) \text{ Hz} \approx 153.1 \text{ MHz}$$

$$f_{H3} \approx \frac{1}{2\pi R_{c2} C_\mu} = \left(\frac{1}{6.28 \times 500 \times 2 \times 10^{-12}} \right) \text{ Hz} \approx 159.2 \text{ MHz}$$

因此电路高频段的电压增益为

$$\dot{A}_{usH} = \frac{-10.8}{\left(1 + j \frac{f}{6.67 \times 10^6} \right) \left(1 + j \frac{f}{1.53 \times 10^8} \right) \left(1 + j \frac{f}{1.59 \times 10^8} \right)}$$

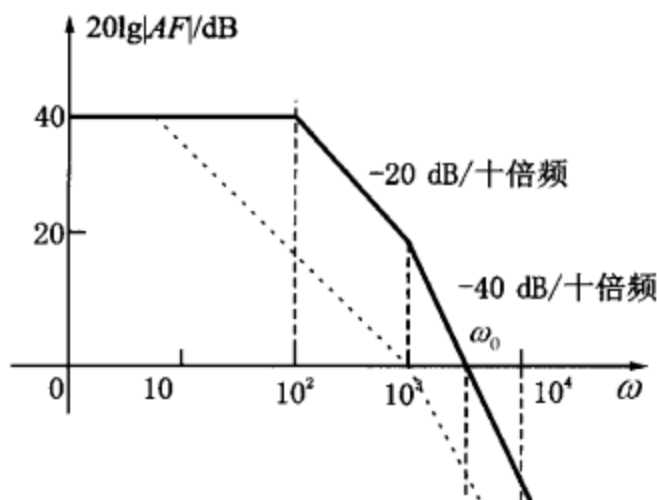


图 5.37

因为 $f_{H1} \ll f_{H2}, f_{H1} \ll f_{H3}$, 所以放大电路的带宽为:

$$f_{BW} \approx f_H \approx f_{H1} \approx 6.67 \text{ MHz}.$$

题 5.28 已知一负反馈放大器的环路增益函数为:

$$T(s) = \frac{10^7}{s^2 + 1100s + 10^5}$$

① 绘制幅频和相频波特图;

② 说明该放大电路是否稳定?

③ 采用简单电容补偿法使该电路的相位稳定裕量为 45° , 则补偿后第一极点应位于何处, 在第①小题绘制的图上用虚线绘制补偿后的幅频和相频波特图。

解: ① $T(s) = \frac{10^7}{s^2 \left(1 + \frac{100}{s}\right) \left(1 + \frac{1000}{s}\right)} = \frac{10^2}{\left(1 + \frac{s}{10^3}\right) \left(1 + \frac{s}{10^2}\right)}$, 画出波特图如图 5.37, 5.38

所示。

② 由图可见, 幅频特性曲线与横坐标交界频率为 ω_0 ; 相位为 180° 时, 对应的频率 $\omega_c = 10^4 \text{ rad/s}$ 。因为 $\omega_c > \omega_0$, 所以电路不振荡, 稳定。

③ 为保证相位裕度为 45° , 即在 $\Delta\phi = -135^\circ$ 处时增益为 0 dB。画出补偿后的波特图如图 5.37, 5.38 中虚线所示。

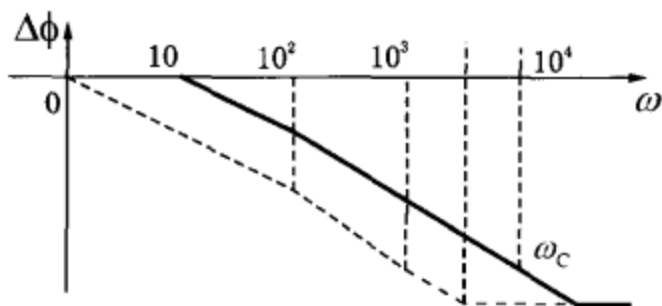


图 5.38 题 5.28 解图

题 5.29 电路如图 5.39 所示, 其中三极管 $\beta=100$, $r_{bb'}=300 \Omega$, $U_{BE}=0.7 \text{ V}$ 。

① 求静态工作点 I_{CQ1} , U_{CEQ1} , I_{CQ2} , U_{CEQ2} ;

② 求中频段电压放大倍数 $A_{um} = \frac{u_o}{u_i}$;

③ 求电路下限截止频率 f_L ;

④ 如果试图提高电路的下限截止频率, 而手头没有多余的元器件, 对电路中的元器件怎样调整, 可以实现这个目的。

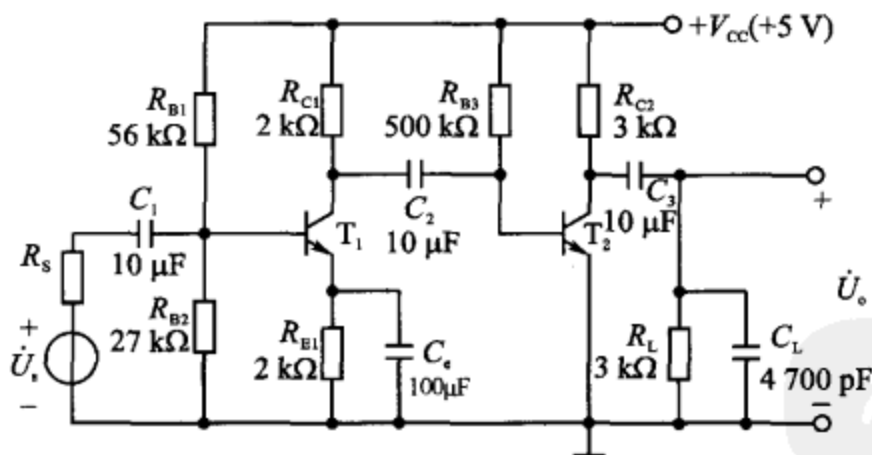


图 5.39 题 5.29 用图

解: ① $U_{B1} = \frac{R_{B2}}{R_{B1} + R_{B2}} \cdot V_{CC} = 1.63 \text{ V}$

$$I_{CQ1} \approx I_{EQ1} = \frac{U_{B1} - U_{BE}}{R_{E1}} = 0.465 \text{ mA}$$

$$U_{CEQ1} = V_{CC} - I_{CQ1}(R_{C1} + R_{E1}) = 3.14 \text{ V}$$

$$I_{BQ2} = \frac{V_{CC} - U_{BE}}{R_{B3}} = 0.0086 \text{ mA}$$

$$I_{CQ2} = \beta I_{BQ2} = 0.86 \text{ mA}$$

$$U_{CEQ2} = V_{CC} - I_{CQ2} \cdot R_{C2} = 2.42 \text{ V}。$$

$$\textcircled{2} \quad r_{be1} = r_{bb'} + (1 + \beta) \frac{26}{I_{EQ1}} \approx 5.95 \text{ k}\Omega$$

$$r_{be2} = r_{bb'} + (1 + \beta) \frac{26}{I_{EQ2}} \approx 3.35 \text{ k}\Omega$$

$$R_{i2} = R_{B3} // r_{be2} \approx 3.33 \text{ k}\Omega$$

$$A_{um1} = -\frac{\beta(R_{C1} // R_{i2})}{r_{be1}} = -21$$

$$A_{um2} = -\frac{\beta(R_{C2} // R_L)}{r_{be2}} = -44.8$$

所以 $A_{um} = A_{um1} \cdot A_{um2} = 940.8。$

$\textcircled{3}$ 对于第一级, C_1, C_2, C_e 单独作用时:

$$f_{C1} = \frac{1}{2\pi(R_{B1} // R_{B2} // r_{be1})C_1} = 3.55 \text{ Hz}$$

$$f_{C2} = \frac{1}{2\pi(R_{C1} + R_{i2})C_2} = 2.99 \text{ Hz}$$

$$f_{C_e} = \frac{1}{2\pi\left(R_{E1} // \frac{r_{be1} + R_{B1} // R_{B2}}{1 + \beta}\right)C_e} = 7.45 \text{ Hz}$$

所以第一级截止频率为:

$$f_{L1} = f_c = 1.1 \sqrt{f_{C1}^2 + f_{C2}^2 + f_{C_e}^2} = 9.66 \text{ Hz}$$

对于第二级, C_2 的影响与以上计算相同。

$$f'_{C2} = f_{C2}$$

$$f_{C3} = \frac{1}{2\pi(R_{C2} + R_L)C_3} = 2.65 \text{ Hz}$$

所以

$$f_{L2} = f'_c = 1.1 \sqrt{f_{C2}^2 + f_{C3}^2} = 4.4 \text{ Hz}$$

$$f_L = 1.1 \sqrt{f_{L1}^2 + f_{L2}^2} = 11.68 \text{ Hz}。$$

$\textcircled{4}$ 要提高下限截止频率, 可将电路输入和级间的隔直电容 C_1, C_2 增大。

第 6 章 反馈放大电路及其稳定性

6.1 重点与难点

6.1.1 主要内容

反馈的基本概念与分类；负反馈对放大电路性能的影响；深度负反馈放大电路的分析计算；负反馈放大电路的稳定性分析。

6.1.2 重 点

1. 反馈的概念,反馈放大器的组成和一般表达式；
2. 四种基本反馈类型和反馈极性的判断；
3. 负反馈对放大器性能的影响；
4. 深度负反馈放大电路的分析计算；
5. 负反馈放大器稳定性的判断。

6.1.3 难 点

1. 反馈类型及反馈极性的判断；
2. 深度负反馈放大电路的增益、输入电阻和输出电阻计算。

6.2 习题与解答

题 6.1 判断图 6.1(a)~(f)所示电路中哪些是负反馈？哪些是正反馈？哪些是交流反馈？

解：图 6.1(a)： R_f 构成负反馈，交流反馈；

图 6.1(b)：正反馈；

图 6.1(c)：负反馈，交流反馈；

图 6.1(d)：正反馈；

图 6.1(e)：负反馈，交直流共存反馈；

图 6.1(f)：正反馈。

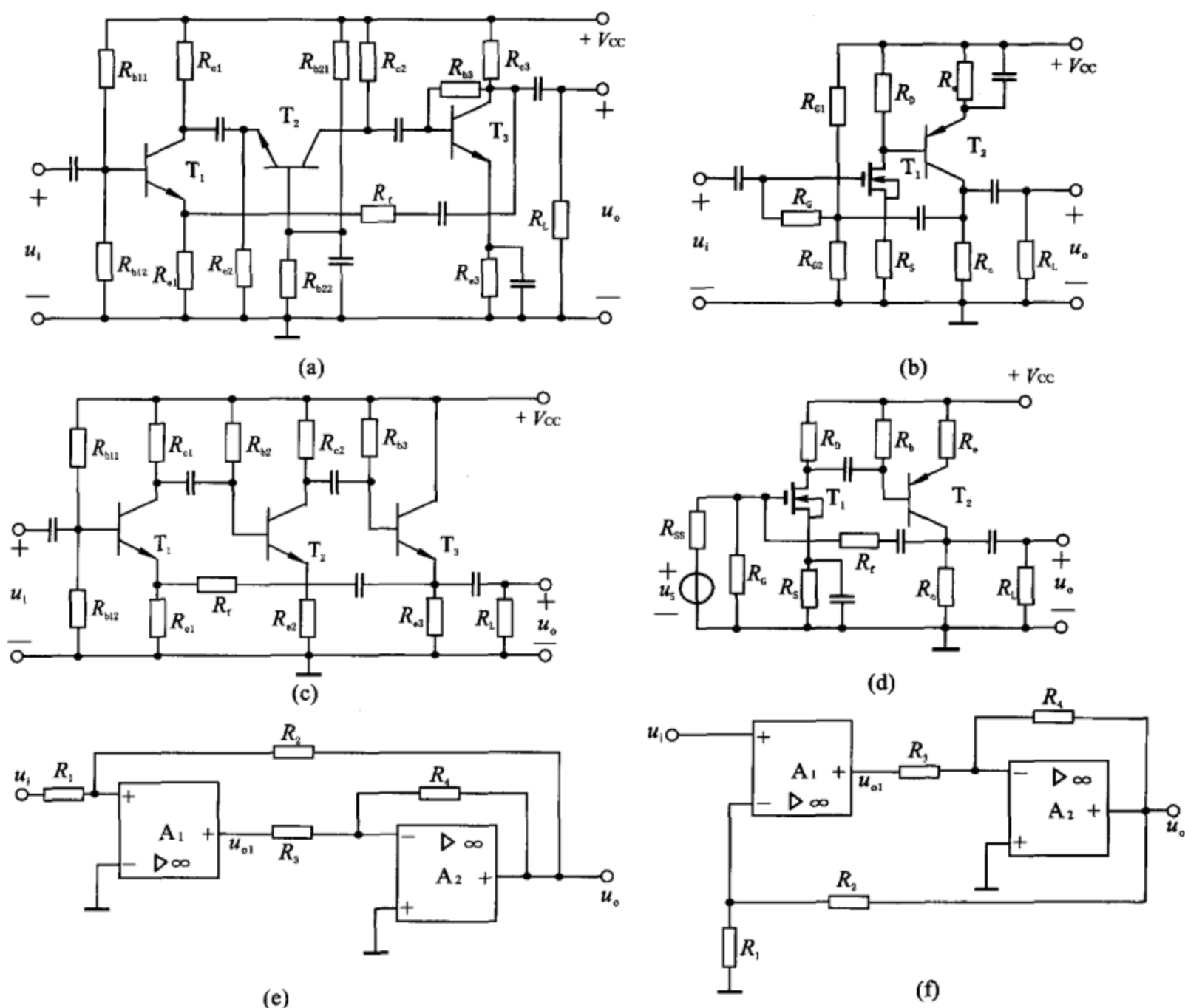


图 6.1 题 6.1 用图

题 6.2 判断图 6.2(a)~(d)各电路中反馈的极性和组态。

解: 图 6.2(a): 电压并联负反馈;

图 6.2(b): 电流串联负反馈;

图 6.2(c): 电压串联负反馈;

图 6.2(d): 电流并联负反馈。

题 6.3 判断图 6.3(a)~(d)中各电路反馈的极性 & 交流反馈的组态。

解: 图 6.3(a): 电流串联负反馈;

图 6.3(b)图: 电压并联负反馈;

图 6.3(c)图: 电压并联负反馈;

图 6.3(d)图: 正反馈。

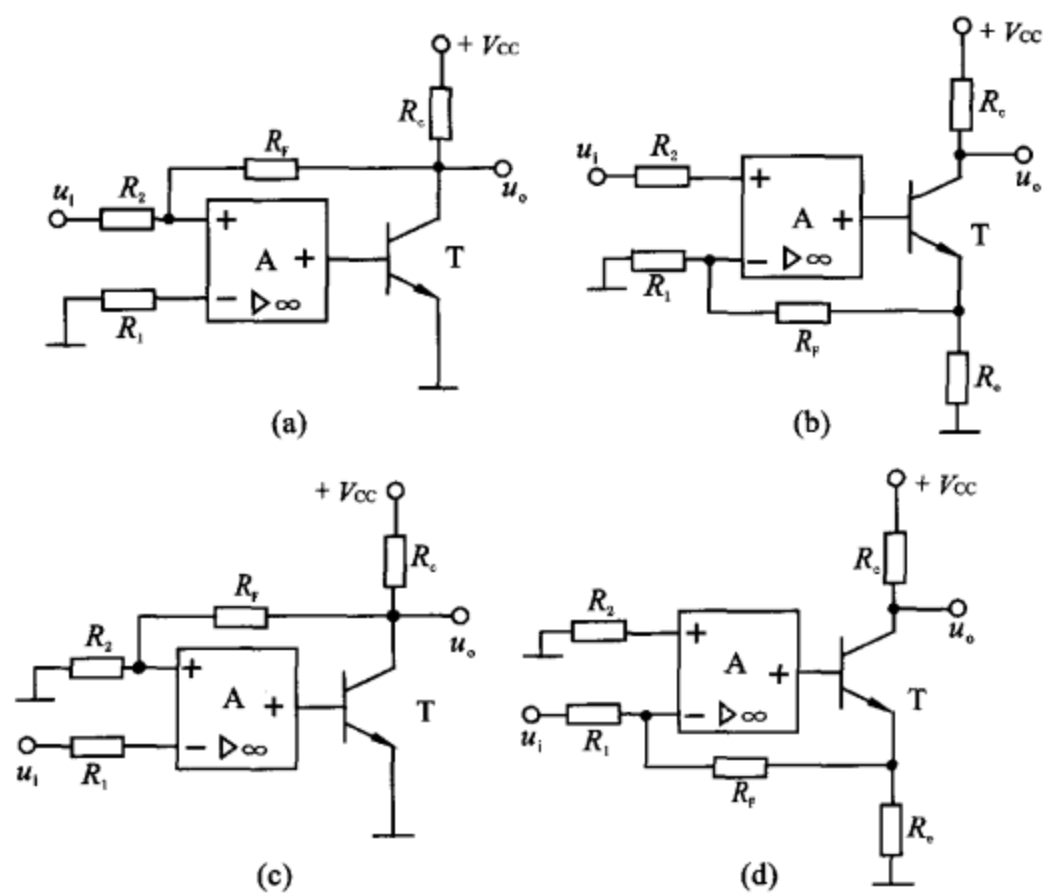


图 6.2 题 6.2 用图

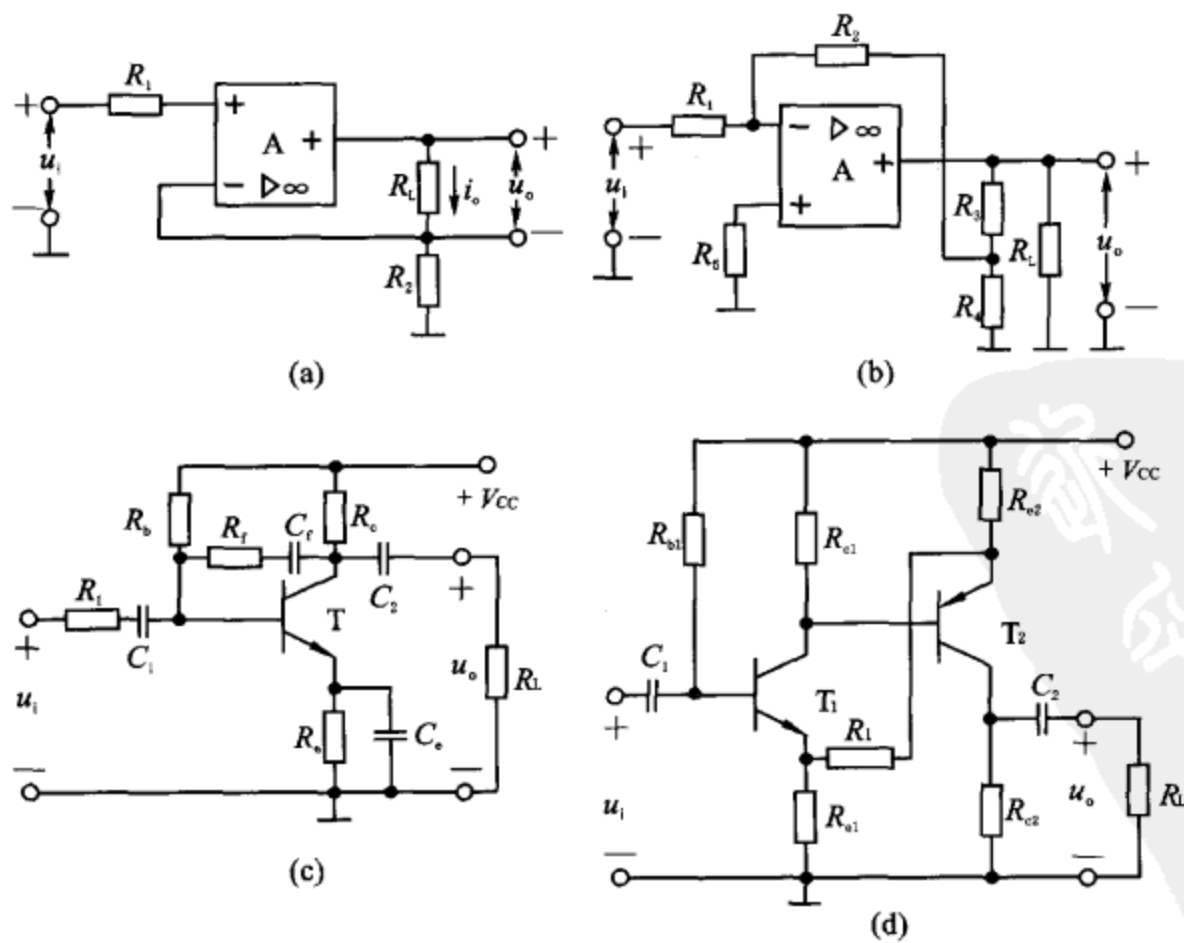


图 6.3 题 6.3 用图

题 6.4 有两个放大器 A_1, A_2 工作在线性区, 其传输特性分别如图 6.4(a), (b) 所示。对工作在线性区的两个放大器分别加反馈, 其方框图示于图 6.4(c), (d), (e), (f)。判别各种接法的反馈是正反馈还是负反馈。

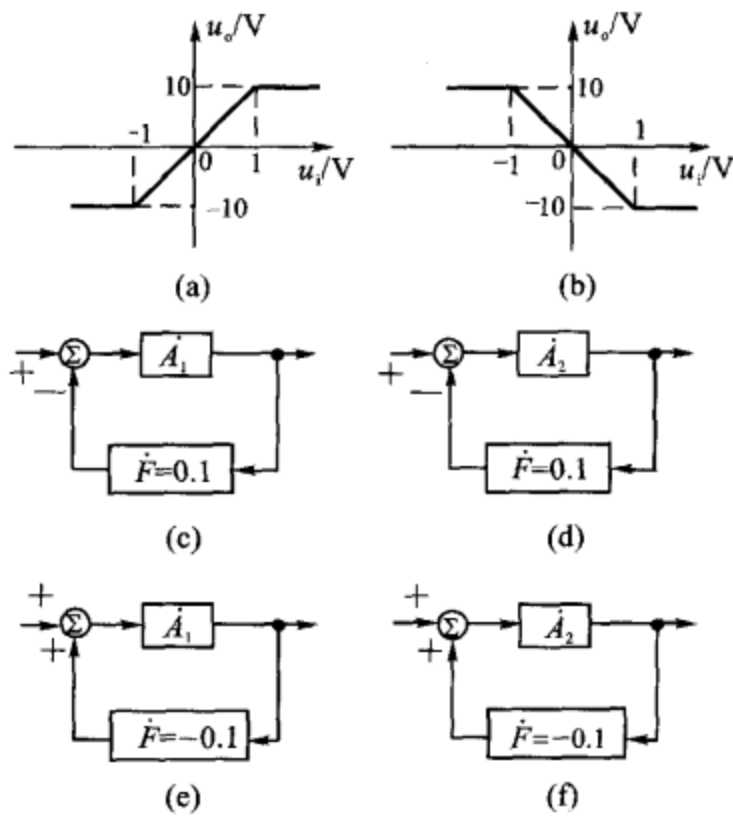


图 6.4 题 6.4 用图

解: 图 6.4(c), (e) 为负反馈; 图 6.4(d), (f) 为正反馈。

题 6.5 说明图 6.5 所示的两个电路中有哪些反馈支路, 它们属于什么类型的反馈, 写出

图 6.5(a) 电路在深度负反馈条件下差模电压放大倍数 $\frac{u_{od}}{u_{id}}$ 的近似表达式。

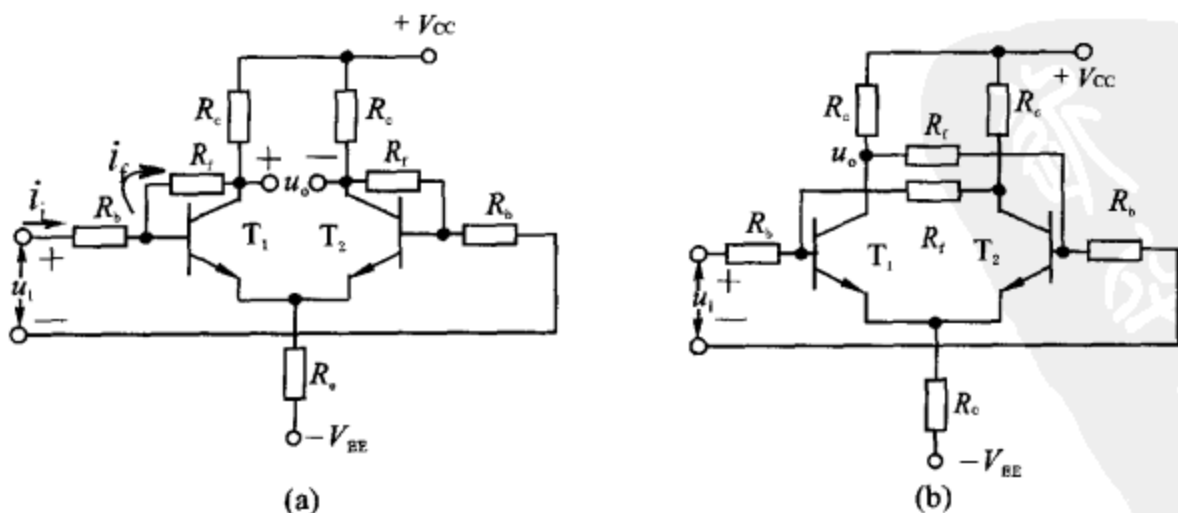


图 6.5 题 6.5 用图

解: 图 6.5(a) 中 R_f 为电压并联负反馈, 图 6.5(b) 为正反馈。

深度负反馈条件下,图 6.5(a)中设 T_1 的基极输入为 u_{i1} ,集电极输出为 u_{o1} ; T_2 的基极输入为 u_{i2} ,集电极输出为 u_{o2} 。

$$A_{uf} = \frac{u_{od}}{u_{id}} = \frac{u_{o1} - u_{o2}}{u_{i1} - u_{i2}} = \frac{u_{o1}}{u_{i1}}$$

$$i_f \approx i_i$$

$$u_{i1} = R_b \cdot i_i$$

$$u_{o1} = -R_f \cdot i_f$$

$$\text{所以 } A_{uf} = -\frac{R_f}{R_b}。$$

题 6.6 图 6.6 所示为两个反馈放大电路。试指出在这两个电路中,哪些元器件组成了放大通路? 哪些组成了反馈通路? 是正反馈还是负反馈? 属于何种组态? 设放大器 A_1, A_2 为理想的集成运放,试写出电压放大倍数 u_o/u_i 的表达式。

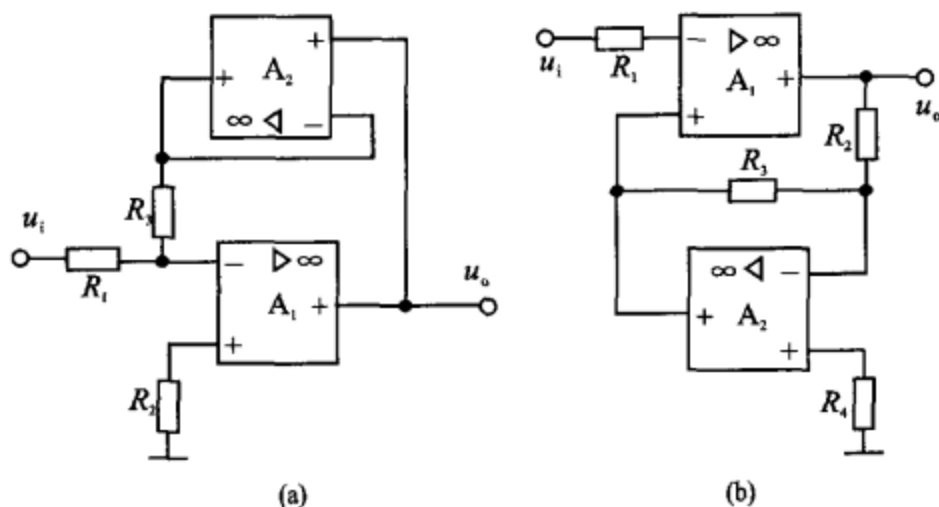


图 6.6 题 6.6 用图

解: 图 6.6(a)中: A_1 组成放大通路, A_2, R_3 构成反馈通路, 为电压并联负反馈。

$$A_{uf} = \frac{u_o}{u_i} = -\frac{R_3}{R_1}。$$

图 6.6(b)中: A_1 组成放大通路, R_2, R_3, A_2 组成反馈通路, 为电压串联负反馈。

$$A_{uf} = \frac{u_o}{u_i} = -\frac{R_2}{R_3}。$$

题 6.7 反馈放大电路如图 6.7 所示。

① 判断图中级间反馈的极性 or 组态(负反馈应讨论组态);

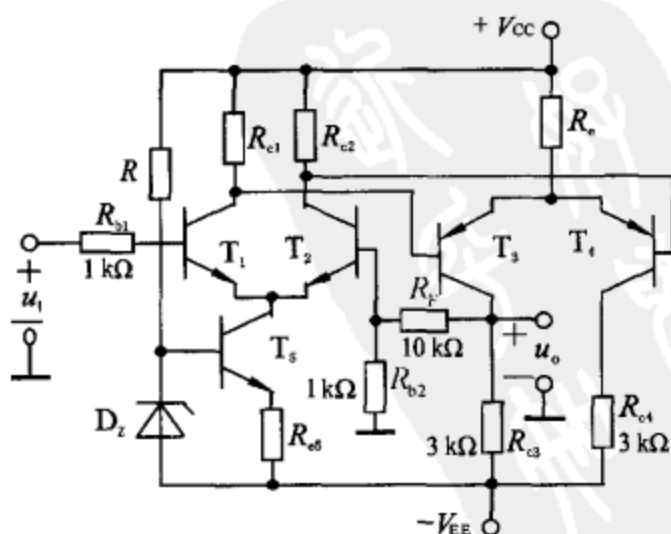


图 6.7 题 6.7 用图

② 若满足深度负反馈条件,求 $A_{uf}=u_o/u_i$, R_{if} , R_{of} 的值。

解: ① R_F 构成电压串联负反馈。

② 深度负反馈条件下, $u_i \approx u_f$,

$$u_f = \frac{R_{b2}}{R_{b2} + R_F} \cdot u_o = \frac{1}{1+10} \cdot u_o = \frac{1}{11} u_o$$

$$\text{所以 } A_{uf} = \frac{u_o}{u_i} \approx \frac{u_o}{u_f} = 11$$

$$R_{if} \approx \infty$$

$$R_{of} \approx 0。$$

题 6.8 设图 6.8 所示电路中的运放是理想的,试问电路中存在何种极性和组态(类型)的级间反馈? 推导出 $A_{uf}=u_o/u_i$ 的表达式。

解: 电路为电压串联负反馈。深度负反馈时,有:

$$u_i \approx u_f$$

$$u'_o = \frac{R_5}{R_4 + R_5} \cdot u_o$$

$$u_{o3} = \frac{R_6 + R_7}{R_6} \cdot u'_o$$

$$u_f = \frac{R_1}{R_1 + R_8} \cdot u_{o3}$$

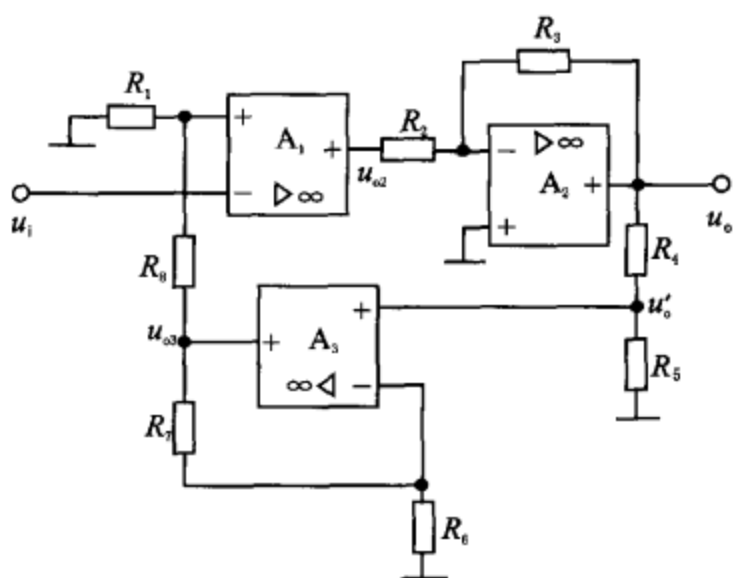


图 6.8 题 6.8 用图

$$\text{所以 } A_{uf} = \frac{u_o}{u_i} \approx \frac{u_o}{u_f} = \frac{R_4 + R_5}{R_5} \cdot \frac{R_6}{R_6 + R_7} \cdot \frac{R_1 + R_8}{R_1}。$$

题 6.9 分析图 6.9 所示的电路。

① 估算静态($u_i=0$)时的电流 I_{C2} 的值, 设 $U_{BE1}=U_{BE2}=0.6\text{ V}$, 电阻 $R_{b1}=R_{b2}=1\text{ k}\Omega$ 上的压降可忽略;

② 设 $R_{c2}=10\text{ k}\Omega$, $U_{BE3}=-0.68\text{ V}$, $\beta_3=100$, 求 I_{C3} ;

③ 如果 $u_i=0\text{ V}$ 时 $u_o>0\text{ V}$, 要使 u_o 也为 0, 问 R_{c2} 应如何调节(增大或减少)?

④ 若要求输入电阻高、输出电阻低, 图中的接线应做出哪些变动?

⑤ 若满足深度负反馈, 分析接线变动后电压放大倍数 $\frac{u_o}{u_i}$ 是否也有变化, 并估算出其前后的大致数值。

解: ① 忽略 R_{b1} , R_{b2} 上的压降, 有:

$$U_{b1} = U_{b2} \approx 0$$

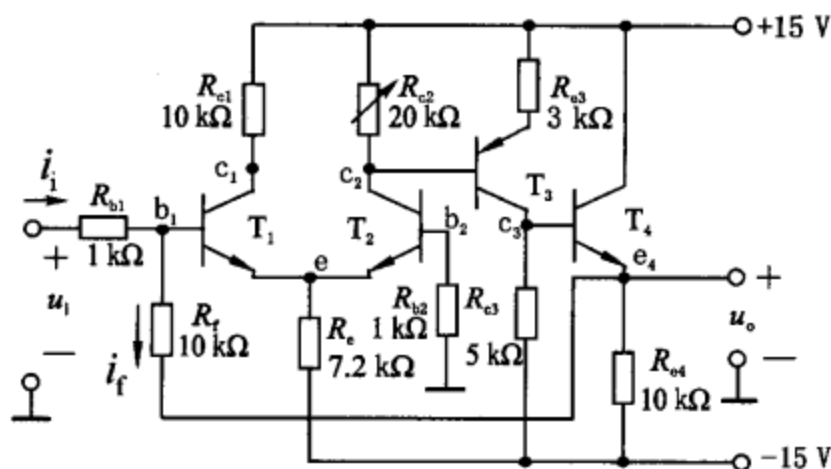


图 6.9 题 6.9 用图

$$U_{b1} - (-15) = U_{BE1} + 2I_{E1} \cdot R_e$$

所以 $I_{C1} = I_{C2} \approx I_{E1} = \left(\frac{15 - 0.6}{2 \times 7.2} \right) \text{ mA} = 1 \text{ mA}。$

② 由 $R_{c2} = 10 \text{ k}\Omega$, $U_{BE3} = -0.68 \text{ V}$, $\beta_3 = 100$, 得:

$$R_{c2} \cdot I_{C2} \approx R_{e3} \cdot I_{C3} + U_{EB3}$$

$$10 \times 1 = 3 \times I_{C3} + 0.68$$

$$I_{C3} = 3.1 \text{ mA}。$$

③ 当 $u_i = 0 \text{ V}$ 时, $u_o > 0 \text{ V}$, 使 $u_o = 0$ 应使 $R_{c2} \downarrow \rightarrow I_{C3} \downarrow \rightarrow u_o \downarrow$ 。

④ 应改为电压串联负反馈, 将 R_f 上端由 b_1 改接到 b_2 , T_3 的基极 b_3 由 c_2 改接到 c_1 。

⑤ 深度负反馈下:

改接前为电压并联负反馈

$$i_f \approx i_i$$

$$u_i = R_{b1} \cdot i_i$$

$$u_o = -R_f \cdot i_f$$

所以 $A_{uf} = \frac{u_o}{u_i} = -\frac{R_f}{R_{b1}} = -10。$

改接后为电压串联负反馈

$$u_i \approx u_f$$

$$u_f = \frac{R_{b2}}{R_{b2} + R_f} \cdot u_o$$

所以 $A_{uf} = \frac{u_o}{u_i} \approx \frac{u_o}{u_f} = 1 + \frac{R_f}{R_{b2}} = 11。$

题 6.10 电路如图 6.10 所示。

① 计算在未接入 T_3 且 $u_i = 0$ 时, T_1 管的 U_{C1Q} 和 U_{EQ} 。设 $\beta_1 = \beta_2 = 100$, $U_{BE1Q} = U_{BE2Q} = 0.7 \text{ V}$;

- ② 计算当 $u_i = +5 \text{ mV}$ 时, u_{C1} , u_{C2} 各是多少? 给定 $r_{be} = 10.8 \text{ k}\Omega$;
- ③ 如接入 T_3 并通过 c_3 经 R_F 反馈到 b_2 , 试说明 b_3 应与 c_1 还是 c_2 相连才能实现负反馈;
- ④ 在第③小题情况下, 若 $|\dot{A}\dot{F}| \gg 1$, 试计算 R_F 应是多少才能使引入负反馈后的电压放大倍数 $\dot{A}_{uf} = 10$?

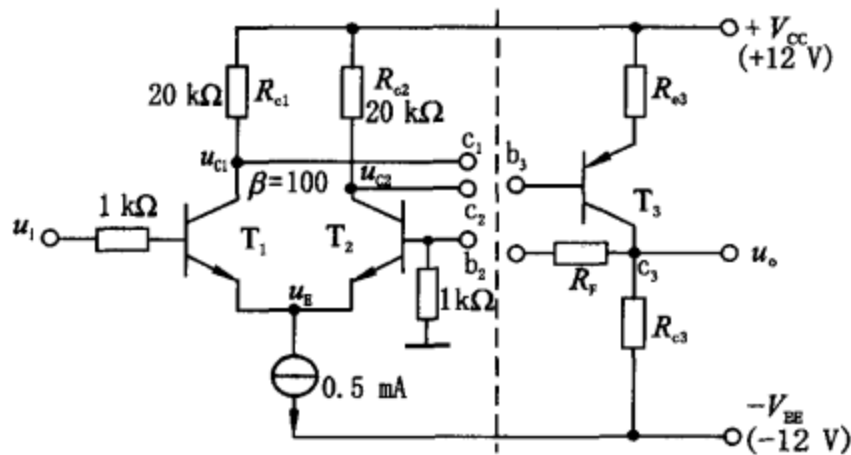


图 6.10 题 6.10 用图

解: ① 未接入 T_3 , 且 $u_i = 0$ 时, T_1, T_2 构成一差分放大器。则:

$$I_{E1} = I_{E2} = 0.25 \text{ mA}$$

$$U_{C1Q} = U_{C2Q} = V_{CC} - R_{c1} \cdot I_{E1} = (12 - 0.25 \times 20) \text{ V} = 7 \text{ V}$$

$$U_{EQ} = U_{BQ} - U_{BEQ} \approx -U_{BEQ} = -0.7 \text{ V}.$$

② $u_i = 5 \text{ mV}$, $r_{be} = 10.8 \text{ k}\Omega$, 电路为单端输入—双端输出差放。

$$A_{ud} = -\frac{\beta R'_L}{R_b + r_{be}} = -\frac{\beta R_{c2}}{R_b + r_{be}} = -\frac{100 \times 20}{1 + 10.8} \approx -170$$

则差模输出电压:

$$u_{od} = A_{ud} \cdot u_{id} = (-170 \times 5 \times 10^{-3}) \text{ V} = -0.85 \text{ V}$$

$$\text{所以 } \Delta u_{C1} = -\Delta u_{C2} = -0.425 \text{ V}$$

$$u_{C1} = U_{C1} + \Delta u_{C1} = (7 - 0.425) \text{ V} = 6.575 \text{ V}$$

$$u_{C2} = U_{C2} + \Delta u_{C2} = (7 + 0.425) \text{ V} = 7.425 \text{ V}.$$

③ 接入 T_3 , 并通过 c_3 经 R_F 反馈到 b_2 , 则 b_3 应与 c_1 相连, 构成电压串联负反馈。

④ 若 $|\dot{A}\dot{F}| \gg 1$, 构成深度负反馈, 则有 $\dot{U}_i \approx \dot{U}_f$,

$$\dot{U}_f = \frac{1}{1 + R_F} \cdot \dot{U}_o$$

$$\dot{A}_{uf} = \frac{\dot{U}_o}{\dot{U}_i} = 1 + \frac{R_F}{1} = 10$$

则: $R_F = 9 \text{ k}\Omega$ 。

题 6.11 由差动放大器和运算放大器组成的反馈放大电路如图 6.11 所示。

① 当 $u_i = 0$ 时, 设 $U_{BE} = 0.7 \text{ V}$, 求 U_{C1} 和 U_{C2} 的值;

② 要使由 u_o 到 b_2 的反馈为电压串联负反馈, 分析 c_1 和 c_2 应分别接至运放的哪个输入端(在图中用+, -号标出);

③ 引入电压串联负反馈后, 设 A 为理想运放, 求闭环电压放大倍数 $A_{uf} = u_o / u_i$ 的值;

④ 若要引入电压并联负反馈, 分析 c_1, c_2 又应分别接至运放的哪个输入端(在图中标出), R_F 应接到何处, 若 R_F, R_b 数值不变, 求 A_{uf} 。

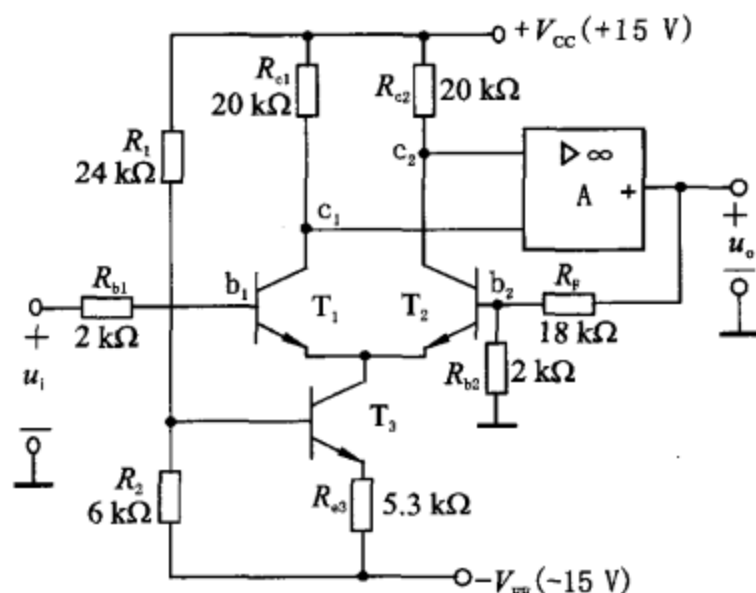


图 6.11 题 6.11 用图

解: ① 由 $u_i = 0, U_{BE} = 0.7 \text{ V}$, 得:

$$[U_{B3} - (-V_{EE})] = \frac{R_2}{R_1 + R_2} \cdot [V_{CC} - (-V_{EE})] = \left(\frac{30}{24 + 6} \times 6 \right) \text{ V} = 6 \text{ V}$$

$$U_{B3} - (-V_{EE}) = U_{BE} + R_{e3} \cdot I_{E3}$$

$$I_{C3} \approx I_{E3} \approx 1 \text{ mA}$$

$$I_{E1} = I_{E2} = \frac{1}{2} I_{C3} \approx 0.5 \text{ mA}$$

$$U_{C1} = U_{C2} = V_{CC} - R_{c1} \cdot I_{C1} \approx (15 - 20 \times 0.5) \text{ V} = 5 \text{ V}.$$

② 要使由 u_o 到 b_2 的反馈为电压串联负反馈, 则 c_2 应接运放的同相(+)输入端, c_1 接反相(-)输入端。

③ 引入负反馈后, 满足深度负反馈条件: $u_i \approx u_f$,

$$u_f = \frac{R_{b2}}{R_{b2} + R_F} \cdot u_o$$

$$A_{uf} = \frac{u_o}{u_i} \approx \frac{u_o}{u_f} = 1 + \frac{R_F}{R_{b2}} = 10.$$

④ 若要引入电压并联负反馈, 则 R_F 应接到 T_1 的基极, c_1 接运放的同相(+)输入端, c_2 接运放的反相(-)输入端, 此时, 满足深度负反馈条件: $i_f \approx i_i$,

$$u_i = R_{b1} \cdot i_i$$

$$u_o = -R_F \cdot i_f$$

$$\text{所以 } A_{uf} = \frac{u_o}{u_i} = -\frac{R_F}{R_{b1}} = -9。$$

题 6.12 一组反馈放大器的实用电路如图 6.12(a)~(e)所示,试就每一电路回答下列问题。

① 图 6.12(a)为电压放大倍数连续可调的电路,求其可调范围为多少?

② 图 6.12(b)中,当光电二极管无光照时, $u_o = 0$;当有光照时,分析 u_o 的变化, R_1, R_2 的作用,二者的值为什么取这么大又相等;

③ 图 6.12(c)为微恒流源电路,说明 I_o 为什么恒定及如何选用 D_z 和运放;

④ 图 6.12(d)为电流监视电路,即通过测量电压 U_o 可间接地得知流过电阻 R_L 的电流。若 U_o 的监视标准为 1 V/A ,求 R_2 的值,并分析其精度如何考虑;

⑤ 图 6.12(e)为单电源供电的交流放大器电路,分析 R_1, R_2 所组成环节的作用及其值如何选择。

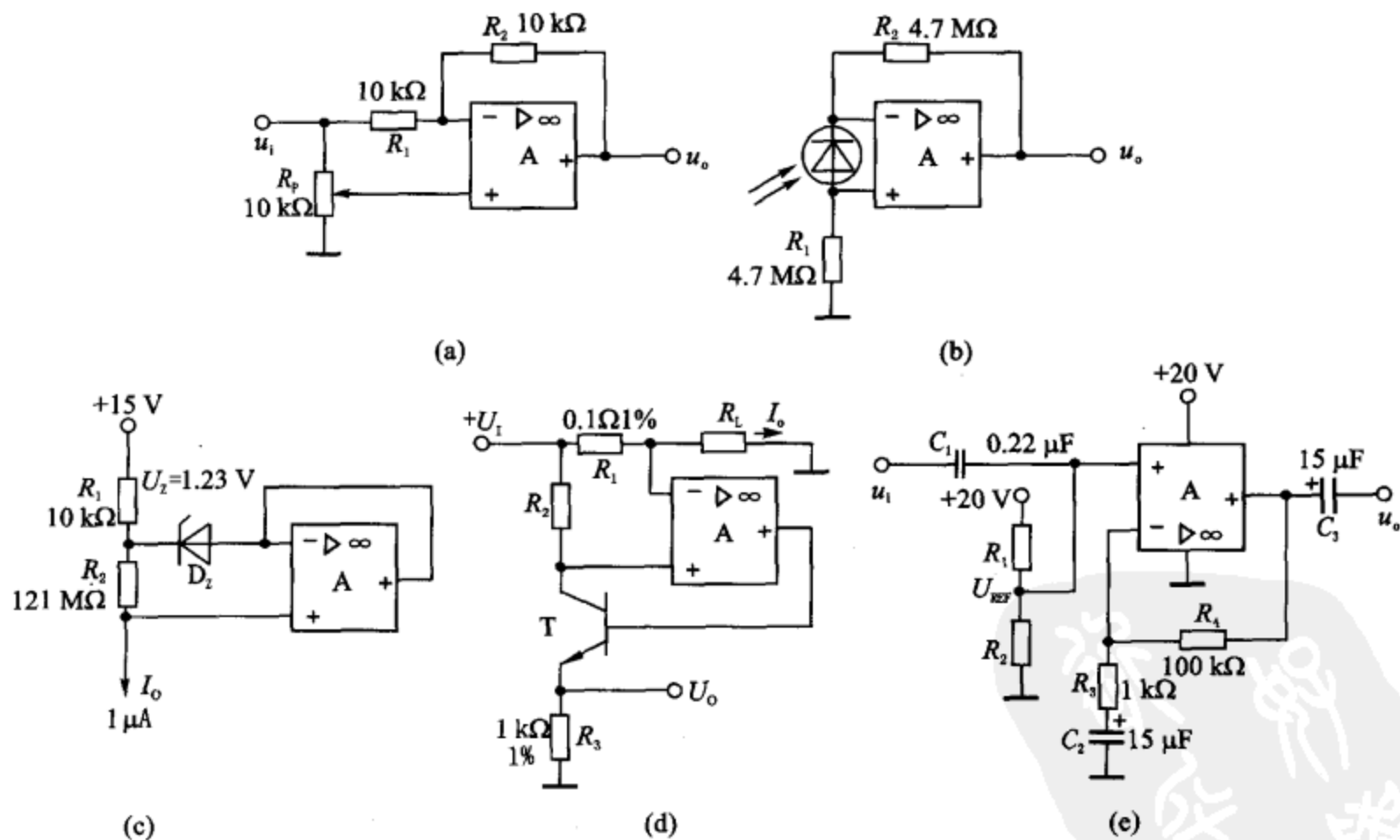


图 6.12 题 6.12 用图

$$\text{解: ① } \frac{u_i - u_+}{R_1} = \frac{u_+ - u_o}{R_2}$$

$$u_o = u_+ - \frac{R_2}{R_1}(u_i - u_+)$$

当 $u_+ = 0$ 时, $u_o = -\frac{R_2}{R_1}u_i = -u_i$

当 $u_+ = u_i$ 时, $u_o = u_i$

所以图 6.12(a) 电路的 A_u 可调范围: $-1 \sim +1$ 。

② 图 6.12(b) 电路, 当有光照时, $u_o \uparrow$, R_1, R_2 起电流电压转换作用, 因光照电流很小, R_1, R_2 取值就大, 运放同相端、反相端外接电阻应相等, 故取 $R_1 = R_2$ 。

③ 运放的同相端输入电流为零, R_2 上电压降为 $U_Z = 1.23 \text{ V}$, $I_o = \frac{U_Z}{R_2}$ 。因此要求稳压管 D_Z 的稳压性能要好, 同时, 运放同相端、反相端电压不为零, 因此要求运放的最大允许共模输入电压要高, 共模抑制比要大。

$$\textcircled{4} I_o = \frac{U_i}{R_1 + R_L} \approx \frac{U_i}{R_L}$$

$$I_c \cdot R_2 = R_1 \cdot I_o$$

$$I_c = \frac{R_1}{R_2} \cdot I_o$$

$$U_o = I_E \cdot R_3 \approx \frac{R_1}{R_2} \cdot R_3 \cdot I_o$$

$$\frac{U_o}{I_o} = \frac{R_1}{R_2} \cdot R_3$$

所以 $R_2 = 100 \Omega$

对于电阻 R_1, R_3 可以写成: $R_1 \pm \Delta R_1, R_3 \pm \Delta R_3$,

所以 $R_2 \pm \Delta R_2 = (R_1 \pm \Delta R_1)(R_3 \pm \Delta R_3) = R_1 \cdot R_3 \pm R_3 \cdot \Delta R_1 \pm R_1 \cdot \Delta R_3 + \Delta R_1 \cdot \Delta R_3$

忽略 $\Delta R_1 \cdot \Delta R_3$ 项, 则

$$\Delta R_2 = R_3 \cdot \Delta R_1 + R_1 \cdot \Delta R_3 = 1 \times 10^3 \times 0.1 \times 10^{-2} + 0.1 \times 10 = 2$$

所以 R_2 精度选择 1%。

⑤ R_1, R_2 的作用为调整静态工作点, 使运放输出的直流电压为 10 V。

$R_1 // R_2 = R_4$, 取 $R_1 = R_2 = 200 \text{ k}\Omega$ 。

题 6.13 人们常用增益变化灵敏度 $S = \frac{dA_f}{A_f} / \frac{dA}{A}$ 来评价增益的稳定性 (A, A_f 分别表示其对应的复数符号的模 $|\dot{A}|, |\dot{A}_f|$)。现有两种负反馈组成方框 (见图 6.13), 如果这两种方框中的 $\dot{A}$ 都相同, 闭环后的增益 $\dot{A}_f$ 也相同, 试比较它们 S 的大小。若要获得比较高的增益稳定度, 判断应选用哪一个组成方框。

解: 图 6.13(a): $A_f = \left(\frac{A}{1 + AF_s} \right)^2$

$$S_s = \frac{2}{1 + AF_s}$$

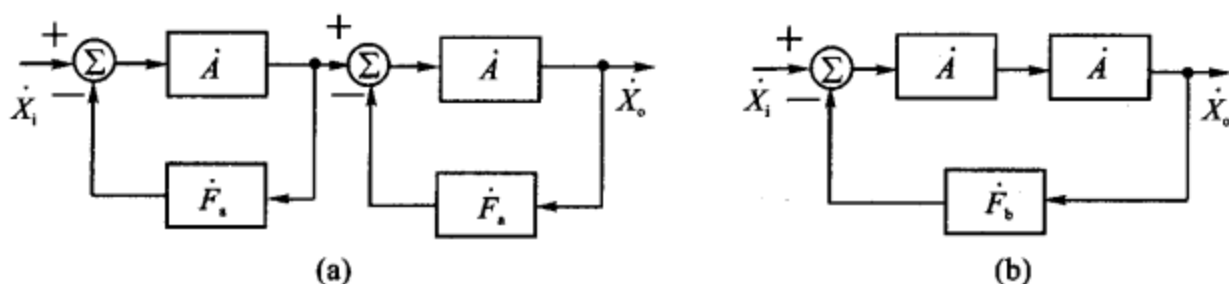


图 6.13 题 6.13 用图

图 6.13(b): $A_f = \frac{A^2}{1 + A^2 F_b}$

$$S_b = \frac{1}{1 + A^2 F_b}$$

显然,要获得高的增益稳定度,应选(b)图。

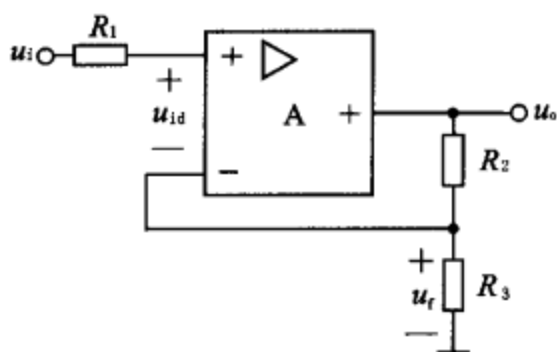


图 6.14 题 6.14 用图

题 6.14 在图 6.14 所示的电压串联负反馈放大电路中,假设集成运放的开环差模电压放大倍数 $A_{ud} = 10^5$, $R_3 = 2 \text{ k}\Omega$, $R_2 = 18 \text{ k}\Omega$ 。

- ① 估算反馈系数 F 、反馈深度 $(1 + A_{ud}F)$;
- ② 估算放大电路的闭环电压放大倍数 A_{uf} ;
- ③ 如果集成运放的开环差模电压放大倍数 A_{ud} 的相对变化量为 $\pm 10\%$,求此时闭环电压放大倍数 A_{uf} 的相对变化量。

解: ① 该电路 R_2, R_3 构成电压串联负反馈。

$$F_u = \frac{u_f}{u_o} = \frac{R_3}{R_2 + R_3} = 0.1$$

反馈深度: $(1 + A_{ud}F_u) = 1 + 10^5 \times 0.1 = 10\,001$ 。

② $A_{uf} = \frac{A_{ud}}{1 + A_{ud}F_u} \approx 10$ 。

③ $\frac{\Delta A_{uf}}{A_{uf}} = \frac{1}{1 + A_{ud}F_u} \cdot \frac{\Delta A_{ud}}{A_{ud}} = \frac{1}{10\,001} \cdot (\pm 10\%) = \pm 0.001\%$ 。

题 6.15 已知负反馈放大器的开环增益为 10^5 ,若要求获得 100 倍的闭环增益,问其反馈系数 F 应取多大? 如果由于制造误差其开环增益减小为 10^3 ,求此时的闭环增益及相应的闭环增益的相对变化量 $\frac{\Delta A_f}{A_f}$ 。

解: $A_{uf} = \frac{A}{1 + AF}$, 则

$$100 = \frac{10^5}{1 + 10^5 \cdot F}, \quad F = 0.009\,99$$

若 $A=10^3$, 则

$$A_{uf} = \frac{10^3}{1 + 10^3 \times 0.00999} = 90.99$$

相应的闭环增益相对变化量为

$$\frac{\Delta A_f}{A_f} = \frac{90.99 - 100}{100} = -9.01\%$$

题 6.16 现有直流增益 $A_{um1}=10^3$ 、上限频率 $f_{H1}=10$ kHz 的单级基本放大电路若干个, 要求施加负反馈后组成单级负反馈放大电路, 然后级连组成一个增益为 10^3 、上限频率 $f_H=0.5$ MHz 的多级放大器。分析至少需要几级单级负反馈放大电路级连才能实现上述要求, 并求每一级负反馈放大电路的闭环增益及反馈系数。

解: 单级放大器

$$\dot{A}_{u1} = \frac{A_{um1}}{1 + j \frac{f}{f_{H1}}}, \text{ 其中 } A_{um1}=10^3, f_{H1}=10 \text{ kHz}$$

级联后:

$$\dot{A}_u = \frac{A_{um}}{1 + j \frac{f}{f_H}}, \text{ 其中 } A_{um}=10^3, f_H=0.5 \text{ MHz}$$

引入负反馈后, 假设反馈系数为 F , 则单级放大器闭环增益:

$$\dot{A}_{u1f} = \frac{\dot{A}_{u1}}{1 + \dot{A}_{u1}F} = \frac{\frac{A_{um1}}{1 + j \frac{f}{f_{H1}}}}{1 + \frac{FA_{um1}}{1 + j \frac{f}{f_{H1}}}} = \frac{A_{u1mf}}{1 + j \frac{f}{(1 + A_{um1} \cdot F)f_{H1}}}$$

$$\text{即} \quad A_{u1mf} = \frac{A_{um1}}{1 + A_{um1} \cdot F}, \quad f_{H1f} = (1 + A_{um1} \cdot F) \cdot f_{H1}$$

多个级联后:

$$\begin{cases} \left(\frac{A_{um1}}{1 + A_{um1}F} \right)^n = 10^3 \\ \frac{1}{f_H} \approx 1.1 \sqrt{\frac{n}{f_{H1f}^2}} = \frac{1.1}{f_{H1f}} \cdot \sqrt{n} = \frac{1.1}{(1 + A_{um1} \cdot F)f_{H1}} \cdot \sqrt{n} \end{cases}$$

解此方程组, 得: $n=3, F=0.099$ 。

每一级的闭环增益为 $\frac{A_{um1}}{1 + A_{um1} \cdot F} = 10$ 。

题 6.17 某放大电路的频率特性如图 6.15 所示。

① 求该电路的下限频率 f_L 、上限频率 f_H 及中频电压增益 A_{um} ;

② 若希望通过电压串联负反馈使通频带展宽为 $1\text{ Hz} \sim 50\text{ MHz}$, 求所需的反馈深度、反馈系数 $\dot{F}_u$ 及中频闭环电压增益 $\dot{A}_{umf}$ 。

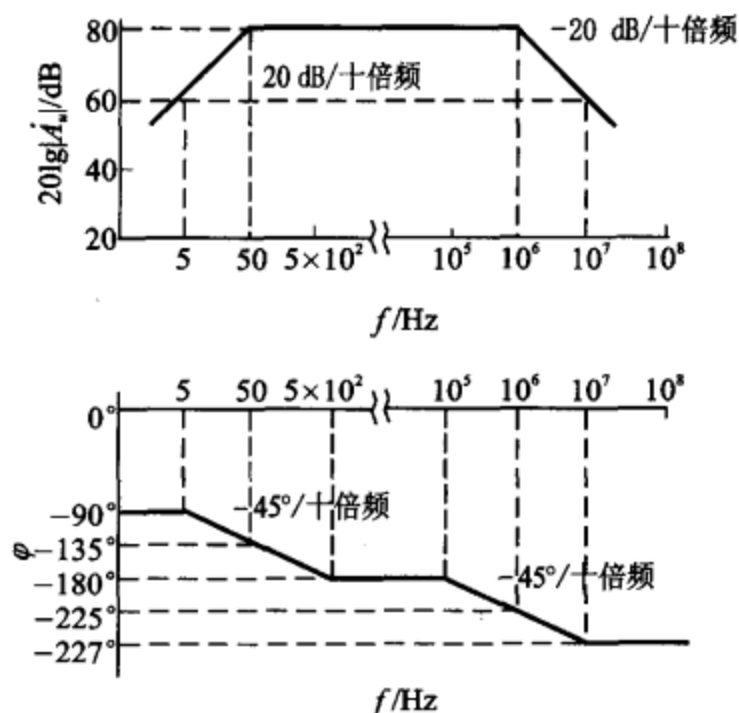


图 6.15 题 6.17 用图

解: ① 由图 6.15 可知: $f_L = 50\text{ Hz}$, $f_H = 1\text{ MHz}$, $\dot{A}_{um} = 80\text{ dB} = 10^4$ 。

② 引入负反馈后, 有

$$f_{Hf} = (1 + \dot{A}_{um} \dot{F}_u) \cdot f_H = 50\text{ MHz}, \quad f_{Lf} = \frac{f_L}{1 + \dot{A}_{um} \cdot \dot{F}_u} = 1\text{ Hz}$$

求得

$$\dot{F}_u = \frac{(50 - 1)}{\dot{A}_{um}} = 4.9 \times 10^{-3}$$

反馈深度:

$$1 + \dot{A}_{um} \cdot \dot{F}_u = 50$$

中频闭环电压增益:

$$\dot{A}_{umf} = \frac{\dot{A}_{um}}{1 + \dot{A}_{um} \cdot \dot{F}_u} = \frac{10^4}{50} = 200$$

题 6.18 一个直流增益为 10^3 、极点频率分别为 $f_{p1} = 10^6\text{ Hz}$ 和 $f_{p2} = 10^8\text{ Hz}$ 的双极点运放组成一个反相微分器电路, 如图 6.16(a) 所示。图 6.16(b) 为其幅频响应。试求闭环时电路稳定工作的最小微分时间常数值, 并计算此时电路的增益裕量和相位裕量值。

解: $\dot{A}_{um} = 10^3$, $f_{p1} = 10^6$, $f_{p2} = 10^8$ 。

$$\dot{A}_u = \frac{10^3}{\left(1 + j \frac{f}{f_{p1}}\right) \left(1 + j \frac{f}{f_{p2}}\right)}$$

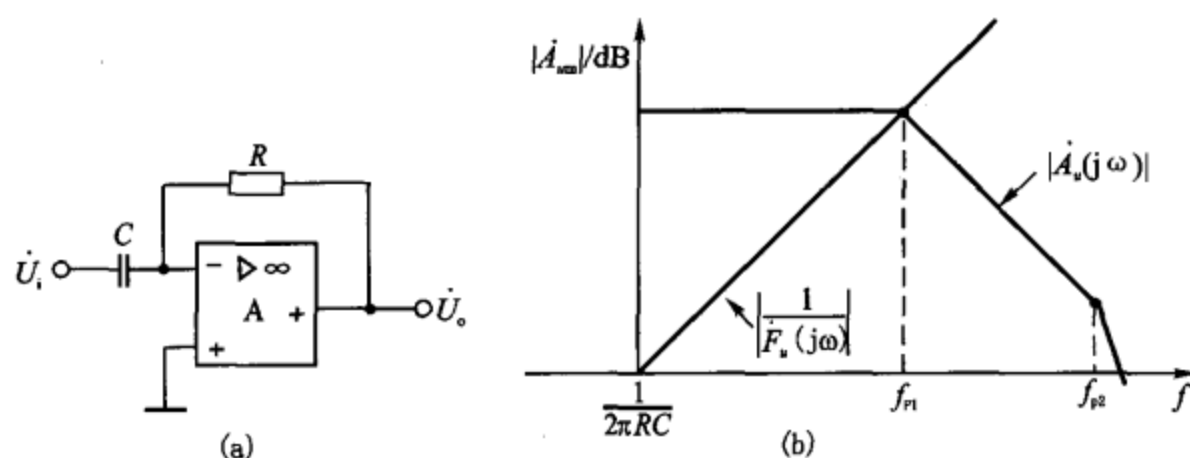


图 6.16 题 6.18 用图

$$\dot{F}_u = \frac{\frac{1}{j\omega C}}{R + \frac{1}{j\omega C}} = \frac{1}{1 + j\omega \cdot RC} = \frac{1}{1 + j \frac{f}{f_H}}$$

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

$\left| \frac{1}{F_u} \right|$ 的幅频特性如图 6.16(b) 中所示。

$|A_u|$ 和 $\left| \frac{1}{F_u} \right|$ 的交点即为环路增益等于 1, 此时相位裕量为 45° 。

$$\frac{1}{2\pi RC} = \frac{f_{p1}}{|A_{um}|}$$

所以最小微分时间常数

$$RC = \frac{1}{2\pi \times 10^3} = 0.16 \text{ ms}$$

环路相位为 180° 时, $f = 10^7 \text{ Hz}$, 此时基本放大器增益为 10^2 , 反馈系数为 10^{-4} , 环路增益为 10^{-2} , 即增益裕量为 40 dB。

题 6.19 已知某电压串联负反馈放大电路的开环频率特性如图 6.17 所示。

① 写出基本放大器电压放大倍数 $\dot{A}_u$ 的表达式;

② 若反馈系数 $\dot{F}_u = 0.01$, 分析判断闭环后电路是否能稳定工作。如能稳定, 请写出相位裕度; 如产生自激, 则求出在 45° 相位裕度下的 $\dot{F}_u$ 。

解: ① 基本放大器电压放大倍数表达式:

$$\dot{A}_u = \frac{10^4}{\left(1 + j \frac{f}{f_1}\right) \left(1 + j \frac{f}{f_2}\right)^2}$$

其中: $f_1 = 10 \text{ kHz}$, $f_2 = 100 \text{ kHz}$ 。

② 若反馈系数 $\dot{F}_u = 0.01$, 由图可以看出:

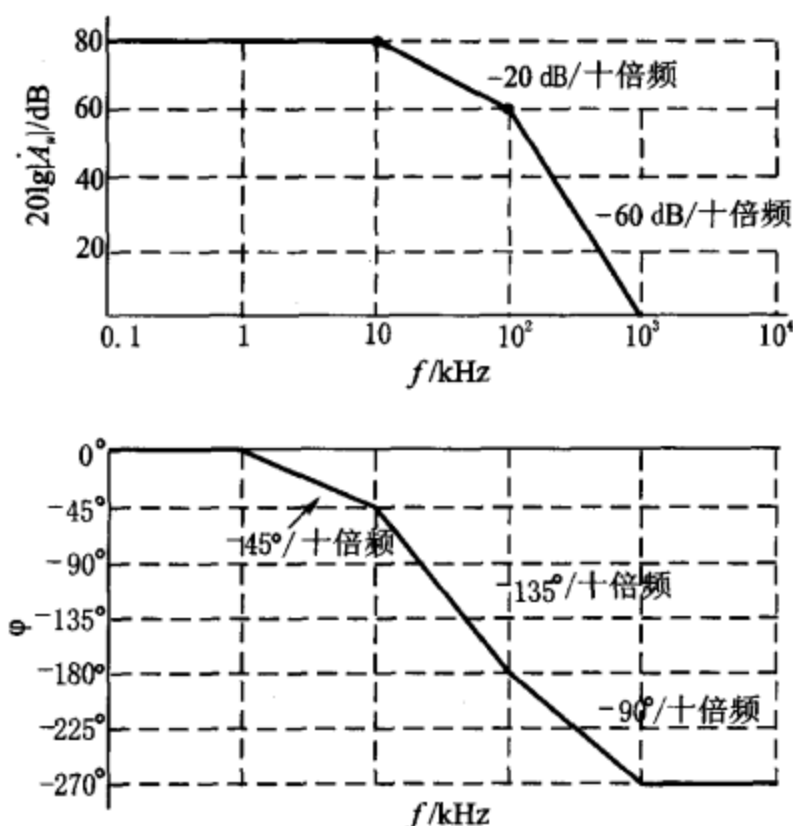


图 6.17 题 6.19 用图

$\varphi|_{f=100 \text{ kHz}} = -180^\circ$ 时, $20\lg|\dot{A}_u \dot{F}|_{f=100 \text{ kHz}} = 20\lg|10^3 \times 0.01| = 20 \text{ dB} > 0$, 会自激。
当要求 $\varphi_m = 45^\circ$ 时, 有

$$|\Delta\varphi_{AF}|_{f=f_p} = 180^\circ - \varphi_m = 135^\circ$$

此时 $20\lg|\dot{A}_u|_{f=f_p} = 66 \text{ dB}$

所以 $20\lg|\dot{F}| = -66 \text{ dB}$, $F = 0.0005$

题 6.20 图 6.18(a) 所示电路在低频时的电压放大倍数 $\dot{A}_u = \frac{\dot{U}_o}{\dot{U}_i} = -10$ 。

① 假设运算放大器 A 具有理想的特性, 求电阻 R_1 的值。

② 假设运算放大器 A 的电压放大倍数具有如图 6.18(b) 所示的频率特性, 其他方面的性能仍是理想的。现在希望通过 R_3, C 组成的校正环节使电路具有大约 45° 的相位裕度而稳定工作, 分析放大器校正后的幅频特性。

③ 在由 R_3, C 组成的校正环节中, 求电容 C 的数值。

④ 在低频 $f=1 \text{ Hz}$ 时, 求放大电路的输出电阻

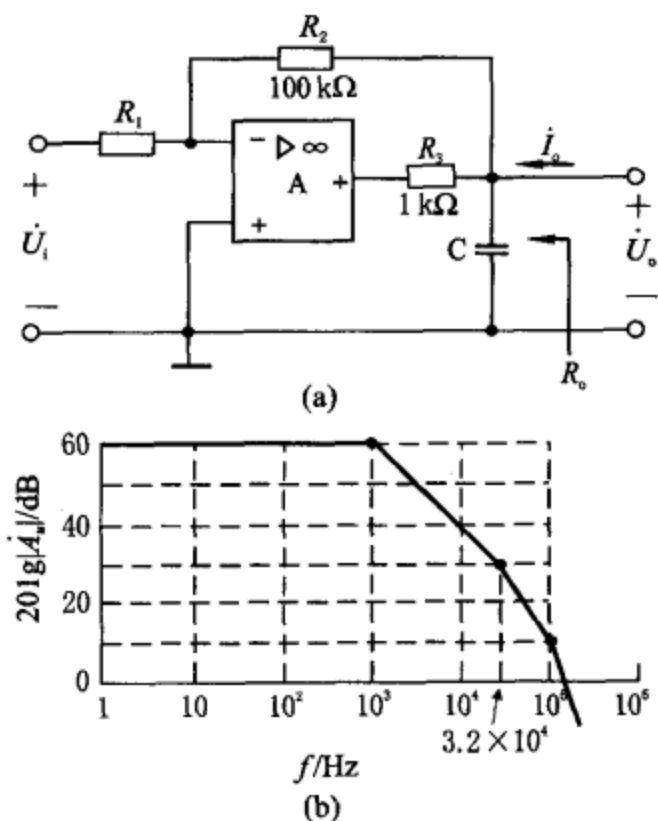


图 6.18 题 6.20 用图

R_o 的值。

解: ① 运放是理想的, $\dot{A}_u = -\frac{R_2}{R_1} = -10$ 则 $R_1 = 10 \text{ k}\Omega$ 。

② 新增加一个转折点频率 f'_1 , 使得校正后的幅频特性在原主极点频率 f_1 处有 $20\lg |\dot{A}_u \dot{F}_u|_{f=f_1} = 0$, $\dot{F}_u = 0.1$, 校正后的幅频特性有四个极点频率: f'_1, f_1, f_2, f_3 。其中 $f_1 = 10^3 \text{ Hz}$, $f_2 = 10^4 \text{ Hz}$, $f_3 = 10^5 \text{ Hz}$ 。

$$\dot{A}_u = \frac{10^3}{\left(1 + j\frac{f}{f_1}\right)\left(1 + j\frac{f}{f_2}\right)\left(1 + j\frac{f}{f_3}\right)}$$

加入补偿网络后, 有

$$\dot{A}'_u = \frac{1}{1 + j\frac{f}{f'_1}} \cdot \frac{10^3}{\left(1 + j\frac{f}{f_1}\right)\left(1 + j\frac{f}{f_2}\right)\left(1 + j\frac{f}{f_3}\right)}$$

$$f'_1 = \frac{1}{2\pi R_3 C}$$

校正后的幅频特性如图 6.19 所示。要使电路稳定, 则应使 $20\lg |\dot{A}_u \dot{F}_u|_{f=f_1} = 0$ 以上只有一个转折频率点, 作图可得 $f'_1 = 3.2 \times 10^2 \text{ Hz}$ 。

③ $f'_1 = \frac{1}{2\pi R_3 C}$, 则 $C \approx 0.5 \text{ }\mu\text{F}$ 。

④ $f = 1 \text{ Hz}$ 时, C 的容抗可忽略不计,

$$R_o = \left. \frac{\dot{U}}{\dot{I}} \right|_{U_i=0} = \frac{\dot{U}}{\dot{I}_{R2} + \dot{I}_{R3}}$$

其中, $\dot{I}_{R2} = \frac{\dot{U}}{R_1 + R_2}$, $A = 10^3$,

$$\dot{I}_{R3} = \frac{\dot{U} - \dot{U} \frac{R_1}{R_1 + R_2} \cdot (-A)}{R_3}$$

得: $R_o = \frac{(R_1 + R_2) \cdot R_3}{R_1 + R_2 + R_3 + AR_1} \approx 11 \text{ }\Omega$ 。

题 6.21 某集成运放的直流开环增益为 10^4 , 相应的极点频率分别为 $f_{p1} = 200 \text{ kHz}$, $f_{p2} = 2 \text{ MHz}$, $f_{p3} = 20 \text{ MHz}$, 已知产生第一个极点频率 f_{p1} 电路的等效输出电阻 $R_{o1} = 20 \text{ k}\Omega$ 。为保证放大器稳定工作, 采用简单的电容滞后补偿技术。

① 若要求在闭环增益为 10 时稳定工作, 求需外接最小电容 C_φ 的值;

② 若要求在闭环增益为 1 时稳定工作, 求补偿电容 C_φ 的值。

解: $A = 10^4$, $f_{p1} = 200 \text{ kHz}$, $f_{p2} = 2 \text{ MHz}$, $f_{p3} = 20 \text{ MHz}$, 产生第一极点 f_{p1} 电路的 $R_{o1} = 20 \text{ k}\Omega$, 采用电容滞后补偿。

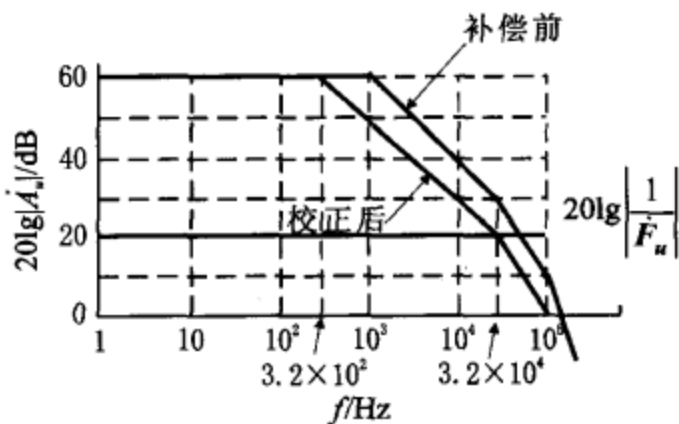


图 6.19 题 6.20 解图

$$\textcircled{1} f_{p1} = \frac{1}{2\pi R_{o1} C_{o1}}$$

$$C_{o1} = \frac{1}{2\pi f_{p1} \cdot R_{o1}} = \left(\frac{10^{-5}}{2\pi \times 20 \times 200} \right) \text{ F} = 40 \text{ pF}$$

$$A_u = \frac{10^4}{\left(1 + j \frac{f}{f_{p1}}\right) \left(1 + j \frac{f}{f_{p2}}\right) \left(1 + j \frac{f}{f_{p3}}\right)}$$

电容补偿只会影响 f_{p1} , 使得 0 dB 以上只存在一个转折频率点。

$$A_{uf} = 10, \text{ 则 } \dot{F} = \frac{10^3 - 1}{10^4} \approx 0.1$$

$$\text{补偿以后: } |\dot{A}_u \dot{F}|_{f=f_{p2}} = 1$$

忽略 f_{p3} , f_{p2} 对 f'_{p1} , $|\dot{A}_u|$ 的影响, 则:

$$0.1 \times \frac{10^4}{\sqrt{1 + \left(\frac{2}{f'_{p1}}\right)^2}} = 1$$

求出: $f'_{p1} = 2 \text{ kHz}$ 。

$$f'_{p1} = \frac{1}{2\pi R_{o1} (C_\varphi + C_{o1})} = \frac{10^{-3} \times 10^{12}}{2\pi \times 20 \times (C_\varphi + 40)} = 2 \times 10^3 \text{ Hz}$$

则: $C_\varphi = 3940 \text{ pF}$ 。

$$\textcircled{2} \text{ 若 } A_{uf} = 1, \text{ 则 } \dot{F} = \frac{10^4 - 1}{10^4} \approx 1$$

和上面一样, $|\dot{A}_u \dot{F}|_{f=f_{p1}} = 1$

$$1 \times \frac{10^4}{\sqrt{1 + \left(\frac{2}{f''_{p1}}\right)^2}} = 1$$

求出: $f''_{p1} = 200 \text{ Hz}$

$$f''_{p1} = \frac{1}{2\pi R_{o1} (C_\varphi + C_{o1})} = \frac{10^9}{2\pi \times 20 \times (C_\varphi + 40)} = 200 \text{ Hz}$$

$$C_\varphi \approx 0.04 \text{ } \mu\text{F}。$$

6.3 提高题与参考答案

题 6.22 反馈电路如图 6.20 所示。电阻 R_{f1} 和 R_{f2} 构成两个级间反馈支路。试回答:

- ① 电阻 R_{f1} 所在支路为何种反馈, 其作用是什么?
- ② 电阻 R_{f2} 所在支路为何种反馈, 有何作用?
- ③ 在深度负反馈条件下, 写出电压增益 $A_{uf} = u_o / u_i$ 的表达式。

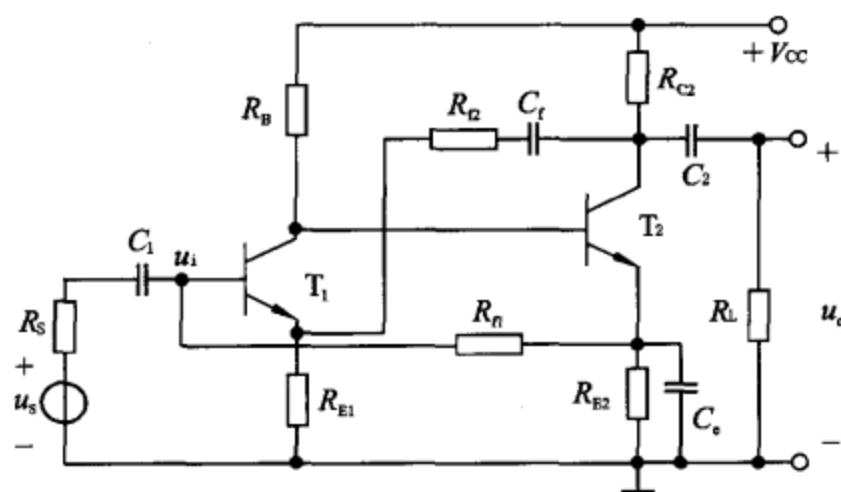


图 6.20 题 6.22 用图

解：① 用瞬时极性法判断正负反馈。当 u_s 为正时， T_1 的基极为正，集电极为负， T_2 的基极为负，集电极为正， u_{f1} 从 T_2 的发射极取出为负，与输入 u_i 直接连在一起，所以 R_{f1} 支路为负反馈。 u_{f2} 从 T_2 的集电极取出为正，连到 T_1 的发射极，所以 R_{f2} 支路为负反馈。由于 R_{f1} 与电容相连，交流时被旁路，所以该支路不存在交流反馈，仅有直流负反馈。直流负反馈的作用是可以稳定静态工作点。

② R_{f2} 所在支路有隔直电容，所以不存在直流反馈。反馈信号 u_{f2} 与输出电压 u_o 成正比，所以是电压反馈。 u_{f2} 连到 T_1 的发射极，所以是串联反馈，所以 R_{f2} 支路是电压串联负反馈。电压串联负反馈可以减小输出电阻，增大输入电阻，并且使输出电压保持稳定。

③ 在深度负反馈条件下，

$$A_{uf} = \frac{u_o}{u_i} \approx \frac{1}{F_u} = 1 + \frac{R_{f2}}{R_{E1}}.$$

题 6.23 反馈放大电路如图 6.21 所示。

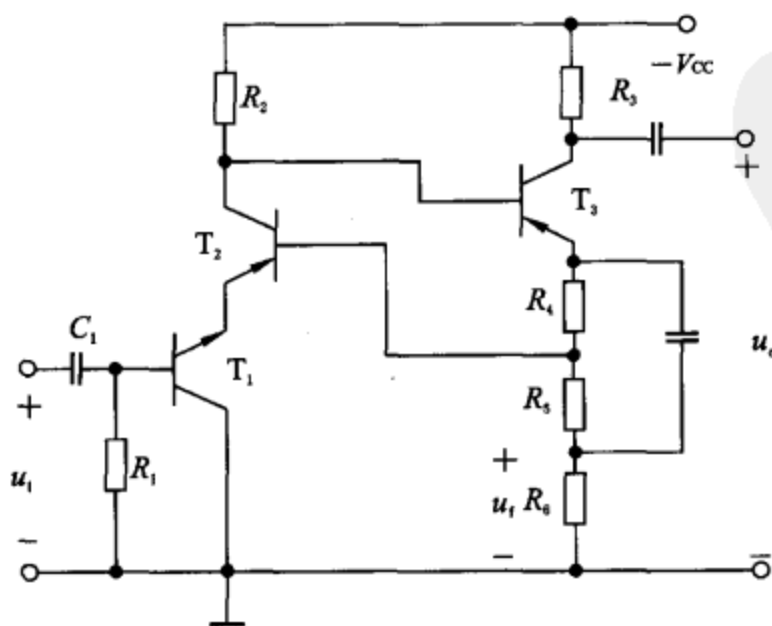


图 6.21 题 6.23 用图

① 这是什么类型的反馈电路? 所引起反馈的主要作用是什么?

② 写出深度负反馈条件下的闭环电压放大倍数 $A_{uf} = u_o / u_i$ 的表达式。

解: ① T_1 为共集电极电路, T_2 为共基极电路, T_3 为共发射极电路。由瞬时极性法判断可知, R_6 的反馈为负反馈, 由 R_6 取出量为电流, 与输入相串联, 故是电流串联负反馈。可以稳定输出电流, 增大输出电阻和输入电阻。

② 反馈电压: $u_f = -i_o \cdot R_6$

反馈系数: $F_r = \frac{u_f}{i_o} = -R_6$

放大倍数: $A_{uf} \approx \frac{1}{F_r} \cdot R_3 = -\frac{R_3}{R_6}$

题 6.24 反馈放大电路如图 6.22 所示。

① 试用瞬时极性法判断图中的级间反馈极性和组态(类型);

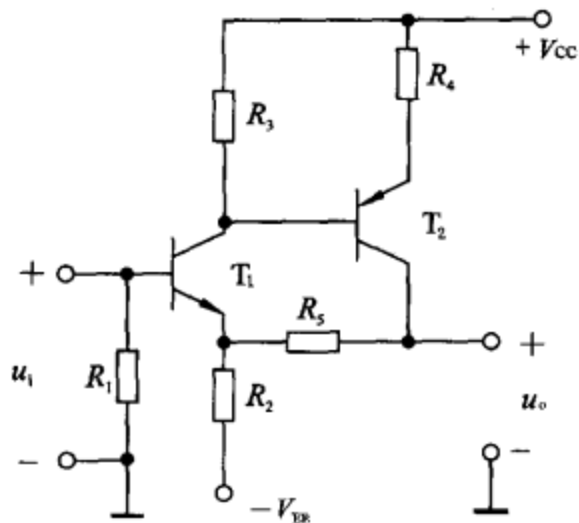


图 6.22 题 6.24 用图

② 假定满足深度负反馈的条件, 试求闭环电压增益 $A_{uf} = u_o / u_i = ?$

③ 若 $R_5 = 0$, 反馈系数 $F_u = ?$ 闭环电压增益 $A_{uf} = ?$ 此时构成什么电路?

解: ① 图中的级间反馈网络由 R_2 和 R_5 组成, 类型为电压串联负反馈。将输出端 u_o 短路, 反馈即不存在, 故为电压反馈; 在输入端, 反馈电压与输入电压串联, 故为串联反馈。若 T_1 的基极即 u_i 为正, T_2 的基极为负, T_2 的集电极为正, 该电压经 R_2, R_5 组成的电阻分压器在 R_2 上得到反馈电压 u_f 为正, 它使 T_1 发射结净输入电压减少, 所以是负反馈。

② 反馈系数由电阻网络决定, 即 $F_u = R_2 / (R_2 + R_5)$ 。当满足深度负反馈条件时, 有:

$$A_{uf} = \frac{A_u}{1 + A_u F_u} \approx \frac{1}{F_u} = 1 + \frac{R_5}{R_2}$$

③ 若 $R_5 = 0$, 反馈系数 $F_u = 1$, $A_{uf} \approx 1 / F_u = 1$, 此时, 电路构成电压跟随器。

题 6.25 图 6.23 所示电路(a), (b), (c)均为深度负反馈放大器, 分别估算电路的电压增益。

解: 图 6.23(a)为单极共射极放大电路, $20 \text{ k}\Omega$ 和 $1 \text{ k}\Omega$ 电阻组成反馈网络, 输出 u_o 与输入 u_i 相位相反, 输出电压为 0 时, 反馈量不存在, 在输入端与输入电流求差, 所以是电压并联负反馈。

电压增益为: $A_{uf} = \frac{u_o}{u_i} \approx \frac{u_o}{i_i \times 1} = \frac{1}{F_g \times 1} = -\frac{20}{1} = -20$

图 6.23(b)为两极共射放大电路, $0.1 \text{ k}\Omega$ 和 $2 \text{ k}\Omega$ 电阻作为反馈网络, 反馈电压在输入端与 u_i 相减, 抵消掉 u_i 的一部分, 输出电压为 0 时反馈量不存在, 故为电压串联负反馈。

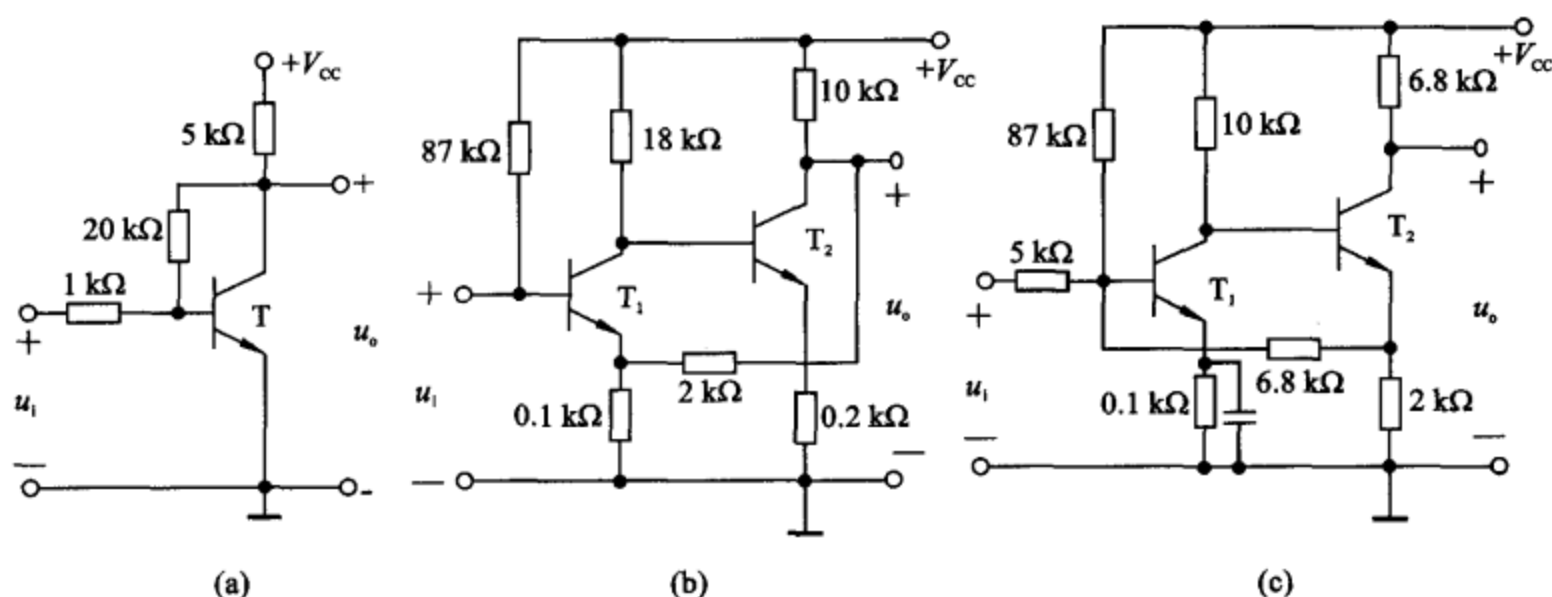


图 6.23 题 6.25 用图

其电压增益为：

$$A_{uf} \approx \frac{1}{F_u} = \frac{2+0.1}{0.1} = 21$$

图 6.23(c) 为两级共射放大电路, $6.8 \text{ k}\Omega$ 和 $2 \text{ k}\Omega$ 电阻构成反馈网络, 输出取样为电流, 在输出电压为 0 时反馈量依然存在, 在输入端输入电流和反馈电流求差, 故为电流并联负反馈。

其电压增益为：

$$A_{uf} = \frac{u_o}{u_i} = \frac{-i_o \times 6.8}{i_i \times 5} = \frac{-i_o \times 6.8}{i_f \times 5} = \frac{-i_o \times 6.8}{5} / \left(-\frac{2}{6.8+2} \times i_o \right) = 5.98$$

题 6.26 图 6.24 所示为两级反馈电路, 图中所有电容均足够大, 对交流可视为短路。

① 判断反馈的类型；

② 试计算深度负反馈条件下的电压放大倍数： $A_{uf} = \frac{u_o}{u_i}$ 。

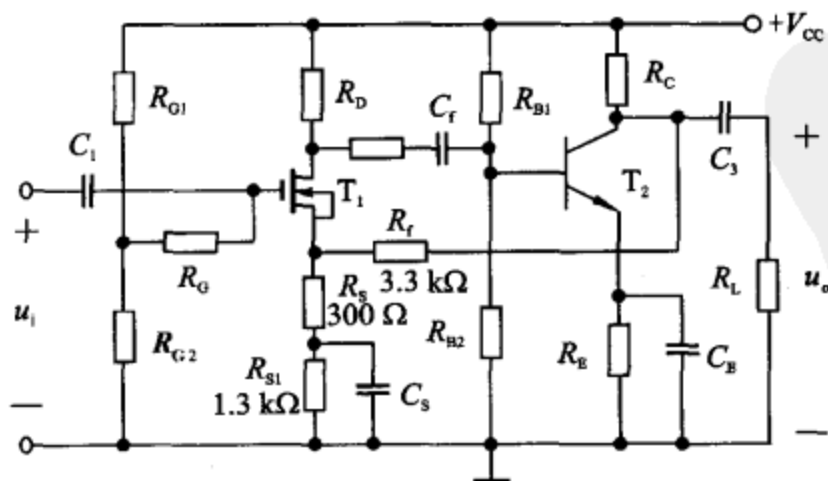


图 6.24 题 6.26 用图

解：① 级间反馈网络由 R_f, R_s 组成。令输出量 u_o 为 0 时, 反馈量也为 0, 反馈量与输入量串

联,故反馈类型是电压串联。

u_i 为正时, T_1 的漏极为负, T_2 的集电极为正,该电压经 R_f, R_s 组成的电阻分压器在 R_s 上得到反馈电压 u_f 为正,它使 T_1 的栅源极间净电压减少,所以是负反馈。

② 反馈系数为 $F_u = \frac{R_s}{R_s + R_f}$ 。

当满足深度负反馈条件时:

$$A_{uf} = \frac{A_u}{1 + A_u \cdot F_u} \approx \frac{1}{F_u} = 1 + \frac{R_f}{R_s} = 12。$$

题 6.27 反馈电路如图 6.25 所示,设集成运放是理想的,回答下列问题:

- ① 若 u_o 从 R_2 两端取出,当 R_2 变化时(其他参数不变),电路能否自动稳定 u_o ?
- ② 若 u_o 从 R_3 两端取出,当 R_3 变化时(其他参数不变),电路能否自动稳定 u_o ?
- ③ 若 u_o 从 R_1 两端取出,当 R_1 变化时(其他参数不变),电路能否自动稳定 u_o ?
- ④ 若 u_o 从 R_3 两端取出,求 u_o/u_i 的表达式。

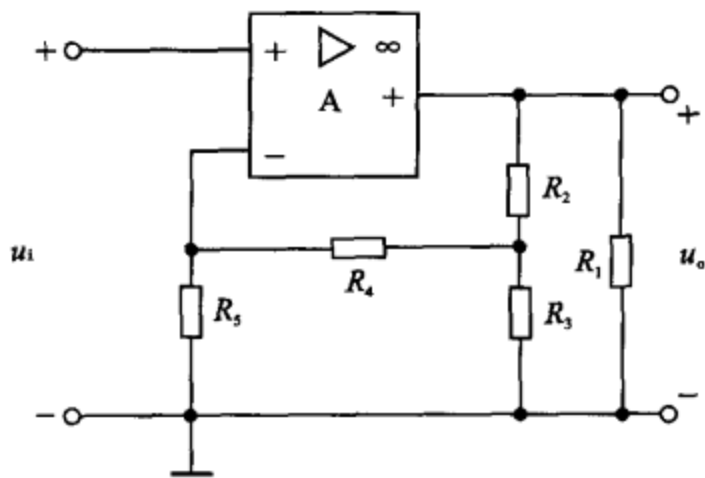


图 6.25 题 6.27 用图

解: ① 当 u_o 从 R_2 两端取出时,令输出量为 0 时, R_2 被短路,反馈量依然存在,反馈量与输入量串联,故由 R_3, R_4 和 R_5 组成的反馈网络是电流串联负反馈。电流负反馈的作用是稳定输出电流,当 R_2 增大时,输出电流减小, u_i 减小,净输入电压增大,输出电压增大,输出电流增大。因此当 R_2 变化时,电路不能自动稳定 u_o 。

② 当 u_o 从 R_3 两端取出时,令输出量为 0,则 R_4 和 R_5 并联,反馈量也为 0, R_4 和 R_5 组成的反馈网络在输入端与输入电压求差,故是电压串联负反馈。电压负反馈可以稳定输出电压。当 R_3 增大时,输出电流变小,输出电压 u_o 变小,反馈电压变小,净输入电压变大,运放输出变大,输出电流变大,输出 u_o 变大。因此,当 R_3 变大时,可以稳定输出电压。

③ 当 u_o 从 R_1 两端取出时,令输出量为 0,则 R_1 被短路,反馈量不存在,反馈量在输入端与输入电压求差,故 R_2, R_4, R_5 组成的反馈网络是电压串联负反馈。电压串联负反馈的作用是稳定输出电压。电阻 R_1 不在反馈网络内,故 R_1 的变化不会引起输出电压的变化。

$$\textcircled{4} A_{uf} = \frac{u_o}{u_i} \approx \frac{u_o}{u_f} = \frac{1}{F_u} = 1 + \frac{R_4}{R_5}。$$

题 6.28 设图 6.26 所示的电路中的各运放是理想的。

- ① 试判断该电路级间反馈的极性和组态；
- ② 若为负反馈，假定满足深度负反馈的条件，求闭环电压增益表达式。

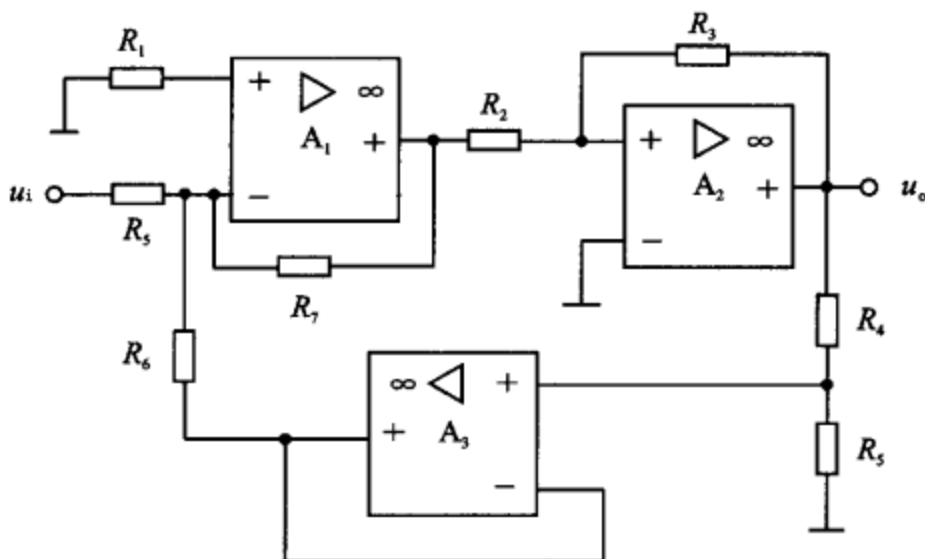


图 6.26 题 6.28 用图

解：① R_4, R_5, A_3, R_6 等构成级间反馈网络。令输出量 u_o 为 0 时，反馈量也为 0，反馈量与输入量并联，故反馈类型是电压并联。 u_i 为正时，输出 u_{A1} 为负， $u_{A2} (u_o)$ 为负， u_{A3} 为负， R_6 上的反馈电流使 A_1 的净输入电流减少，所以是负反馈。

$$\textcircled{2} A_1 \text{ 满足虚短、虚断条件：} \frac{u_i}{R_5} + \frac{u_{A3}}{R_6} + \frac{u_{A1}}{R_7} = 0$$

$$A_2 \text{ 满足虚短、虚断条件：} \frac{u_{A1}}{R_2} + \frac{u_o}{R_3} = 0$$

$$A_3 \text{ 满足虚短、虚断条件：} u_o \times \frac{R_5}{R_4 + R_5} = u_{A3}$$

联立以上三式可得：

$$A_{uf} = \frac{u_o}{u_i} = \frac{1}{R_5} \cdot \frac{1}{\frac{R_2}{R_3 R_7} - \frac{R_5}{(R_4 + R_5) \cdot R_6}}。$$

题 6.29 电路如图 6.27 所示，设 $A_1 \sim A_4$ 均为理想运放。试说明 A_4 引入的反馈（从 A_3 输出到 A_3 的同相输入端）极性。推导 $u_o = f(u_{i1}, u_{i2})$ 的表达式。

解：从电路中可以看出，输出电压经过采样电阻分压后输入 A_4 的反相端，然后再输出至 A_3 的同相端，因此是负反馈，主要作用是用于稳定输出电压。

由运放特点：

$$u_{A1+} = u_{A1-} = u_{i1}$$

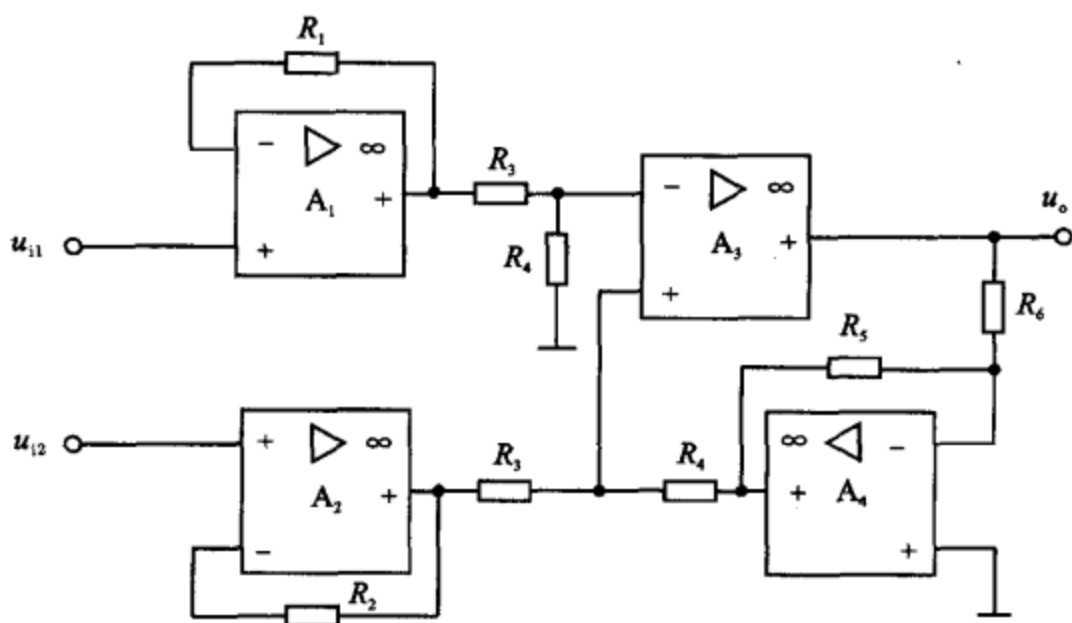


图 6.27 题 6.29 用图

$$u_{A2+} = u_{A2-} = u_{i2}$$

$$u_{A3+} = u_{A3-}$$

$$u_{A4+} = u_{A4-} = 0$$

同时

$$u_{A1} = u_{i1}$$

$$u_{A2} = u_{i2}$$

$$u_{A3-} = \frac{R_4}{R_3 + R_4} \times u_{i1}$$

$$\frac{u_o}{R_6} + \frac{u_{A4}}{R_5} = 0$$

$$\frac{u_{A4} - u_{A3+}}{R_4} + \frac{u_{A2} - u_{A3+}}{R_3} = 0$$

得

$$u_o = \frac{R_4 R_6}{R_3 R_5} (u_{i2} - u_{i1})$$

题 6.30 由运放 A_1, A_2, A_3 组成的反馈放大电路如图 6.28 所示。试判断电路中存在何种反馈组态, 并导出其闭环电压增益 A_{uf} 的表达式。(设运放是理想的)

解: 首先判定其性质, 观察电路输入信号 u_i 若增加, 则输出信号 u_o 也增加, 在 A_1 处的反馈信号也增加, 因此 A_1 两端信号差值减少, 反映到输出端, 输出信号减少, 因此是负反馈。令输出量 u_o 为 0 时, 反馈量也为 0, 反馈量与输入量串联, 故反馈类型是电压串联负反馈。

A_1 满足虚短、虚断的条件:

$$u_{A1-} = u_{A1+} = u_i$$

A_2 满足虚短、虚断的条件:

$$u_o = -\frac{R_2}{R_1} \times u_{A1}$$

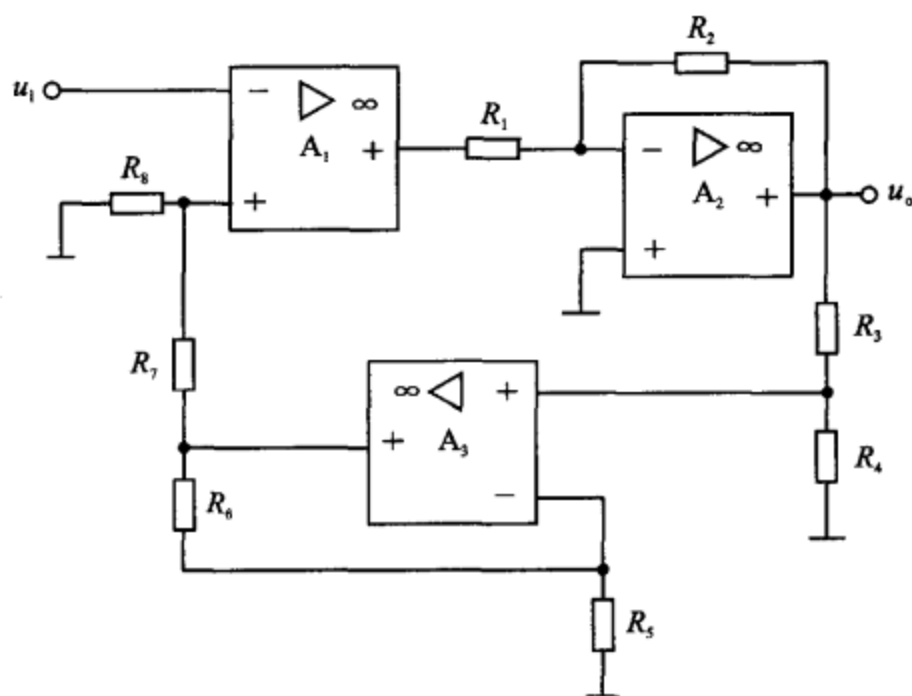


图 6.28 题 6.30 用图

A_3 满足虚短、虚断的条件:

$$u_{A3+} = u_{A3-} = \frac{R_4}{R_3 + R_4} \times u_o$$

$$u_{A3} \times \frac{R_5}{R_5 + R_6} = u_o \times \frac{R_4}{R_3 + R_4}$$

$$u_{A3} \times \frac{R_8}{R_7 + R_8} = u_i$$

同时

化简可得

$$A_{uf} = \left(1 + \frac{R_3}{R_4}\right) \cdot \left(1 + \frac{R_7}{R_8}\right) \cdot \frac{R_5}{R_5 + R_6}$$

题 6.31 由 JFET 和运放组成的反馈放大电路如图 6.29 所示。已知 $R_1 = 1 \text{ k}\Omega$, $R_2 = R_3 = 10 \text{ k}\Omega$, $R_4 = 1 \text{ k}\Omega$, $R_5 = 20 \text{ k}\Omega$, $R_L = 1 \text{ k}\Omega$ 。

① 为使电路反馈极性为负反馈, 请指出运放 A 的正负端, 并判别此时电路的反馈类型(组态);

② 设电路满足深度负反馈的条件, 试估算电压增益 $A_{uf} = \frac{u_o}{u_i}$;

③ 若电阻 R_4 因损坏而开路或短路, 它对电路性能各有什么影响。

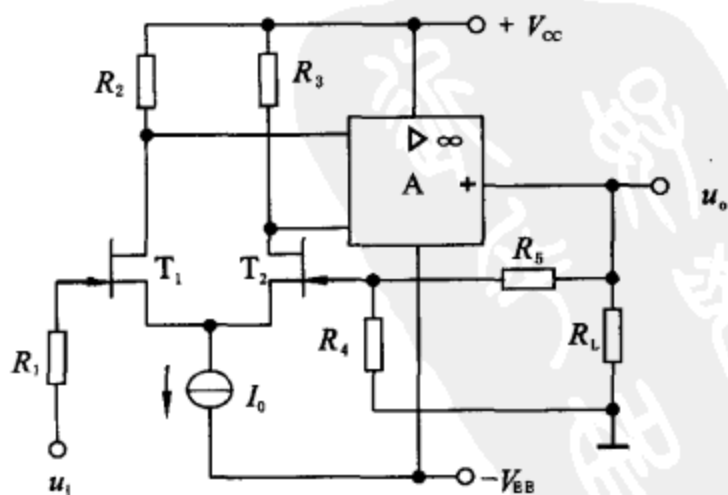


图 6.29 题 6.31 用图

解: ① 通常反馈信号接入差分输入的反相端, 因此可设 T_1 的栅极 u_i 为同相端, T_2 的栅极为反相端, 经过 T_1 和 T_2 一级倒相后, R_2 电阻一端为反相, R_3 电阻一端为同相, 由于 u_o 应与 u_i 同相, 也就是与 R_2 一端反相, 因此 A 与 R_2 相连的一端(上)为运放 A 的反相端, 而 A 与 R_3 相连的一端(下)为运放 A 的同相端。此时, 输出取样为电压, 输入相减为电压, 因此为电压串联负反馈。

② 电路满足深度负反馈, 且在开环增益很大的条件下, 系统增益仅由反馈网络决定, 由开环增益的虚短特性, 有

$$u_i = u_o \times R_4 / (R_4 + R_5)$$

则 $A_{uf} = u_o / u_i = 1 + R_5 / R_4 = 21$

③ 若 R_4 开路, 反馈量为全部 u_o , 相当于电阻 $R_4 \rightarrow \infty$, 电路变成一个电压跟随器, 当 R_4 短路时, T_2 的栅极电位钳位于 0, 当 u_i 偏离 0 点较大时, 此放大器将偏离线性工作区, 在非线性区工作时相当于一个电压比较器。当 $u_i > 0$ 时, $u_o = V_{CC}$; 当 $u_i < 0$ 时, $u_o = -V_{EE}$ 。只有当 u_i 在 0 电位附近很小的区域内时, 才是一个放大器。

题 6.32 在图 6.30 所示电路中, 运放 A 为理想组件。

① 分别指出两电路间交流反馈的类型和极性(反馈组态);

② 设电路满足深度负反馈条件, 分别写出闭环电压放大倍数 $A_{uf} = \frac{u_o}{u_i}$ 。

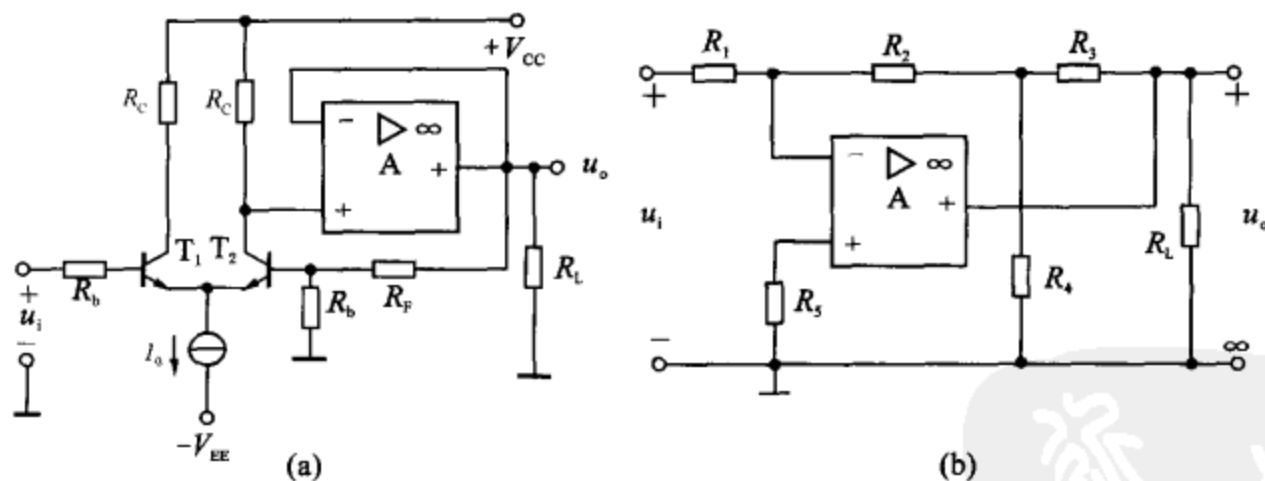


图 6.30 题 6.32 用图

解: ① 图 6.30(a), u_i 为正时, T_2 的集电极为正, u_o 为正, R_b 和 R_F 分压后 T_2 的基极也为正, 所以为负反馈。令输出量 u_o 为 0 时, 反馈量也为 0, 同时反馈量与输入 u_i 相串联, 所以为电压串联负反馈。

图 6.30(b), u_i 为正时, u_o 为负, R_2, R_3, R_4 构成的反馈网络使运放 A 的净输入电流减小, 所以为负反馈。令输出量 u_o 为 0 时, 反馈量也为 0, 同时反馈量与输入量 i_i 相并联, 所以为电压并联负反馈。

② 图 6.30(a), $u_i = \frac{R_b}{R_b + R_F} \times u_o$

$$F_u = \frac{u_i}{u_o} = \frac{R_b}{R_b + R_F} \quad A_{uf} \approx \frac{1}{F_u} = 1 + \frac{R_F}{R_b}$$

图 6.30(b), 设 R_4 上电压为 u_4 , 运放 A 满足虚短、虚断的条件, 有

$$\frac{u_i}{R_1} = \frac{0 - u_4}{R_2} = \frac{u_4}{R_4} + \frac{u_4 - u_o}{R_3}$$

所以

$$A_{uf} = \frac{u_o}{u_i} = - \left(\frac{R_2 + R_3}{R_1} + \frac{R_2 R_3}{R_1 R_4} \right)$$

题 6.33 在图 6.31(a)所示的差分放大电路中, 哪些支路引入了反馈, 属于什么组态的反馈? (对差模信号和共模信号分别讨论); 在图 6.31(b)所示的运放电路中引入了哪些反馈, 判断反馈的极性与组态。

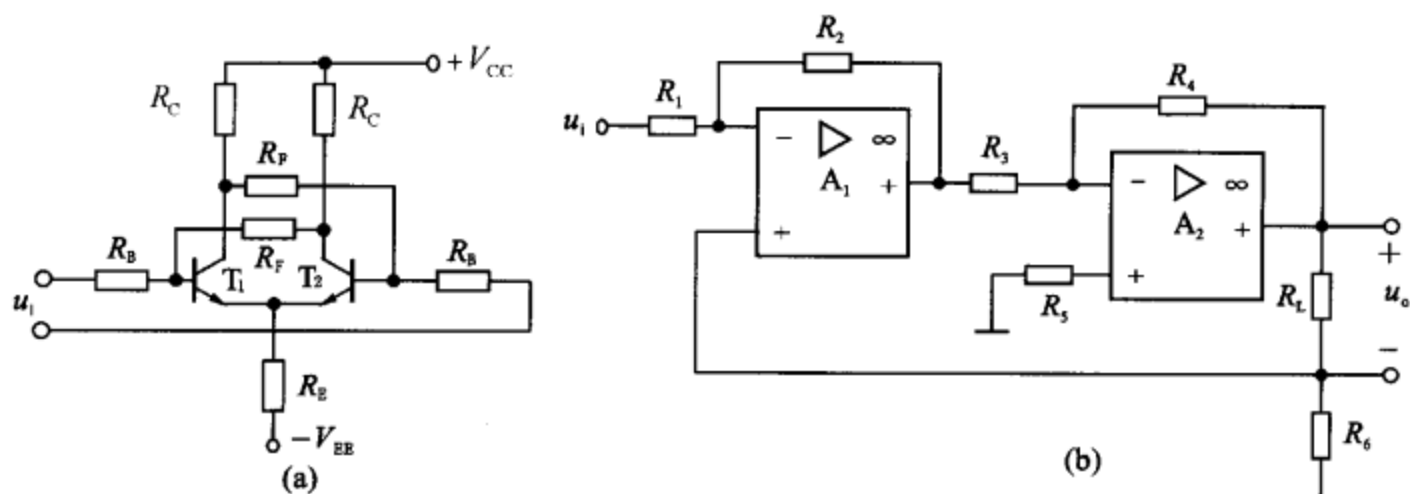


图 6.31 题 6.33 用图

解: 图 6.31(a), 对于共模信号而言, R_E 引入了电流串联负反馈, R_F 引入了电压串联负反馈, 瞬时极性分析如图 6.32(b)所示; 对于差模信号而言, R_E 不引入反馈, R_F 引入了正反馈, 瞬时极性分析如图 6.32(a)所示。

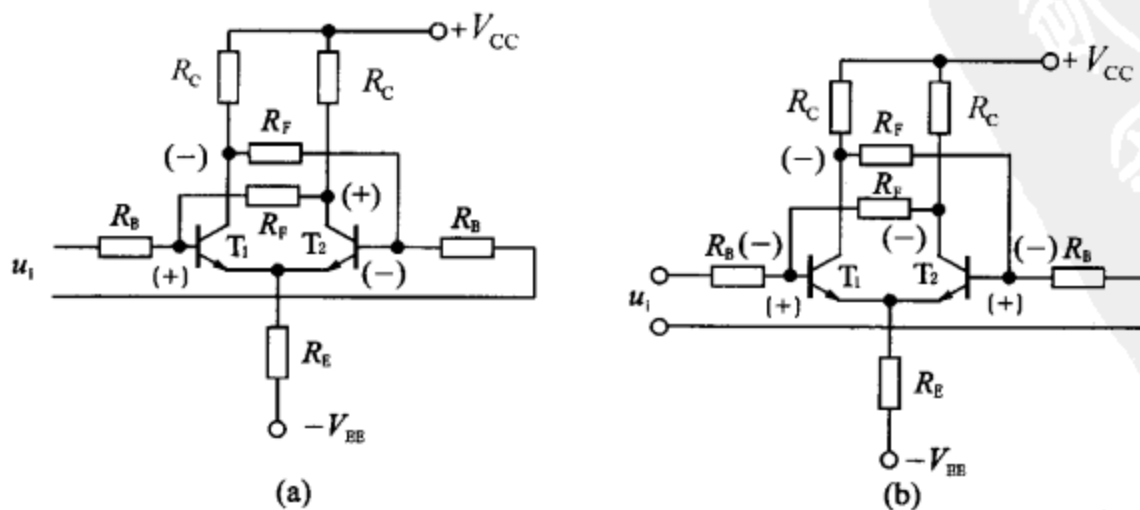


图 6.32 题 6.33 解图

图 6.31(b), R_2, R_4 引入的是局部电压并联负反馈, R_6 引入的是级间电流串联负反馈。

题 6.34 负反馈虽然使放大器的增益下降, 但能改善放大器的性能。现有一放大器的开环增益 $\dot{A} = 10^5$, 设在开环时放大器产生非线性失真, 失真系数 $\gamma = 10\%$, 问闭环后要求 γ 下降到 1% 时, 电路的反馈系数 $\dot{F}$ 和闭环增益 $\dot{A}_f$ 等于多少? 如输入信号本身有较大失真, 闭环后能否减少?

解: 设放大器的净输入信号(基波)为 $\dot{X}'_i$, 如图 6.33 所示。无反馈时放大器的输出为

$$\dot{X}_o = \dot{A}\dot{X}'_i + \dot{X}'_o \quad (\dot{X}'_o \text{ 为谐波成分})$$

引入负反馈后, 输出谐波为 $\dot{X}''_o$, 且

$$\dot{X}''_o = \dot{X}'_o - \dot{A}\dot{F}\dot{X}''_o$$

所以

$$\dot{X}''_o = \frac{\dot{X}'_o}{1 + \dot{A}\dot{F}}$$

因此

$$\gamma_f = \frac{\gamma}{1 + \dot{A}\dot{F}} \Rightarrow 1 + \dot{A}\dot{F} = \frac{\gamma}{\gamma_f} = 10$$

$$\text{所以 } \dot{F} = \frac{10 - 1}{10^5} = 9 \times 10^{-5}, \quad \dot{A}_f = \frac{\dot{A}}{1 + \dot{A}\dot{F}} = \frac{10^5}{10} = 10^4$$

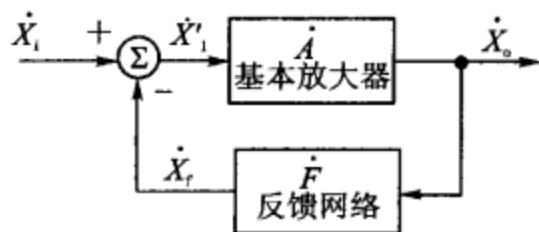


图 6.33 题 6.34 用图

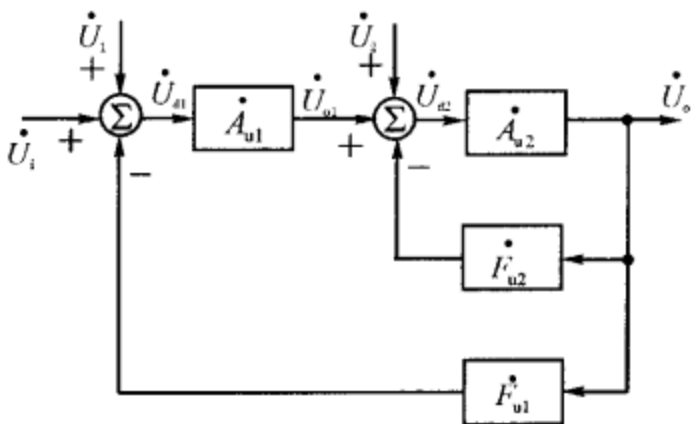


图 6.34 题 6.35 用图

因为负反馈减少非线性失真指的是反馈环里的失真, 因此, 如果输入波形本身有失真, 即使引入负反馈, 也没有作用。

题 6.35 反馈放大器的方框图如图 6.34 所示。设 $\dot{U}_i$ 为有效的输入信号, $\dot{U}_1$ 为输入端引入的噪声, $\dot{U}_2$ 为基本放大器 $\dot{A}_{u1}$ 内引入的干扰, 试求 $\dot{U}_i, \dot{U}_1$ 和 $\dot{U}_2$ 在放大器输出端产生的 $\dot{U}_o$ 表达式, 并说明负反馈抑制干扰和噪声的能力。

解: 由图可知

$$\dot{U}_{d1} = \dot{U}_i + \dot{U}_1 - \dot{U}_o \dot{F}_{u1}$$

$$\dot{U}_{o1} = \dot{U}_{d1} \dot{A}_{u1}$$

$$\dot{U}_{d2} = \dot{U}_2 + \dot{U}_{o1} - \dot{U}_o \dot{F}_{u2} = \dot{U}_2 + \dot{A}_{u1}(\dot{U}_i + \dot{U}_1 - \dot{U}_o \dot{F}_{u1}) - \dot{U}_o \dot{F}_{u2}$$

于是

$$\dot{U}_o = \dot{U}_{d2} \dot{A}_{u2} = \dot{A}_{u2} \dot{U}_2 + \dot{A}_{u1} \dot{A}_{u2} (\dot{U}_i + \dot{U}_1 - \dot{U}_o \dot{F}_{u1}) - \dot{A}_{u2} \dot{F}_{u2} \dot{U}_o$$

即

$$(1 + \dot{A}_{u2} \dot{F}_{u2} + \dot{A}_{u1} \dot{A}_{u2} \dot{F}_{u1}) \dot{U}_o = \dot{A}_{u2} \dot{U}_2 + \dot{A}_{u1} \dot{A}_{u2} (\dot{U}_i + \dot{U}_1)$$

所以

$$\dot{U}_o = \frac{\dot{A}_{u1} \dot{A}_{u2} [\dot{U}_i + \dot{U}_1 + (\dot{U}_2 / \dot{A}_{u1})]}{1 + \dot{A}_{u2} \dot{F}_{u2} + \dot{A}_{u1} \dot{A}_{u2} \dot{F}_{u1}}$$

如果干扰信号在反馈环里出现, 则引入负反馈可减少失真; 但如果输入波形本身存在失真, 则引入负反馈无效。

题 6.36 设某放大器由三级相同的电路组成, 其中频总增益为 $20 \lg |\dot{A}_{um}| = 70 \text{ dB}$ (即 $\dot{A}_{um} = -3162.3$), f_{H1}, f_{H2}, f_{H3} 代表各级的高频转折频率, 且有 $f_{H1} = f_{H2} = f_{H3} = 1 \text{ MHz}$ 。

① 求放大器稳定工作时最大反馈系数 $F_{\max}$ 是多少?

② 如将其中一个转折频率(例如 f_{H1})移开到 10 kHz, 仍用前项求得的 $F_{\max}$ 值, 此时的幅度裕度为多少?

解: ①
$$\dot{A}_u = \frac{\dot{A}_{um}}{\left(1+j\frac{f}{f_{H1}}\right)\left(1+j\frac{f}{f_{H2}}\right)\left(1+j\frac{f}{f_{H3}}\right)} = \frac{-3\ 162.3}{\left(1+j\frac{f}{f_{H1}}\right)^3}$$

可画出其波特图如图 6.35(a)所示:

在 $\varphi_A + \varphi_F = -180^\circ$ 时, 有 $20\lg|\dot{A}_u| \approx 52\text{ dB}$.

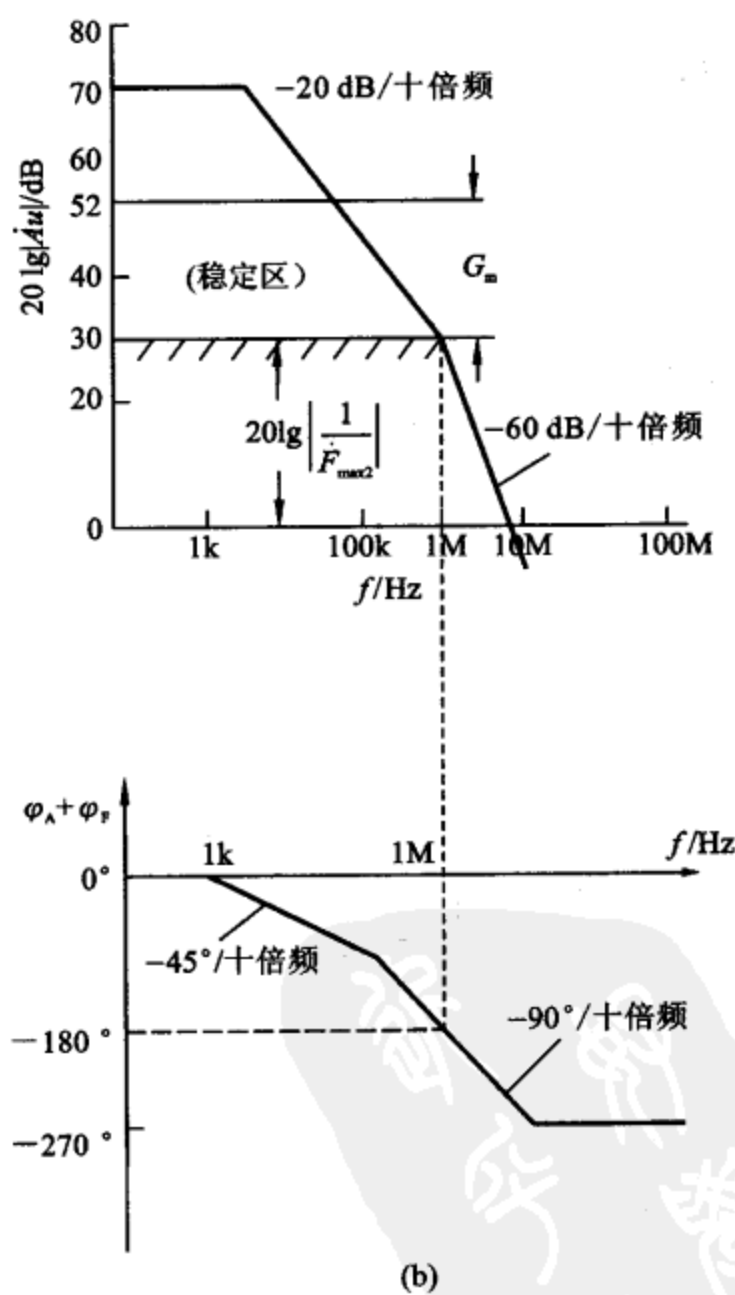
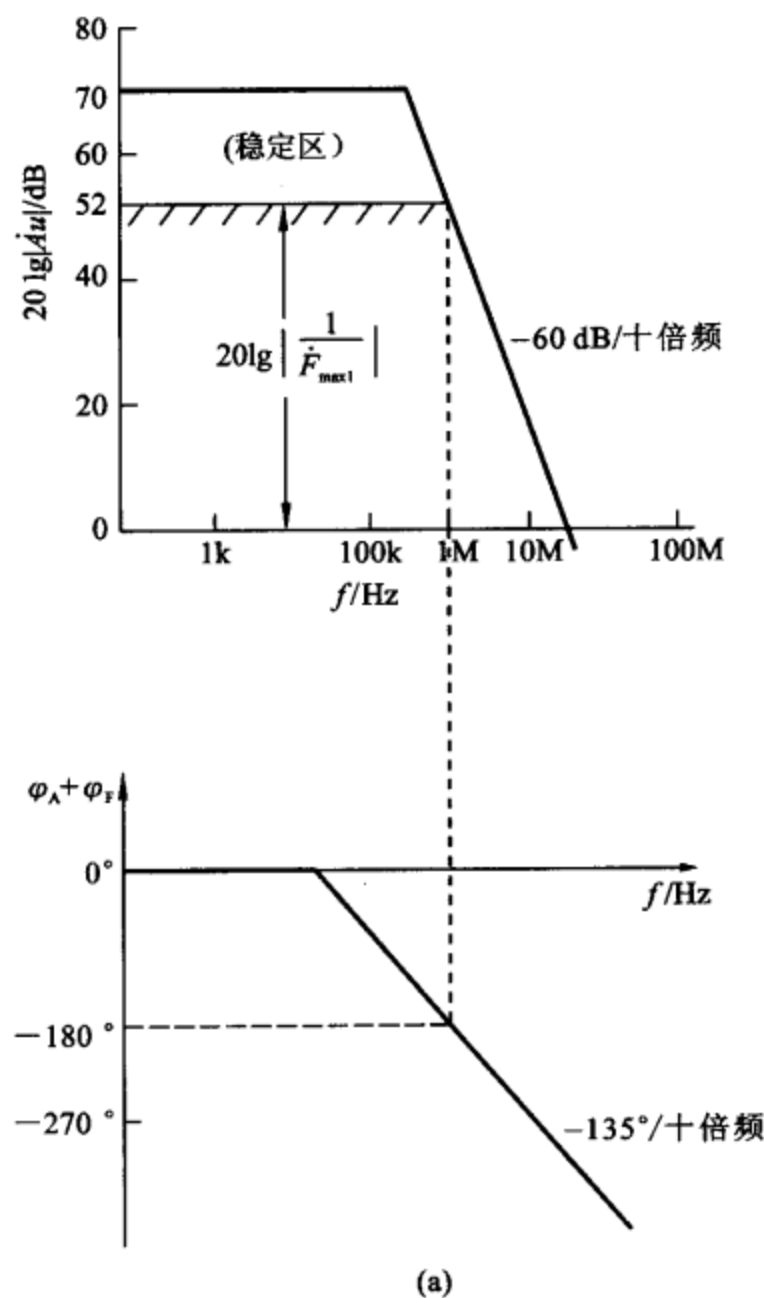


图 6.35 题 6.36 解图

放大器要稳定工作时, 须满足 $20\lg|\dot{A}_u \dot{F}| = 20\lg|\dot{A}_u| - 20\lg|1/\dot{F}| < 0\text{ dB}$, 故有

$$20\lg\left|\frac{1}{\dot{F}_{\max 1}}\right| = 52\text{ dB}$$

所以

$$|\dot{F}_{\max 1}| = 10^{-\frac{52}{20}} = 10^{-2.6}$$

② 由条件得

$$\dot{A}_u = \frac{-3162.3}{\left(1 + j\frac{f}{0.01}\right)\left(1 + j\frac{f}{f_{H2}}\right)^2}$$

可画出其波特图如图 6.35(b)所示:

$$\text{当 } \varphi_A + \varphi_F = -180^\circ \text{ 时, 有 } 20\lg \left| \frac{1}{\dot{F}_{\max 2}} \right| = 30 \text{ dB}$$

$$\text{所以 } G_m = (52 - 30) \text{ dB} = 22 \text{ dB}$$

题 6.37 某集成运放开环增益 A_u 的幅频特性波特图, 如图 6.36(a) 中曲线(1)所示。该运放包含有如图 6.36(b)所示的一级放大电路, 且运放的开环极点频率 f_{p1} , f_{p2} 分别由该级电路的输入部分和输出部分产生。已知 $C_1 = 100 \text{ pF}$, $C_2 = 5 \text{ pF}$, $g_m = 40 \text{ mS}$ 。现要求该运放在电阻性反馈条件下, 且在负反馈 $F_{u\max} = 1$ 时仍能稳定工作。采用如下两种不同的补偿技术:

① 将补偿电容 $C_{\varphi 1}$ 并接于输入节点 B 与地之间, 问 $C_{\varphi 1}$ 应取多大值能使 $F_{u\max} = 1$ 时运放仍能稳定工作?

② 若将补偿电容 $C_{\varphi 2}$ 接于图 6.36(b) 所示的反馈通路中, 则 $C_{\varphi 2}$ 应取多大值能使 $F_{u\max} = 1$ 时运放仍能稳定工作?

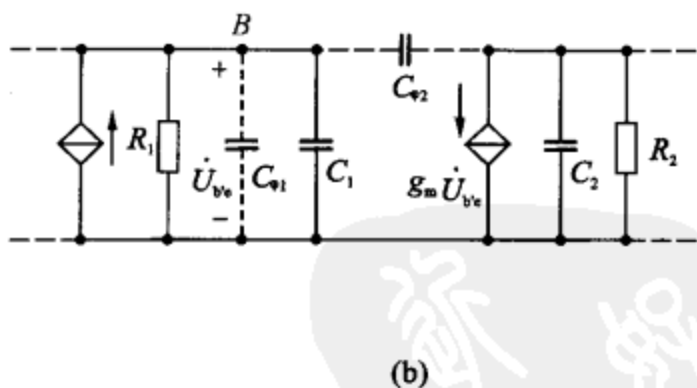
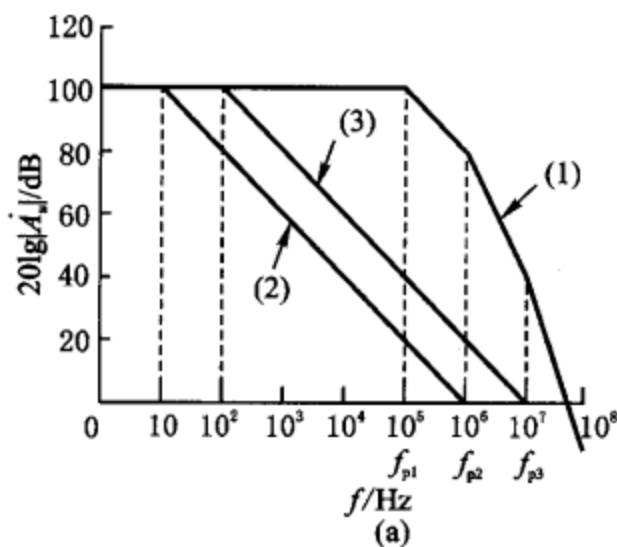


图 6.36 题 6.37 用图

解: 由图 6.36(a) 知: $f_{p1} = 10^5 \text{ Hz}$, $f_{p2} = 10^6 \text{ Hz}$

$$f_{p1} = \frac{1}{2\pi R_1 C_1} \quad \text{故: } R_1 = \frac{10^5}{2\pi} \Omega$$

$$f_{p2} = \frac{1}{2\pi R_2 C_2} \quad \text{故: } R_2 = \frac{10^5}{\pi} \Omega$$

$$20\lg|\dot{A}_{um}| = 100 \quad \text{则, } \dot{A}_{um} = 10^5$$

$\dot{A}_{uf} = \frac{\dot{A}_u}{1 + \dot{A}_u F_u}$ 则当 $F_u = F_{u\max} = 1$ 时, $\dot{A}_{uf} \approx 1$ 。

① 将 $C_{\varphi 1}$ 接在 B 与地之间, 属于电容滞后补偿法。

$$f'_{p1} = \frac{1}{2\pi(C_1 + C_{\varphi 1})R_1}$$

而对 f_{p2}, f_{p3} 无影响。在 $\dot{A}_{uf} = 1$ 时, 可以从频率轴上 $f_{p2} = 1 \text{ MHz}$ 处作一条 -20 dB/10 倍频 的直线, 与开环增益幅频特性相交, 如图 6.36(a) 中曲线(2), 交点的频率为 10 Hz 则 $C_{\varphi 1} \approx 1 \mu\text{F}$ 。

② 将补偿电容 $C_{\varphi 2}$ 接于图 6.36(b) 所示的反馈通路中, 则:

$$f'_{p1} \approx \frac{1}{2\pi g_m C_{\varphi 2} R_1 R_2}$$

$$f'_{p2} \approx \frac{g_m C_{\varphi 2}}{2\pi[C_1 C_2 + C_{\varphi 2}(C_1 + C_2)]}$$

通常 $C_{\varphi 2} \gg C_2$, 故

$$f'_{p2} \approx \frac{g_m}{2\pi(C_1 + C_2)} = 60.6 \text{ MHz}$$

所以 f'_{p2} 对电路工作稳定性的影响降到次于 f_{p3} 的地位。

以 $f_{p3} = 10 \text{ MHz}$ 处作一条 -20 dB/10 倍频 的直线, 如图 6.36(a) 中曲线(3)所示, 与 $20\lg|\dot{A}_u|$ 的交点频率为 $f'_{p1} = 100 \text{ Hz}$ 。则

$$C_{\varphi 2} = 78.5 \text{ pF}。$$



第 7 章 波形产生与变换电路

7.1 重点与难点

7.1.1 主要内容

正弦波振荡电路；非正弦信号发生器；集成多功能信号发生器；波形变换电路。

7.1.2 重 点

1. 正弦波振荡器的振荡原理，振荡（起振、平衡、稳定）条件；
2. RC 振荡器、LC 振荡器、石英晶体振荡器的电路组成、工作原理和性能特点；
3. 非正弦信号发生器的基本结构、工作原理和分析计算；
4. 各种波形变换电路的工作原理。

7.1.3 难 点

1. 实用电路振荡条件的判别；
2. 稳频措施；
3. 集成门电路的工作原理、性能参数；
4. 非正弦信号发生器有关节点电压波形、频率和幅度。

7.2 习题与解答

题 7.1 用相位平衡条件判断图 7.1 所示的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，可视为对交流短路。

解：图 7.1(a)，不能振荡；

图 7.1(b)，不能振荡；

图 7.1(c)，可能振荡；

图 7.1(d)，可能振荡。

题 7.2 将图 7.2 所示电路合理连线，使之产生正弦波振荡。

解：设在①加输入信号，对地为“+”，则根据瞬时极性法， T_1 管的集电极（即 T_3 管基极）电位

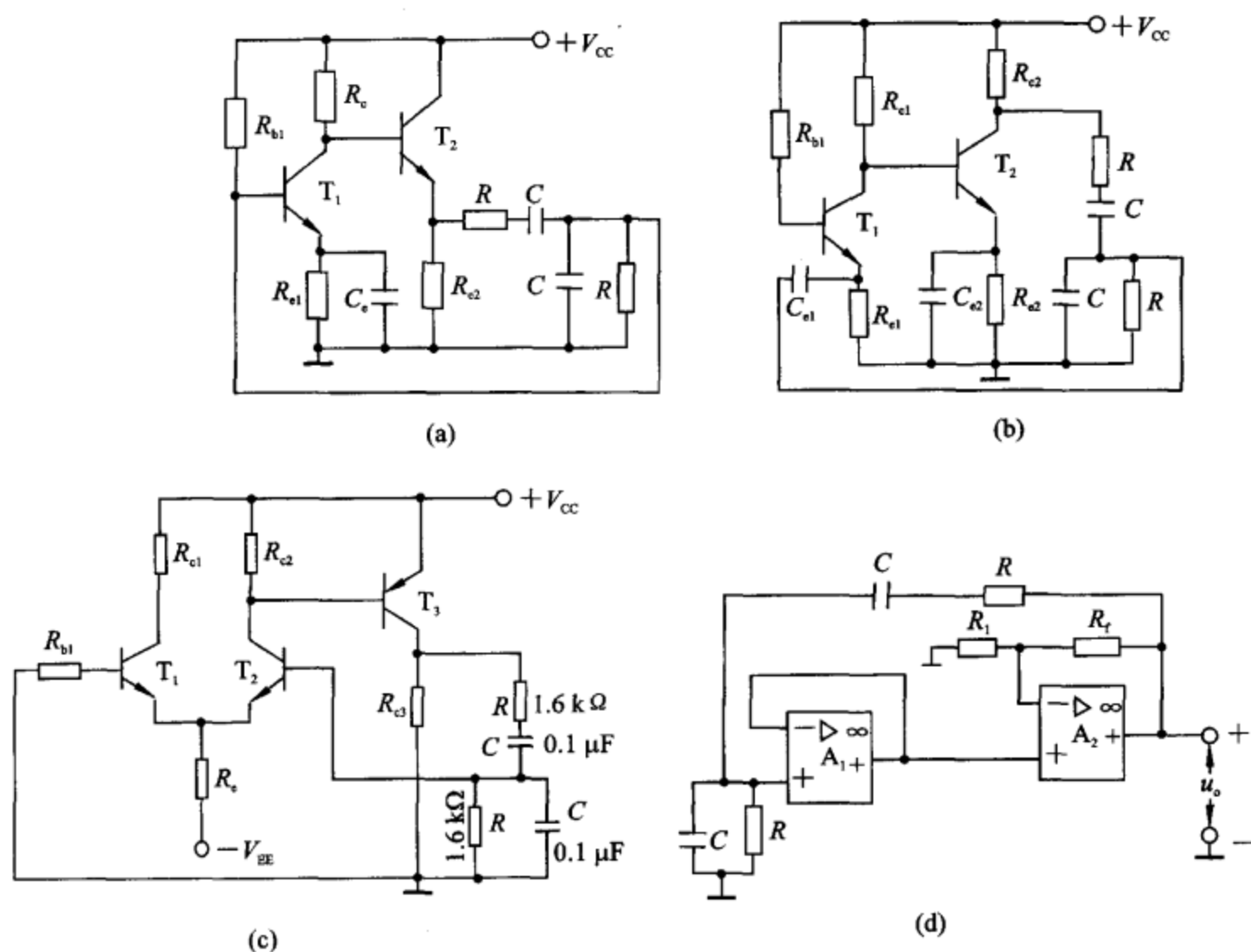


图 7.1 题 7.1 用图

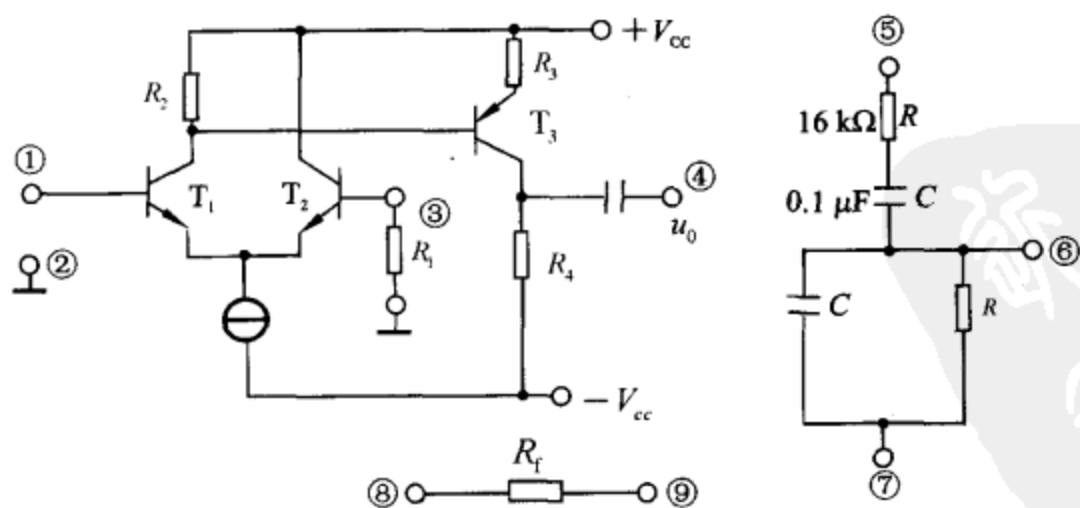


图 7.2 题 7.2 用图

为“-”，输出端④的电位为“+”。因此，若④接⑤，②接⑦，则⑥的电位为“+”，应将⑥接①。为了引入电压串联负反馈，应将⑨接④，⑧接③。

题 7.3 试用相位平衡条件分析图 7.3 所示的电路产生正弦波振荡的原理。

解:可能产生振荡。基本放大器由 T_1, T_2 构成,增益为负;选频网络为 RC 移相网络,三级移相 180° ,构成正反馈。

题 7.4 电路如图 7.4 所示,试求:

- ① 为使电路起振, R'_w 的下限值;
- ② 振荡频率的调节范围。

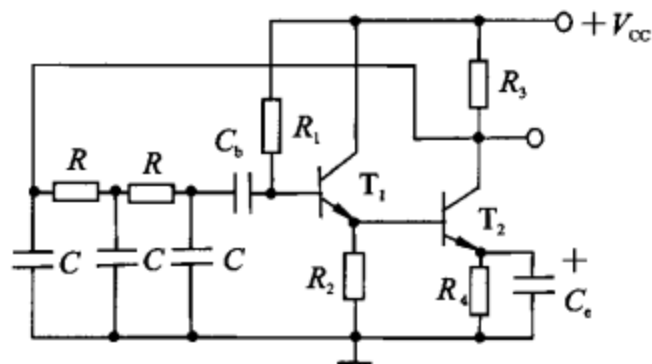


图 7.3 题 7.3 用图

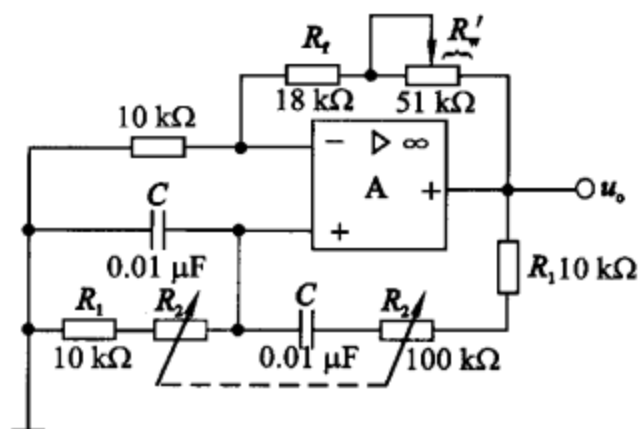


图 7.4 题 7.4 用图

解: ① 基本放大器增益 $A = 1 + \frac{R_f + R'_w}{10}$, 选频网络 $|F| = \frac{1}{3}$ 。

根据幅度起振条件

$$|AF| > 1, \quad \frac{1}{3} \left(1 + \frac{R_f + R'_w}{10} \right) > 1$$

则 $R'_w > 20 \text{ k}\Omega - R_f = 2 \text{ k}\Omega$

② 当 $R_2 = 0$ 时

$$f_0 = \frac{1}{2\pi R_1 C} = \left(\frac{1}{2\pi \times 10 \times 10^3 \times 0.01 \times 10^{-6}} \right) \text{ Hz} = 1591 \text{ Hz}$$

当 $R_2 = 100 \text{ k}\Omega$ 时

$$f_0 = \frac{1}{2\pi (R_1 + R_2) C} = \left(\frac{1}{2\pi \times 110 \times 10^3 \times 0.01 \times 10^{-6}} \right) \text{ Hz} = 144.7 \text{ Hz}$$

即电路振荡频率的调节范围为 $144.7 \text{ Hz} \sim 1591 \text{ Hz}$ 。

题 7.5 电路如图 7.5 所示,试回答下列问题:

① 为使电路成为正弦振荡器,集成运放 A_1 的输入端应如何连接? 试在图中用“+”,“-”号表示出来;

② 估算电路的振荡频率;

③ 说明电路中 D_1, D_2 的作用;

④ 图中运放 A_2, R_5, R_6 和 R_7 组成了何种电路? 若电位器 R_6 动端位于中心位置,则该电路的电压放大倍数是多少?

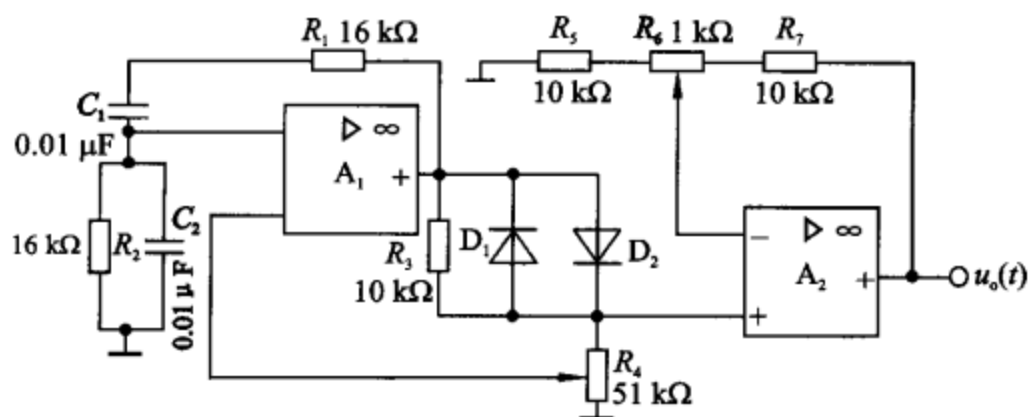


图 7.5 题 7.5 用图

解：① 为使电路振荡，即要满足相位起振条件， A_1 的输入应上正下负，即选频网络输出接同相端。

$$\textcircled{2} f_0 = \frac{1}{2\pi R_1 C_1} = \left(\frac{1}{2\pi \times 16 \times 10^3 \times 0.01 \times 10^{-6}} \right) \text{ Hz} = 994.7 \text{ Hz}$$

③ D_1, D_2 的作用：利用二极管的非线性特性起稳定振幅的作用。当 u_o 的振幅很小时，二极管的动态电阻很大甚至截止，负反馈较弱，故放大倍数很大，可以保证起振。当幅度很大时，二极管的动态电阻变小，反馈增强，放大倍数减小，可以阻止振幅的增长。放大倍数的这种自动调节作用，可以达到稳定振幅，减小失真的目的。用两只二极管正、反向并联是为了在 u_o 幅度超过一定值时，不论电压是正或负，都会有一只二极管导通。

④ A_2, R_5, R_6, R_7 组成同相放大。若 R_6 动端位于中心位置，则放大倍数为

$$A = 1 + \frac{10 + 0.5}{10 + 0.5} = 2$$

题 7.6 根据相位平衡条件判别图 7.6 中的三个电路是否可能产生正弦波振荡？

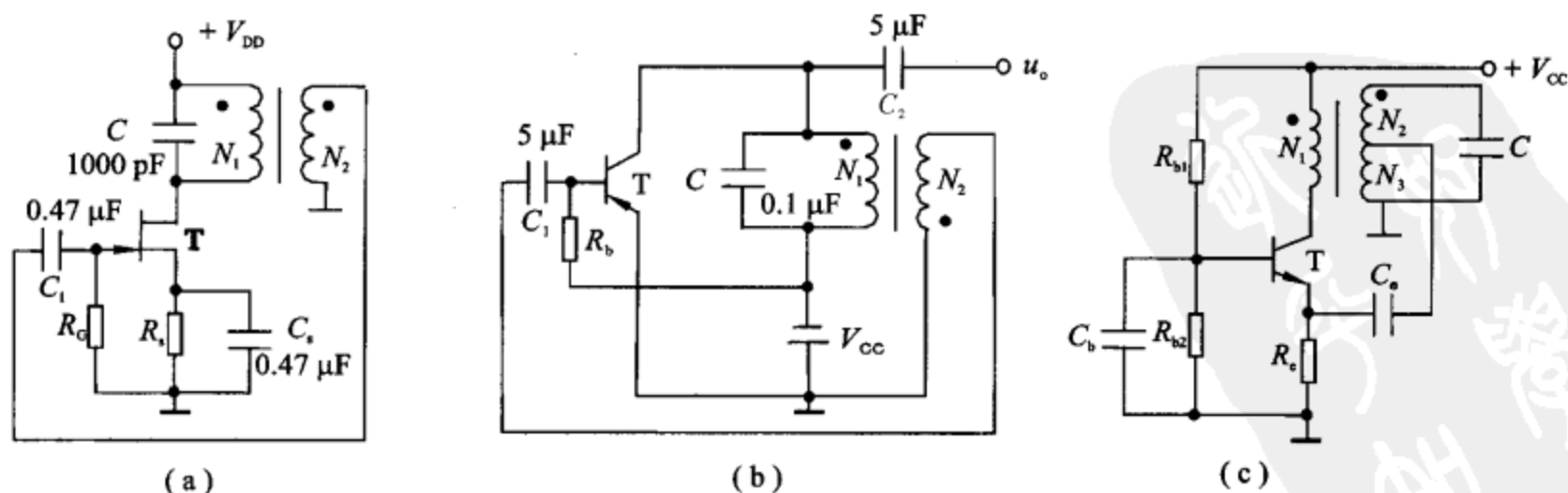


图 7.6 题 7.6 用图

解：图 7.6(a)，可能振荡；

图 7.6(b)，可能振荡；

图 7.6(c), 不能振荡。

题 7.7 试标出图 7.7 所示的两个电路中变压器的同名端, 使之满足产生正弦波振荡的相位平衡条件。

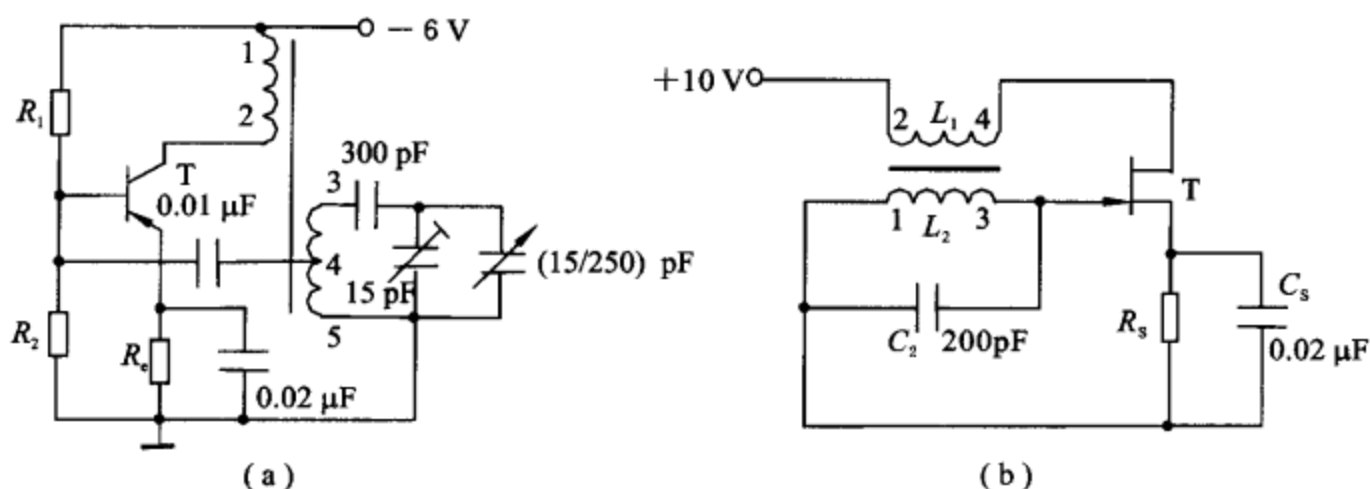


图 7.7 题 7.7 用图

解: 图 7.7(a): (1), (3) 端为同名端。

图 7.7(b): (1), (4) 端为同名端。

题 7.8 试将图 7.8(a) 和 (b) 中的 j, k, m, n 各点正确连接, 使它们成为正弦波振荡电路, 然后指出它们属于什么电路类型。

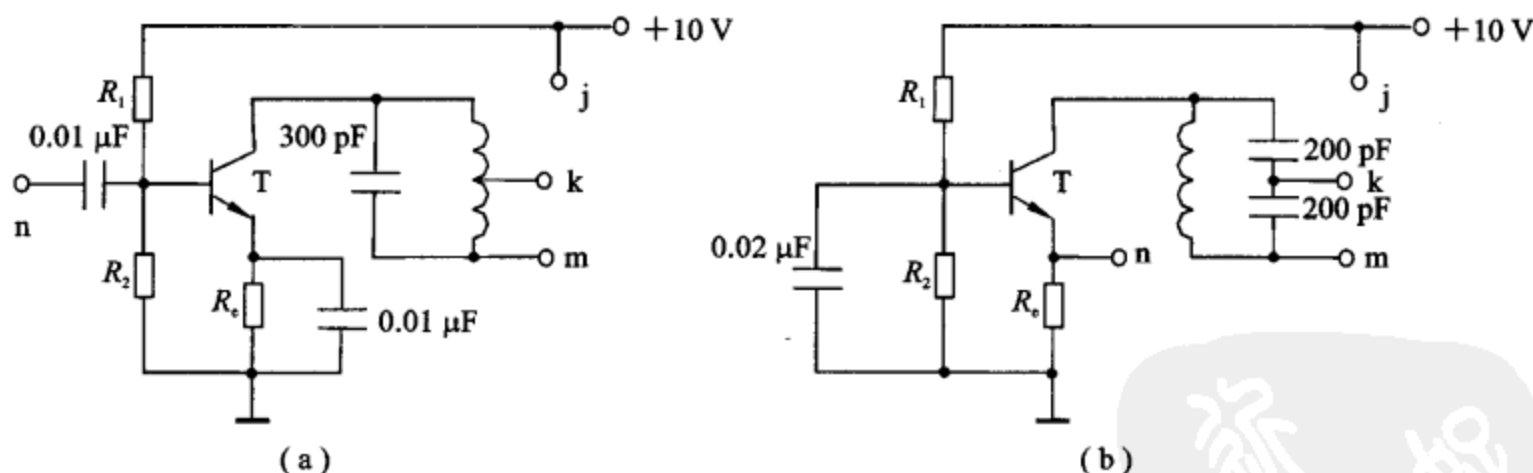


图 7.8 题 7.8 用图

解: 图 7.8(a): j 接 k, m 接 n, 构成电感三点式振荡电路。

图 7.8(b): j 接 m, k 接 n, 构成电容三点式振荡电路。

题 7.9 试检查图 7.9 中的 LC 正弦波振荡电路是否有错误, 如有请指出错误并在图上予以改正。

解: 图 7.9(a): ① 晶体管无直流偏置, 发射极应接地, 谐振回路的 1 端与基极之间串接隔直电容 C_b ; ② 谐振回路 2 端应接集电极, 但不能交流接地, 故除将 2 端改接集电极外, 还需加电阻 R_c 。

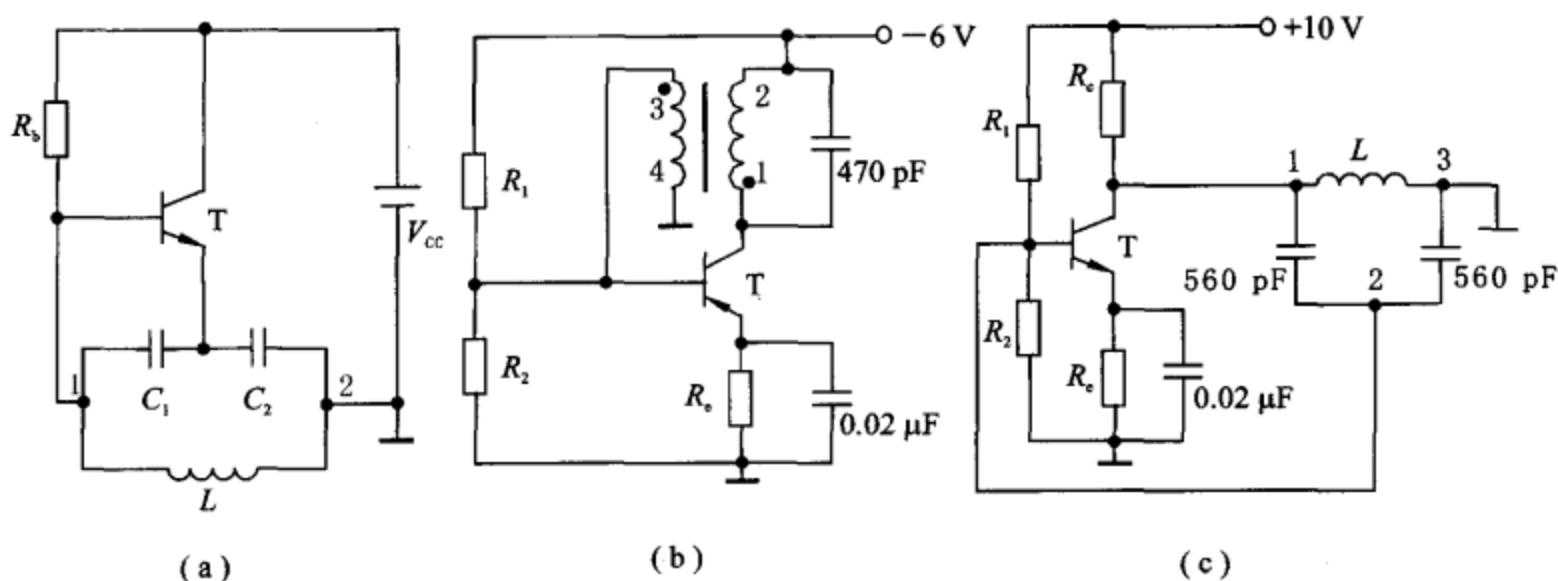


图 7.9 题 7.9 用图

图 7.9(b): ① 变压器原、副绕组的同名端接错, 副边同名端应在 4 端; ② 晶体管基极直流对地短路, 管子截止, 应改为 3 端串接隔直电容后与基极相连。

图 7.9(c): ① 谐振回路与放大管的接法有错, 不满足振荡的相位平衡条件; ② 电感线圈将晶体管集电极直流对地短路, 管子不能正常工作, 应将谐振回路的 2 端接地, 3 端通过一隔直电容接至晶体管基极。

题 7.10 试用相位平衡条件判别图 7.10 所示的电路能否产生正弦波振荡。

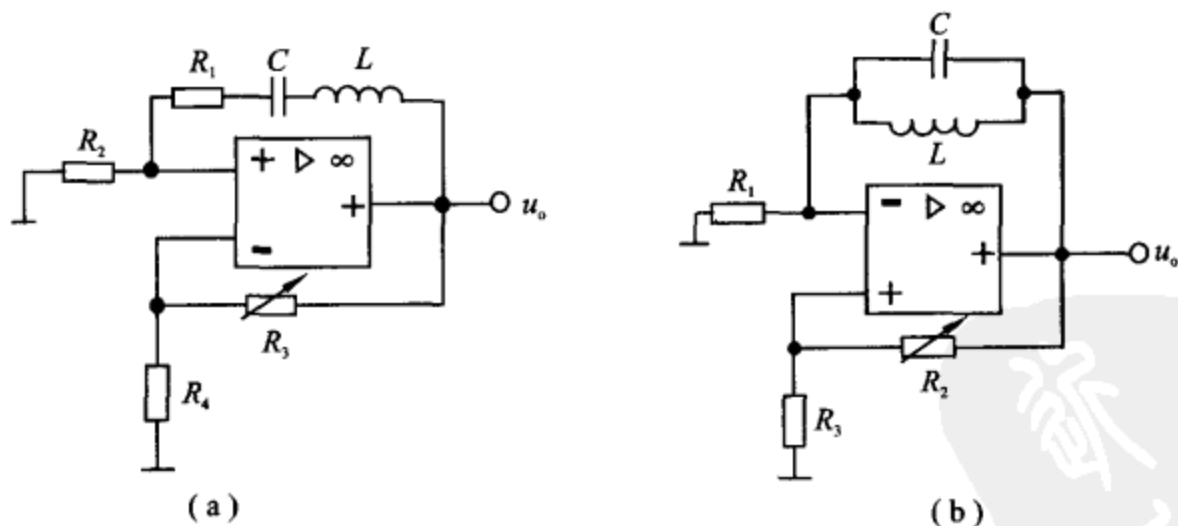


图 7.10 题 7.10 用图

解: 图 7.10(a): 可能振荡;

图 7.10(b): 可能振荡。

题 7.11 试用相位平衡条件判别图 7.11 所示的电路能否产生正弦波振荡。如可能振荡, 指出它们是属于串联型还是并联型石英晶体振荡电路; 如不能振荡, 则加以改正。图中 C_b , C_c 电容量很大, 可视为对交流短路, RFC 为高频扼流圈。

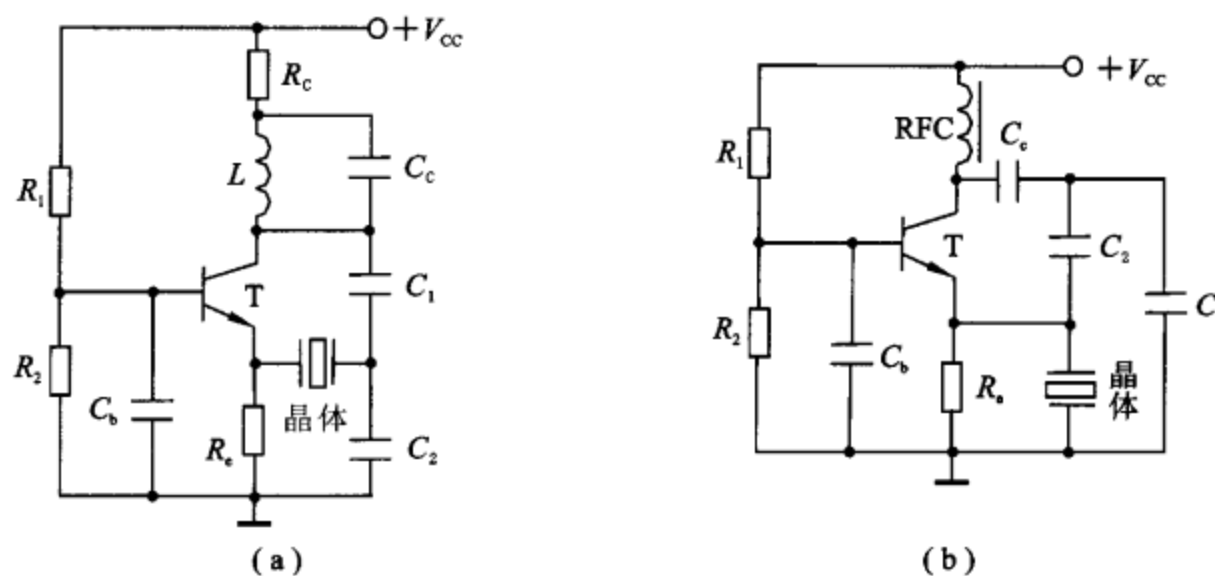


图 7.11 题 7.11 用图

解: 图 7.11(a): 电容 C_c 上端接 L , 另一端应接地, 构成串联型谐振。

图 7.11(b): 不可以, 应把 C_c 改成电感, 构成并联型谐振。

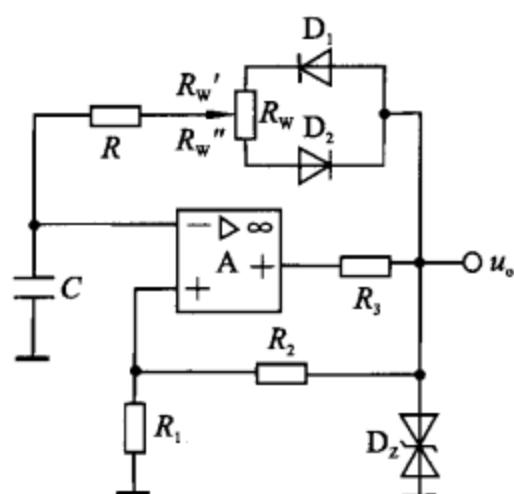


图 7.12 题 7.12 用图

题 7.12 试证明: 在图 7.12 所示的电路中, 调节 R_w 改变输出波形的占空比时周期 T 保持不变。设 A 为理想运算放大器, D_1, D_2 为理想二极管, 稳压管 D_z 的稳定电压值为 $\pm U_z$ 。

解: D_1, D_2 的作用是改变电路的充放电回路。

当输出 U_z 时: u_o 通过 D_1, R'_w, R 向 C 充电, 充电时间常数 $\tau_1 = (R + R'_w)C$ 。

当输出 $-U_z$ 时: 电容通过 D_2, R, R''_w 向 $-U_z$ 放电, 放电时间常数 $\tau_2 = (R + R''_w)C$ 。

$$\text{所以放电时间: } T_2 = \tau_2 \ln \left(1 + \frac{2R_1}{R_2} \right)$$

$$\text{充电时间: } T_1 = \tau_1 \ln \left(1 + \frac{2R_1}{R_2} \right)$$

$$\text{信号周期: } T = T_1 + T_2 = (\tau_1 + \tau_2) \ln \left(1 + \frac{2R_1}{R_2} \right) = (2R + R_w) \cdot C \cdot \ln \left(1 + \frac{2R_1}{R_2} \right)$$

可见, 调节 R_w , 只改变 T_1, T_2 , 但 T 不改变。

题 7.13 图 7.13 是一个三角波发生电路, 为了实现以下几种不同要求, U_R 和 U_S 应作哪些调整?

- ① u_{o1} 端输出对称方波, u_o 端输出对称三角波;
- ② 对称的方波以及三角波的电平可以移动(例如使波形上移);
- ③ 输出方波的占空比可以改变(例如占空比减小)。

解: 对于运放 A_1

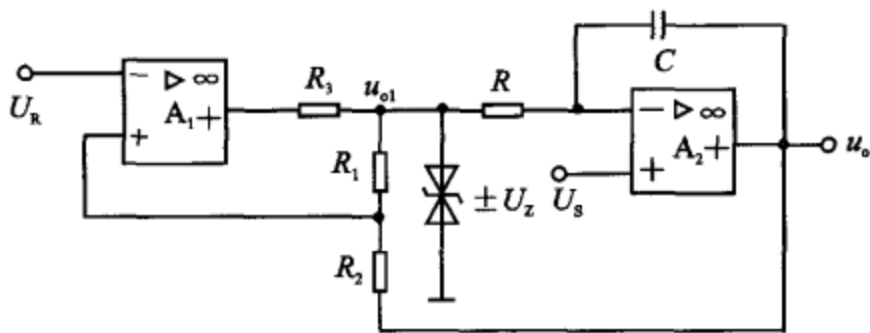


图 7.13 题 7.13 用图

$$u_- = U_R, \quad u_+ = \frac{R_1}{R_1 + R_2} \cdot u_o + \frac{R_2}{R_1 + R_2} \cdot u_{o1}$$

利用 $u_+ = u_-$, 可以求出 A_1 构成的迟滞比较器门限电平, 即

$$U_{TH1} = \frac{R_1 + R_2}{R_1} \cdot U_R - \frac{R_2}{R_1} \cdot U_Z$$

$$U_{TH2} = \frac{R_1 + R_2}{R_1} \cdot U_R + \frac{R_2}{R_1} \cdot U_Z$$

U_{TH1}, U_{TH2} 也就是 u_o 的输出幅度。

对于运放 A_2 构成的积分电路, 有

$$u_o = -\frac{1}{C} \int \frac{u_{o1} - U_S}{R} dt - U_S$$

其中 U_S 为直流电压, u_{o1} 为比较器输出等于 $\pm U_Z$, 均与时间无关。

所以

$$u_o = -\frac{1}{RC} (u_{o1} - U_S) \cdot t - U_S$$

充电时, u_o 为

$$-\frac{1}{RC} (U_Z - U_S) \cdot t - U_S$$

放电时, u_o 为

$$-\frac{1}{RC} (-U_Z - U_S) \cdot t - U_S$$

由此可见:

① u_{o1} 输出对称方波, u_o 输出对称三角波, 需使 $U_R = 0, U_S = 0$ 。

② 输出对称的方波, 需使 $U_S = 0, U_R$ 为一合适的电压, 当 $U_R > 0$ 时, 三角波的电平上移。

③ 当 $U_R = 0, U_S$ 为一合适电压时, 输出方波的占空比可变。当 $U_S < 0$ 时, 占空比减小。

题 7.14 波形发生电路如图 7.14 所示, 已知电路中的电阻 $R_4 \gg R_3$ 。

- ① 说明支路 $R_4, -U_R$ 的作用;
- ② 说明二极管 D 的作用;
- ③ 定性画出 u_{o1}, u_o 的波形;
- ④ 导出电路振荡频率的表达式;

⑤ 说明电路如何进行调频和调幅。

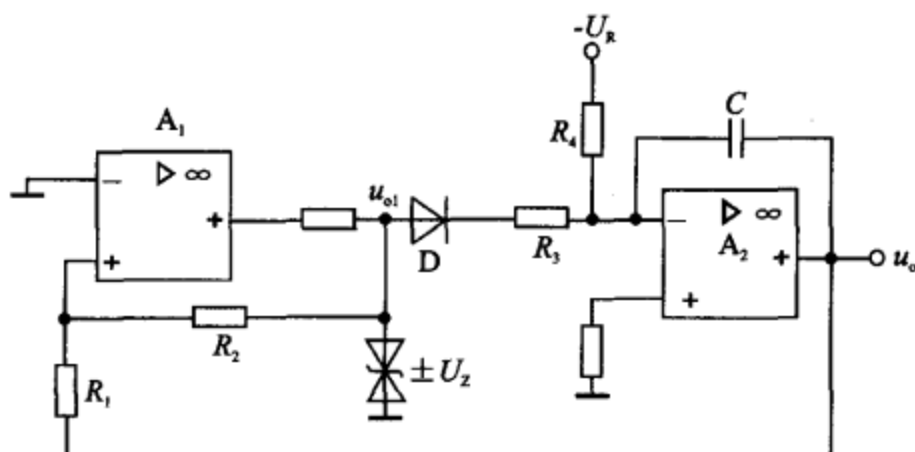


图 7.14 题 7.14 用图

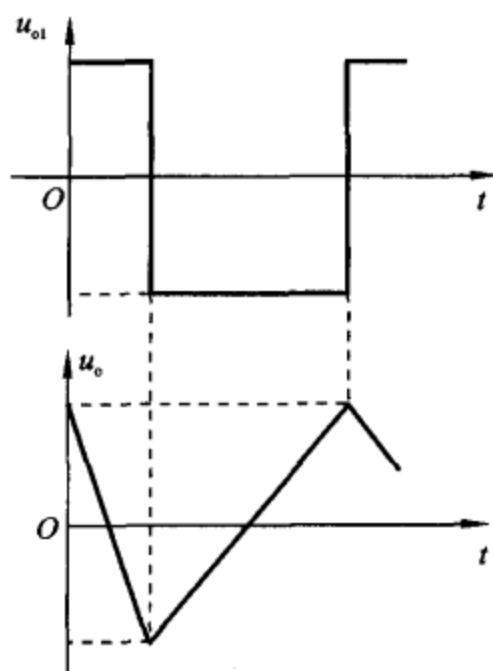


图 7.15 题 7.14 解图

解: ① $R_4, -U_R$ 为偏移支路, 在 $u_{o1} = -U_Z$ 时, 对电容充电, 使 u_o 上升。

② 当 $u_{o1} = +U_Z$ 时, D 导通, 进行反向积分, 使 u_o 近似以 $R_3 C$ 的时间常数迅速下降, 而当 $u_{o1} = -U_Z$ 时, D 截止, 由偏移支路进行反向积分, 使 u_o 以 $R_4 C$ 的时间常数缓慢上升。

③ u_{o1}, u_o 波形如图 7.15 所示。

④ 由于 $R_4 \gg R_3$, 所以信号周期近似等于偏移支路对 C 的充电时间 T_1 , 即

$$T \approx T_1 = 2 \frac{R_1}{R_2} \cdot R_4 C \cdot \frac{U_Z}{U_R}, \quad f = \frac{1}{T}$$

⑤ 调幅可通过调整 $\frac{R_1}{R_2}$ 的比值或 U_Z 得到。调频可通过

R_4, C 和 U_R 等参数的改变而实现, 改变 $\frac{R_1}{R_2}$ 或 U_Z 的值也能改变频率, 但同时输出 u_o 的幅值也会发生变化。

题 7.15 TTL“与非”门有以下特性:

- ① 输出低电平不高于 0.4 V, 并允许灌入 10 mA 电流;
- ② 输出高电平不低于 2.4 V, 并允许流出 1 mA 的电流;
- ③ 关门电平为 0.8 V, 开门电平为 1.8 V;
- ④ 输入短路电流为 1 mA, 输入漏电流为 100 μ A;

试问:

- ① 该门电路的扇出系数为多少?
- ② 分别计算输入高、低电平时的噪声容限。
- ③ 画出该门电路的电压传输特性。

解: 已知: ① $U_{OL} = 0.4 \text{ V}$, $I'_L = 10 \text{ mA}$; ② $U_{OH} = 2.4 \text{ V}$, $I''_L = 1 \text{ mA}$; ③ $U_{on} = 1.8 \text{ V}$, $U_{off} = 0.8 \text{ V}$; ④ $I_{SE} = 1 \text{ mA}$, $I_{RE} = 100 \mu\text{A}$ 。

求得: ① 扇出系数

$$N = \frac{I'_L}{I_{SE}} = \frac{10 \text{ mA}}{1 \text{ mA}} = 10$$

② $U_{NL} = U_{off} - U_{IL} = 0.8 \text{ V} - 0.4 \text{ V} = 0.4 \text{ V}$ (U_{IL} 为输入信号高电平的上限值)

$U_{NH} = U_{IH} - U_{on} = 2.4 \text{ V} - 1.8 \text{ V} = 0.6 \text{ V}$ (U_{IH} 为输入信号高电平的下限值)

③ 电压传输特性如图 7.16 所示。

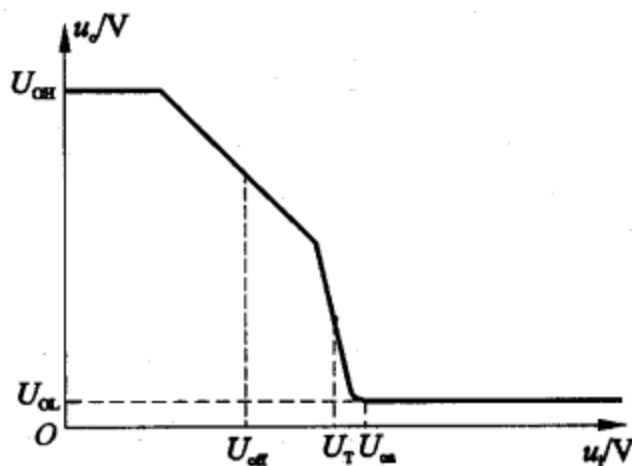


图 7.16 题 7.15 解图

题 7.16 图 7.17(a), (b) 是两个 TTL 多谐振荡器, 试分析其工作原理, 画出 u_{i1} , u_{i2} , u_{o1} 和 u_{o2} 的波形。图中 R_1, R_2 均小于 R_{off} 。

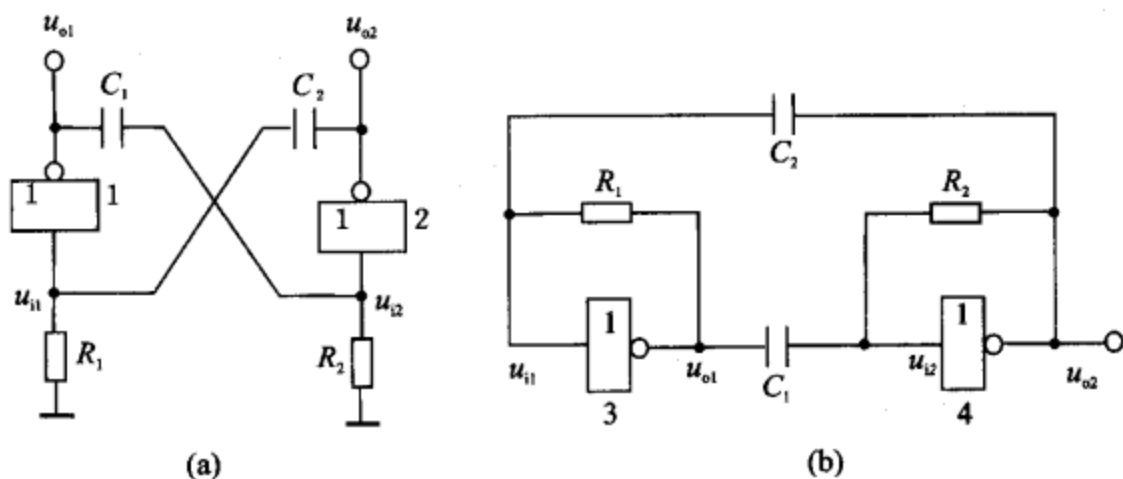


图 7.17 题 7.16 用图

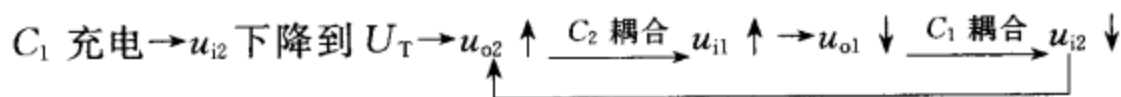
解: 图 7.17(a): 多谐振荡器的两种状态都是暂稳态, 可以从任意一种暂稳态开始分析。

设门 1 输出 u_{o1} 刚由低电平变为高电平, 门 2 输出 u_{o2} 刚由高电平变为低电平, 电路开始第一个暂稳态。

① 在第一个暂稳态期间, 门 1 截止, u_{o1} 为高电平; 门 2 导通输出低电平, 电容 C_2 放电, C_1 充电。

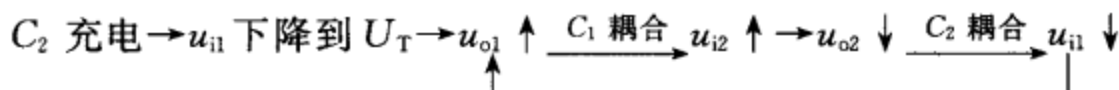
随着 C_2 放电, u_{i1} 逐渐升高, 由于 C_2 放电时间常数很小, C_2 很快放电完毕, 使 u_{i1} 很快上升到稳定值, 因 R_1 小于 R_{off} , 该稳定值低于门 1 的阈值 U_T 。

随着 C_1 充电, u_{i2} 逐渐下降, 当 u_{i2} 下降到门 2 阈值电压 U_T 时 (此时电容 C_2 放电过程已经结束), 使 u_{o1} 上升, 引起如下正反馈过程:



正反馈过程结束,电路从第 1 个暂态翻转到第 2 个暂态。

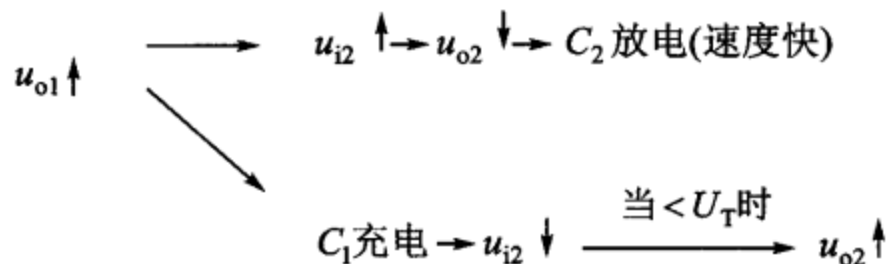
② 在第 2 暂态期间, 门 1 导通, u_{o1} 低电平, 门 2 截止, u_{o2} 高电平, 电容 C_1 放电, C_2 充电, 由于 C_1 很快放电完毕, u_{i2} 上升到稳定值。该稳定值低于门 2 的阈值电压 U_T , C_2 充电使 u_{i1} 逐渐下降, 当 u_{i1} 下降到阈值电压 U_T 时, 又引起一次正反馈过程:



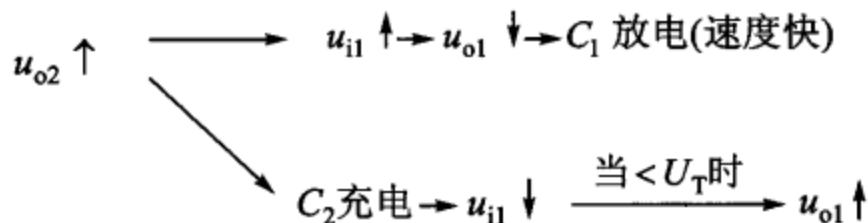
于是,电路从第2个暂态翻转到第1个暂态。各点波形如图7.18(a)所示。

图 7.17(b): 与上述原理类似, 假设 $t=0$ 时, 变为 u_{o2} 高电平 $\rightarrow u_{i1}$ 变为高电平, u_{o1} 变为低电平。

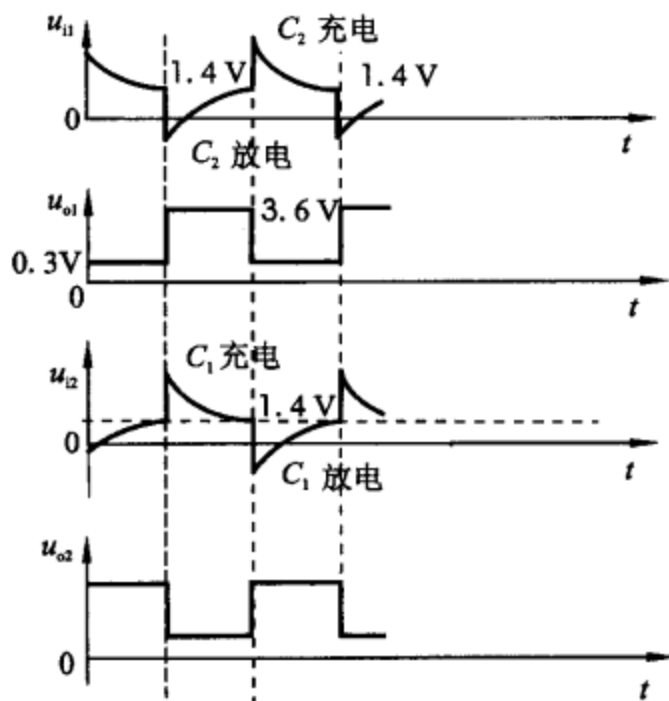
① 与此同时, u_{o2} 开始向 C_2, R_1 充电, u_{i1} 逐渐下降, 当 $u_{i1} < U_T$ 时, u_{o1} 由低变高, 引起下面过程:



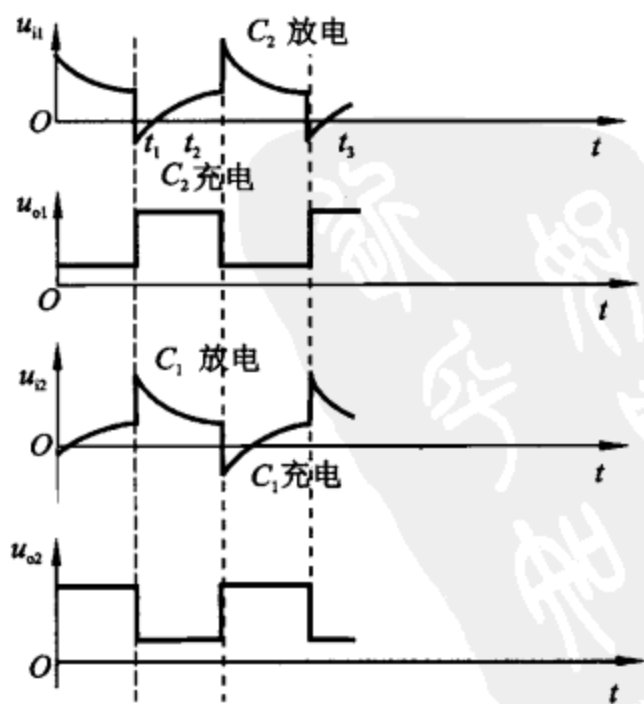
② u_{o2} 由低变高,引起下列反馈过程:



各点波形如图 7.18(b)所示。



(a)



(b)

图 7.18 题 7.16 解图

题 7.17 试计算图 7.19 CMOS 多谐振荡器的振荡周期。

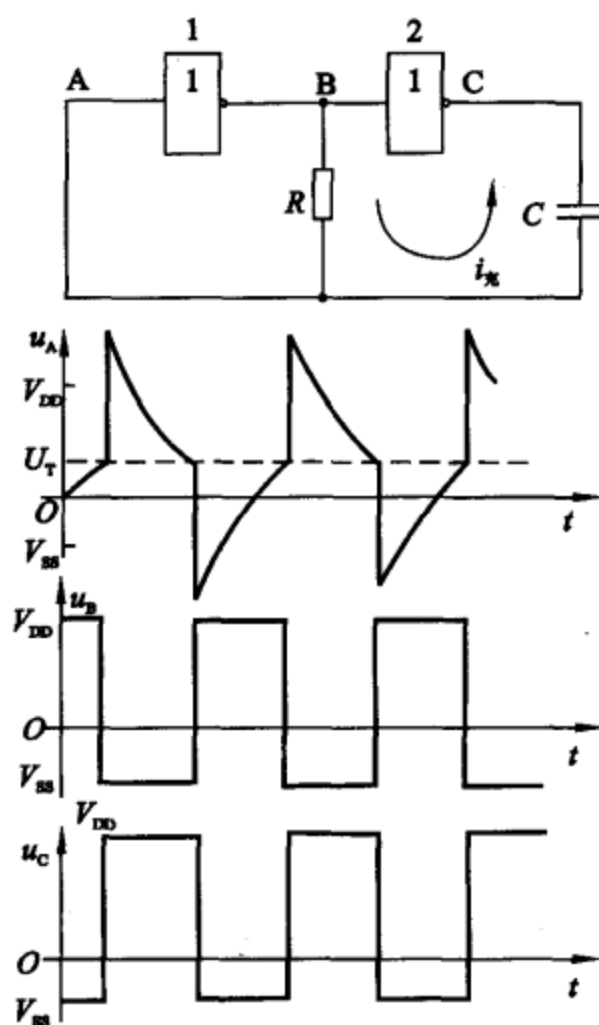


图 7.19 题 7.17 用图

解：根据三要素公式：

$$T = \tau \ln \frac{u(\infty) - u(0+)}{u(\infty) - U_T}, \quad U_T = \frac{1}{2}(V_{DD} + V_{SS})$$

放电时： $U_A(0+) = U_T + (V_{DD} - V_{SS})$

$$U_A(\infty) = V_{SS}, \quad \tau = RC$$

$$\text{放电时间: } T_1 = RC \ln \frac{V_{SS} - U_T - (V_{DD} - V_{SS})}{V_{SS} - U_T} = RC \ln \frac{2V_{SS} - U_T - V_{DD}}{V_{SS} - U_T}$$

充电时： $U_A(0+) = U_T - (V_{DD} - V_{SS})$

$$U_A(\infty) = V_{DD}, \quad \tau = RC$$

$$\text{充电时间: } T_2 = RC \ln \frac{V_{DD} - U_T + (V_{DD} - V_{SS})}{V_{DD} - U_T} = RC \ln \frac{2V_{DD} - U_T - V_{SS}}{V_{DD} - U_T}$$

$$\text{周期: } T = T_1 + T_2 = RC \left[\ln \frac{2V_{SS} - U_T - V_{DD}}{V_{SS} - U_T} + \ln \frac{2V_{DD} - U_T - V_{SS}}{V_{DD} - U_T} \right]$$

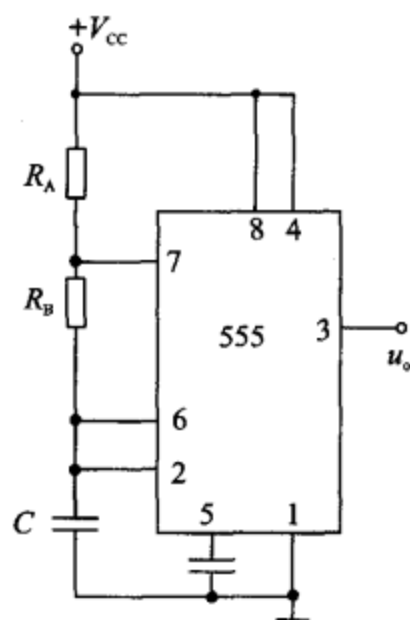


图 7.20 题 7.18 解图

题 7.18 试用 555 时基电路构成一个频率为 50 kHz 的脉冲信号发生器,画出其接线图,并求出 R, C 的数值。

解: 时基电路构成的脉冲信号发生器电路如图 7.20 所示。

其中: $T_1 = (R_A + R_B) \cdot C \cdot \ln 2$, $T_2 = R_B \cdot C \cdot \ln 2$

$$T = T_1 + T_2 = (R_A + 2R_B) \cdot C \cdot \ln 2$$

所以

$$f = 50 \times 10^3 = \frac{1.44}{(R_A + 2R_B) \cdot C}$$

假设 $R_A = R_B = 1 \text{ k}\Omega$, 则 $C \approx 0.01 \text{ }\mu\text{F}$ 。

题 7.19 图 7.21 所示电路为一由 555 构成的占空比可调的多谐振荡器,试分析其工作原理并求出输出信号 u_o 的振荡频率及占空比的表达式。

解: 电路的充电回路: $V_{CC} \rightarrow R_1 \rightarrow D_1 \rightarrow C$

充电时间: $T_1 = R_1 C \ln 2$

放电回路: $C \rightarrow R_2 \rightarrow D_2 \rightarrow \text{DISC}$

放电时间: $T_2 = R_2 C \ln 2$

所以周期:

$$T = T_1 + T_2 = (R_1 + R_2) C \ln 2$$

$$\text{占空比: } \frac{T_1}{T} = \frac{R_1}{R_1 + R_2}$$

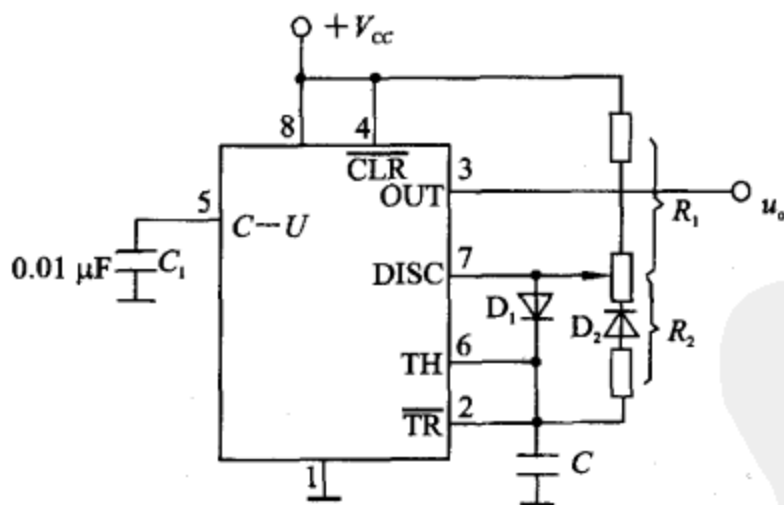


图 7.21 题 7.19 用图

题 7.20 图 7.22 所示电路及输入波形 u_i , 试分析画出输出电压 u_o 波形, 并标出脉冲幅度及宽度(设 $u_c(0-) = 0$)。

解: 电路的时间常数 $\tau = RC = (100 \times 10^{-12} \times 10 \times 10^3) \text{ s} = 1 \text{ }\mu\text{s}$, 信号周期为 $30 \text{ }\mu\text{s}$, 比电路时间常数大得多, 因此, 电路可认为是微分电路, 其输出波形如图 7.23 所示。

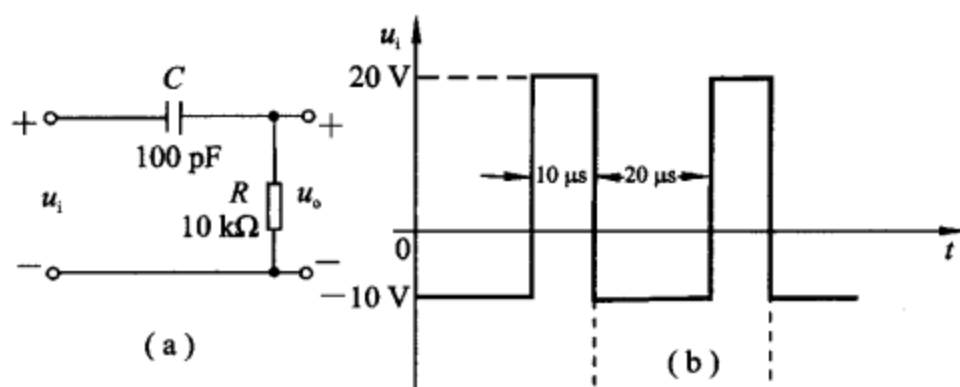


图 7.22 题 7.20 用图

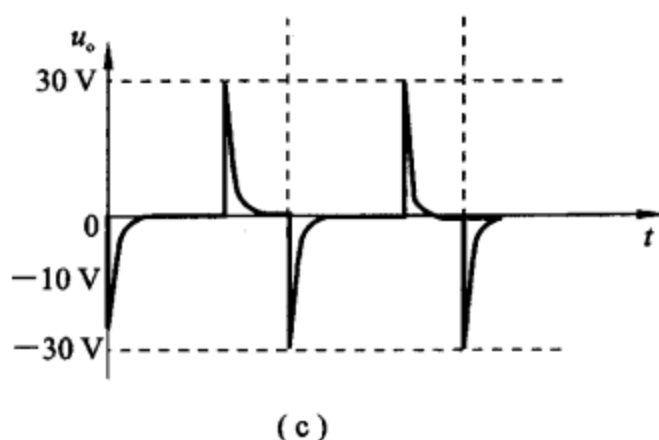


图 7.23 题 7.20 解图

题 7.21 不对称的矩形波加于一时间常数为 10 ms 的 RC 串联电路上,如图 7.24 所示,画出 u_c 的稳定输出电压波形。

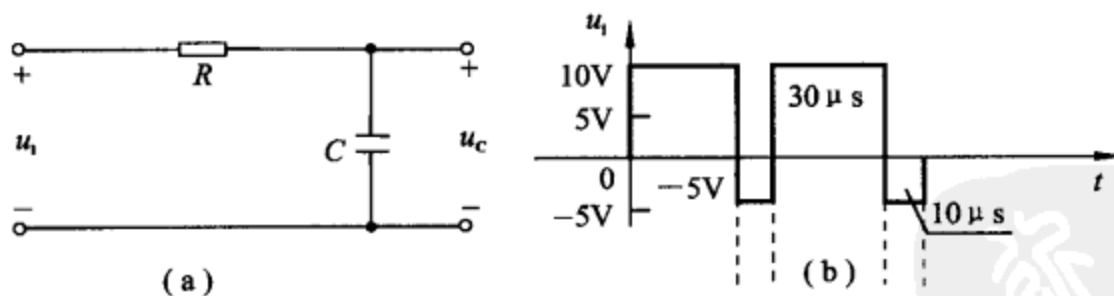


图 7.24 题 7.21 用图

解: 电路时间常数为 10 ms, 信号周期为 40 μs, 可见, 电路是一积分电路。

u_c 的电压波形如图 7.25 所示。

题 7.22 试画出图 7.26 所示电路在 $6\sin\omega t$ 信号作用下的输出波形 u_o 。

解: 考虑到二极管 D_1 未导通时, D_2 二极管导通。因此需考虑后级限幅电路对前级的影响。因此 D_1 二极管正极的

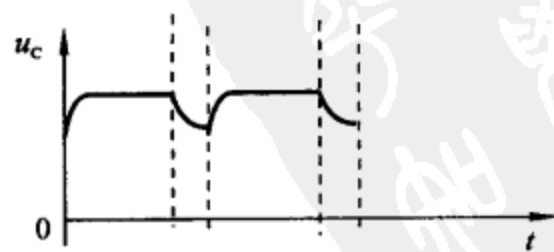


图 7.25 题 7.21 解图

电位为: $U_A = \left\{ 2 - \frac{[2 - (-3)]}{20} \times 10 \right\} \text{ V} = -0.5 \text{ V}$, 因此该电路的上限幅电平为 -0.5 V , 下限幅电平为 -3 V , 其输出波形如图 7.27 所示。

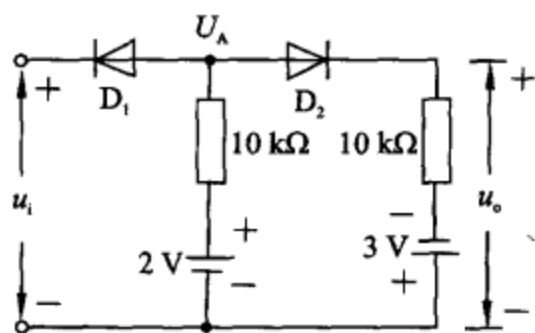


图 7.26 题 7.22 用图

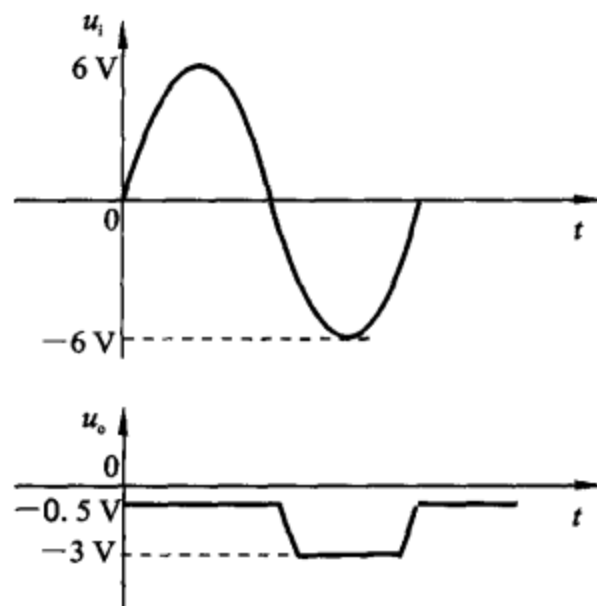


图 7.27 题 7.22 解图

题 7.23 图 7.28 所示为 TTL“与非”门构成的微分型单稳态电路。当输入 u_i 为 100 Hz 方波时, 试画出在此信号作用下 a, b, d, e 各点的波形及 u_o 的波形。

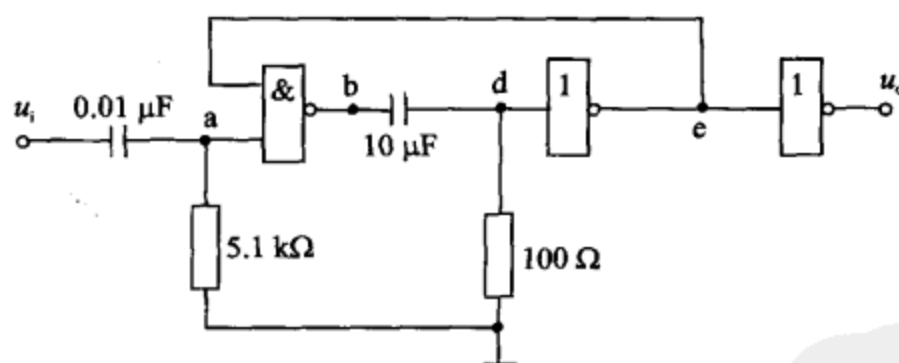


图 7.28 题 7.23 用图

解: 其各点波形如图 7.29 所示。

题 7.24 图 7.30(a), (b) 依次是用 CMOS 施密特触发器构成的多谐振荡器和单稳态电路, 试分析其工作原理。

解: 图 7.30(a) 为单稳态电路, 其工作原理如下:

假设起始时刻, 电容上电压为 0 V , 输入信号为高电平, 则输出为低电平。当输入信号由高变低, 电容两端电平不会突变, 所以输出变为高, 同时, V_{DD} 通过 R 向 C 充电, u_1 逐渐增加, 当超过门限电压时, 输出又变为低。各点波形如图 7.31(a) 所示。

图 7.30(b) 为多谐振荡电路。工作原理如下:

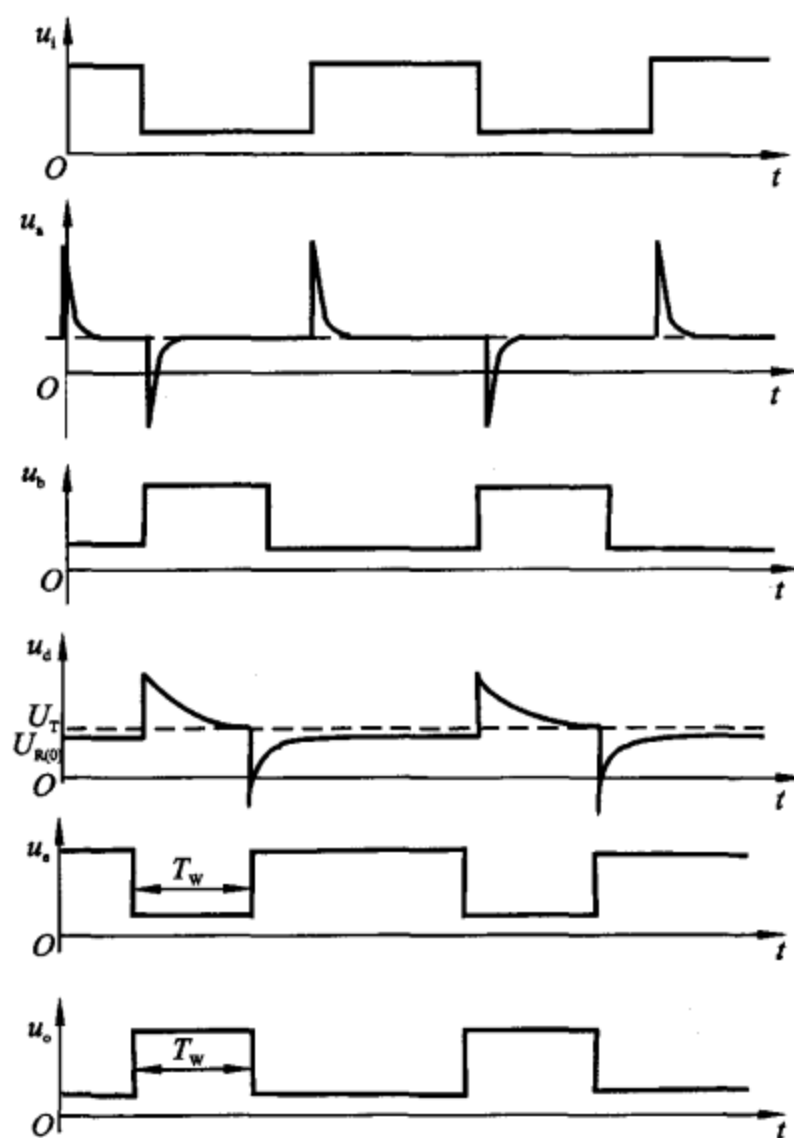


图 7.29 题 7.23 解图

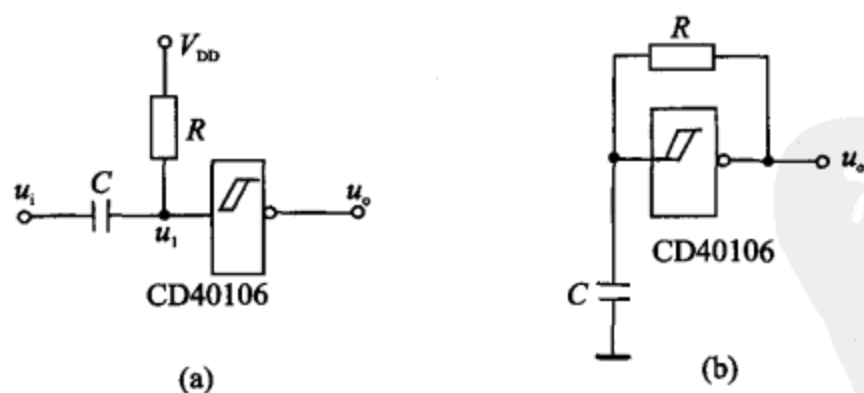


图 7.30

假设起始时刻, 电容上电压为 0 V , 则 u_o 为高电平, 这个高电平通过 R, C 回路开始向 C 充电, 即电容 C 上电压随时间开始增加, 当电压超过施密特触发器门限电平时, u_o 变为低, 与此同时, C 上电压开始放电, 逐渐减少, 当小于门限电平时, 输出又成高电平, 如此重复。电路各点电压波形如图 7.31(b) 所示。

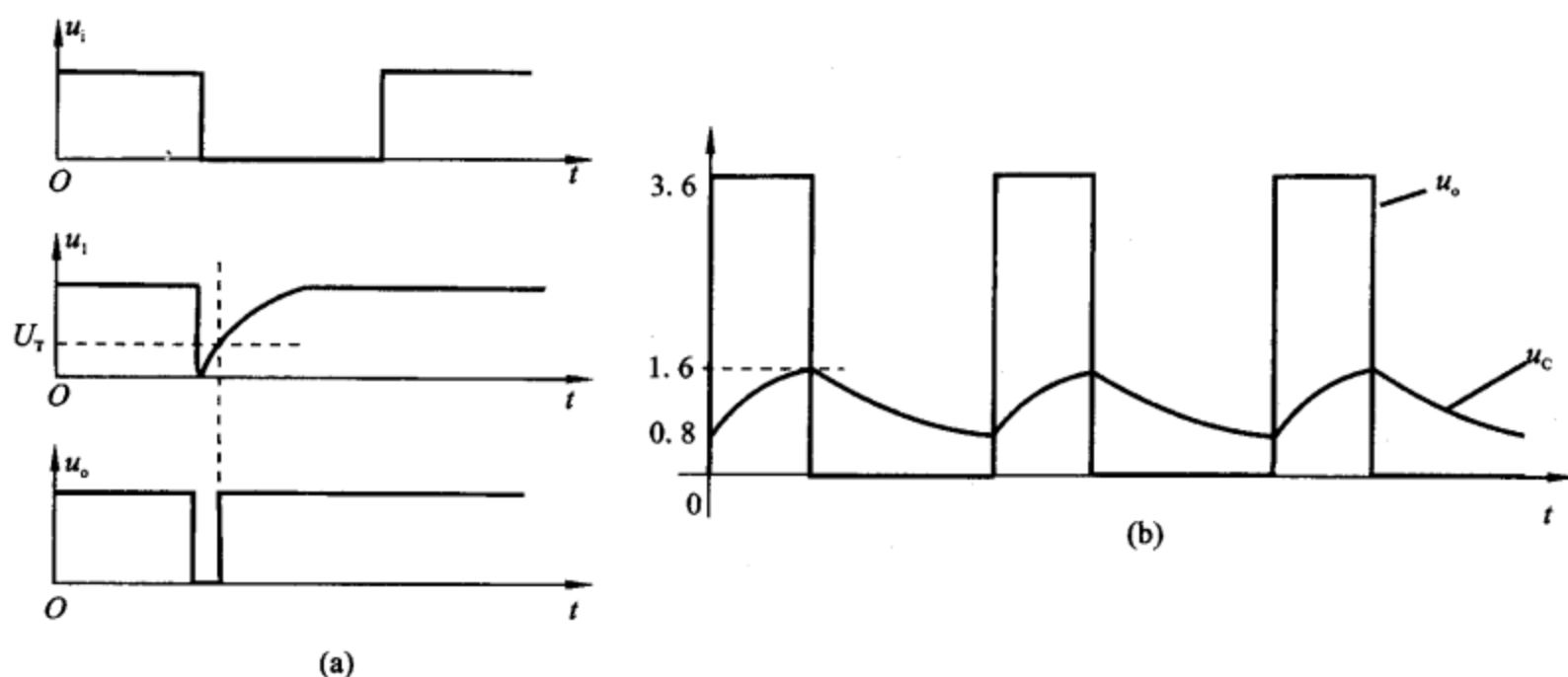


图 7.31 题 7.24 解图

题 7.25 已知电路如图 7.32 所示,试分析其工作原理。

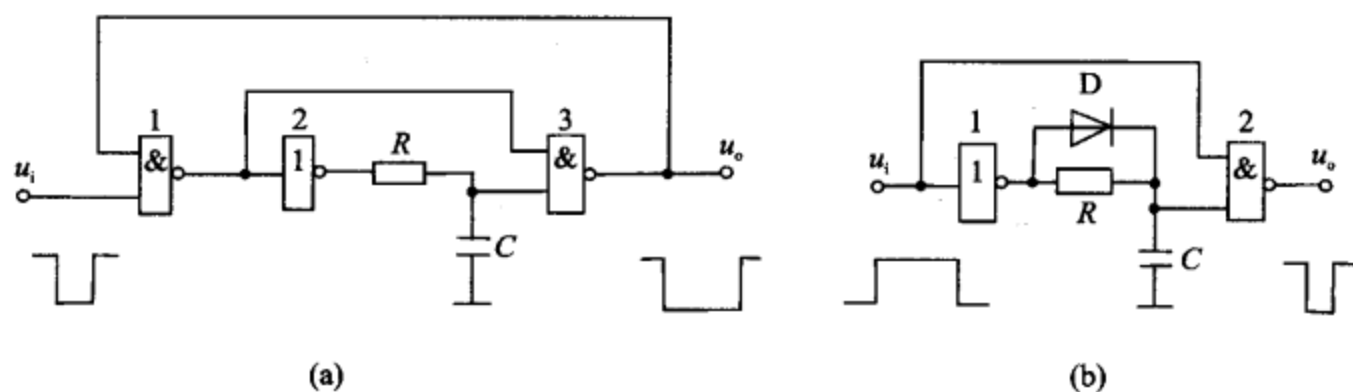


图 7.32 题 7.25 用图

解: 图 7.32(a)为一积分型单稳态电路。

假设电容上初始电压为 U_{OH} , u_o 为高, 则 u_i 为高时, 门 1 输出低, 门 2 输出高, 门 3 输出高, 这是一个稳定状态。

当 u_i 由高变为低时, 门 1 则由低变为高, 一方面经过门 3 使 u_o 变为低, 另一方面经过门 2, 使门 2 输出由高变为低, 这样 C 就通过 R 向门 2 开始放电, C 上电压随时间减少, 当电容上电压小于门 3 的门限电压时, 门 3 输出又由低变为高, 电路重新进入稳定状态。

此为一下降沿触发的单稳。

图 7.32(b)亦为一积分型单稳态电路。

假设起始时刻 u_o 为高电平, 电容上起始电压为 U_{OH} , 此为一直定状态。

当 u_i 由低变为高时, 首先经过门 2 使输出由高变低。同时, 输入信号使门 1 的输出变为低, 因此, 电容 C 开始经过 R 向门 1 放电, C 上电压开始下降, 当 C 上电压小于门限电压时, 门

2 则由低再变为高。电路重新回到稳定状态。

此为一上升沿触发的单稳。

7.3 提高题与参考答案

题 7.26 电路如图 7.33 所示。

- ① 将图中 A, B, C, D 四点正确连接, 使之成为一个正弦波振荡电路;
- ② 计算该电路的振荡频率 f_0 ;
- ③ 为保证电路起振, R_2 应为多大?

解: ① A 与 D 连接, B 与 C 连接;

- ② 电路的振荡频率即选频网络的特征频率:

$$f_0 = \frac{1}{2\pi RC} = \left(\frac{1}{2\pi \times 7.5 \times 0.02} \right) \text{ kHz} = 1.06 \text{ kHz}$$

- ③ 电路的起振条件为: $|AF| > 1$, 而反馈系数 $F = \frac{1}{3}$, 从而 $A > 3$, 即 $1 + R_2/R_1 > 3$ 得: $R_2 > 2R_1$, 即 $R_2 > 20 \text{ k}\Omega$ 。

题 7.27 图 7.34 所示电路中是一个振荡电路, 试回答以下问题:

- ① 说明这是一个什么振荡电路;
- ② 场效应管 T, R_4 , D, C_1 在电路中的作用各是什么?
- ③ 振荡频率 f_0 约为多少?
- ④ 稳定振荡时场效应管的漏电阻 R_{DS} 约是多少?

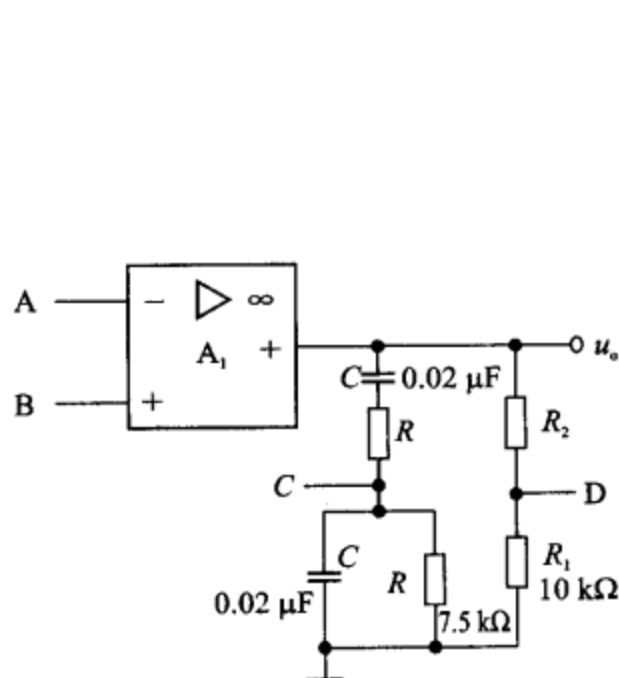


图 7.33 题 7.26 用图

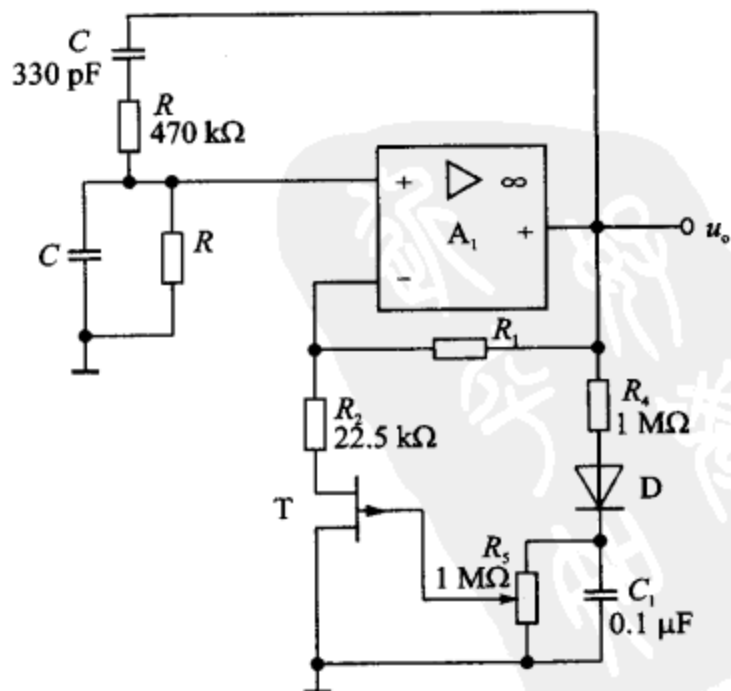


图 7.34 题 7.27 用图

解: ① 该电路为场效应管稳幅正弦信号产生电路;

② T 的作用: 在可变电阻区可利用栅源电压控制漏源电阻, 调节负反馈强弱, 从而稳定输出电压;

R_4 的作用: 降压、限流, 和 C_1 一起完成滤波功能, 给场效应管提供偏置;

D 的作用: 整流, 防止栅极电压出现负值;

C_1 的作用: 和 R_4 一起实现滤波功能。

$$\textcircled{3} f_0 = \frac{1}{2\pi RC} = \left(\frac{1}{2\pi \times 470 \times 300} \right) \text{ MHz} = 1.026 \text{ kHz}$$

$$\textcircled{4} \text{ 选频网络的幅频响应 } F_u = \frac{1}{\sqrt{3^2 + \left(\frac{\omega}{\omega_0} - \frac{\omega_0}{\omega} \right)^2}}, \text{ 其中 } \omega_0 = \frac{1}{RC}$$

当 $\omega = \omega_0$ 时, $F_u = \frac{1}{3}$ 。因此 $u_+ = u_o/3 = u_-$, 从而流过 R_1 的电流将全部流过 R_2 和 T, 可得: $i_{R1} = i_{R2} = i_{DS}$, 列出方程并解得:

$$\frac{u_o - u_o/3}{R_1} = \frac{u_o/3}{R_2 + R_{DS}}$$

$$R_{DS} = \frac{R_1}{2} - R_2。$$

题 7.28 电路及其频率特性如图 7.35(a), (b), (c) 所示。

① 试说明当 $R' = \frac{R}{2}$ 时, 电路产生振荡的原理和振荡的频率, 并说明稳幅方法;

② 当 $R' < \frac{R}{2}$ 时, 电路能否产生振荡?

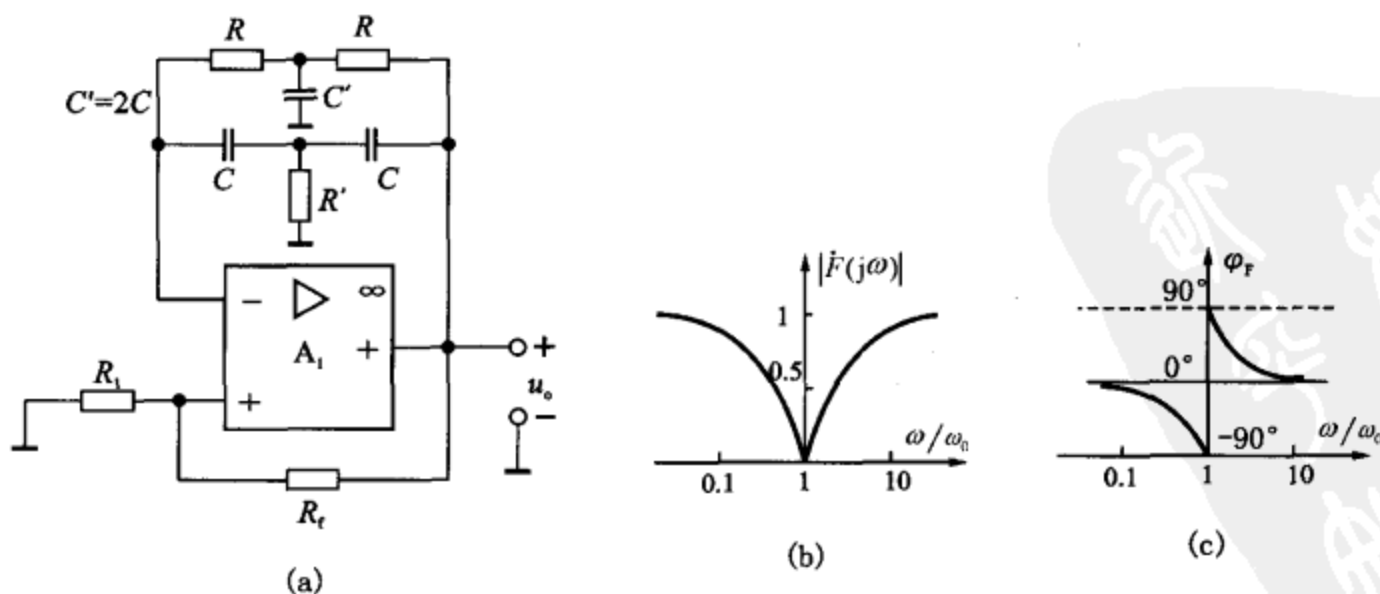


图 7.35

解: ① 当 $R' = \frac{R}{2}$ 时, 双 T 网络作为选频网络, 接在运放的负反馈回路中, R_1, R_f 构成正反馈网络, 因此该电路具有构成正弦波振荡器的三个基本环节。

双 T 网络具有带阻特性, 当 $R' = \frac{R}{2}$ 时, 且在 $f = f_0 = \frac{1}{2\pi RC}$ 时传输系数为零, 电路特性成电阻性, 没有相移。即此时放大器的负反馈最弱, 双 T 网络与运算放大器具有了带通特性, 放大器只要有正反馈, 即可产生振荡。振荡频率为 $f_0 = \frac{1}{2\pi RC}$ 。

若要稳幅, 可在运放的反向输入端和输出端加两个背靠背的稳压管。当输出幅度增加时, 稳压管的非线性增量电阻减小, 加强了负反馈, 从而抑制了输出幅度增加。反之, 输出幅度减小时, 其非线性增量电阻增加, 抑制负反馈, 从而增强了输出幅度。

② 当 $R' < \frac{R}{2}$, 双 T 网络就有了新的选频特性, 此时双 T 网络的频率特性如图 7.36 (a), (b) 所示。信号由反相输入端输入, 产生的相移为 -180° , 双 T 网络提供 -180° 相移, 所以振荡的相位平衡条件仍满足。虽然 $\omega = \omega_0$ 处, $|F(j\omega)|$ 很小, 只要适当调节 R_1 和 R_f 的值仍可满足幅值条件产生振荡。振荡频率 $f_0 \approx \frac{1}{5RC}$ 。

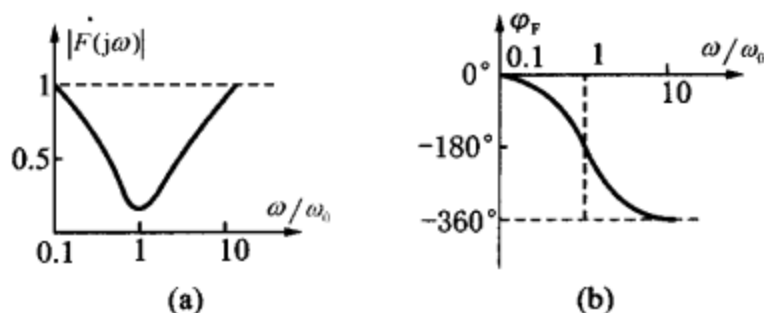


图 7.36 题 7.28 解图

题 7.29 石英晶体振荡电路如图 7.37(a), (b), (c) 所示, 试说明各振荡电路的类型和石英晶体的作用。

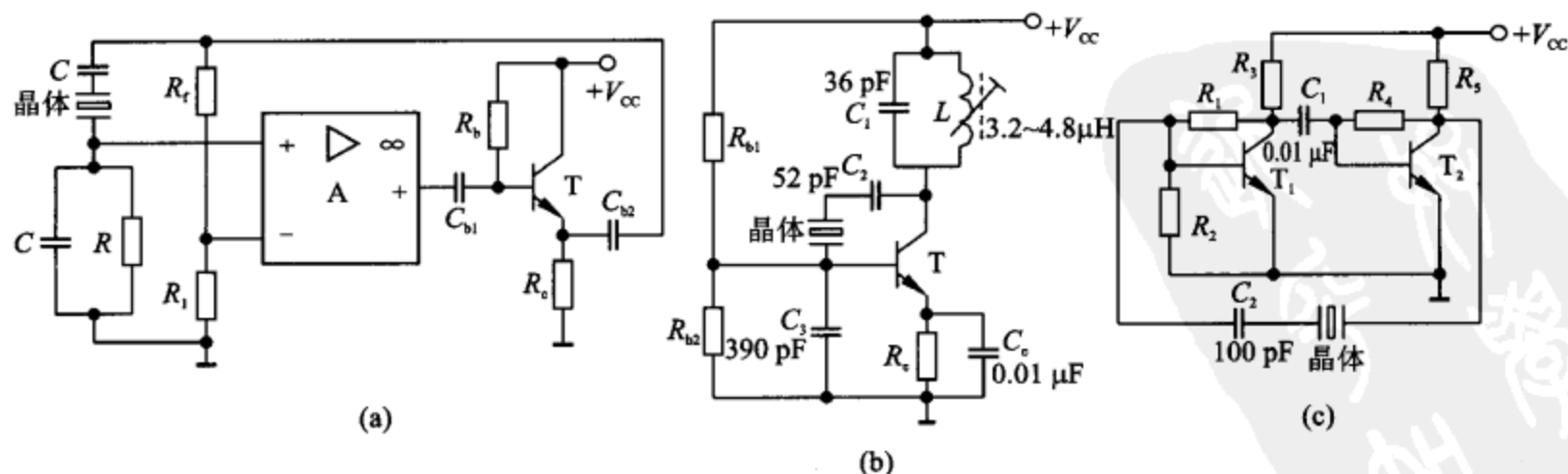


图 7.37 题 7.29 用图

解: 对于图 7.37(a), 石英晶体接在正反馈回路中, 当 $f = f_s$ 时晶体产生串联谐振, 呈电阻性, 构成串联型晶体振荡电路。

图 7.37(b), 由石英晶体构成电容三点式振荡器, 此时石英晶体工作在 f_s 与 f_p 之间, 呈感性, 构成并联型晶体振荡电路。

图 7.37(c), T_1, T_2 组成两级放大电路, 石英晶体工作在串联谐振频率 f_s 处, 利用阻抗为纯电阻且最小, 构成串联型晶体振荡电路。

题 7.30 ① 请用振荡器三点式电路的组成法则说明图 7.38(a) 电路不能振荡的原因;

② 只修改一个元件, 使图 7.38(a) 电路起振, 说明修改后的振荡器的振荡频率范围;

③ 为保证图 7.38(b) 电路满足正反馈条件, 请注明变压器的同名端, 若不考虑管子极间电容的影响, 请估算该振荡器的振荡频率(其中 C_G 为高频旁路电容)。

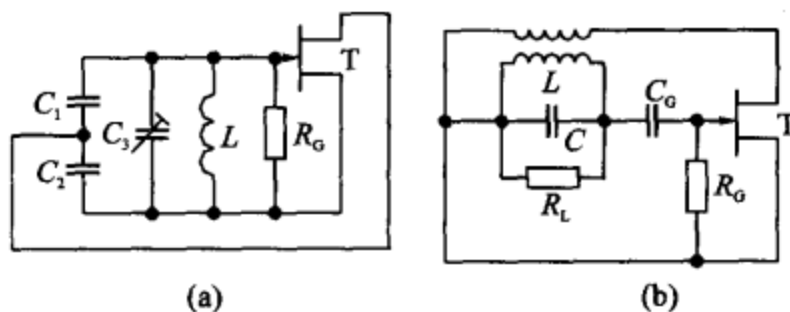


图 7.38 题 7.30 用图

解: ① 根据定义: 谐振回路的三个引出端与 MOS 管的三个电极相连, 其中源栅极之间和源漏极之间的元件应是同性质的, 而漏栅极之间的元件则与前两者是不同性质的。

由图可见: 源栅极之间是 L 和 C_3 的并联, 其性质可以是容性也可以是感性, 而漏栅极之间是 C_1 , 容性; 源漏极之间是 C_2 , 也是容性。因此电路无法振荡。

② 将 C_1 改为 L_1 , 呈感性, 即可满足要求。

设 L 与 C_3 的并联等效阻抗为容性, 设为 C'_3 , 则

$$f_0 = \frac{1}{2\pi \sqrt{L_1 \frac{C_2 C'_3}{C_2 + C'_3}}}$$

③ 标出同名端如图 7.39 所示。

设选频网络的等效阻抗为 Z , 则:

$$\frac{1}{Z} = \frac{1}{j\omega L} + j\omega C + \frac{1}{R_L}$$

$$Z = \frac{R_L L}{L + j(\omega R_L L C - R_L / \omega)}$$

谐振时, 选频网络为纯电阻特性, 则:

$$\omega_0 R_L L C = \frac{R_L}{\omega_0}$$

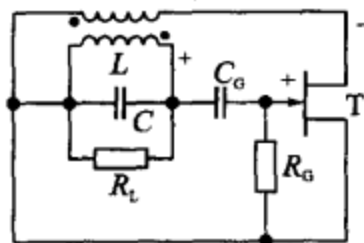


图 7.39 题 7.30 解图

$$f_0 = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}}.$$

题 7.31 电路如图 7.40 所示, 设各运放性能理想。

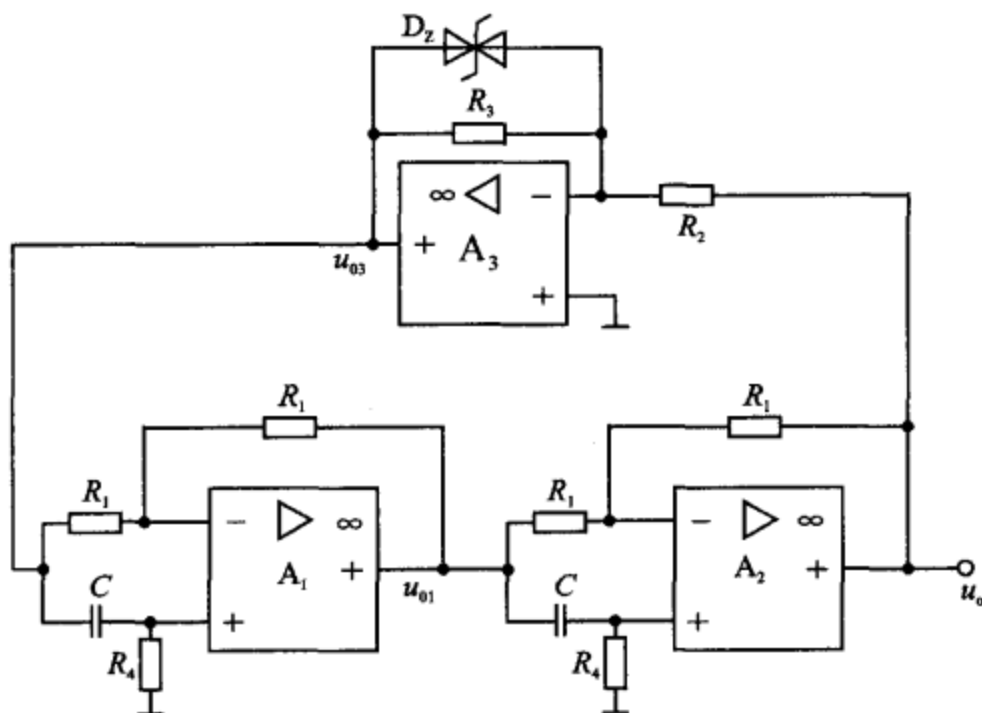


图 7.40 题 7.31 用图

- ① 运放 A_1, A_2, A_3 各组成什么电路?
- ② 若该电路产生正弦波振荡, 试求其振荡频率 f_0 的表达式。
- ③ u_{o1} 和 u_o 的相位差是多少?

解: ① 运放 A_1, A_2 均构成相位超前型的一阶全通滤波电路, A_3 构成反向输入比例运算电路。

② 运放 A_3 经 A_1, A_2 组成的电路, 将 u_{o3} 反馈到 A_3 的输入电阻 R_2 处, 若要产生振荡, 这一反馈应该是正反馈。这就要求两个参数相同的一阶全通滤波电路, 在 $f=f_0$ 时各产生 90° 的相移, 因此, 先要求出一阶全通滤波器的传递函数。以 A_2 为分析对象, 有

$$U_o(s) = \left(1 + \frac{R_1}{R_1}\right) \cdot \frac{R_4}{R_4 + \frac{1}{sC}} U_{o1}(s) - \frac{R_1}{R_1} U_{o1}(s) = \frac{sCR_4 - 1}{sCR_4 + 1} U_{o1}(s)$$

$$A_u(s) = \frac{U_o(s)}{U_{o1}(s)} = \frac{sCR_4 - 1}{sCR_4 + 1}$$

将上式中的 s 换成 $j\omega$, 得传递函数的频域表达式

$$\dot{A}_u = \frac{\dot{U}_o}{\dot{U}_{o1}} = \frac{j\omega R_4 C - 1}{j\omega R_4 C + 1}$$

令 $\omega_c = \frac{1}{R_4 C}$, 即 $f_c = \frac{1}{2\pi R_4 C}$, 代入上式, 得

$$\dot{A}_u = \frac{j\frac{\omega}{\omega_c} - 1}{j\frac{\omega}{\omega_c} + 1} = \frac{j\frac{f}{f_c} - 1}{j\frac{f}{f_c} + 1}$$

故

$$|\dot{A}_u| = \frac{\sqrt{\left(\frac{f}{f_c}\right)^2 + 1}}{\sqrt{\left(\frac{f}{f_c}\right)^2 + 1}} = 1$$

$$\phi = 2\arctan \frac{f}{f_c}$$

图 7.40 所示电路产生正弦振荡的条件是每一个全通滤波电路产生 90° 相移, 则要求当 $f = f_0$ 时, 满足

$$\arctan \frac{f_0}{f_c} = 45^\circ$$

$$\frac{f_0}{f_c} = 1$$

$$f_0 = f_c = \frac{1}{2\pi R_4 C}$$

③ 由于 $f = f_0$ 时, A_2 组成的全通滤波器产生 90° 的相移, 故 u_o 和 u_{o1} 相位相差 90° , 若 u_{o1} 为正弦波, 那么 u_o 就为余弦波。

题 7.32 由电感和电容组成的谐振回路, 是高频电路的基本部件, 通常谐振回路有串联和并联两种形式, 其等效电路如图 7.41(a), (b) 所示 (图中 r 和 R_p 分别代表串、并联形式的回路元件的损耗电阻)。

- ① 试定性画出图 7.41(a), (b) 两种电路的谐振曲线和相位曲线;
- ② 设图 7.41(b), (c) 是等效的, 试求其电感、电阻的等效关系式。

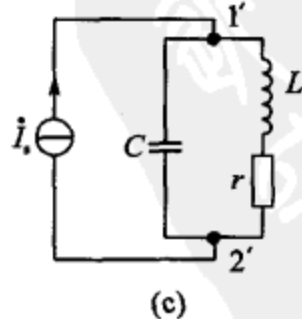
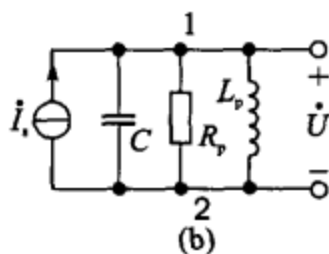
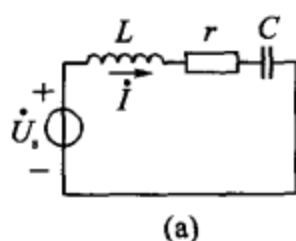


图 7.41 题 7.32 用图

解: ① 串联谐振图 7.41(a):

$$\dot{I} = \frac{\dot{U}_s}{Z} = \frac{\dot{U}_s}{r + j(\omega L - 1/\omega C)}$$

所以

$$|\dot{I}| = \left| \frac{\dot{U}_s}{Z} \right| = \frac{U_s}{\sqrt{r^2 + (\omega L - 1/\omega C)^2}}$$

$$\varphi_1 = -\arctan(\omega L - 1/\omega C)/r$$

串联回路的谐振角频率为 $\omega_0 = \frac{1}{\sqrt{LC}}$ 。

画出谐振曲线与相位曲线如图 7.42(a), (b) 所示。

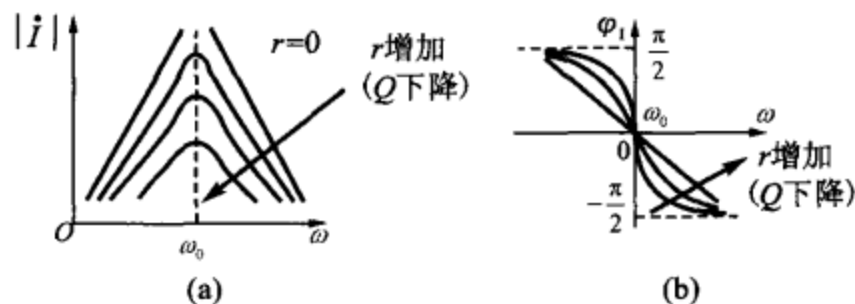


图 7.42 题 7.32 解图

并联谐振 7.41(b) 图:

$$\dot{U} = \frac{\dot{I}_s}{Y} = \frac{\dot{I}_s}{1/R_p + j(\omega C - 1/\omega L_p)}$$

所以

$$|\dot{U}| = \frac{I_s}{\sqrt{(1/R_p)^2 + (\omega C - 1/\omega L_p)^2}}$$

$$\varphi_u = -\arctan \frac{\omega C - (1/\omega L_p)}{1/R_p} = -\arctan R_p [\omega C - 1/\omega L_p]$$

$$\omega_0 = \frac{1}{\sqrt{L_p C}}$$

画出谐振曲线与相位曲线如图 7.43(a), (b) 所示:

② 两图等效

从图 7.42(b) 1-2 端向右看进去的输入阻抗和从图 7.42(c) 1'-2' 端向右看进去的输入阻抗相等, 即:

$$\frac{1}{r + j\omega L} = \frac{1}{R_p} + \frac{1}{j\omega L_p}$$

所以

$$\frac{r}{r^2 + \omega^2 L^2} - j \frac{\omega L}{r^2 + \omega^2 L^2} = \frac{1}{R_p} - j \frac{1}{\omega L_p}$$

得

$$R_p = r + \frac{\omega^2 L^2}{r}$$

$$L_p = L + \frac{r^2}{\omega^2 L}$$

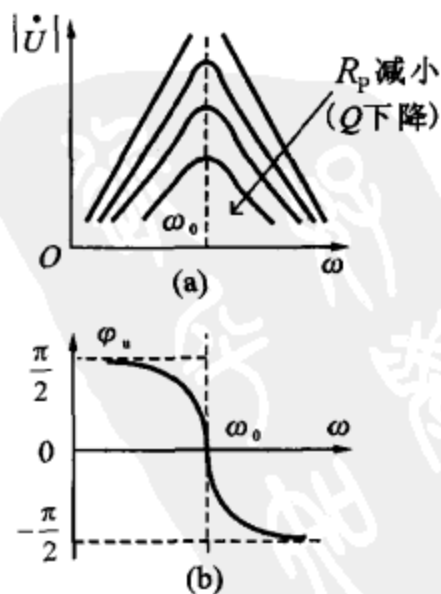


图 7.43 题 7.32 解图

题 7.33 在图 7.44 中, 已知石英晶体的串联谐振频率 f_s 和并联

谐振频率 f_P 、两放大器的增益 A_1 和 A_2 、电阻 R_1, R_2 的值。求该振荡器的振荡频率 f_0 和振幅起振条件。

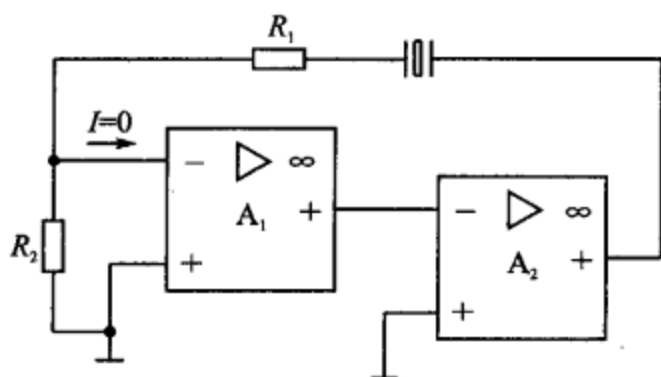


图 7.44 题 7.33 用图

解：当晶体工作在串联谐振频率时，等效电阻近似为 R ，是纯电阻性，且阻值很小。

当晶体工作在并联谐振频率时，相移 ϕ_F 满足 $0^\circ < \phi_F < 90^\circ$ 。

晶振工作在串联谐振下，成电阻性 $\phi_F = 0$ ，电路才能满足相位条件，即 2π 的整数倍。所以 $f_0 = f_s$ ，由电路

路图： $F \approx \frac{R_2}{R_1 + R_2}$ ， $A = A_1 A_2$ ，起振条件为 $AF > 1$ ，

$$\text{即 } A_1 A_2 \frac{R_2}{R_1 + R_2} > 1。$$

题 7.34 电路如图 7.45 所示。F 为 RS 触发器。

- ① 说出电路的名称；
- ② 说出 F, G_1, R, R_s 和 C 的作用；
- ③ 当 K 分别置位于“1”和“2”时，定性画出 u_o 的波形图。

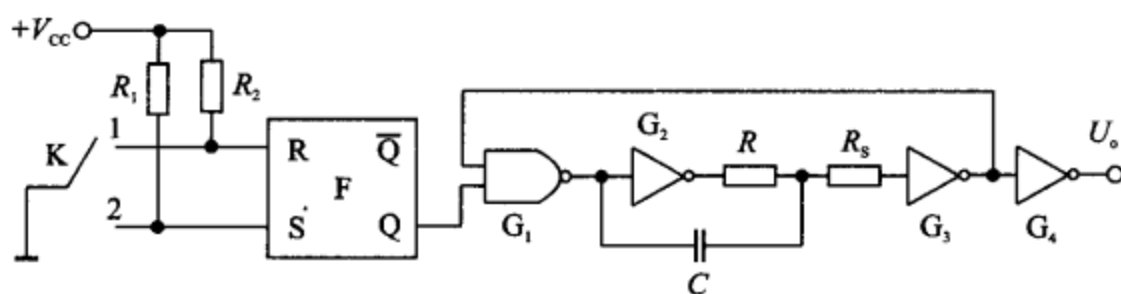


图 7.45 题 7.34 用图

解：① 该电路是一个方波信号产生电路。

② 各部分作用：F 是 RS 触发器，为后级环型振荡器提供启动控制信号； G_1 的作用是实现输出信号的倒相； R, C 形成 RC 回路，实现延迟； R_s 起限流作用。

③ u_o 波形图如图 7.46(a), (b) 所示。

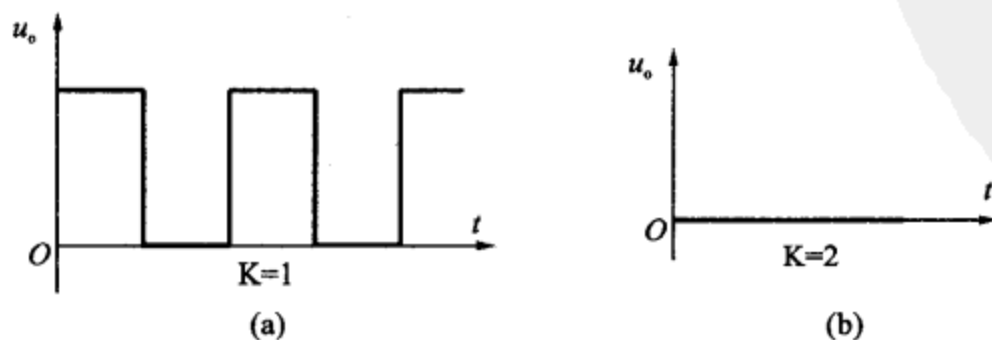


图 7.46 题 7.34 解图

题 7.35 图 7.47 所示为利用射极跟随器的发射极电路来调节回差的施密特电路,试完成:

① 分析电路的工作原理;

② 当 R_{e1} 在 $50 \sim 100 \Omega$ 范围内变化时,回差的变化范围。

解: ① 该电路由发射极跟随器和施密特电路两部分组成,输入信号的变化通过发射极跟随器反映到 T 的发射极,再由发射极电阻分压后反映到 u_B 。 u_A 和 u_B 作为施密特电路的输入,决定施密特电路的工作状态和输出结果。根据分析,当它们同时为高电平时,电路下翻,同时

为低电平时,电路上翻。当 u_A 为高电平、 u_B 为低电平时,电路保持,不做动作。发射极电阻 R_{e1} 电阻值的变化改变了 u_A 和 u_B 的分压关系,从而影响了翻转电压。

② 当 $R_{e1} = 100 \Omega$ 时,

$S=1, R=0$ 时, u_B, u_A 均为高电平,根据电路知, u_B 只要是高电平, u_A 也一定能满足高电平的条件。所以 $u_B > 2.5 \text{ V}$ 时电路开始下翻。(施密特电路翻转电压一般为 2.5 V)

$$u_A = \frac{u_B}{R_{e2}}(R_{e1} + R_{e2}) = \left[\frac{2.5}{100}(100 + 100) \right] \text{ V} = 5 \text{ V}$$

所以 $u_{i1} = u_A + 0.7 \text{ V} = 5.7 \text{ V}$ 。

$S=0, R=1$ 时, u_B, u_A 均为低电压,根据电路知,只要 u_A 满足低电平, u_B 也一定满足低电平的要求。所以 $u_A < 2.5 \text{ V}$ 时电路开始上翻。

$$u_{i2} = u_A + 0.7 \text{ V} = 3.2 \text{ V}$$

所以回差: $\Delta u_i = u_{i1} - u_{i2} = 2.5 \text{ V}$ 。

当 $R_{e1} = 50 \Omega$ 时,同理:

$S=1, R=0$ 时,

$$u_A = \frac{u_B}{R_{e2}}(R_{e1} + R_{e2}) = 3.75 \text{ V}$$

所以

$$u_{i1} = u_A + 0.7 \text{ V} = 4.45 \text{ V}$$

$S=0, R=1$ 时,

$$u_{i2} = u_A + 0.7 \text{ V} = 3.2 \text{ V}$$

回差: $\Delta u_i = u_{i1} - u_{i2} = 1.25 \text{ V}$

所以,如果 R_{e1} 在 $50 \sim 100 \Omega$ 变化,电压回差变化范围是 $1.25 \text{ V} \sim 2.5 \text{ V}$ 。

题 7.36 一个锯齿波发生器如图 7.48 所示,设 D_Z 为两个背靠背的稳压管,其稳定电压为 $\pm U_Z = \pm 6 \text{ V}$,直流电源 $+V_{CC} = +10 \text{ V}$, $-V_{CC} = -10 \text{ V}$ 。

① 试说明电路的工作原理,定性画出 u_o 的波形;

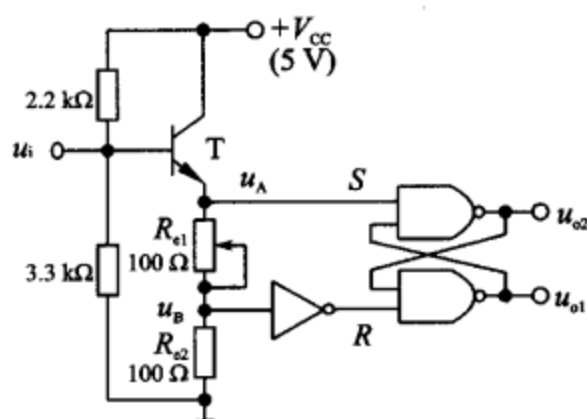


图 7.47 题 7.35 用图

- ② 试估算输出电压 u_o 的幅度;
③ 试估算输出电压的频率。

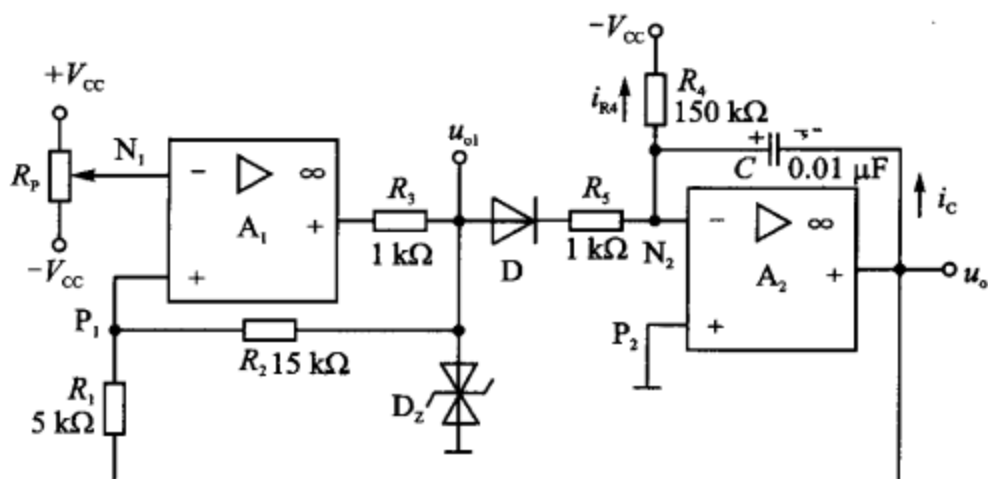


图 7.48 题 7.36 用图

解: ① 由图可见, 电路由迟滞比较器电路和积分电路两级组成, 且第一级的输出为第二级的输入。第一级的输出只有 $+6\text{ V}$ 和 -6 V 两个状态。

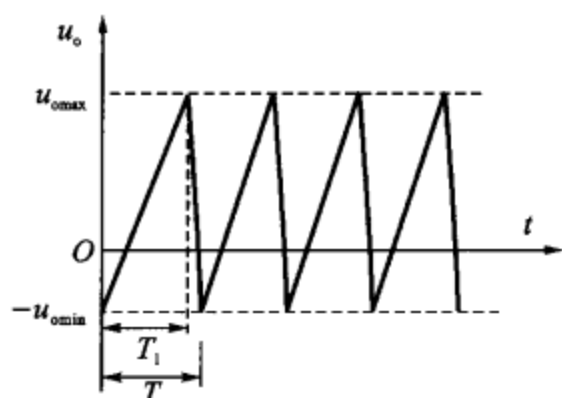


图 7.49 题 7.36 解图

当 u_{o1} 为 -6 V 时, D 截止, 直流电源 $-V_{CC}$ 经 R_4 向 C 恒流充电, 使 u_o 随时间线性增加, 而第二级的输出 u_o 又是第一级的输入, 当 u_o 增加到一定程度时, 将使 u_{o1} 由 -6 V 跳到 $+6\text{ V}$, 使 D 导通, C 进行反向充电。由于 $R_5 \ll R_4$, 反向充电时间常数远小于正向, u_o 迅速下降。当 u_o 降到一定程度, u_{o1} 又从 $+6\text{ V}$ 跳到 -6 V , 周而复始, 其 u_o 波形如图 7.49 所示。

② 当 $u_{o1} = -U_Z = -6\text{ V}$ 时,

$$u_{P1} = u_o - \frac{u_o - (-U_Z)}{R_1 + R_2} R_1 = \frac{1}{R_1 + R_2} (R_2 u_o - R_1 U_Z)$$

u_{o1} 由 $-U_Z = -6\text{ V}$ 跳变到 $+U_Z = +6\text{ V}$ 条件是: $u_{P1} = u_{N1}$

不调节 R_p 的阻值时, u_{N1} 是一常数, 故有:

$$\frac{1}{R_1 + R_2} (R_2 u_o - R_1 U_Z) = u_{N1}$$

$$u_{o\max} = \frac{1}{R_2} [(R_1 + R_2) u_{N1} + R_1 U_Z]$$

$$u_{o\min} = \frac{1}{R_2} [(R_1 + R_2) u_{N1} - R_1 U_Z]$$

所以, u_o 的幅度: $u_{o\max} - u_{o\min} = 2 \frac{R_1}{R_2} U_Z = 4\text{ V}$

③ 电容 C 充电电流为: $i_c = i_{R4} = \frac{u_{N2} - (-V_{CC})}{R_4} = \frac{V_{CC}}{R_4}$

所以

$$\frac{1}{C} \int_0^{T_1} i_c dt = u_{\text{omax}} - u_{\text{omin}} = 4 \text{ V}$$

$$\frac{1}{C} \frac{V_{\text{CC}}}{R_4} T_1 = 4 \text{ V}$$

$$T_1 = \frac{4}{V_{\text{CC}}} R_4 C = 0.6 \text{ ms}$$

$$\text{所以 } f = \frac{1}{T} \approx \frac{1}{T_1} = 1.67 \text{ kHz}.$$

题 7.37 三角波方波发生电路如图 7.50 所示, A_1, A_2 为理想运算放大器, 稳压管 2DW7C 的稳压值 $U_Z = 6 \text{ V}$, 电位器 R_{W1} 的滑动端位于最右端, 电位器 R_{W2} 的滑动端位于中点, R_{W3} 调整到与 R_5 的总阻值为 $10 \text{ k}\Omega$ 。

① 画出 u_{o1}, u_{o2} 的波形, 并标明幅值和周期;

② 如果想改变三角波的幅值和周期到某个设定值(例如峰值为 4 V , 周期为 8 ms), 应该调节哪个或哪些电位器? 如调节的电位器不止一个, 说出先调哪个, 后调哪个;

③ 如果 R_{W2} 的滑动端向负端移动, 使 N 点对地电位 $u_N = -2 \text{ V}$, 试画出此时 u_{o1} 的波形, 标明幅值与周期。设 R_{W1} 和 R_{W3} 的滑动端处在原先给定的位置。

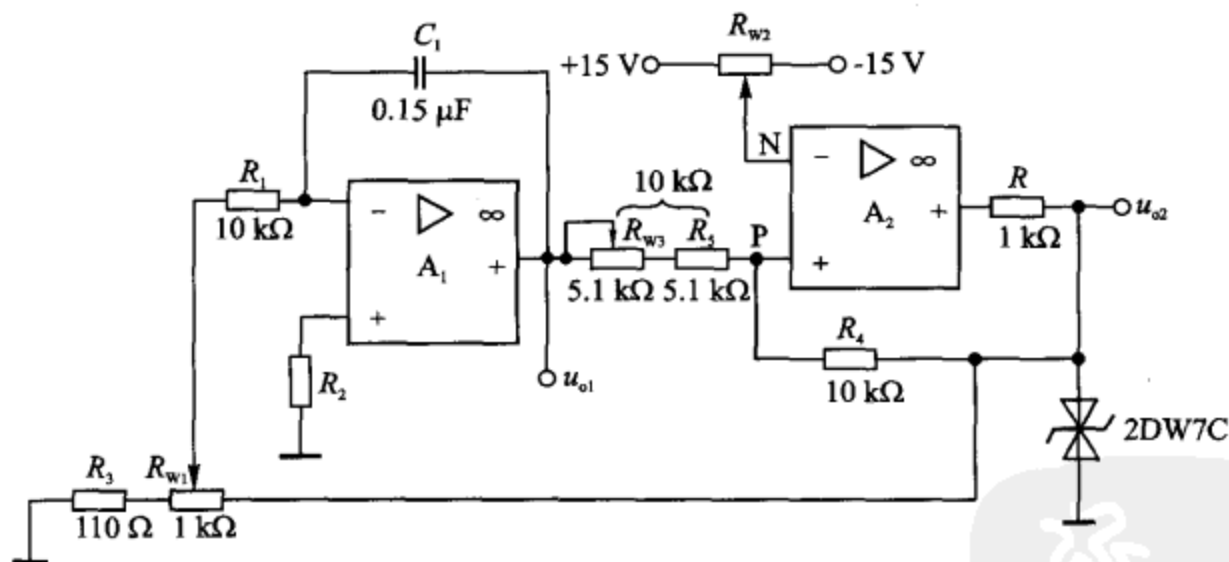


图 7.50 题 7.37 用图

解: ① A_1 组成积分电路, A_2 组成迟滞比较器。

由于稳压管, 则 u_{o2} 为 $\pm U_Z = \pm 6 \text{ V}$

R_{W2} 滑到 midpoint, 则: $u_N = 0 \text{ V}$

而

$$u_P = \frac{R_{W3} + R_5}{R_4 + R_{W3} + R_5} u_{o2} + \frac{R_4}{R_4 + R_{W3} + R_5} u_{o1}$$

当 $u_P = u_N$ 时, A_2 翻转。所以 A_2 的上下限触发电平为:

$$U_{T+} = \frac{R_4 + R_{W3} + R_5}{R_4} u_N + \frac{R_{W3} + R_5}{R_4} U_Z = \frac{R_{W3} + R_5}{R_4} U_Z = 6 \text{ V}$$

$$U_{T-} = \frac{R_4 + R_{W3} + R_5}{R_4} u_N - \frac{R_{W3} + R_5}{R_4} U_Z = -\frac{R_{W3} + R_5}{R_4} U_Z = -6 \text{ V}$$

当 $u_{o2} = U_Z = 6 \text{ V}$ 时, u_{o2} 通过 R_1 对 C_1 反向充电, u_{o1} 线性下降, 当 u_{o1} 下降到 $U_{T-} = -6 \text{ V}$ 时, A_2 状态翻转, 即 u_{o2} 跳变为 -6 V 。接着, u_{o2} 通过 R_1 对 C_1 恒流充电, 使 u_{o1} 线性上升, 当 u_{o1} 上升至 $U_{T+} = 6 \text{ V}$ 时, A_2 状态翻转, 即 u_{o2} 跳变为 6 V 。

所以 u_{o2} 为幅度是 6 V 的方波。 u_{o1} 为三角波, 正负幅度为 6 V 和 -6 V 。

u_{o1} , u_{o2} 周期 T 即为电容充放电时间之和。

电容充电时, 充电电流 $i_{c1} = \frac{U_Z}{R_1}$, 所以 $\Delta u_{o1} = U_{T+} - U_{T-} = 2 \frac{R_{W3} + R_5}{R_4} U_Z$

$$\text{由 } \Delta u_{o1} = \frac{i_{c1} T/2}{C} = \frac{U_Z}{R_1 C} \cdot \frac{T}{2}$$

$$\text{得: } T = 4 \frac{(R_{W3} + R_5) R_1 C}{R_4} = 6 \text{ ms}$$

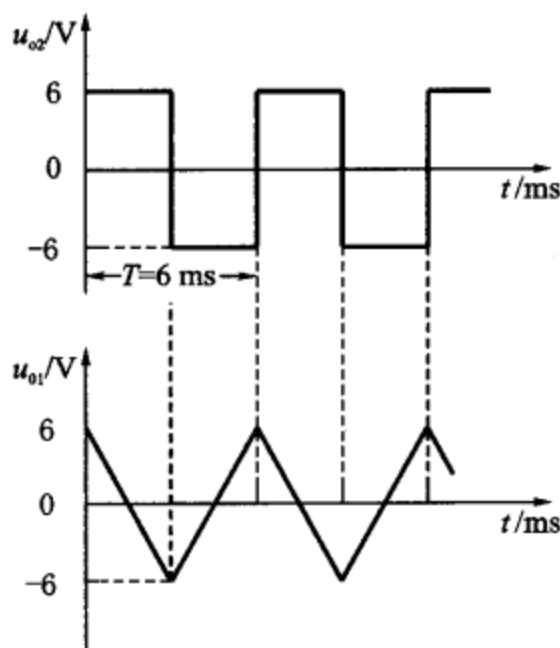


图 7.51 题 7.37 解图

画出 u_{o1} , u_{o2} 的波形图如图 7.51 所示。

② R_{W1} 的变化影响三角波周期, R_{W3} 的变化影响三角波周期和幅值。因此要想使三角波周期和幅值达到定值, 应先调节 R_{W3} , 使幅值达到要求, 再调节 R_{W1} , 使周期达到定值。

③ 当 u_N 由 0 变为 -2 V 时, $U_{T+} = 2 \text{ V}$, $U_{T-} = -10 \text{ V}$, u_{o1} 周期不变, 仅向下平移 4 V 。

题 7.38 电路如图 7.52 所示:

① 简述电路的工作原理;

② 画出 u_{o1} , u_{o2} 的波形图(要求标出各转折点的电压, 时间值)(忽略二极管的导通电阻)。

解: ① A_1 为迟滞比较器, A_2 为积分电路。

$$u_{A1+} = \frac{R_2}{R_1 + R_2} u_{o2} + \frac{R_1}{R_1 + R_2} u_{o1}$$

当 $u_{A1+} > u_{A1-} = 0$ 时, A_1 状态翻转, u_{o1} 变为高电平, 因稳压管作用使得 $u_{o1} = U_Z = 18 \text{ V}$; 又因 $u_{A2+} = u_{A2-} = 0$, 使 D_1 导通, 对电容 C 充电, 使输出电压 u_{o2} 下降, u_{o2} 随时间 t 线性下降。 u_{o2} 的下降导致 u_{A1+} 减小, 当 u_{o2} 下降到足够低的电平时, 使 $u_{A1+} < 0$, 则 A_1 再次翻转, 输出 u_{o1} 变为低电平。因稳压管使得 $u_{o1} = -U_Z = -18 \text{ V}$ 。又因 $u_{A2+} = u_{A2-} = 0$, 使 D_2 支路导通, 对 C 放电, 使 u_{o2} 上升, u_{o2} 随时间 t 线性增加。当 u_{o2} 增加到一定高电平时, 又使 A_1 翻转。这样反复交替进行。

② $u_{A1+} = 0$ 为转折点电压, 则 u_{o1} 和 u_{o2} 在转折点满足:

$$\frac{R_2}{R_1 + R_2} u_{o2} + \frac{R_1}{R_1 + R_2} u_{o1} = 0$$

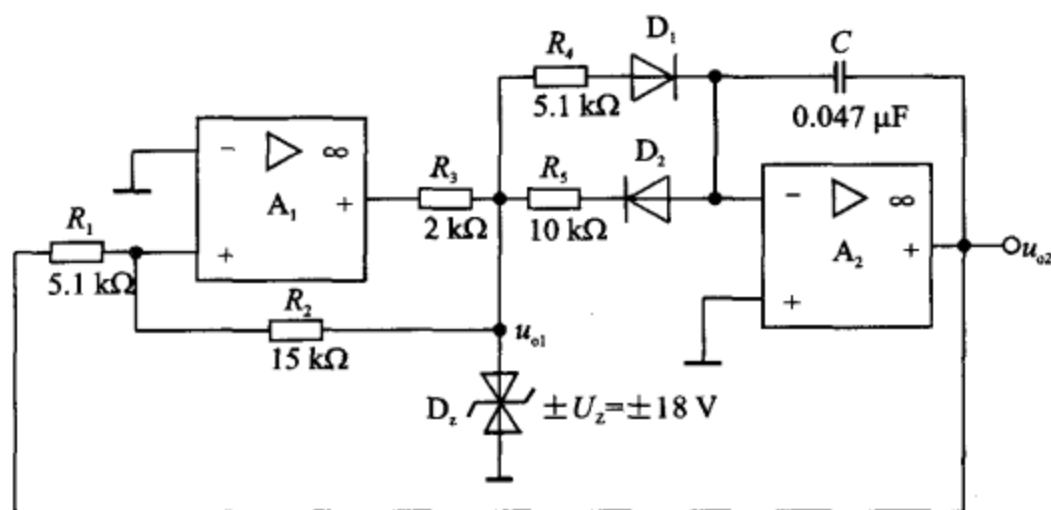


图 7.52 题 7.38 用图

$$R_2 u_{o2} = -R_1 u_{o1}$$

当 $u_{o1} = -U_z = -18 \text{ V}$ 时, 输出为高电平 $U_{o2\max}$

当 $u_{o1} = +U_z = +18 \text{ V}$ 时, 输出为低电平 $U_{o2\min}$

$$U_{o2\max} = \frac{-R_1(-U_z)}{R_2} = 6.12 \text{ V}$$

$$U_{o2\min} = \frac{-R_1 U_z}{R_2} = -6.12 \text{ V}$$

放电电压及放电时间为:

$$u_{o2} = -\frac{1}{R_5 C}(-U_z)T_1 + u_o(0)$$

$$u_o(0) = U_{o2\min}$$

$$\text{得: } T_1 = \frac{U_{o2\max} - U_{o2\min}}{U_z} R_5 C = \left(\frac{6.12 \times 2}{18} \times 10 \times 0.047 \right) \text{ ms} = 0.32 \text{ ms}$$

$$\text{充电时间: } T_2 = \frac{(U_{o2\max} - U_{o2\min})}{U_z} R_4 C = \left(\frac{6.12 \times 2}{18} \times 5.1 \times 0.047 \right) \text{ ms} = 0.163 \text{ ms}$$

画出 u_{o1} , u_{o2} 波形图如图 7.53 所示。

题 7.39 图 7.54 所示为压控振荡器原理电路的一种方案, 图中 T_1 , T_2 为模拟开关。

① 试说明电路工作原理;

② 设 u_i 为一低频方波, 试定性画出 u_o 的波形。

解: ① 图 7.54 中, A_1 组成积分器, A_3 接成电压跟随器作为缓冲级, 使 u_{o1} 处所接负载不致影响振荡器工作。 A_4 为单位增益反相放大器, 因此, 加到场效应管 T_1 , T_2 的栅极电压是彼此反相的, 这样, 当 T_1 导通时, T_2 截止; 当 T_2

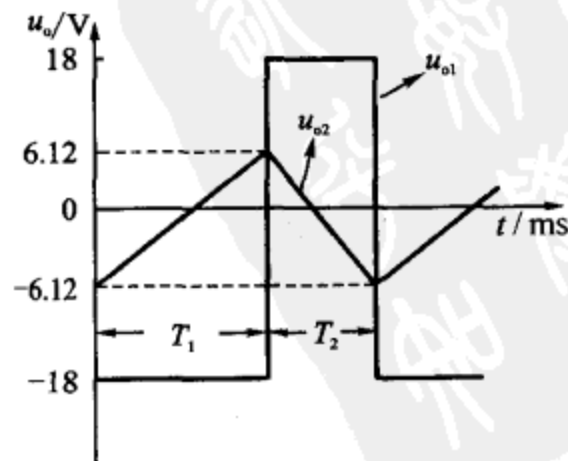


图 7.53 题 7.39 解图

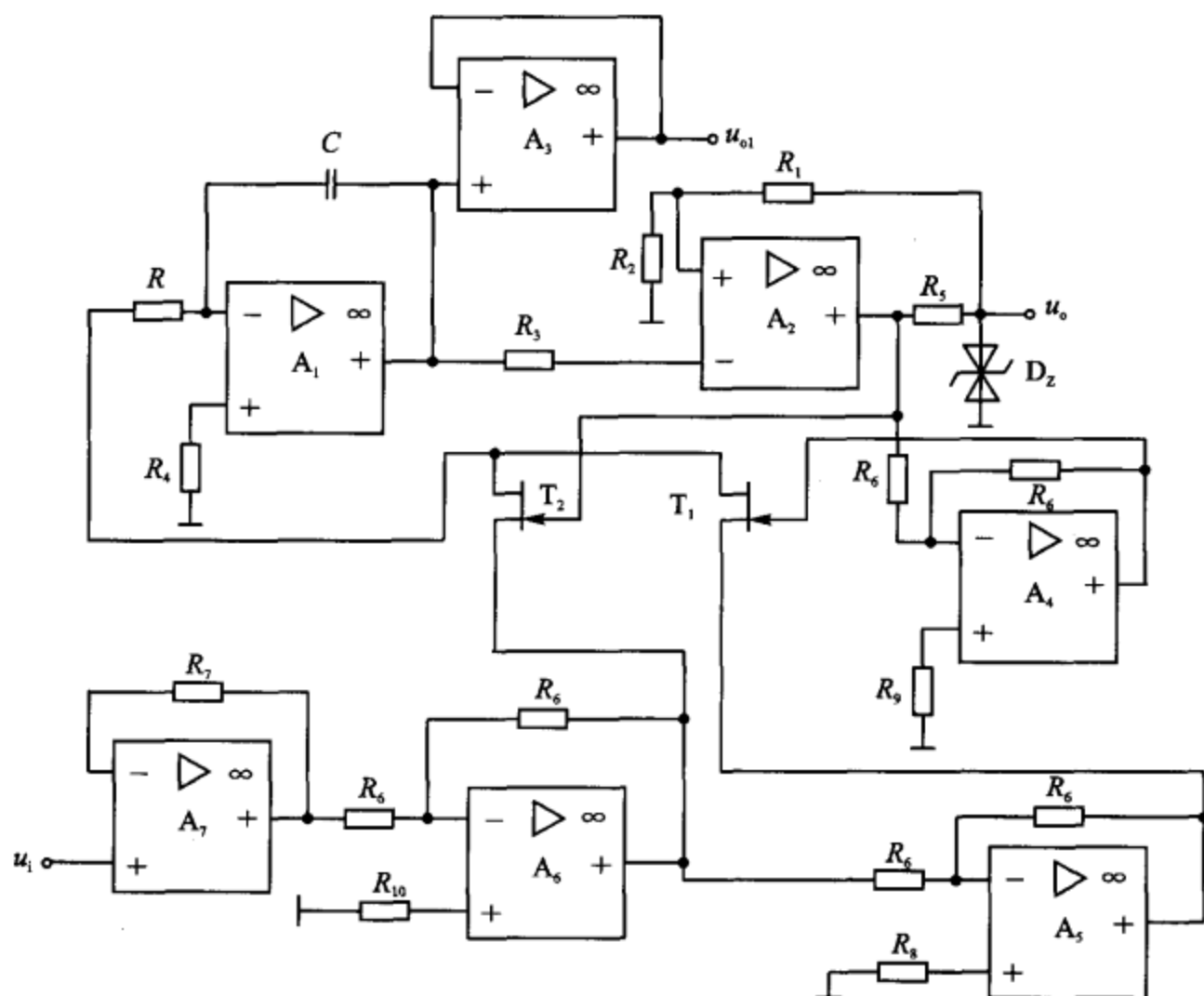


图 7.54 题 7.39 用图

导通时, T_1 截止, 完成开关作用。控制电压 u_i 从 A_7 组成的电压跟随器输入, 再经单位增益反相放大器 A_5 和 A_6 分别获得 $+u_i$ 和 $-u_i$, 此二电压分别接到 T_2 和 T_1 的源极, 这样, 当 A_2 的输出电压为正时, T_2 导通, 积分器 A_1 的输入经 T_2 接到 $-u_i$, 而当 A_2 输出为负时, A_4 输出为正, T_1 导通, 积分器 A_1 的输入接到 $+u_i$ 。因此, 改变 u_i 就能连续改变振荡频率 f_0 。当 u_i 为直流电压时, 可得输出电压 u_o , u_{o1} 的波形分别为方波和三角波。

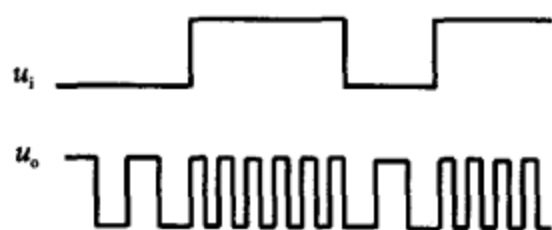


图 7.55 题 7.39 解图

② 设 u_i 为低频方波, 则 u_o 的波形如图 7.55 所示。

题 7.40 已知如图 7.56(a) 所示电路, u_i 为占空比等于 $1/2$ 的方波, 周期为 T , $R_w C_w = T/4 \ln 3$, $RC < T/4$, 图 7.56(b) 给出了 555 定时器原理图。

① 简述 555 定时器与 R_w 和 C_w 构成电路的功能;

② 在图 7.56(c) 中对应画出 u_i , u_{o1} , u_o 的电压波形。

解: ① 由于三个 $5 \text{ k}\Omega$ 电阻的分压作用, A_1 的反相端电位被固定在 $\frac{2}{3}V_{CC}$, A_2 反相端被固定在

$\frac{1}{3}V_{CC}$, $u_i=1$, $Q=0$ 时对应于电路的稳态; $\bar{Q}=1$ 时, T_1 导通, 6 端电位为 T_1 管的饱和压降, 其值低于 $\frac{2}{3}V_{CC}$, 而 u_i 为高电平, 其值高于 $\frac{1}{3}V_{CC}$, 所以 A_1 输出 0, A_2 输出 0, 即有 $R=S=0$, RS 触发器的输出维持原状态, 电路处于稳态。

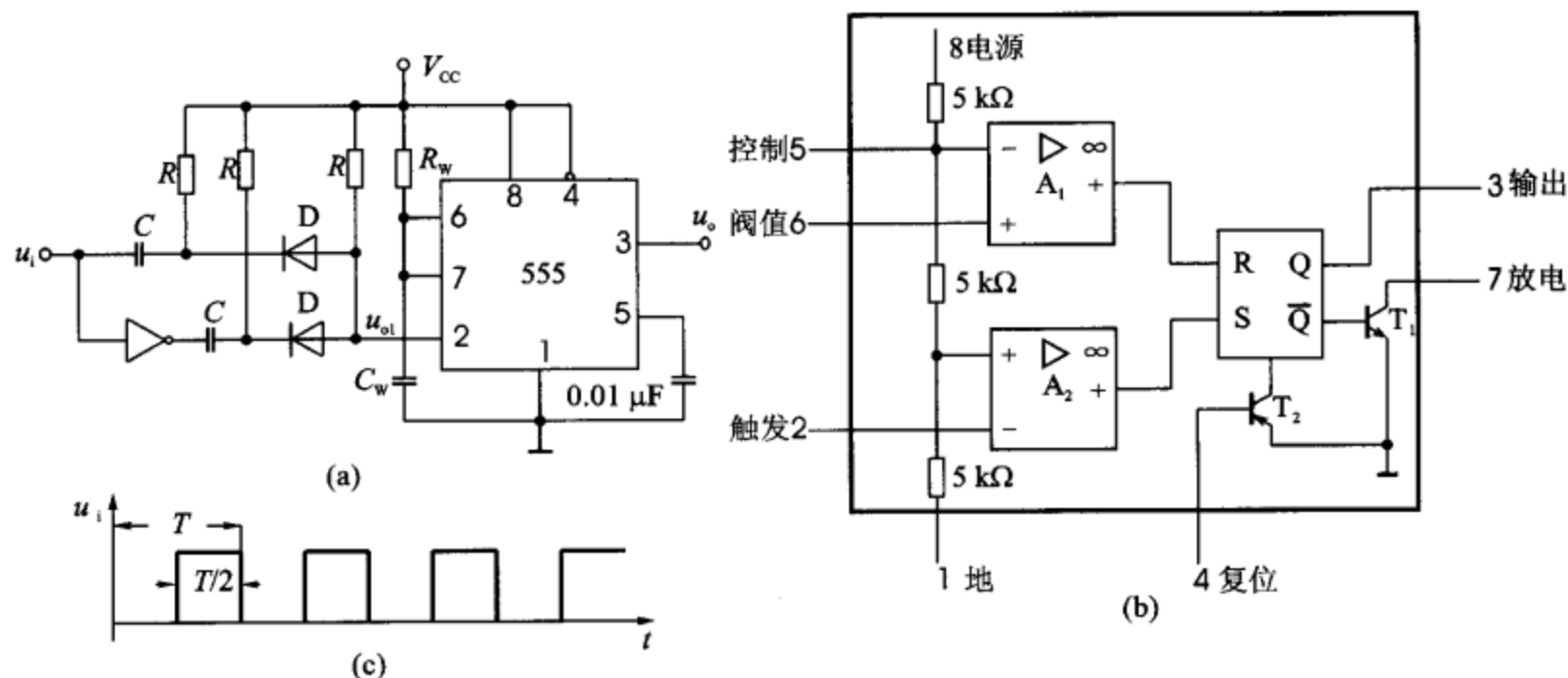


图 7.56 题 7.40 用图

当电路处于稳态时, u_i 端出现一负脉冲使电路进入暂稳态: 设刚上电时 C_w 的初始电压为 0 V, 则 A_1 输出 0, A_2 输出 1, 由 $R=0, S=1$ 知 RS 触发器置 1, $\bar{Q}=0$ 使 T_1 截止, V_{CC} 对 C_w 的充电得以持续, 6 端电位持续上升, 当升至超过 $\frac{2}{3}V_{CC}$ 时, A_1 输出 1, 在 u_i 端负载脉冲已消失的条件下, RS 触发器的输入信号为 $R=1, S=0$, 触发器输出 $Q=0$, 几乎同时 $\bar{Q}=1$, 使 T_1 导通, 6 端电位又降至 T_1 的饱和压降, 电路回到稳态。

电路输出的负脉冲宽度 $T_w = \ln 3 \cdot R_w \cdot C_w$, 得 $T_w = \frac{T}{4}$ 。微分电路输出的尖顶脉冲宽度为 $2.2RC$, 其值应远小于 $\frac{T}{2}$, 由题 $RC < \frac{T}{2}$ 知基本满足。

② 各输出波形如图 7.57 所示。

题 7.41 5G555 接成的施密特触发器, 多谐振荡器和单稳态触发器分别如图 7.58(a)~(c) 所示。设各电路中 $V_{CC}=5$ V。试根据各电路的特点, 回答下述问题:

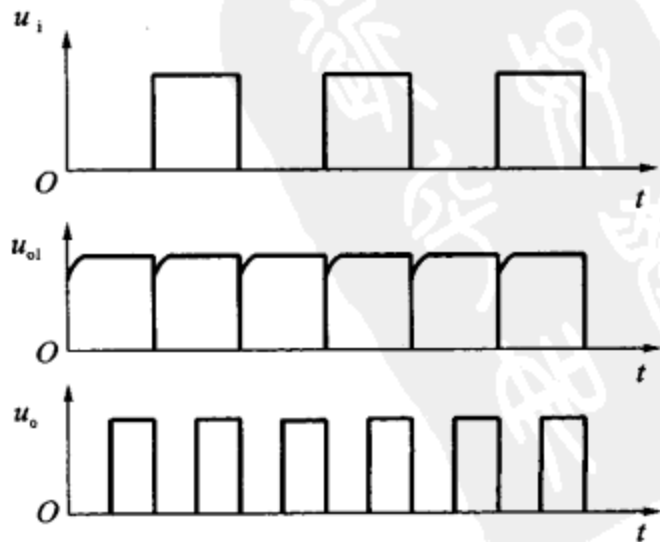


图 7.57 题 7.40 解图

① 画出图 7.58(a) 电路的电压传输特性曲线 $u_o = f(u_i)$ 。若在 u_i 端加三角波峰-峰值为 $+5\text{ V} \sim -5\text{ V}$, 定性画出 u_o 的波形。

② 若将图 7.58(a) 电路中的 C-U 端改接参考电压 $U_R = 4\text{ V}$, 则电路的电压传输特性曲线有何变化?

③ 图 7.58(b) 电路中, 若 $R_1 = 10\text{ k}\Omega$, $R_2 = 15\text{ k}\Omega$, $C = 0.047\text{ }\mu\text{F}$, 则输出电压 u_o 的振荡频率 f 为多少?

④ 在 V_{CC} 不变的情况下, 请举出几种改变输出 u_o 频率 f 的方法。

⑤ 求出图 7.58(c) 电路中, 输出脉宽 T_w 的表达式, 若 $R = 15\text{ k}\Omega$, $C = 6\text{ 800 pF}$, 则输出脉宽 T_w 为多大?

⑥ 若将图 7.58(c) 电路中的 C-U 端改接 $U_R = 4\text{ V}$ 的参考电压, 上述 T_w 表达式有何变化? 若 R, C 参数不变, 计算 T_w 值。

⑦ 在第⑤题的条件下, 如果 u_i 的负脉冲宽度为 $200\text{ }\mu\text{s}$, 电路能否正常工作; 若要保持原有 T_w 的宽度, 电路应作何改动?

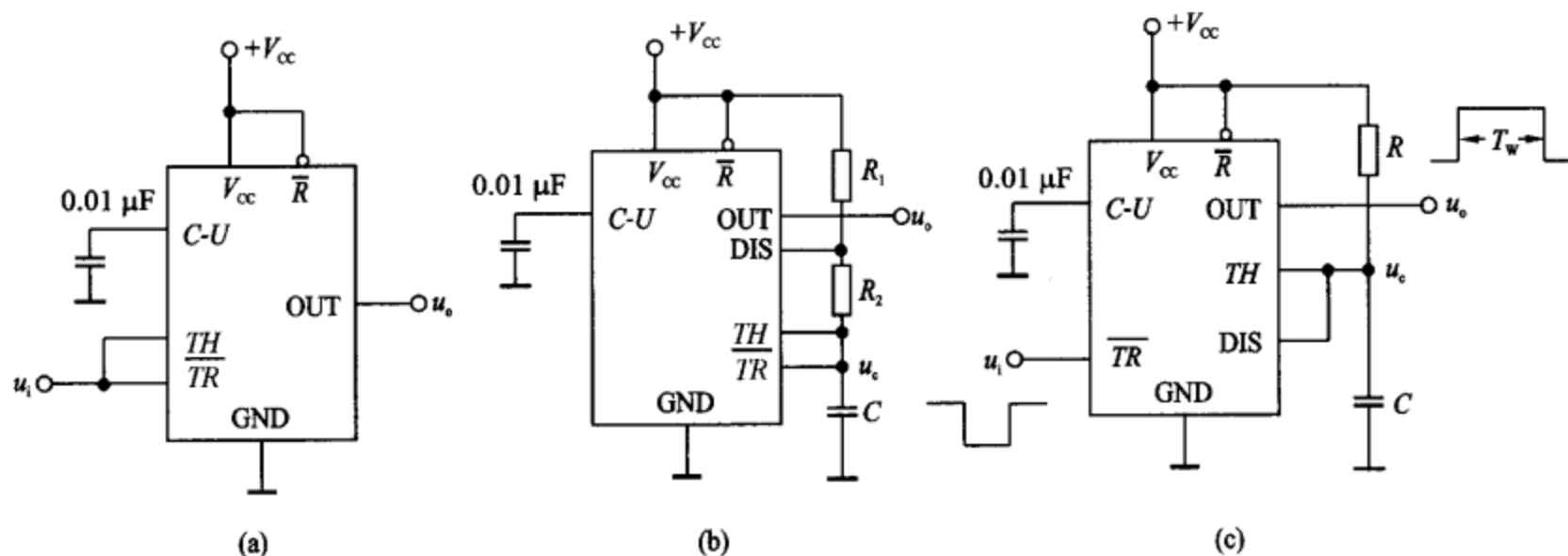


图 7.58 题 7.41 用图

解: ① 在图 7.58(a) 中知: 当 $u_i = 0$ 时, 即 $TH = \overline{TR} = 0$ 时, $u_o = 1$ 。

当 u_i 上升时, 只有当 $u_i \geq \frac{2}{3}V_{CC}$, 即 $TH = \overline{TR} \geq \frac{2}{3}V_{CC}$ 时, $u_o = 0$ 。

当 u_i 下降时, 只有当 $u_i \leq \frac{1}{3}V_{CC}$, 即 $TH = \overline{TR} \leq \frac{1}{3}V_{CC}$ 时, $u_o = 1$ 。

画出 $u_o = f(u_i)$ 如图 7.59(a) 所示。

由传输特性可得: 上触发电平 $U_{T+} = \frac{2}{3}V_{CC} = \frac{10}{3}\text{ V}$

下触发电平 $U_{T-} = \frac{1}{3}V_{CC} = \frac{5}{3}\text{ V}$

$$\text{回差: } \Delta U = U_{T+} - U_{T-} = \frac{5}{3} \text{ V}$$

所以画出 u_o 的波形如图 7.59(b) 所示。

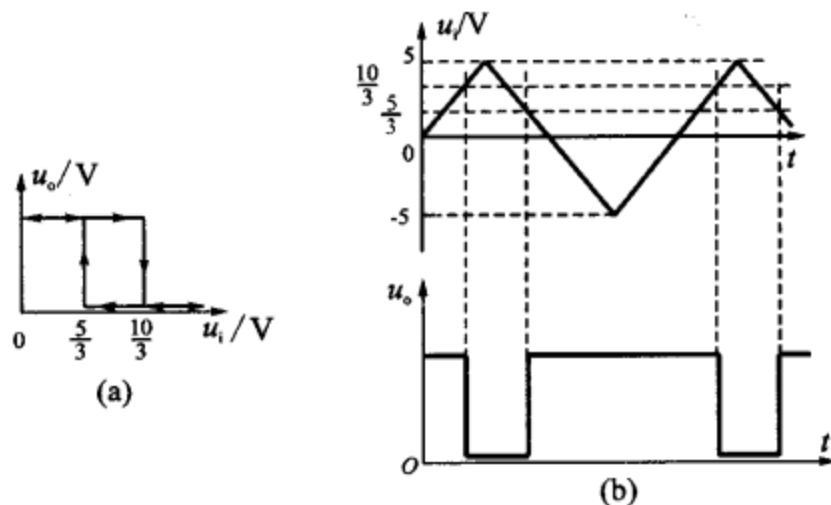


图 7.59 题 7.41 解图

② 若将图 7.58(a) 电路中的 C-U 端改接 $U_R = 4 \text{ V}$ 的参考电压时, TH 由 $\frac{2}{3}V_{CC}$ 变为 4 V , $\overline{TR}$ 由 $\frac{1}{3}V_{CC}$ 变为 2 V 。因此电路的传输特性不变, 只是上下触发电平分别变为 $U_{T+} = 4 \text{ V}$, $U_{T-} = 2 \text{ V}$ 。

③ 由电路图 7.58(b) 可画出电容 C 上的电压 u_c 和输出电压 u_o 的波形如图 7.60(a) 所示。

$$u_c(t) = u_c(\infty) - [u_c(\infty) - u_c(0)]e^{-\frac{t}{\tau}}$$

$$t = \tau \ln \frac{u_c(\infty) - u_c(0)}{u_c(\infty) - u_c(t)}$$

$$T_1 \text{ 期间, } u_c(0) = \frac{1}{3}V_{CC}, u_c(\infty) = V_{CC}, u_c(T_1) = \frac{2}{3}V_{CC}$$

$$T_2 \text{ 期间, } u_c(0) = \frac{2}{3}V_{CC}, u_c(\infty) = 0, u_c(T_2) = \frac{1}{3}V_{CC}$$

$$\tau_1 = (R_1 + R_2)C$$

$$\tau_2 = R_2C$$

$$T_1 = (R_1 + R_2)C \ln 2$$

$$T_2 = R_2C \ln 2$$

$$T = T_1 + T_2 = (R_1 + 2R_2)C \ln 2$$

代入数据得: $T \approx 1.3 \text{ ms}$, 所以 $f = \frac{1}{T} \approx 767 \text{ Hz}$ 。

④ 由上题 $T = (R_1 + 2R_2)C \ln 2$ 知, 频率与 R_1, R_2, C 有关, 因此改变任一参数均可改变输出 u_o 的频率。

⑤ 由电路 7.58(c) 可画出电容 C 上的电压 u_c 和输出电压 u_o 的波形如图 7.60(b) 所示。

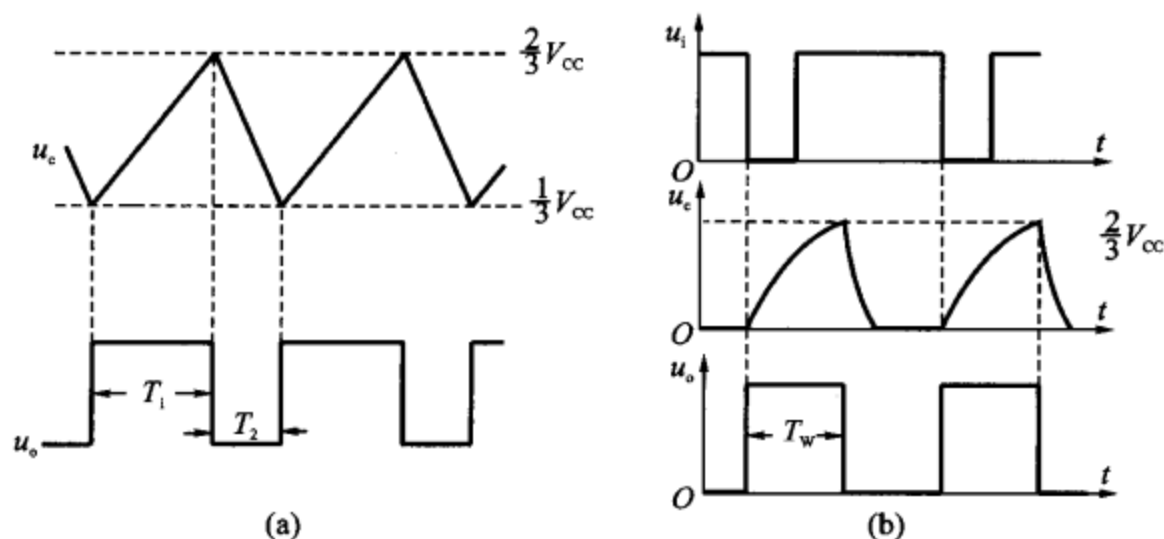


图 7.60 题 7.41 解图

则: $u_c(0) = 0 \text{ V}$, $u_c(\infty) = V_{CC}$, $u_c(T_w) = \frac{2}{3}V_{CC}$, 所以 $T_w = RC \ln 3$, 代入数据: $T_w \approx 112 \mu\text{s}$ 。

⑥ 当 C-U 端改接 4 V 电压时, $u_c(T_w) = 4 \text{ V}$, 得: $T_w = RC \ln 5$ 。可见 C-U 端改接 4 V 时, T_w 增大了, 且 $T_w \approx 164 \mu\text{s}$ 。

⑦ 在 $T_w \approx 112 \mu\text{s}$ 时, 如果 u_i 的负脉冲宽度为 $200 \mu\text{s}$, 即大于 T_w 。图 7.58(c) 电路无法正常工作。

若要保持原有 T_w 的宽度, 应在 u_i 端引入微分电路, 减小 u_i 负脉冲宽度, 使输入到 $\overline{TR}$ 端的负脉冲宽度小于电路的输出脉宽 T_w , 以保持电路正常工作。

题 7.42 设图 7.61(a) 中的 $u_c(0) = 0 \text{ V}$, 其余参数如图所示。 u_i 的波形如图 7.61(b) 所示, 在同一时间下, 定量画出 u_o 的波形。

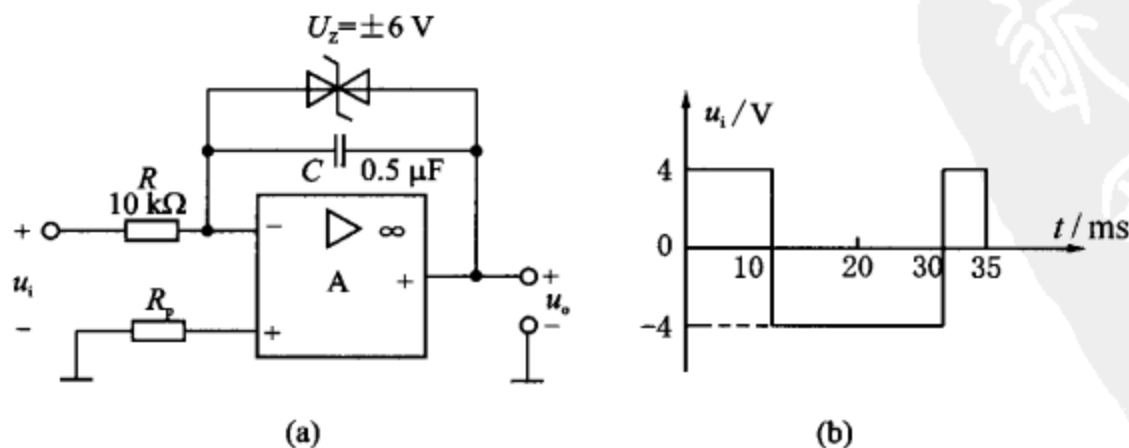


图 7.61 题 7.42 用图

解: 当 $t=0\sim 10\text{ ms}$ 时,

$$u_o(t_1) - u_o(0) = -\frac{u_i}{RC}t_1$$

$$t_1 = \frac{-6-0}{-4}(-10 \times 0.5)\text{ ms} = 7.5\text{ ms} < 10\text{ ms}$$

得: $t=0\sim 7.5\text{ ms}$ 时, 电路处于积分状态, 电容充电。

$$u_o(t) = -\frac{1}{RC} \int u_i dt = -\frac{u_i}{RC}t = -\frac{4}{10 \times 0.5}t = -0.8t$$

$t=7.5\sim 10\text{ ms}$ 时, $u_o = -6\text{ V}$ 。

当 $t=10\sim 30\text{ ms}$ 时,

$$t_2 = \frac{6\text{ V} - (-6\text{ V})}{4\text{ V}}(-10\text{ k}\Omega \times 0.5\text{ }\mu\text{F}) = 15\text{ ms} < 20\text{ ms}$$

得: $t=10\sim 25\text{ ms}$ 时, 电路处于积分状态, 电容放电。

$$u_o(t) = u_o(10\text{ ms}) - \frac{u_i}{RC}t = -6 - \frac{-4}{10 \times 0.5}(t-10) = 0.8t - 14$$

当 $t=25\sim 30\text{ ms}$ 时, $u_o = -6\text{ V}$ 。

当 $t=30\sim 35\text{ ms}$ 时, 电容充电 $u_o(35\text{ ms}) = 2\text{ V}$ 。

可画出 u_o 的波形如图 7.62 所示。

题 7.43 如图 7.63(a), (b) 所示电路和 u_i 的波形, 其中 $R=5\text{ k}\Omega$, $C=0.01\text{ }\mu\text{F}$, $V_{DD}=10\text{ V}$, $U_{T+}=6\text{ V}$, $U_{T-}=3\text{ V}$, 试画出 P 点及 u_o 的波形。

解: $u_i=0$ 时, P 点电位为 $V_{DD}=10\text{ V}$ 。

当 u_i 的上升沿到来时, P 点电位升高到 20 V , 然后下降到 10 V 稳定, 下降时间常数 $\tau=RC=50\text{ }\mu\text{s}$ 。

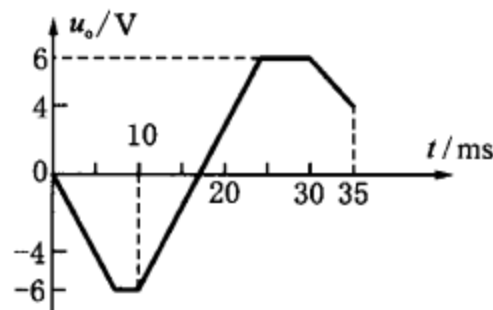


图 7.62 题 7.42 解图

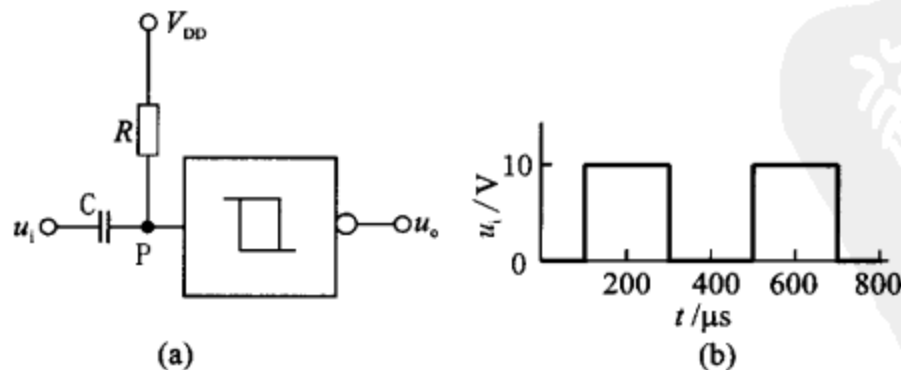


图 7.63 题 7.43 用图

当 u_i 的下降沿到来时, P 点电位下降到 0 V , 然后升高到 10 V 稳定, 上升时间常数 $t=RC=50\text{ }\mu\text{s}$ 。

考虑电路中又有迟滞比较器作用, 可得 P 点和 u_o 波形如图 7.64 所示。

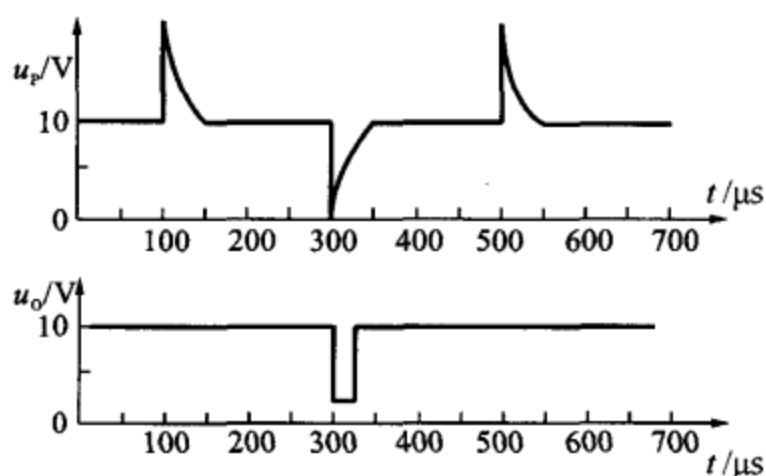


图 7.64 题 7.43 解图

题 7.44 一单稳电路如图 7.65 所示。

① 简述其工作原理；

② 求稳态时 u_P , u_N 及 u_o 的值；

③ 设在 $t=0$ 时, 加上正窄触发脉冲 u_i , 其幅值大于 U_{REF} , 求 $t=0^+$ 时的 u_o 和 u_P 值, 并画出 u_P 和 u_o 的波形；

④ 求输出脉冲宽度。

解: ① 触发脉冲未来时, $u_N = -U_{REF}$, u_P 接近 0 V, u_o 为 U_z 。当正窄脉冲 u_i 到来时, u_N 上跳至 $u_i - U_{REF}$, 使 $u_o = -U_z$ 。同时 u_P 下跳至 $-2U_z$, 然后 u_N 开始下降, u_P 开始上升。到 $u_N \leq u_P$ 时, u_o 输出又为 U_z , 最终稳定于 $-U_{REF}$, u_P 稳定于 0 V。

② 稳态时 $u_N = -U_{REF}$; $u_P = 0$; $u_o = U_z$ 。

③ $t=0^+$ 时, $u_P = -2U_z$; $u_o = -U_z$ 。其波形如图 7.66 所示。

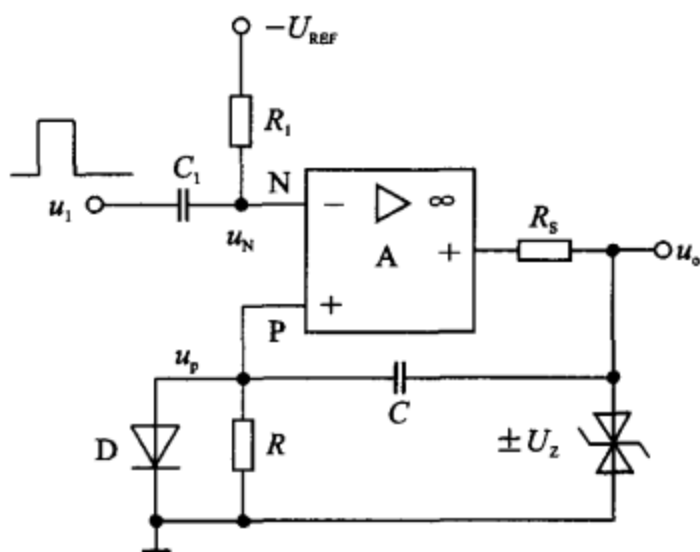


图 7.65 题 7.44 用图

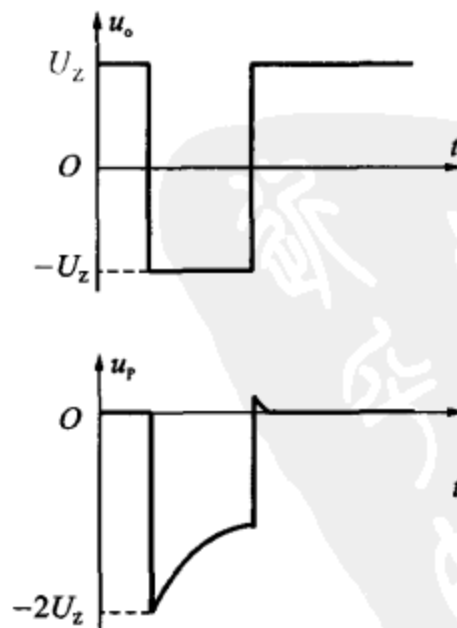


图 7.66 题 7.44 解图

$$\textcircled{4} \quad u_P(0^+) = -2U_z$$

$$u_P(\infty) = 0$$

$$u_N(0^+) = u_i - U_{\text{REF}}$$

$$u_N(\infty) = -U_{\text{REF}}$$

$$u_P = -2U_z + 2U_z \left(1 - \exp\left(-\frac{t}{RC}\right) \right)$$

$$u_N = u_i - U_{\text{REF}} - u_i \left(1 - \exp\left(-\frac{t}{R_1 C_1}\right) \right)$$

设脉冲宽度为 t_w , 则在 t_w 时, $u_P = u_N$, 即:

$$-2U_z + 2U_z \left(1 - \exp\left(-\frac{t_w}{RC}\right) \right) = u_i - U_{\text{REF}} - u_i \left(1 - \exp\left(-\frac{t_w}{R_1 C_1}\right) \right)$$

所以
$$t_w \approx \frac{u_i - U_{\text{REF}} + 2U_z}{2U_z/(RC) + u_i/R_1 C_1}。$$



第 8 章 功率放大电路与直流稳压电源

8.1 重点与难点

8.1.1 主要内容

功率放大电路；线性直流稳压电源；开关型直流稳压电源。

8.1.2 重 点

1. 低频功率放大电路的基本概念、技术要求、工作状态和图解分析方法；
2. 甲类和乙类推挽功率放大电路的工作原理；
3. 甲类和乙类推挽功率放大电路输出功率、集电极功耗、电源功耗和效率的计算；
4. 乙类功放的非线性失真及其消除方法；
5. 单相桥式整流电路工作原理和电路参数估算；
6. 滤波电路的工作原理；
7. 串联型稳压电路工作原理和参数计算。

8.1.3 难 点

1. 功率管的击穿、保护和散热；
2. 稳压源保护电路设置及计算；
3. 集成稳压器功能扩展；
4. 开关型直流稳压电源工作原理。

8.2 习题与解答

题 8.1 在图 8.1 所示的电路中，晶体管 T 的 $\beta=50$, $U_{BE}=0.7\text{ V}$, $U_{CE(sat)}=0.5\text{ V}$, $I_{CEO}=0$, 电容 C_1 对交流可视作短路。

- ① 计算电路可能达到的最大不失真输出功率 P_{omax} 。
- ② 此时 R_o 应调节到什么值？
- ③ 此时电路的效率 η 是多少？

解: ① $U_{cem} = \frac{V_{CC} - U_{CE(sat)}}{2}$

所以 $P_{omax} = \frac{1}{2} U_{cem} \cdot I_{cm} = \frac{1}{2} \cdot \frac{U_{cem}^2}{R_L} = \frac{1}{2} \cdot \frac{(V_{CC} - U_{CE(sat)})^2}{4R_L} = \left[\frac{1}{2} \cdot \frac{(12 - 0.5)^2}{4 \times 8} \right] W \approx 2.07$

W。

② $I_{CQ} = \frac{V_{CC} - U_{CE(sat)}}{2R_L} = \left(\frac{11.5}{2 \times 8} \right) A = 0.72 A$

$V_{CC} = R_b \cdot I_{BQ} + U_{BE} = R_b \cdot \frac{I_{CQ}}{\beta} + 0.7$

$R_b = \frac{V_{CC} - 0.7}{\frac{I_{CQ}}{\beta}} = \left(\frac{11.3 \times 50}{0.72} \right) \Omega \approx 784.7 \Omega$

③ $P_V = V_{CC} \cdot I_{CQ} = (12 \times 0.72) W = 8.64 W$

$\eta = \frac{P_o}{P_V} = \frac{2.07}{8.64} = 0.24。$

题 8.2 在图 8.2 所示的电路中, 已知 u_i 为正弦电压, $R_L = 16 \Omega$, 要求最大输出功率为 10 W。试在晶体管的饱和压降可以忽略不计的条件下, 求出下列各值:

- ① 正、负电源 V_{CC} 的最小值(取整数);
- ② 根据 V_{CC} 的最小值, 得出晶体管的 I_{CM} , $|U_{BR(CEO)}|$ 的最小值;
- ③ 当输出功率最大(10 W)时, 电源的供给功率;
- ④ 每个管子的 P_{CM} 的最小值;
- ⑤ 当输出功率最大时的输入电压有效值。

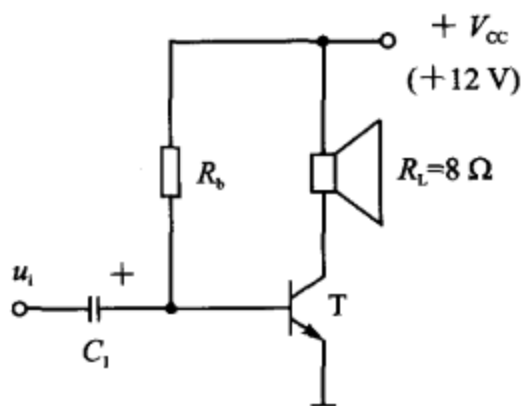


图 8.1 题 8.1 用图

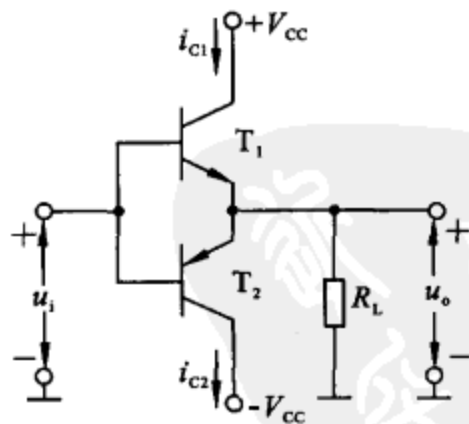


图 8.2 题 8.2 用图

解: ① $P_{omax} = \frac{V_{CC}^2}{2R_L}$

$10 = \frac{V_{CC}^2}{2 \times 16}$

$$V_{CC} \approx 18 \text{ V}.$$

$$\textcircled{2} I_{CM} > \frac{V_{CC}}{R_L} = \left(\frac{18}{16}\right) \text{ A} = 1.125 \text{ A}$$

$$|U_{BR(CEO)}| > 2V_{CC} = 36 \text{ V}.$$

$$\textcircled{3} P_V \approx \frac{2V_{CC}^2}{\pi R_L} = \left(\frac{2 \times 18^2}{\pi \times 16}\right) \text{ W} = 12.89 \text{ W}.$$

$$\textcircled{4} P_{CM} > 0.2P_{omax} = 2 \text{ W}.$$

$$\textcircled{5} U_{im} \approx U_{om} \approx 18 \text{ V}$$

$$U_i = \left(\frac{18}{\sqrt{2}}\right) \text{ V} = 12.73 \text{ V}.$$

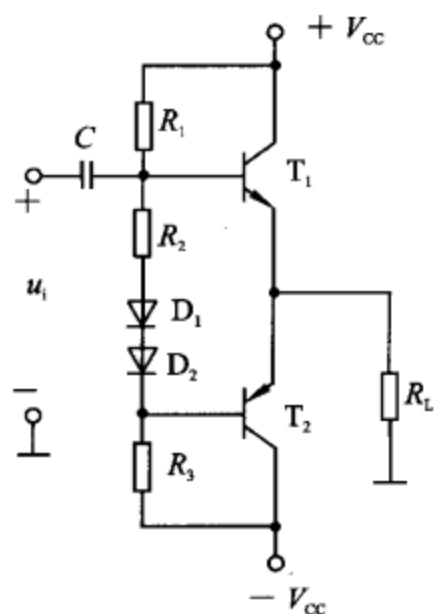


图 8.3 题 8.3 用图

题 8.3 OCL 功放电路如图 8.3 所示, T_1, T_2 的特性完全对称。试回答:

① 静态时, 输出电压 U_o 应是多少? 调整哪个电阻能满足这一要求?

② 动态时, 若输出电压波形出现交越失真, 应调整哪个电阻? 如何调整?

③ 设 $V_{CC} = 10 \text{ V}$, $R_1 = R_3 = 2 \text{ k}\Omega$, 晶体管的 $U_{BE} = 0.7 \text{ V}$, $\beta = 50$, $P_{CM} = 200 \text{ mW}$, 静态时 $U_o = 0$, 若 D_1, D_2 和 R_2 三个元件中任何一个开路, 将会产生什么后果?

解: ① 静态时, 输出电压 $U_o = 0$ 。要实现这一点, 通常可调节电阻 R_1 或 R_3 。

② 若输出电压出现交越失真, 可适当增加电阻 R_2 的值来消除。

③ 静态情况下, R_2, D_1, D_2 中只要有一个开路, 会导致过大的基极偏置电流 I_{B1}, I_{B2} 的出现。此时 $I_{B1} = I_{B2}$,

$$\begin{aligned} I_{B1} = I_{B2} &= \frac{2V_{CC} - U_{BEQ1} - U_{BEQ2}}{R_1 + R_3} \\ &= \left(\frac{20 - 1.4}{4}\right) \text{ mA} = 4.65 \text{ mA} \end{aligned}$$

由于 T_1, T_2 管工作电流 I_C 等于 β 倍的 I_B , 因此, T_1, T_2 管的集电极电流将增大, 导致它们的功耗大于额定功耗而使 T_1, T_2 烧毁。

$$I_C = \beta I_B = (4.65 \times 50) \text{ mA} = 0.2325 \text{ A}$$

$$\text{管耗: } P_T = I_C \cdot V_{CC} = 2.325 \text{ W} > P_{CM}.$$

题 8.4 OTL 功放电路如图 8.4 所示。已知 $V_{CC} = 24 \text{ V}$,

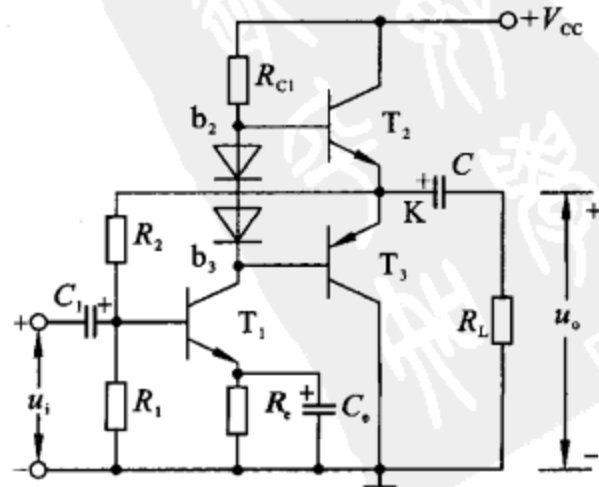


图 8.4 题 8.4 用图

$R_L = 8 \Omega$, $U_{CE(sat)}$ 和 I_{CEO} 均可忽略。试求:

① 负载上可能得到的最大功率和最大效率;

② 每个管子的 P_{CM} 至少为多少?

解: ① $P_{omax} = \frac{U_{cem}^2}{2R_L} = \left(\frac{1}{2} \times \frac{12^2}{8}\right) \text{ W} = 9 \text{ W}$

$$P_{Vmax} = \frac{2\left(\frac{1}{2}V_{CC}\right)^2}{\pi R_L} = \left(\frac{2 \times 12^2}{\pi \times 8}\right) \text{ W} = 11.46 \text{ W}$$

$$\eta_{max} = \frac{\pi}{4} = 78.5\%$$

② $P_{CM} > 0.2P_{omax} = 1.8 \text{ W}$ 。

题 8.5 一互补推挽式 OTL 电路如图 8.5 所示, 设其最大不失真输出功率为 6.25 W , 晶体管饱和压降及静态功耗可以忽略不计。

① 电源电压 V_{CC} 至少应取多大?

② T_2, T_3 管的 P_{CM} 至少应选多大?

③ 若输出波形出现交越失真, 应调节哪个电阻?

④ 若输出波形出现一边有小的削峰失真, 应调节哪个电阻来消除?

解: ① $P_{omax} = \frac{U_{cem}^2}{2R_L}$

$$U_{cem}^2 = 2P_{omax} \times R_L = 2 \times 6.25 \times 8$$

$$U_{cem} = 10 \text{ V}$$

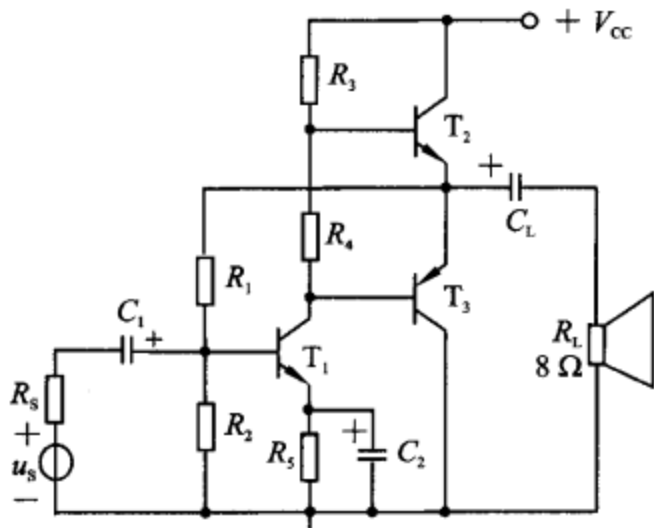


图 8.5 题 8.5 用图

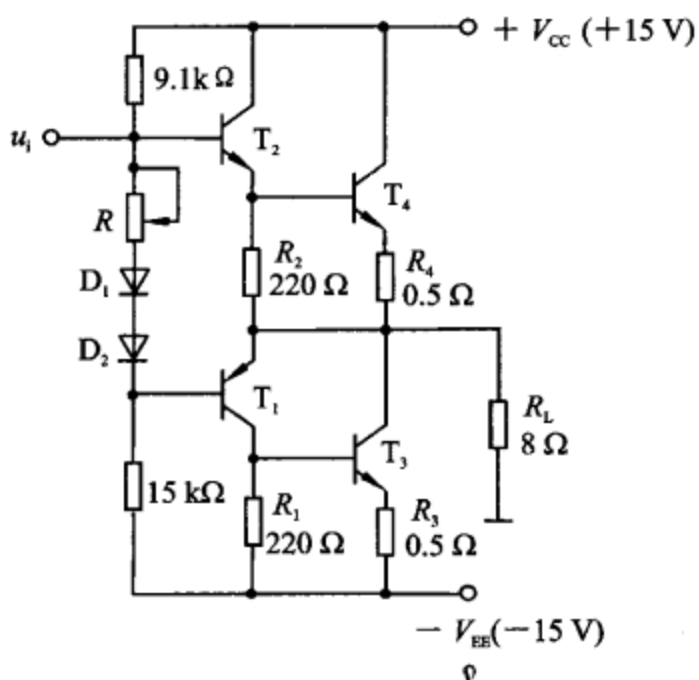


图 8.6 题 8.6 用图

则 $V_{CC} = 20 \text{ V}$ 。

② $P_{CM} \geq 0.2P_{omax} = 1.25 \text{ W}$ 。

③ 若输出波形出现交越失真, 则应增加 R_4 阻值。

④ 若输出波形出现一边有小的削峰失真, 则应是 T_1 的静态工作点设置不正确, 应通过调整 R_1 使 T_1 的静态工作点在交流负载线的中点。

题 8.6 OCL 功放电路如图 8.6 所示, 输入电压为正弦波信号。已知当输入信号幅度达到最大时, T_3, T_4 管的最小压降 $U_{CEmin} = 2 \text{ V}$ 。

① 求 T_3, T_4 承受的最大电压 U_{CEmax} ;

② 求 T_3, T_4 流过的最大集电极电流 I_{Cmax} ;

③ 求 T_3, T_4 每个管子的最大管耗 P'_{Tmax} ;

④ 若 R_3, R_4 上的电压及 T_3, T_4 的最小管压降 U_{CEmin} 忽略不计, 则 T_3, T_4 管的参数 $U_{(BR)CEO}, I_{CM}, P_{CM}$ 应如何选择?

解: ① $U_{CEmax} = U_{omax} + V_{EE} = \frac{(V_{CC} - U_{CEmin}) \cdot R_L}{R_4 + R_L} + V_{EE} \approx 27.2 \text{ V}$ 。

$$\text{② } I_{Cmax} = \frac{V_{CC} - U_{CEmin}}{R_4 + R_L} \approx 1.53 \text{ A}。$$

③ 若电源提供的功率用 P_V 表示, 电阻 R_3, R_4 上的功率用 P_R 表示, 输出电压峰值用 U_{om} 表示, 则 T_3, T_4 管总功耗为

$$P_T = P_V - P_o - P_R = \frac{2V_{CC}U_{om}}{\pi R_L} - \frac{U_{om}^2}{2R_L} - \frac{R_4 U_{om}^2}{2R_L^2}$$

令 $\frac{dP_T}{dU_{om}} = 0$, 可知当 $U_{om} = \frac{2V_{CC}}{\pi} \cdot \frac{R_L}{R_4 + R_L}$ 时, P_T 最大。其值为

$$P_{Tmax} = \frac{2V_{CC}^2}{\pi^2 (R_4 + R_L)}$$

故 T_3, T_4 每个管子的最大管耗为

$$P'_{Tmax} = \frac{1}{2} P_{Tmax} = \frac{V_{CC}^2}{\pi^2 (R_4 + R_L)} \approx 2.68 \text{ W}$$

$$\text{④ } U_{(BR)CEO} \geq 2V_{CC} = 30 \text{ V}$$

$$I_{CM} \geq I_{Cmax} = \frac{V_{CC}}{R_L} = 1.875 \text{ A}$$

$$P_{CM} \geq 0.2 P_{omax} = 0.2 \times \frac{V_{CC}^2}{2R_L} \approx 2.8 \text{ W}。$$

题 8.7 OTL 和 OCL 功放电路效率都较高, 但电源的利用率却较低, 当电源电压分别是 V_{CC} 和 $\pm V_{CC}$ 时, 负载上获得的最大电压分别为 $\frac{1}{2}V_{CC}$ 和 V_{CC} 。若采用由两组互补推挽电路组成

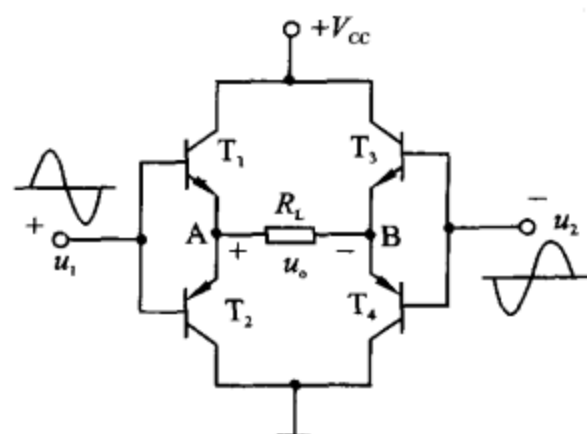


图 8.7 题 8.7 用图

BTL (Balanced Transformer Less) 桥式推挽电路, 负载上得到的最大电压可增大 1 倍。图 8.7 所示为单电源 BTL 电路, $T_1 \sim T_4$ 特性相同, 静态时 $U_A = U_B = \frac{1}{2}V_{CC}$, $u_o = 0$ 。有信号时, 外加信号 u_1 和 u_2 极性相反。试说明为何在理想情况 ($U_{CE(sat)} = 0$) 时, u_o 的峰值电压可达 V_{CC} , 输出最大功率 $P_{om} = V_{CC}^2 / R_L$ 。

解: 由四个三极管和负载构成电桥形式的 BTL 电路。

在静态时, 两个输出端 $U_A = U_B = \frac{1}{2}V_{CC}$, 保持等电位, 负

载上无直流电流流过,此时要求 $u_1 = u_2 = \frac{1}{2}V_{CC}$, $T_1 \sim T_4$ 均截止。

动态时,电路两个输入端在静态输入电压 $\frac{1}{2}V_{CC}$ 的基础上,叠加输入大小相等、相位相反的正弦信号。当信号电压使 T_1, T_4 导通时, u_A 和 u_B 的变化量相等, u_A 上升多少,则 u_B 下降多少。于是输出的交流信号也是大小相等,相位相反。理想情况下, T_1, T_4 导通时, u_A 可从 $\frac{1}{2}V_{CC}$ 上升到 V_{CC} , u_B 可从 $\frac{1}{2}V_{CC}$ 下降至零。这样在 R_L 两端的电压差即为 V_{CC} 。在另外半个周期内, T_2, T_3 导通,同理, R_L 两端电压差为 $-V_{CC}$ 。

在整个信号周期内, R_L 上最大峰-峰电压值达 $2V_{CC}$, 即 BTL 电路负载上可以获得的正弦波峰-峰电压值为电源电压的 2 倍。由于输出功率与输出电压幅值平方成正比,因此在相同的电源电压和负载下, BTL 电路的输出功率为 OTL 的 4 倍。

题 8.8 理想变压器耦合的乙类推挽功率放大电路如图 8.8 所示。若 $V_{CC} = 9\text{ V}$, $R_L = 8\ \Omega$, $n = N_1/N_2 = 4$, 晶体管饱和压降可以忽略不计, 求最大不失真输出功率 P_{omax} 及此时电源提供的功率 P_V 和效率 η 。

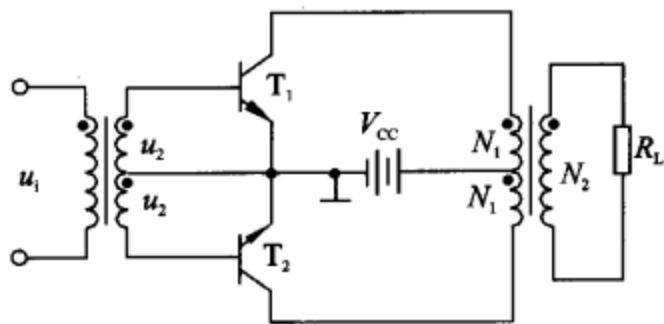


图 8.8 题 8.8 用图

解： $R'_L = n^2 R_L = (16 \times 8)\ \Omega = 128\ \Omega$

$$P_{omax} = \frac{V_{CC}^2}{2R'_L} = \left(\frac{9^2}{2 \times 128} \right) \text{ W} = 0.32\text{ W}$$

$$P_{Vmax} = \frac{2V_{CC}^2}{\pi R'_L} = \left(\frac{2 \times 9^2}{\pi \times 128} \right) \text{ W} = 0.403\text{ W} \quad \eta = \eta_c \cdot \eta_T \approx \frac{\pi}{4} = 78.5\%$$

这里假设变压器的效率 $\eta_T = 1$ 。

题 8.9 OCL 互补电路及元件参数如图 8.9 所示, 设 T_1, T_2 的饱和压降 $U_{CE(sat)} \approx 1\text{ V}$ 。试回答下列问题:

- ① 指出电路中的反馈通路, 并判断反馈为何种组态?
- ② 估算电路在深度反馈时的闭环电压放大倍数。
- ③ 当 u_i 的幅值 U_{im} 为多大时, R_L 上有最大的不失真输出功率, 并求出该最大不失真功率。

④ T_1, T_2 管的参数 $U_{(BR)CEO}, I_{CM}, P_{CM}$ 应如何选择?

解：① 反馈通路为：输出信号通过 R_f 反馈到运放的反相端。

反馈组态为：电压串联负反馈。

② 深度负反馈时, 有

$$u_i \approx u_f, \quad u_f = \frac{R_1}{R_1 + R_f} \cdot u_o$$

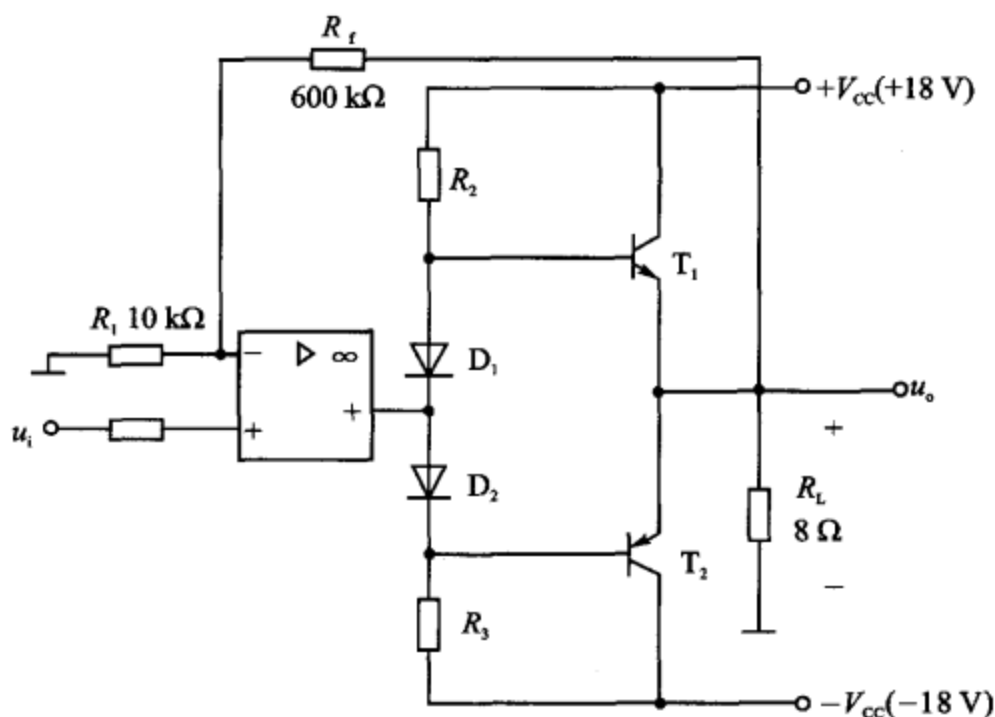


图 8.9 题 8.9 用图

$$A_{uf} = \frac{u_o}{u_i} \approx \frac{u_o}{u_i} = 1 + \frac{R_f}{R_1} = 61$$

③ R_L 上的最大输出电压幅度为 $V_{CC} - U_{CE(sat)} = 17\text{ V}$

所以

$$U_{im} = \frac{U_{om}}{A_{uf}} = \left(\frac{17}{61}\right)\text{ V} = 0.28\text{ V}$$

$$P_{omax} = \frac{U_{om}^2}{2R_L} = \left(\frac{17^2}{2 \times 8}\right)\text{ W} = 18.06\text{ W}$$

④ $U_{(BR)CEO} \geq 2V_{CC} = 36\text{ V}$

$$I_{CM} \geq \frac{V_{CC} - U_{CE(sat)}}{R_L} = \left(\frac{17}{8}\right)\text{ A} = 2.125\text{ A}$$

$$P_{CM} \geq 0.2P_{omax} = 3.612\text{ W}$$

题 8.10 电路如图 8.10 所示。分析电路回答下列问题:

① T_4, R_5, R_6 在电路中起什么作用?

② 若要稳定电路的输出电压,应引入何种组态的反馈? 在图上画出反馈支路。

③ 若要求当电路输入信号幅值 $U_{im} = 140\text{ mV}$ 时,负载 R_L 上有最大的不失真输出功率,则反馈支路中的元件应如何取值? 设管子的饱和压降 $U_{CE(sat)} \approx 1\text{ V}$ 。

解: ① T_4, R_5, R_6 组成 U_{BE} 扩展电路,给功放管 T_2, T_3 提供合适的静态工作点,消除交越失真。

② 若要稳定输出电压,需引入电压串联负反馈, R_f 跨接在输出 u_o 端与运放的同相输入端之间。

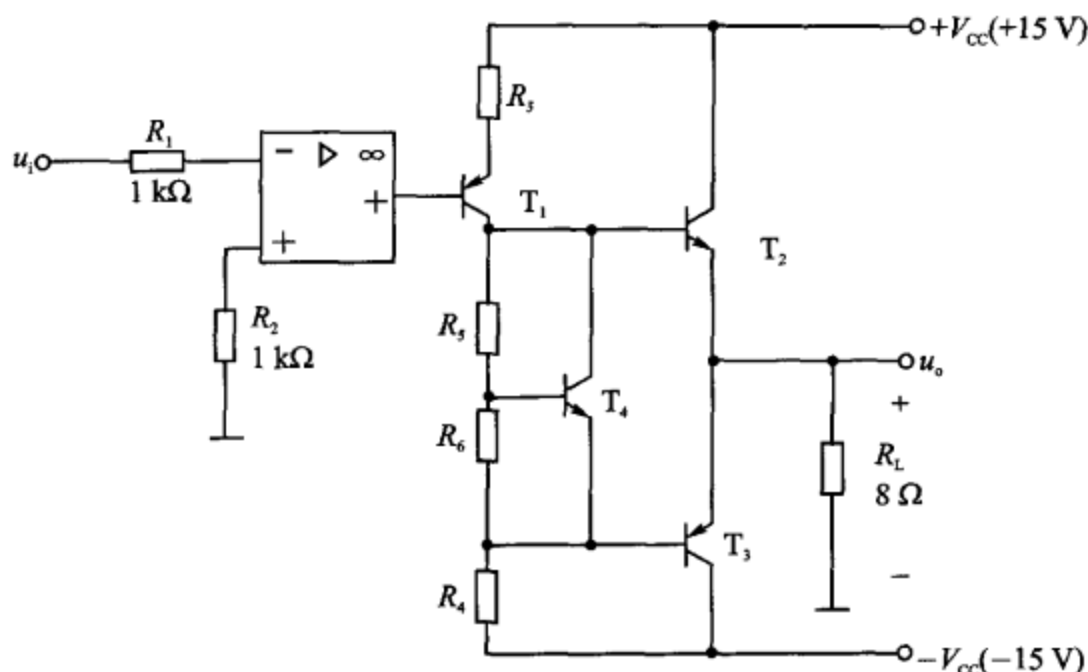


图 8.10 题 8.10 用图

③ 在最大不失真输出时, $U_{om} = 14 \text{ V}$, 所以

$$A_{uf} = \frac{U_{om}}{U_{im}} = 100$$

当满足深度负反馈条件时

$$u_f = \frac{R_2}{R_2 + R_f} \cdot u_o$$

即

$$A_{uf} = \frac{u_o}{u_i} \approx \frac{u_o}{u_f} = 1 + \frac{R_f}{R_2} = 100$$

$$R_f = 99 \text{ k}\Omega$$

题 8.11 OCL 互补电路及元件参数如图 8.11 所示, 设 T_4, T_5 的饱和压降 $U_{CE(sat)} \approx 1 \text{ V}$ 。

① 指出电路中的级间反馈通路, 并判断反馈为何种组态?

② 若 $R_f = 100 \text{ k}\Omega, R_{b2} = 2 \text{ k}\Omega$, 估算电路在深度反馈时的闭环电压放大倍数。

③ 求电路的最大不失真输出功率。

④ 在条件同②的情况下, 当负载 R_L 上获得最大不失真输出功率时, 输入 u_i 的有效值约为多大?

解: ① 反馈信号通过 R_f 反馈到 T_2 的基极, 为电压串联负反馈。

② 满足深度负反馈条件时

$$u_f = \frac{R_{b2}}{R_{b2} + R_f} \cdot u_o, \quad A_{uf} = \frac{u_o}{u_i} \approx \frac{u_o}{u_f} = 1 + \frac{R_f}{R_{b2}} = 51$$

③ 电路的最大输出电压幅度

$$U_{om} = V_{CC} - U_{CE(sat)} = 8 \text{ V}$$

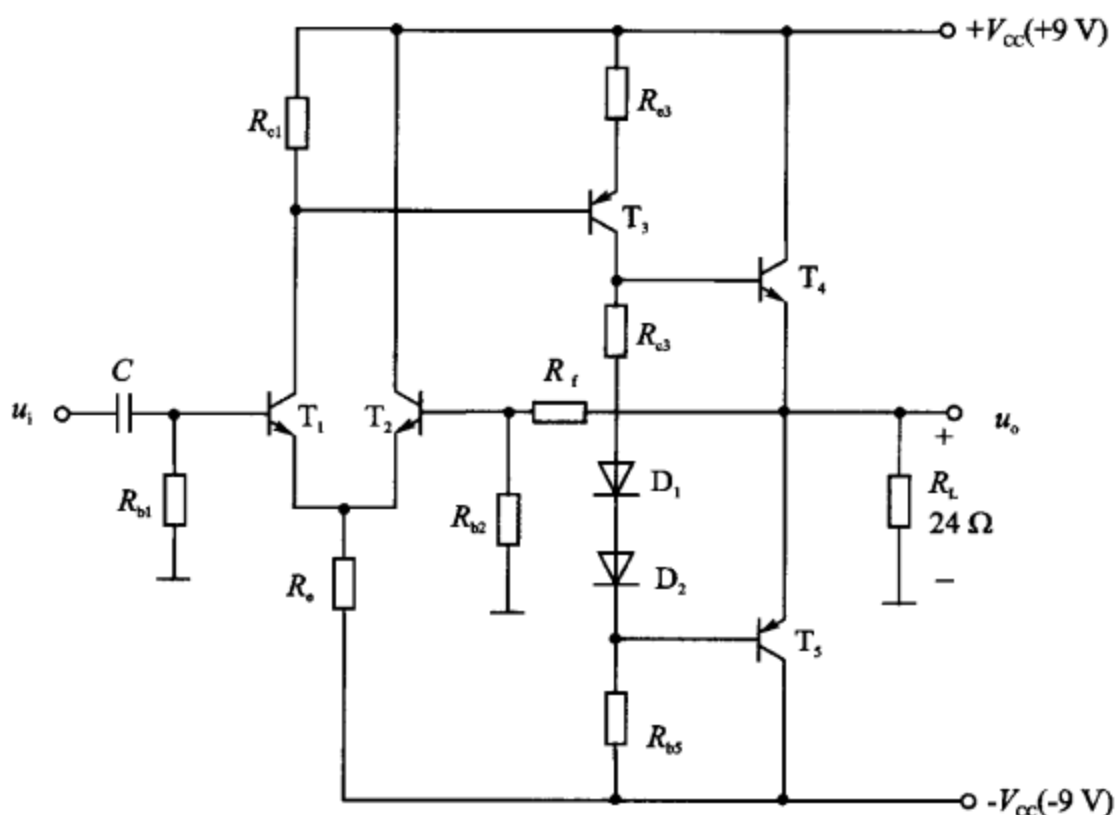


图 8.11 题 8.11 用图

则

$$P_{\text{omax}} = \frac{1}{2} \cdot \frac{U_{\text{om}}^2}{R_L} = \left(\frac{1}{2} \times \frac{8^2}{24} \right) \text{ W} = 1.33 \text{ W}$$

$$\textcircled{4} A_{\text{uf}} = \frac{U_{\text{om}}}{U_{\text{im}}}, \quad U_{\text{im}} = \frac{U_{\text{om}}}{A_{\text{uf}}} = \left(\frac{8}{51} \right) \text{ V} = 0.157 \text{ V}$$

输入信号的有效值为 $U_i = \frac{U_{\text{im}}}{\sqrt{2}} = 0.11 \text{ V}$ 。

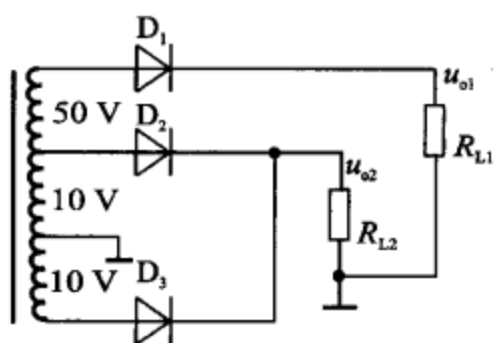


图 8.12 题 8.12 用图

题 8.12 整流电路如图 8.12 所示, 图中已标出变压器副边绕组电压有效值。

① 试估算负载 R_{L1} , R_{L2} 上直流电压平均值 $U_{O1(\text{AV})}$, $U_{O2(\text{AV})}$;

② 若 $R_{L1} = R_{L2} = 100 \Omega$, 试确定二极管 $D_1 \sim D_3$ 正向平均电流 I_F 和反向耐压值 U_R 。

解: ① D_1 构成一半波整流电路。

$$U_{O1(\text{AV})} = 0.45U_2 = 0.45 \times (50 + 10) \text{ V} = 27 \text{ V}。$$

D_2, D_3 构成一全波整流电路。

$$U_{O2(\text{AV})} = 0.9U'_2 = 0.9 \times 10 \text{ V} = 9 \text{ V}。$$

② 若 $R_{L1} = R_{L2} = 100 \Omega$

D_1 的正向平均电流为

$$\left(\frac{27}{100}\right) \text{ A} = 0.27 \text{ A}$$

$$U_{R1} \geq \sqrt{2}(50 + 10) \text{ V} = 85 \text{ V}$$

D_2, D_3 分别只工作半个周期, 其平均电流为 $\frac{9}{2R_{L2}} = 0.045 \text{ A}$, $U_{R2} \geq \sqrt{2} \times 20 \text{ V} = 28.3 \text{ V}$ 。

题 8.13 电路如图 8.13 所示, 若 $U_{21} = U_{22} = 20 \text{ V}$ 。试回答下列问题:

① 标出 u_{O1} 和 u_{O2} 对地的极性, u_{O1} 和 u_{O2} 中的平均值各为多大?

② u_{O1} 和 u_{O2} 的波形是全波整流还是半波整流?

③ 若 $U_{21} = 18 \text{ V}$, $U_{22} = 22 \text{ V}$, 画出 u_{O1} 和 u_{O2} 的波形, 并计算出 u_{O1} 和 u_{O2} 的平均值。

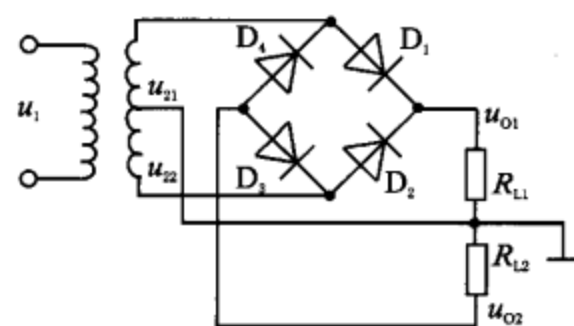


图 8.13 题 8.13 用图

解: ① $u_{O1} > 0, u_{O2} < 0$

$$U_{O1(AV)} = -U_{O2(AV)} = 0.45 \times (U_{21} + U_{22}) = 18 \text{ V}$$

② 全波整流。

③ 若 $U_{21} = 18 \text{ V}$, $U_{22} = 22 \text{ V}$

$$U_{O1(AV)} = -U_{O2(AV)} = 0.45 \times (U_{21} + U_{22}) = 18 \text{ V}。$$

u_{O1} 和 u_{O2} 的波形如图 8.14(a) 和图 8.14(b) 所示。

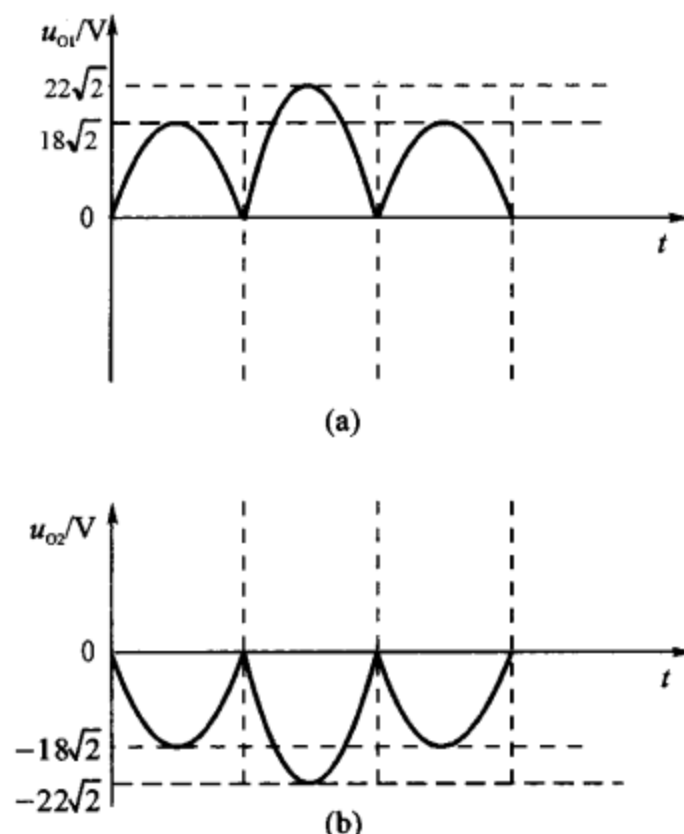


图 8.14 题 8.13 解图

题 8.14 在图 8.15 所示的倍压整流电路中, 设 $u_2 = U_{2m} \cdot \sin \omega t$ 。试求:

- ① 指出 $u_{O1}, u_{O2}, u_{O3}, u_{O4}$ 对地的极性;
- ② 在理想情况下, $u_{O1}, u_{O2}, u_{O3}, u_{O4}$ (对地电压) 值是多少?
- ③ 各个整流二极管的耐压至少应多大?
- ④ 设各个电容器是电解电容, 则各个电容的耐压值分别应多少? 并指出它们的极性。

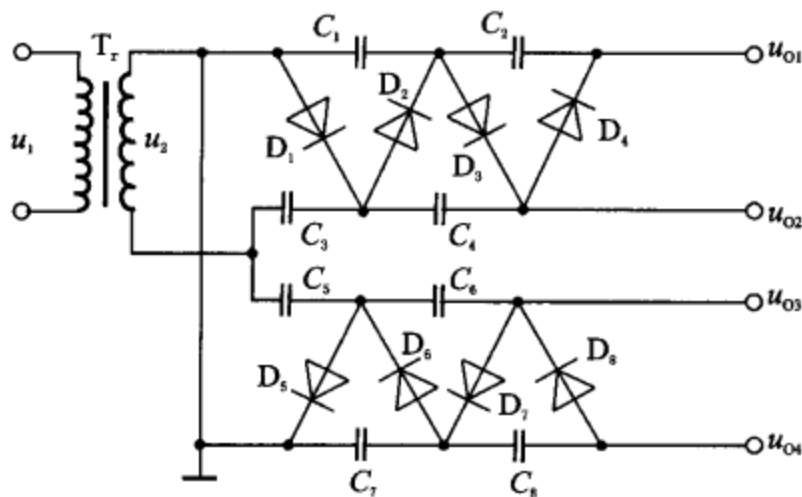


图 8.15 题 8.14 用图

解: ① u_{O1}, u_{O2} 对地极性为正, u_{O3}, u_{O4} 对地极性为负。

② $u_{O1} = -u_{O4} = 4U_{2m}, u_{O2} = 3U_{2m} + U_{2m} \sin \omega t, u_{O3} = -3U_{2m} + U_{2m} \sin \omega t$ 。

③ $U_{RM} = 2U_{2m}$ 。

④ C_3, C_5 的耐压值大于 U_{2m} , 其余大于 $2U_{2m}$ 。

$C_1 \sim C_4$ 为右正左负, 而 $C_5 \sim C_8$ 为左正右负。

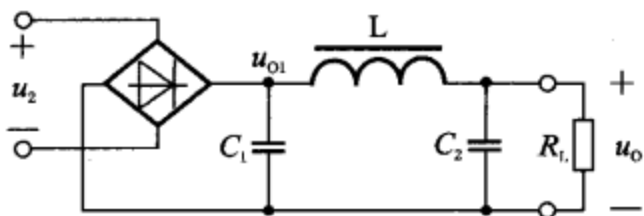


图 8.16 题 8.15 用图

题 8.15 桥式整流 LC- π 型滤波电路如图 8.16 所示, 电源频率为 50 Hz, 电源变压器次级电压 u_2 的有效值为 20 V, $L = 0.05$ H, $C_1 = 2\,000\ \mu\text{F}$, $C_2 = 1\,000\ \mu\text{F}$, $R_L = 30\ \Omega$ 。求该滤波电路的输出电压平均值 U_O 。

解: 电路 u_{O1} 处的 $U_{O1(AV)}$ 应满足桥式整流电容滤波电路的关系式, 即 $U_{O1(AV)} = 1.2U_2$ 。考虑到电感对直流量而言, 其上压降很小, 因此负载 R_L 上的 $U_{O(AV)}$ 满足:

$$U_{O(AV)} \approx U_{O1(AV)} = 1.2U_2 = 24\text{ V}$$

题 8.16 具有整流滤波和放大环节的稳压电路如图 8.17 所示。

① 分析电路中各个元件的作用, 从反馈放大电路的角度来看哪个是输入量? T_1, T_2 各起什么作用? 反馈是如何形成的?

② 若 $U_P = 24\text{ V}$, 稳压管稳压值 $U_Z = 5.3\text{ V}$, 晶体管 $U_{BE} \approx 0.7\text{ V}$, $U_{CE(sat)} \approx 2\text{ V}$, $R_1 = R_2 = R_W = 300\ \Omega$, 试计算 U_O 的可调范围;

- ③ 试计算变压器次级绕组的电压有效值大约是多少?
 ④ 若 R_1 改为 $600\ \Omega$, 调节 R_w 时能输出的 U_o 最大值是多少?

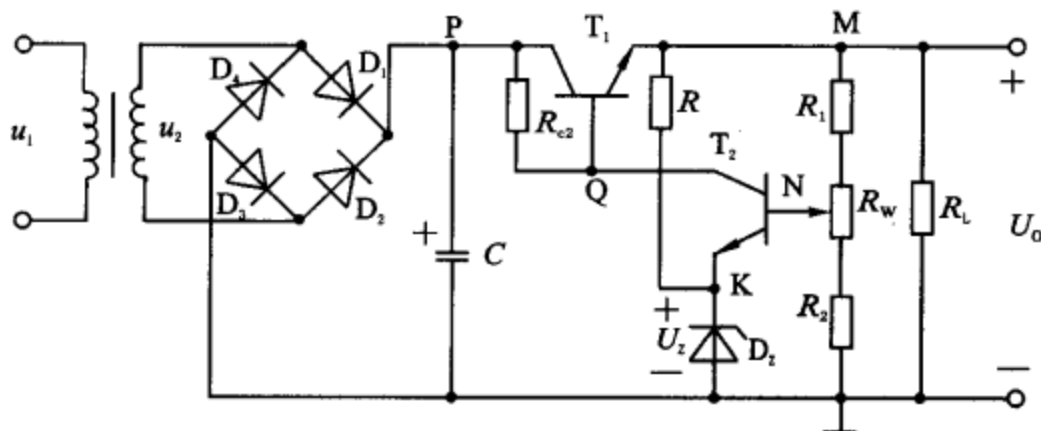


图 8.17 题 8.16 用图

解: ① $D_1 \sim D_4$ 为桥式整流电路, C 为电容滤波电路, T_1 为调整管, T_2 为比较放大电路, 其中 R, D_z 为基准电压, R_1, R_w, R_2 为取样电路。从反馈放大电路的角度来看, U_z 是输入量, 输出量是 U_o , 电源电压为 U_P , 输出量经 R_1, R_w, R_2 分压反馈到 T_2 的基极, 电路为电压串联负反馈。

- ② 当 R_w 调至最上端时, U_o 为最小值。

$$U_{Omin} = \frac{R_1 + R_w + R_2}{R_w + R_2} (U_z + U_{BE}) = 9\text{ V}$$

当 R_w 调至最下端, U_o 为最大值。

$$U_{Omax} = \frac{R_1 + R_w + R_2}{R_2} (U_z + U_{BE}) = 18\text{ V}$$

- ③ 变压器次级绕组电压:

$$U_P = 1.2U_z, \quad U_2 = \frac{U_P}{1.2} = 20\text{ V}$$

- ④ 若 R_1 改为 $600\ \Omega$, 则

$$U_{Omax} = \frac{R_1 + R_w + R_2}{R_2} (U_z + U_{BE}) = 24\text{ V}$$

此时 T_1 趋于饱和, 为使 T_1 可靠地工作在放大区, 考虑 $U_{CE(sat)} = 2\text{ V}$, 所以 $U_{Omax} = 22\text{ V}$ 。

题 8.17 三端稳压器 CW7815 组成如图 8.18 所示电路, 已知 CW7815 的 $I_{Omax} = 1.5\text{ A}$, $U_o = 15\text{ V}$, $U_{Imax} \leq 40\text{ V}$, $U_z = +5\text{ V}$, $I_{zmax} = 60\text{ mA}$, $I_{zmin} = 10\text{ mA}$ 。

- ① 要使 $U_1 = 30\text{ V}$, 求副边电压有效值 U_2 ;
- ② 试计算限流电阻 R 的取值范围;
- ③ 试计算输出电压 U_o 的调整范围;
- ④ 试计算三端稳压器上最大功耗 P_{CM} 。

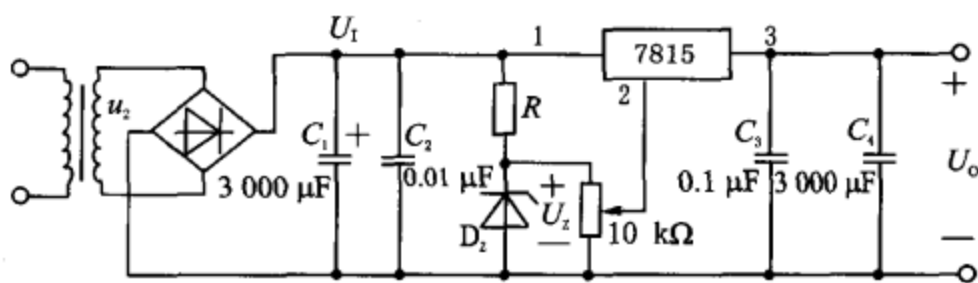


图 8.18 题 8.17 用图

解: ① $U_1 = 1.2U_2$, 所以 $U_2 = \left(\frac{30}{1.2}\right) \text{ V} = 25 \text{ V}$

② 考虑电网 10% 的波动, 则 U_2 的最小值为 $0.9U_2 = 22.5 \text{ V}$, U_1 的变化范围为 $27 \sim 40 \text{ V}$ 。

$$\text{由 } \frac{U_{1\min} - U_Z}{R_{\max}} \geq I_{Z\min} + \frac{U_Z}{10}, \quad R_{\max} = 2.1 \text{ k}\Omega,$$

$$\frac{U_{1\max} - U_Z}{R_{\min}} \leq I_{Z\max} + \frac{U_Z}{10} \quad \text{得 } R_{\min} = 0.58 \text{ k}\Omega.$$

故 R 得取值范围: $0.58 \text{ k}\Omega < R < 2.1 \text{ k}\Omega$ 。

③ 当电位器抽头在最上端时, $U_{O\max} = (15 + 5) \text{ V} = 20 \text{ V}$ 。

当电位器抽头在最下端时, $U_{O\min} = 15 \text{ V}$ 。所以输出电压 U_O 的调整范围为 $15 \sim 20 \text{ V}$ 。

④ CW7815 上的最大功耗应是输入电压最大、输出电压最小且输出电流最大的时候。

所以 $P_{\text{CM}} = (U_{1\max} - U_{O\min}) \cdot I_{O\max} = [(40 - 15) \times 1.5] \text{ W} = 37.5 \text{ W}$

题 8.18 在下面几种情况下应选什么型号的三端固定式输出集成稳压器。

① $U_O = +12 \text{ V}$, $R_{L\min} = 15 \Omega$;

② $U_O = +6 \text{ V}$, $I_{O\max} = 300 \text{ mA}$;

③ $U_O = -15 \text{ V}$, 输出电流 I_O 的范围为 $10 \sim 20 \text{ mA}$ 。

解: ① $U_O = 12 \text{ V}$, 负载 15Ω , 则电流为 $\left(\frac{12}{15}\right) \text{ A} = 0.8 \text{ A}$, 故应选择 7812。

② $U_O = +6 \text{ V}$, $I_{O\max} = 300 \text{ mA}$, 故应选择 78M06。

③ $U_O = -15 \text{ V}$, I_O 范围 $10 \sim 20 \text{ mA}$, 故应选择 79L15。

题 8.19 由运算放大器组成的直流稳压电路如图 8.19 所示。

要求:

① 求 $U_O = f(U_Z)$ 的表达式;

② 若已知稳压管 D_Z 的稳压值是 6 V , $R_2 = 5 \text{ k}\Omega$, U_O 的调节范围为 $6 \sim 20 \text{ V}$, 试求 R_1 的取值范围。

解: ① 电路可以看成一电压串联负反馈放大器。

$$U_i = \frac{R_2}{R_2 + R_1} \cdot U_O$$

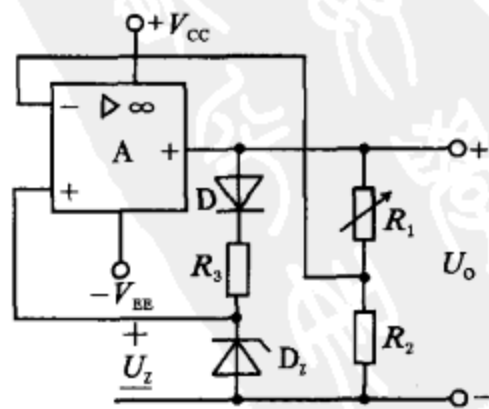


图 8.19 题 8.19 用图

$$A_{uf} = 1 + \frac{R_1}{R_2}$$

所以 $U_O = A_{uf} \cdot U_1 = \frac{R_1 + R_2}{R_2} \cdot U_Z$ 。

② $U_Z = +6 \text{ V}$, $R_2 = 5 \text{ k}\Omega$, $U_O = 6 \sim 20 \text{ V}$ 。

当 $U_O = 6 \text{ V}$ 时, $R_1 = \frac{U_O}{U_Z} \cdot R_2 - R_2 = \left(\frac{6}{6} \cdot 5 - 5\right) \text{ k}\Omega = 0 \text{ k}\Omega$

当 $U_O = 20 \text{ V}$ 时, $R_1 = \left(\frac{20}{6} \times 5 - 5\right) \text{ k}\Omega = 11.67 \text{ k}\Omega$ 。

所以, R_1 的取值范围为 $0 \sim 11.67 \text{ k}\Omega$ 。

题 8.20 直流稳压电路如图 8.20 所示。已知三端集成稳压器 7805 的静态电流 $I_3 = 8 \text{ mA}$, 晶体管 T 的 $\beta = 50$, 输入电压 $U_1 = 16 \text{ V}$, 求输出电压 U_O 是多少伏?

解: 设 R_1 上电流为 I_1 , R_2 上电流为 I_2 ,

所以 $I_1 \cdot R_1 = 5 + U_{BE} = (5 + 0.7) \text{ V}$

$$I_1 = \left(\frac{5.7}{1.3}\right) \text{ mA} = 4.385 \text{ mA}$$

三极管的基极电流 $I_B \approx \frac{I_3}{\beta} = \left(\frac{8}{50}\right) \text{ mA} = 0.16 \text{ mA}$

则: $I_2 = I_1 + I_B = (4.385 + 0.16) \text{ mA} = 4.545 \text{ mA}$

所以 $U_O = R_1 \cdot I_1 + R_2 \cdot I_2 = (1.3 \times 4.385 + 0.75 \times 4.545) \text{ V} = (5.7 + 3.41) \text{ V} = 9.11 \text{ V}$ 。

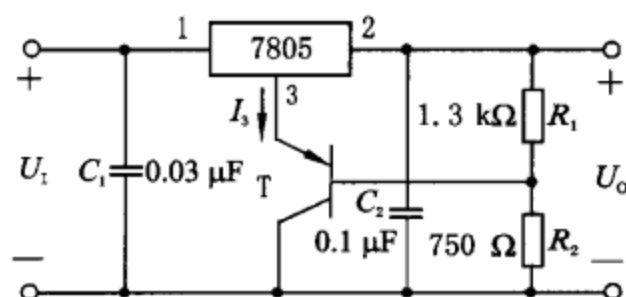
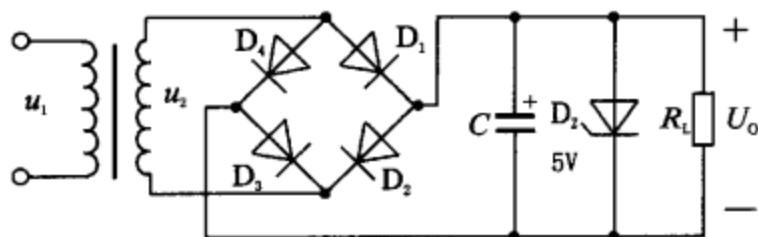
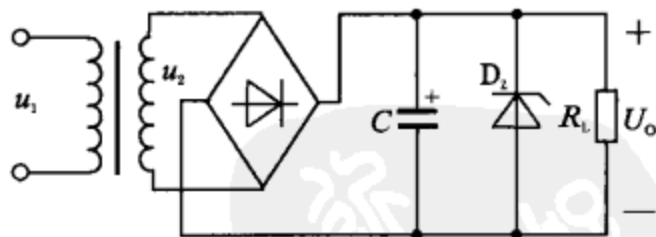


图 8.20 题 8.20 用图

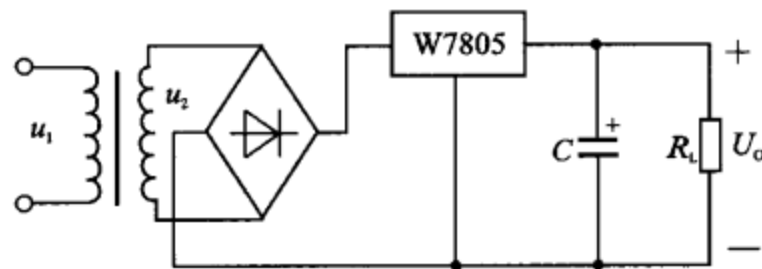
题 8.21 指出图 8.21(a)~(d)所示电路哪些能正常工作, 哪些有错误。请在原图的基础上改正过来。



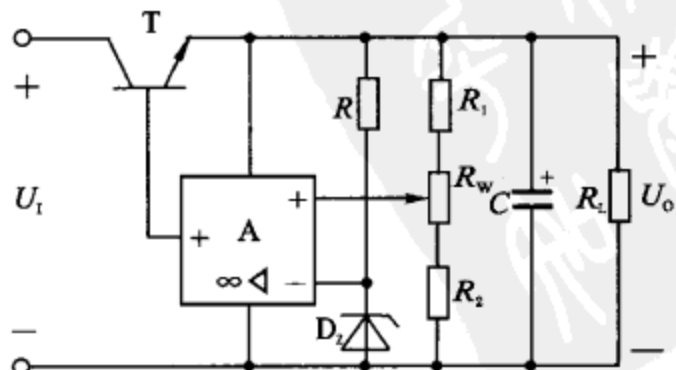
(a)



(b)



(c)



(d)

图 8.21 题 8.21 用图

解: 图 8.21(a): D_2, D_4, D_Z 正负极颠倒, 另 D_Z 需加限流电阻 R 。

图 8.21(b): D_Z 需加限流电阻 R 。

图 8.21(c): 整流输出需加滤波电路。如电容滤波电路 C , 即把 C 移至 7805 的输入端。另外, 7805 的输入与地之间连一 $0.33 \mu\text{F}$ 电容, 输出与地之间接 $0.1 \mu\text{F}$ 电容。

图 8.21(d): 运放的同相端、反相端颠倒, 另外运放的工作电源应接 U_1 。

题 8.22 试说明开关型稳压电路的特点, 在下列各种情况下, 应分别采用何种稳压电路(线性稳压电路还是开关型稳压电路)?

- ① 希望稳压电路的效率比较高;
- ② 希望输出电压的纹波和噪声尽量小;
- ③ 希望稳压电路的重量轻、体积小;
- ④ 希望稳压电路的结构尽量简单, 使用的元件个数少, 调试方便。

解: 开关稳压电源的特点是: 调整管与负载串联, 但主要工作在饱和导通或截止两种状态, 管耗主要发生在工作状态转换过程, 效率可提高到 $80\% \sim 90\%$, 体积小, 重量轻, 但输出电压纹波较大。

- ① 开关型稳压电路。
- ② 线性稳压电路。
- ③ 开关型稳压电路。
- ④ 线性稳压电路。

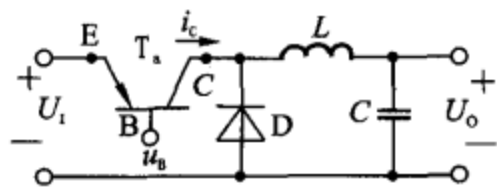


图 8.22 题 8.23 用图

题 8.23 开关型直流稳压电路的简化电路如图 8.22 所示。

调整管 T_a 的基极电压 u_B 为矩形波, 其占空比为 $q=0.4$, 周期

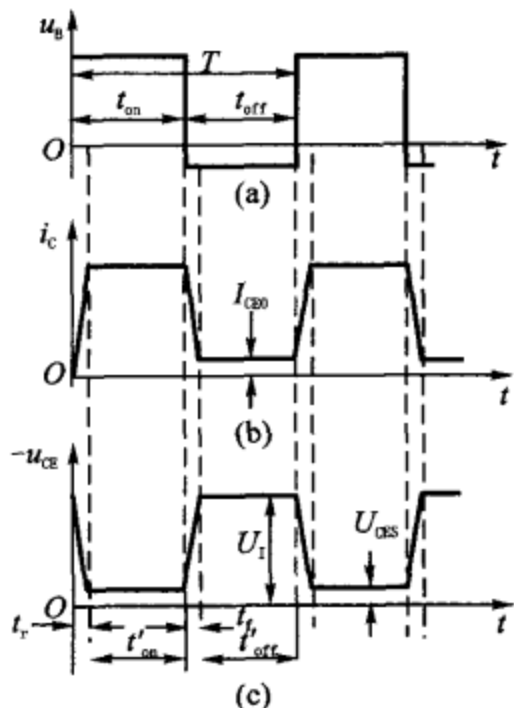


图 8.23 题 8.23 解图

$T=60 \mu\text{s}$, T_a 的饱和压降 $U_{CES}=1 \text{ V}$, 穿透电流 $I_{CEO}=1 \text{ mA}$, 波形的上升时间 t_r 与下降时间 t_f 相等, $t_r=t_f=2 \mu\text{s}$ 。续流二极管正向压降 $U_D=0.5 \text{ V}$, 输出电压 $U_O=12 \text{ V}$, 输出电流 $I_O=1 \text{ A}$ 。开关型稳压电路的输入电压 $U_1=20 \text{ V}$ 。

- ① 试求开关管 T_a 的平均功耗;
- ② 若开关频率(基极脉冲频率)提高一倍(q 不变), 开关管的平均功耗为多少?

③ 如果续流二极管存储时间 t_s 很短, 反向电流很小, 且假定滤波元件 L 的电感、 C 的电容足够大, 试计算该开关电源的效率 η 。

解: ① 考虑三极管的开关时间, 三极管 T_a 的工作波形如图 8.23(a), (b), (c) 所示。

$$\text{可知: } t_{\text{on}} = qT = (0.4 \times 60) \mu\text{s} = 24 \mu\text{s}$$

$$t_{\text{off}} = T - t_{\text{on}} = (60 - 24) \mu\text{s} = 36 \mu\text{s}$$

考虑开关管 T_s 的转换时间。则其饱和导通时间为：

$$t'_{on} = t_{on} - t_r = (24 - 2) \mu s = 22 \mu s$$

开关管截止时间：

$$t'_{off} = t_{off} - t_f = (36 - 2) \mu s = 34 \mu s$$

开关管的平均功耗包括饱和导通功耗，截止功耗及转换期间功耗三部分。

由图 8.23(b) 和 (c) 可知，饱和导通时间内损耗能量为：

$$W'_{on} = I_O U_{CES} \cdot t'_{on} = 1 A \times 1 V \times 22 \times 10^{-6} s = 22 \times 10^{-6} J$$

截止期间管上损耗的能量为：

$$W'_{off} = U_I I_{CEO} \cdot t'_{off} = 20 V \times 1 \times 10^{-3} A \times 34 \times 10^{-6} s = 0.68 \times 10^{-6} J$$

转换期间损耗的能量为：

$$\begin{aligned} W_r = W_f &= \int_0^{t_r} i_c u_{CE} dt = \int_0^{t_r} \left(\frac{I_O}{t_r} - t \right) \left(1 - \frac{t}{t_r} \right) dt = \frac{1}{6} I_O U_I t_r \\ &= \frac{1}{6} \times 1 A \times 20 V \times 2 \times 10^{-6} s = 6.67 \times 10^{-6} J \end{aligned}$$

于是可得开关管的平均功耗：

$$P_T = \frac{1}{T} (W'_{on} + W'_{off} + 2W_r) = \frac{1}{60} (22 + 0.68 + 2 \times 6.67) W = 0.6 W。$$

② 如开关管工作频率增加一倍，即 $T = 30 \mu s$ ， q 不变。

则： $t_{on} = qT = 0.4 \times 30 \mu s = 12 \mu s$

$$t_{off} = T - t_{on} = 18 \mu s$$

在开关管的转换时间不变的情况下，管子的饱和导通时间和截止时间均随开关频率的增加而减少。

$$t'_{on} = t_{on} - t_r = (12 - 2) \mu s = 10 \mu s$$

$$t'_{off} = t_{off} - t_f = (18 - 2) \mu s = 16 \mu s$$

于是可得开关管平均功耗为：

$$\begin{aligned} P_T &= \frac{1}{T} (W'_{on} + W'_{off} + 2W_r) = \frac{1}{T} \left(I_O U_{CES} t'_{on} + I_{CEO} U_I t'_{off} + \frac{1}{3} I_O U_I t_r \right) \\ &= \frac{1}{30} \left(1 \times 1 \times 10 + 1 \times 20 \times 16 \times 10^{-3} + \frac{1}{3} \times 1 \times 20 \times 2 \right) W = 0.79 W \end{aligned}$$

由此可见，开关的频率越高，其平均功耗越大。为减小开关损耗，开关管的工作频率不宜太高，且宜选用转换时间小，即 f_T 较大的三极管作开关管。

③ 如忽略电感 L 的损耗，电路的总功耗除开关管的功耗外，还应包括续流二极管的损耗，考虑到续流二极管存储时间很短，且反向电流很小。这样续流二极管的功耗主要是导通时的功耗，所以有：

$$P_D = U_D \cdot I_D \cdot \frac{t_{off}}{T} = \left(0.5 \times 1 \times \frac{36}{60} \right) W = 0.3 W$$

由于 L 、 C 的取值足够大,输出电压可看成平滑的直流分量,输出功率为:

$$P_O = U_O I_O = (12 \times 1) \text{ W} = 12 \text{ W}$$

该开关型直流稳压电路的总功率为:

$$P = P_O + P_T + P_D = (12 + 0.3 + 0.6) \text{ W} = 12.9 \text{ W}$$

电路的效率:

$$\eta = \frac{P_O}{P} = \frac{12}{12.9} = 93\%$$

可见,开关型直流稳压电路的效率是较高的。

题 8.24 在图 8.24 所示的自激式开关型直流稳压电路组成方框图中,若因某种原因,输出电压 U_O 增大,试分析其调节过程。

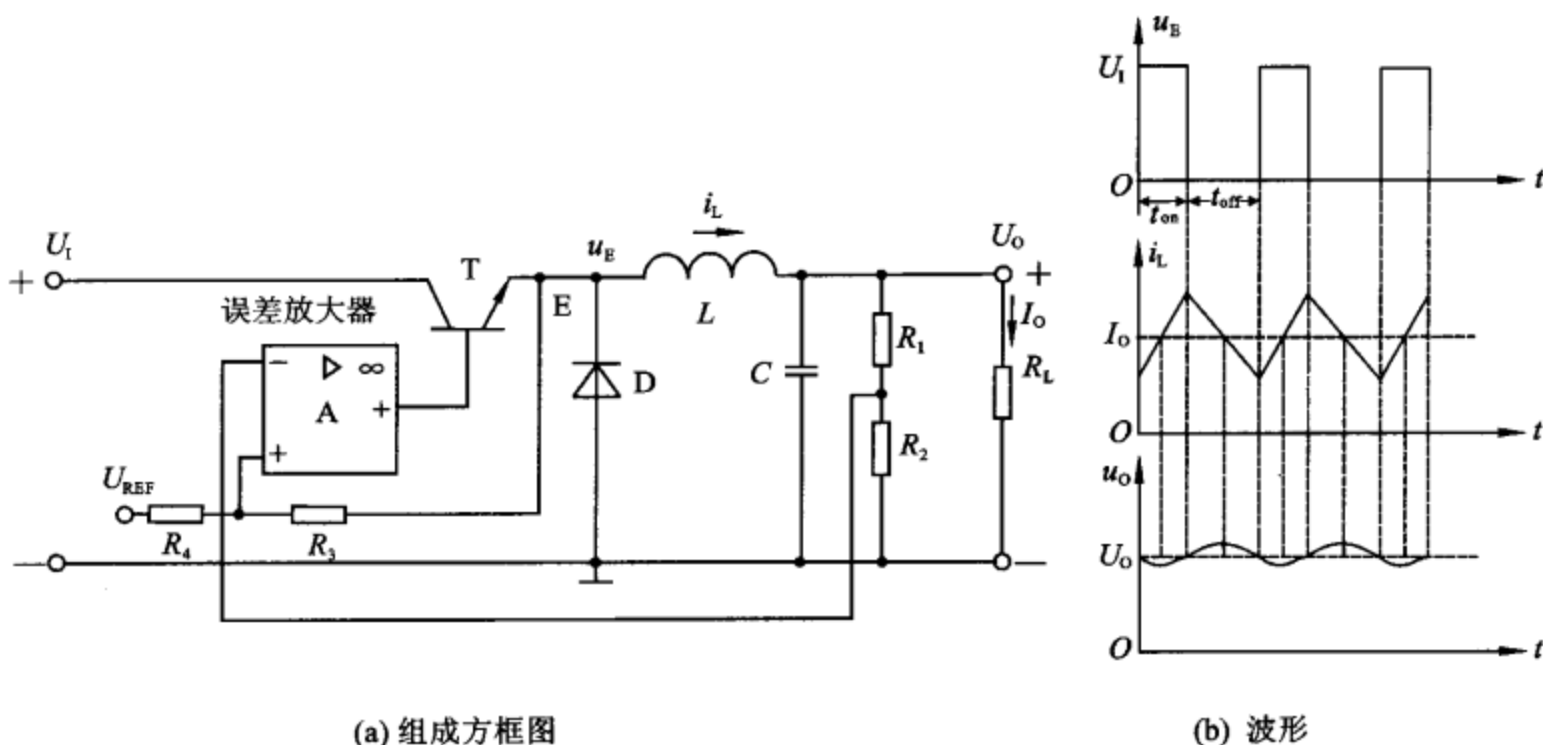


图 8.24 题 8.24 用图

解: 电路稳压过程如下: 当由于交流电网电压增加或负载电流减小使 U_O 增加时, 取样电压也增加, 比较放大器输出电压也随之增加, 此时调整管 T 的导通时间 t_{on} 减小, 致使调整管基极电压的占空比 q 减小, 使 U_O 减小。这种开关电路的稳压过程是通过改变调整管基极电压的脉宽(或占空比)来实现的。

8.3 提高题与参考答案

题 8.25 OCL 互补推挽式输出电路如图 8.25(a)所示, 试回答下述问题:

- ① 和 OTL 互补推挽式输出电路相比, 本电路最主要的优点是什么?
- ② OCL 电路在调整电路静态工作点时应注意什么问题? 通常应调整电路的哪个元件?
- ③ 动态情况下, 若输出 u_o 波形如图 8.25(b)所示, 则电路出现了何种失真? 应调节哪个

元件才能消除失真?

④ 静态情况下,若 R_1, D_1, D_2 三个元件中有一个出现开路,则会产生什么问题?

⑤ 当 $V_{CC}=15\text{ V}$, T_1, T_2 管的饱和压降 $U_{CE(sat)} \approx 2\text{ V}$, $R_L=8\ \Omega$ 时,负载 R_L 上的最大不失真功率 P_{omax} 应为多大?

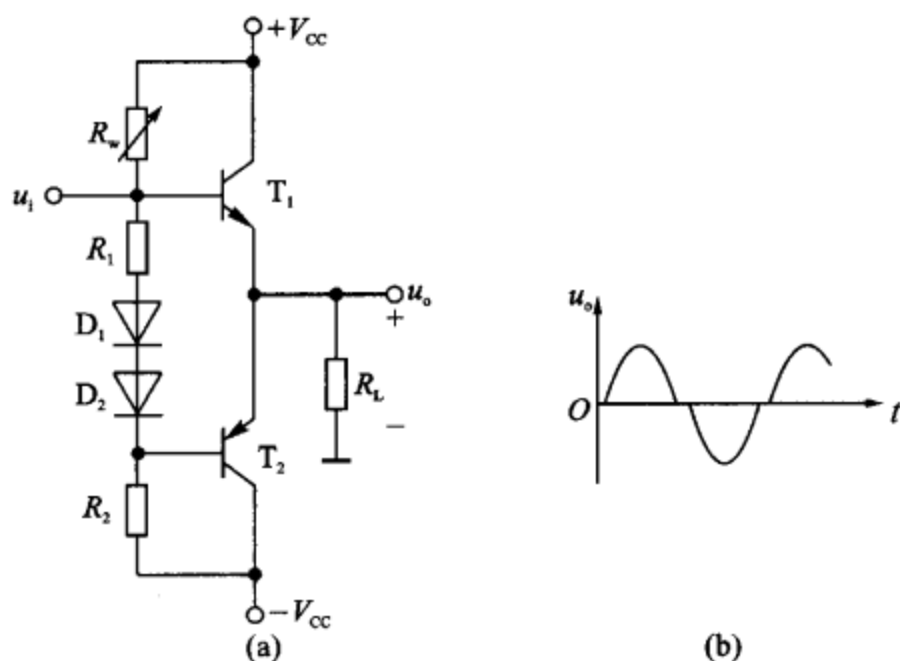


图 8.25 题 8.25 用图

解: ① OCL 电路没有输出电容,而增加了一路 $-V_{CC}$ 电源,优点是低频响应好,电路易集成。

② 应注意使输出 $u_o=0\text{ V}$,即让 R_L 上的静态电流 $I_L=0$ 。可调节电位器 R_w 或电阻 R_2 。

③ 交越失真,可调节 R_1 消除,适当增加 R_1 的值。

④ 静态情况下,若 R_1, D_1, D_2 中有一个开路,会导致过大的基极偏置电流 I_{B1}, I_{B2} 的出现,此时, $I_{B1}=I_{B2}$,且 $I_{B1}=I_{B2}=\frac{2V_{CC}-U_{BE1}-U_{BE2}}{R_w+R_2} \approx \frac{2V_{CC}}{R_w+R_2}$ 。由于 T_1, T_2 管的工作电流 I_C 等于 βI_B ,因此 T_1, T_2 管的集电极电流将增大,导致 T_1, T_2 管烧毁。

$$\textcircled{5} P_{omax} = \frac{(V_{CC}-U_{CE(sat)})^2}{2R_L} = 10.6\text{ W}$$

题 8.26 功率放大电路如图 8.26 所示,已知晶体管的 $\beta=50$, $|U_{BE}|=0.6\text{ V}$, $U_{CE(sat)}=0.5\text{ V}$:

① 说明 R_4 和 C_2 的作用;

② 设静态时 $|U_{CE3}|=|U_{CE2}|$,试计算各电阻中的静态电流,并确定 R_3 的阻值;

③ 在输出基本不失真的情况下,估算电路的最大输出功率。

解: ① R_4 上的压降给 T_2, T_3 提供合适的偏置,以

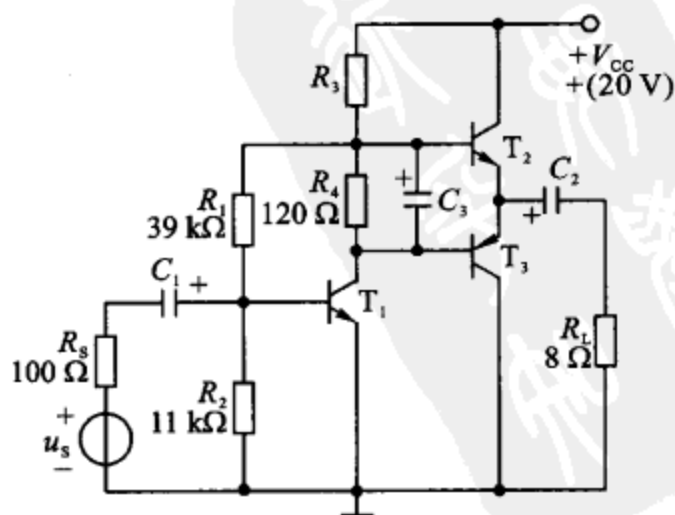


图 8.26 题 8.26 用图

克服交越失真。 C_2 上的直流电压为 $\frac{V_{CC}}{2}$, 为 T_2, T_3 提供集电结偏置电压, 同时使 R_L 上没有直流电流流过。

② 静态时; 设流过 $R_1 \sim R_4$ 的电流分别用 $I_1 \sim I_4$ 表示。

$$U_{C2} = \frac{1}{2}V_{CC} = 10 \text{ V}$$

$$U_{B2} = U_{C2} + U_{BE2} = 10.6 \text{ V}$$

$$I_1 = \frac{U_{B2} - U_{BE1}}{R_1} = 256 \mu\text{A}$$

$$I_2 = \frac{U_{BE1}}{R_2} = 54.5 \mu\text{A}$$

$$I_4 = \frac{U_{BE2} + U_{EB3}}{R_4} = 10 \text{ mA}$$

$$I_3 \approx I_4 + I_1 = 10.256 \text{ mA}$$

$$R_3 = \frac{V_{CC} - U_{B2}}{I_3} \approx \frac{V_{CC} - U_{B2}}{I_4 + I_1} = 917 \Omega$$

③

$$U_{omax} = \frac{1}{2}V_{CC} - U_{CE(sat)} = 9.5 \text{ V}$$

$$\text{所以 } P_{omax} = \frac{1}{2} \frac{U_{omax}^2}{R_L} = 5.64 \text{ W}.$$

题 8.27 某功率放大电路如图 8.27 所示, 设 T_4, T_5 的饱和压降及静态时的管耗忽略不计, 试求:

① 当输入电压有效值 $U_i = 0.5 \text{ V}$ 时, 电路的输出功率 P_o 及输出级的效率;

② 当 U_i 为多大时, 电路可获得最大输出功率 P_{omax} , 并计算 P_{omax} 值。

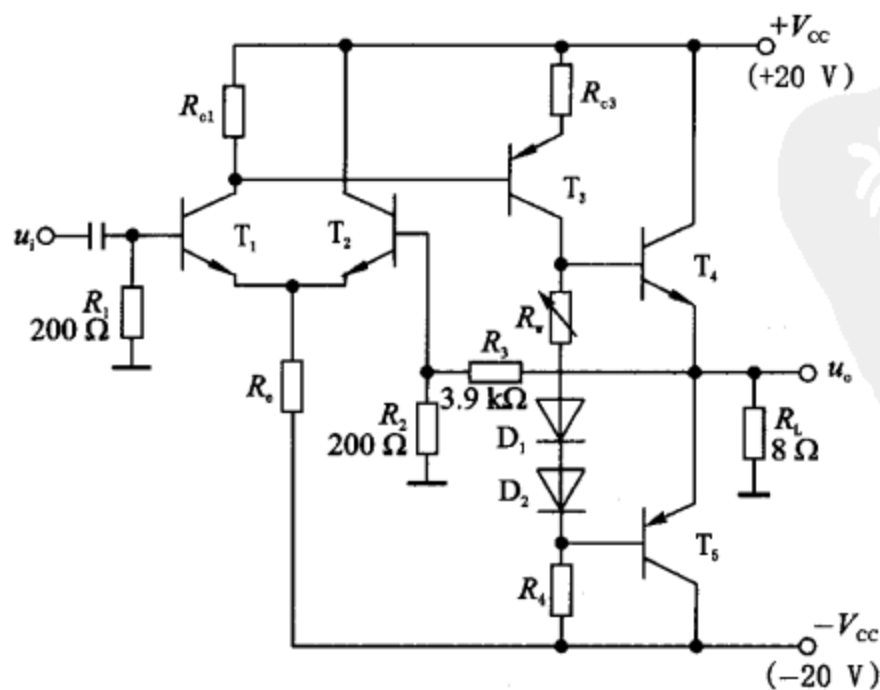


图 8.27 题 8.27 用图

解: ① 电路闭环放大倍数为:

$$A_{uf} = \frac{u_o}{u_i} = \frac{R_2 + R_3}{R_2} = 1 + \frac{R_3}{R_2} = 20.5$$

$$\text{当 } U_i = 0.5 \text{ V 时, } U_o = U_i \cdot A_{uf} = (20.5 \times 0.5) \text{ V} = 10.25 \text{ V}$$

所以
$$P_o = \frac{U_o^2}{R_L} = 13.1 \text{ W}$$

$$P_V = \frac{2}{\pi} \frac{V_{CC}}{R_L} U_{om} = \left(\frac{2}{\pi} \times \frac{20}{8} \times 10.25 \sqrt{2} \right) \text{ W} = 23 \text{ W}$$

$$\eta = \frac{P_o}{P_V} = 56.9\%$$

② 当 $U_i = U_{imax}$ (有效值) 时, $U_{omax} = 20/\sqrt{2} \text{ V}$

$$\frac{U_{omax}}{\sqrt{2} U_{imax}} = A_{uf} = 20.5, \text{ 得: } U_{imax} = 0.67 \text{ V}$$

所以
$$P_{omax} = \frac{1}{2} \frac{U_{omax}^2}{R_L} = 25 \text{ W}.$$

题 8.28 电路如图 8.28 所示。设各电容对交流信号呈现为短路, A_1 与 A_2 为集成功放, 且满足理想化条件。

① 计算集成功放 A_1 与 A_2 的静态输出电压 u_{o1} 和 u_{o2} 。

② 试问开关 S 接在位置 1 时电路组成何种结构功放电路? 此时电压增益 $A_u = \frac{u_{o2} - u_{o1}}{u_i}$

的值等于多少?

③ 试问当开关 S 接在位置 2 时电路组成何种类型的功放电路, 并计算两种情况下, 输出到负载 R_L 上的功率比。

解: ① 静态时, 电容器呈开路特性, 集成功放 A_1 , A_2 组成为同相跟随器结构。由图 8.28 所示可见, K 点的直流电位 $u_K = \frac{1}{2} V_{CC}$ 。显然这时负载 R_L 两端的静态电压为零。

② 当开关 S 接于位置 1 时, 集成功放 A_1 , A_2 组成桥式推挽功放电路。输入信号经过同相放大器 A_1 放大 2 倍后送到外接负载的 O_1 端, 此时

$$u_{o1} = 2u_i$$

同时 u_{o1} 又加到 A_2 组成的反相器电路的输入端, 这样, 在负载 R_L 的另一端 O_2 端输出电压为

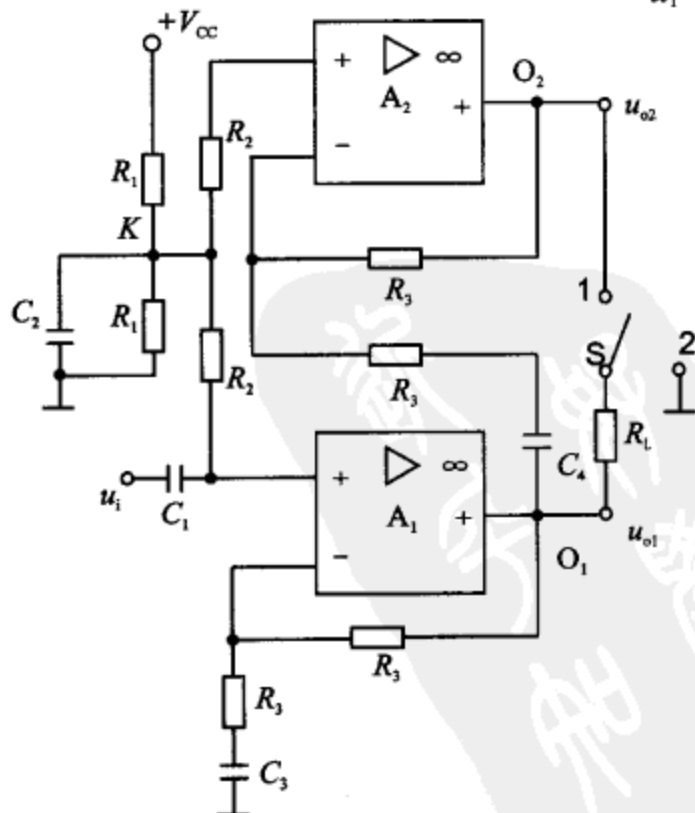


图 8.28 题 8.28 用图

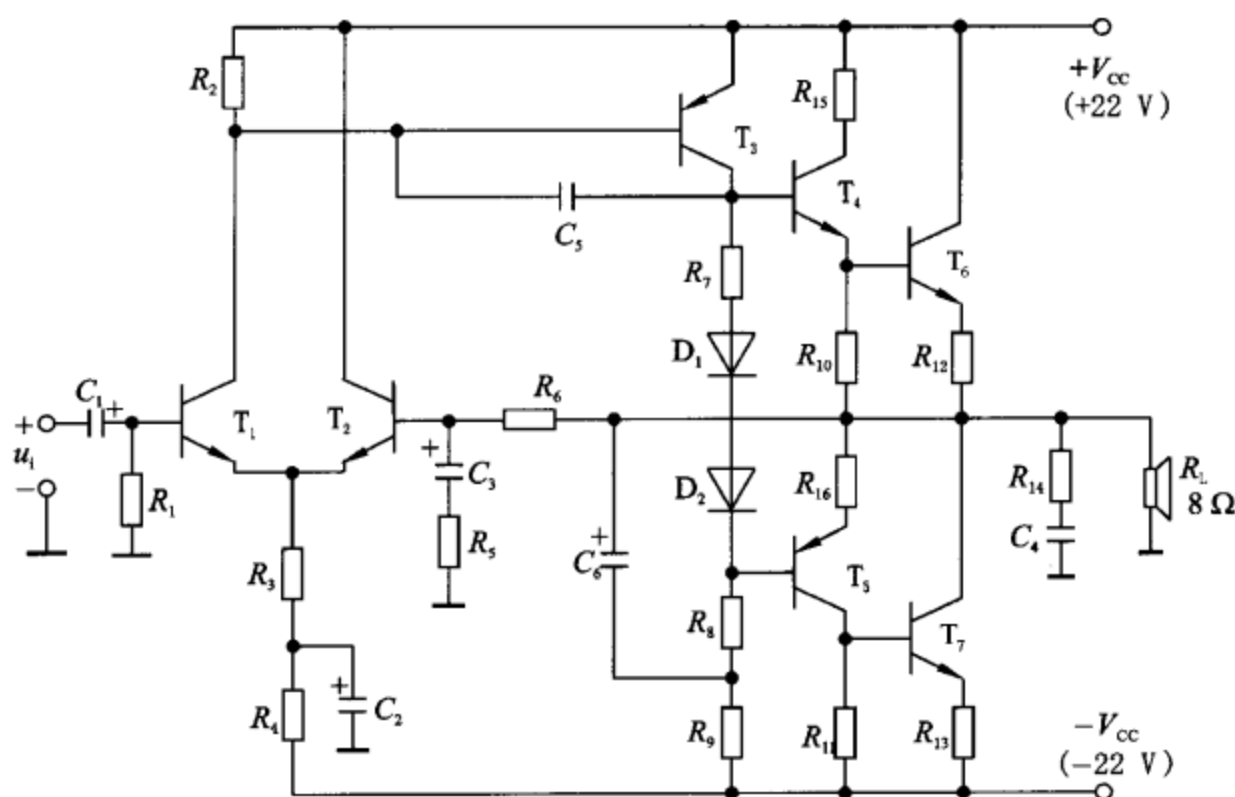


图 8.29 题 8.29 用图

题 8.30 由运放 A 驱动的 OCL 功放电路如图 8.30 所示, 已知 $V_{CC} = 18\text{ V}$, $R_L = 16\ \Omega$, $R_1 = 10\text{ k}\Omega$, 运放最大输出电流为 $\pm 25\text{ mA}$, T_1, T_2 管饱和压降 $U_{CE(sat)} = 2\text{ V}$ 。

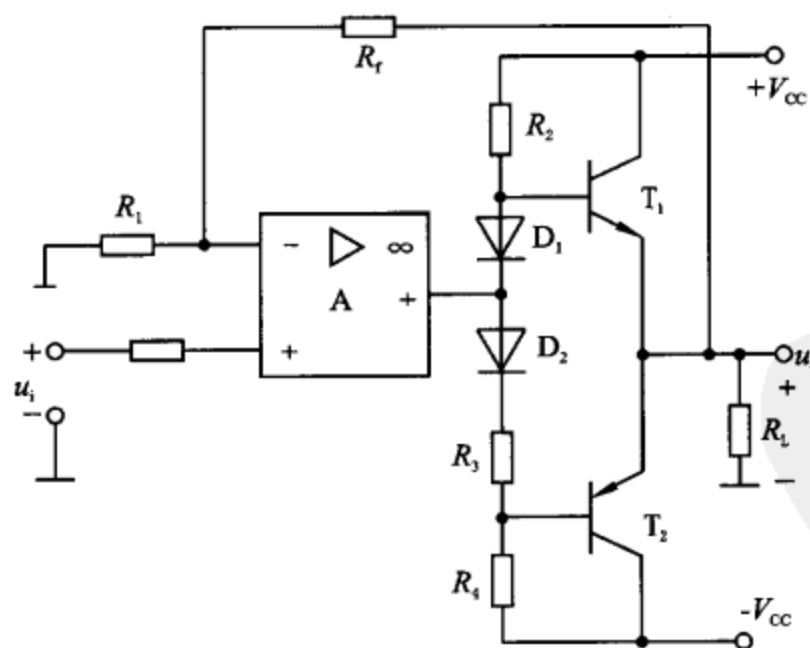


图 8.30 题 8.30 用图

- ① T_1, T_2 管的 β 满足什么条件时, 负载 R_L 上有最大的输出电流?
- ② 指出电路中级间反馈的组态, 并求当反馈为深度负反馈时, 闭环电压放大倍数 A_{uf} 的表达式。
- ③ 若当 $U_{im} = 1\text{ V}$ 时, 负载 R_L 上得到最大不失真输出电压, 则电阻 R_f 约为多大?

④ 试计算运放输出幅度足够大时,负载 R_L 上最大的不失真输出功率 P_{omax} 。

⑤ 试计算负载 R_L 上获得最大不失真功率时,电路的效率 η 。

解: ① $I_{L\text{max}} = \frac{V_{CC} - U_{CE(\text{sat})}}{R_L} = \left(\frac{18-2}{16}\right) \text{A} = 1 \text{ A}$

而运放最大输出电流: $I_{\text{om}} = \pm 25 \text{ mA}$

所以 $\beta > \frac{I_{L\text{max}}}{I_{\text{om}}} = \frac{1000}{25} = 40$

② 级间反馈为电压串联负反馈。

$$A_{\text{uf}} = \frac{u_o}{u_i} = \frac{R_f + R_1}{R_1} = 1 + \frac{R_f}{R_1}$$

③ R_L 上最大不失真电压幅度为 $U_{\text{om}} = V_{CC} - U_{CE(\text{sat})} = 16 \text{ V}$

所以 $A_{\text{uf}} = \frac{U_{\text{om}}}{U_{\text{im}}} = \frac{16}{1} = 16$

又 $A_{\text{uf}} = 1 + \frac{R_f}{R_1}$

所以 $R_f = 150 \text{ k}\Omega$

④ $P_{\text{omax}} = \frac{(V_{CC} - U_{CE(\text{sat})})^2}{2R_L} = 8 \text{ W}$

⑤ $P_V = \frac{2}{\pi} \frac{V_{CC}}{R_L} U_{\text{om}} = \left(\frac{2}{\pi} \times \frac{18}{16} \times 16\right) \text{ W} = 11.5 \text{ W}$

$$\eta = \frac{P_{\text{omax}}}{P_V} = \frac{8}{11.5} = 69.56\%$$

题 8.31 如图 8.31 所示的多级放大电路,设各晶体管的 $U_{BE} = 0.6 \text{ V}$, $\beta = 50$, 且 $r_{be1} = r_{be2} = 2.9 \text{ k}\Omega$, $r_{be3} = r_{be4} = 0.6 \text{ k}\Omega$, 其余参数如图中所示,试回答和计算下列问题:

① 放大器输入端 b_1 和 b_2 中,哪一端是同相输入端? 哪一端是反相输入端? 在图中标明瞬时极性;

② 计算该电路的开环电压增益 $A_u = u_o/u_i$ 、输入电阻 R_i 和输出电阻 R_o 的值(二极管 D_1 , D_2 的动态电阻可忽略不计);

③ 希望该电路的闭环电压增益 A_{uf} 稳定,应引入什么类型的反馈? 反馈电阻应接在哪两点之间? 试在图中画出;

④ 为使闭环后的 $A_{\text{uf}} = u_o/u_i = 40$,根据图中参数, R_f 应取多大? 若此时加入输入信号 $u_i = 0.25 \sin \omega t \text{ V}$,试估算负载 R_L 上所得到的输出功率 P_o ,以及末级功放的效率 η 和管耗 P_{T4} (或 P_{T5});

⑤ 该电路在调试过程中,不小心将 D_1 短路,你估计会出现什么现象? 若 D_1 开路,又会发生什么现象?

解: ① b_2 为同相输入端, b_1 为反相输入端。

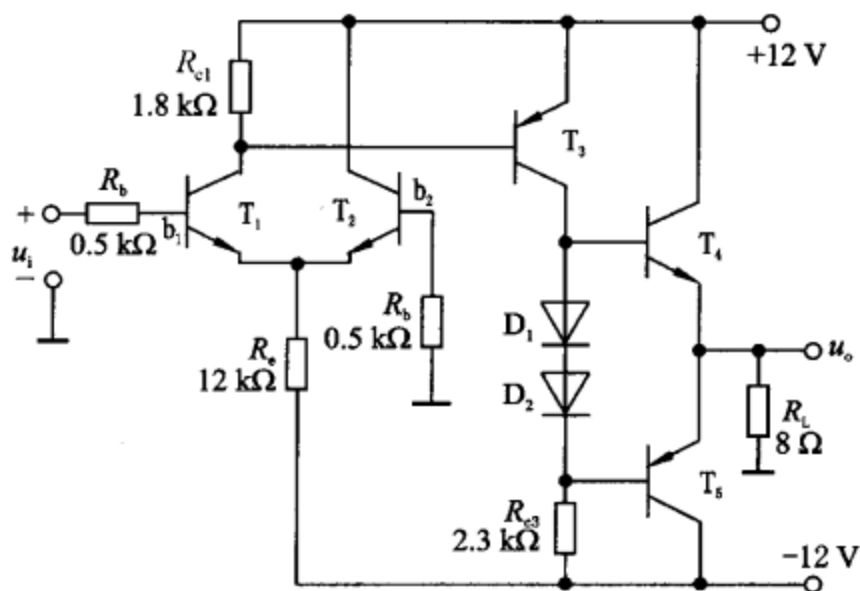


图 8.31 题 8.31 用图

$$\textcircled{2} A_{u1} = -\frac{\beta(R_{c1} // r_{be3})}{2(R_b + r_{be1})} \approx -3.3$$

$$A_{u2} = -\frac{\beta R_{c3}}{r_{be3}} \approx -191.7$$

$$A_{u3} \approx 1$$

$$A_u = A_{u1} \cdot A_{u2} \cdot A_{u3} \approx 632.6$$

③ 应引入电压串联负反馈, R_f 一端接 T_2 基极, 一端接 u_o 端。

$$\textcircled{4} A_{uf} = \frac{u_o}{u_i} = \frac{0.5 + R_f}{0.5} = 40$$

所以 $R_f = 19.5 \text{ k}\Omega$

$$U_{om} = A_{uf} \cdot U_{im} = (40 \times 0.25) \text{ V} = 10 \text{ V}$$

$$\text{所以 } P_o = \frac{U_{om}^2}{2R_L} = \left(\frac{10^2}{2 \times 8} \right) \text{ W} = 6.25 \text{ W}$$

$$P_V = \frac{2}{\pi} I_{om} V_{CC} = \frac{2}{\pi} \frac{U_{om}}{R_L} V_{CC} \approx 9.55 \text{ W}$$

$$\text{所以 } \eta = \frac{P_o}{P_V} = 65.5\%$$

$$P_T = P_{T5} + P_{T4} = \frac{2}{R_L} \left(\frac{V_{CC} U_{om}}{\pi} - \frac{U_{om}^2}{4} \right) \approx 3.3 \text{ W}$$

⑤ 若 D_1 短路, 则会加重交越失真; 若 D_1 开路, 则 T_3 管的集电极负载被断开, 电路不能对信号进行放大; 而且 T_3 集电极电流全部流入 T_4 基极, 可能烧毁 T_4 管。

题 8.32 图 8.32 所示是某一装置的输出部分。请回答:

① 图中的交流负反馈和直流负反馈各起什么作用?

② 交流负反馈是什么类型, 是否满足深度负反馈条件, 为什么?

③ 若运放最大输出幅值为 $\pm 13\text{ V}$,且忽略 R_6, R_7 上的压降,则理想情况下负载 R_L 上最大功率为多少?此时输入电压 u_i 幅值应为多少?

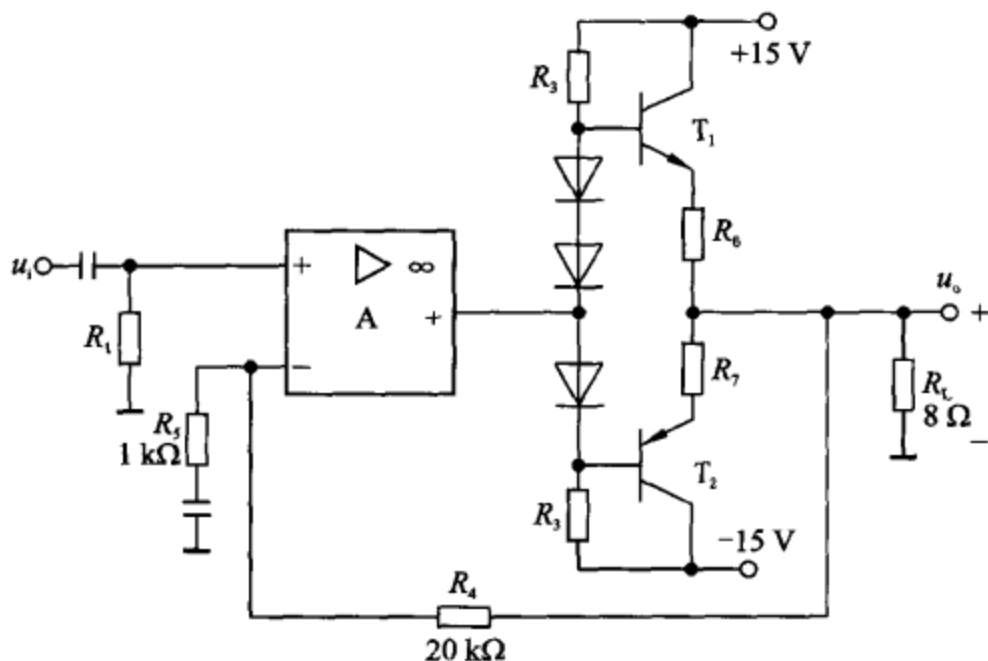


图 8.32 题 8.32 用图

解: ① 交流负反馈作用为: 增大输入电阻, 降低输出电阻, 稳定闭环电压增益; 直流负反馈作用为: 使输出点直流电位基本恒定。

② 交流负反馈是电压串联负反馈。

$$F_u = \frac{R_5}{R_5 + R_4}$$

因为运放的开环放大倍数 A_u 在 $10^3 \sim 10^4$ 数量级, 所以应有 $A_u \cdot F_u \gg 1$, 满足深度负反馈条件。

③ 理想情况下,

$$P_{\text{omax}} = \frac{U_{\text{om}}}{\sqrt{2}} \cdot \frac{U_{\text{om}}}{\sqrt{2}R_L} = \left(\frac{13^2}{2 \times 8} \right) \text{ W} = 10.56 \text{ W}$$

$$U_{\text{im}} = \frac{U_{\text{om}}}{A_{\text{uf}}} \approx U_{\text{om}} \times F_u = \left(13 \times \frac{1}{1+20} \right) \text{ V} = 0.62 \text{ V}$$

题 8.33 电路如图 8.33 所示, 试分析:

① 三极管 $T_1 \sim T_2$ 各起什么作用?

② u_o 与 u_i 的相位关系是什么?

③ V_{CC} 和 V_{EE} 如果由 18 V 变到 15 V ,各静态工作点有无大的变化?为什么?

④ 估算该电路的电压放大倍数;

⑤ 如果 V_{CC} 和 V_{EE} 为 15 V , T_{11} 和 T_{12} 的饱和压降考虑为 1.5 V ,估算输出功率的最大值。

解: ① T_1, T_2 构成差动输入极, T_3, T_4 和 T_5 以及 $680\ \Omega$ 电阻构成偏置电路,其中 T_3, T_4 又和

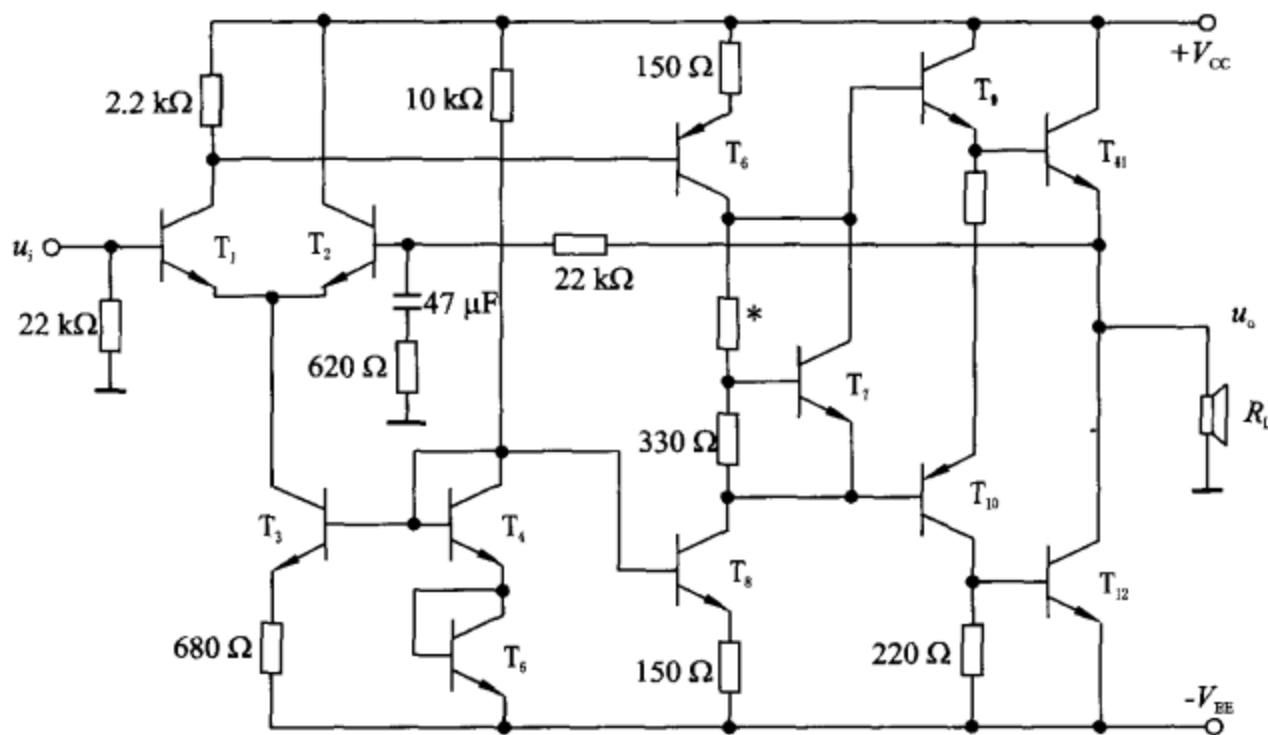


图 8.33 题 8.33 用图

T_8 构成一组恒流源; T_7 和 330Ω 电阻及标注 * 的电阻共同构成 U_{BE} 倍压电路; T_6 为推动级放大管, T_8 为其集电极有源负载; $T_9, T_{10}, T_{11}, T_{12}$ 构成准互补推挽输出级。

② u_o 与 u_i 同相。

③ V_{CC} 和 V_{EE} 如果由 $18V$ 变到 $15V$, 各级静态工作点基本不变。原因是恒流源的参考电流 $I_{C4} = I_{C3} = \frac{U_{BE5}}{680}$, 与电源电压无关, 因此各级偏置电流基本不变, 从而各静态工作点基本不变。

④ 由于电路中引入了深度电压串联负反馈, 所以:

$$A_{uf} = \frac{u_o}{u_i} = \frac{1}{F_u} = \frac{22 + 0.62}{0.62} \approx 36.5$$

$$⑤ \quad P_{omax} = \frac{1}{2} \cdot \frac{(V_{CC} - U_{CE(sat)})^2}{R_L} = \left[\frac{(15 - 1.5)^2}{2 \times 8} \right] W = 11.39 W$$

题 8.34 图 8.34 所示为一个具有功率输出的正弦波信号发生电路。

① 在图中运放的两输入端(a)和(b)中, 哪个应接运放的同相输入端, 哪个应接运放的反相输入端?

② 该电路的振荡频率 $f_0 = ?$

③ 为了使振幅稳定, R_t 应具有正温度系数还是负温度系数? 并说明起振时其阻值应满足什么条件?

④ 当驱动信号足够大而使 T_1, T_2 充分导通时, 管子的饱和压降为 $U_{CE(sat)} = 2V$, 试求 R_L 上可获得的最大输出功率 $P_{omax} = ?$ 此时输出级的效率 η 是多少?

⑤ 为使电路安全可靠工作, T_1 管或 T_2 管的集电极最大允许功耗 P_{CM} 、集电极—发射极反向击穿电压 $U_{(BR)CEO}$ 至少应大于多少?

⑥ 在该电路的调试过程中,若不小心将 D_1 短路,你估计会出现什么现象? 若 D_1 开路,又会出现什么现象?

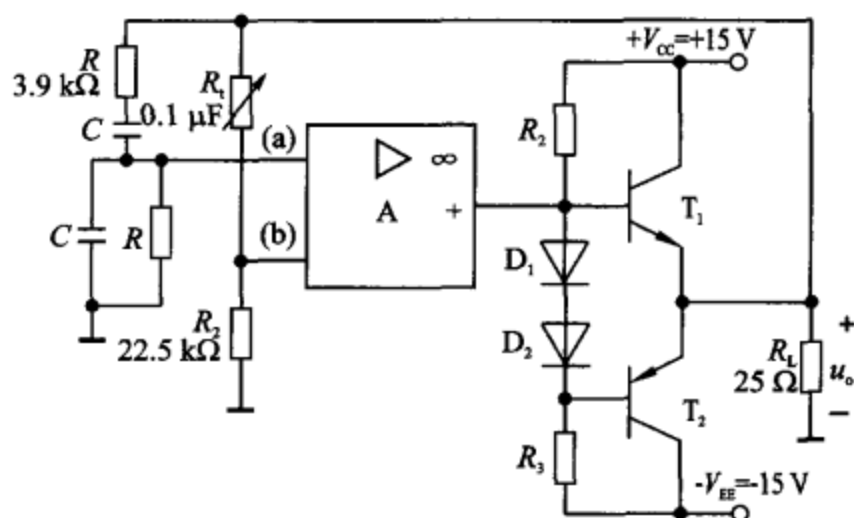


图 8.34 题 8.34 用图

解: ① (a)接同相端, (b)接反相端。

$$② f_0 = \frac{1}{2\pi RC} = \frac{1}{2\pi \times 3.9 \text{ k}\Omega \times 0.1 \text{ }\mu\text{F}} = 408.1 \text{ Hz}$$

③ 起振时 $|AF| > 1$, 又 $F = \frac{1}{3}$, 所以 $A > 3$ 。

$$\text{由电路知: } A = 1 + \frac{R_1}{R_2} > 3$$

所以 $R_1 > 2R_2 = 45 \text{ k}\Omega$

R_1 应有负温度系数。

$$④ P_{omax} = \frac{U_{omax}^2}{2R_L} = \left[\frac{(15-2)^2}{2 \times 25} \right] \text{ W} = 3.38 \text{ W}$$

$$P_V = \frac{2U_{omax} V_{CC}}{\pi R_L} = \left(\frac{2 \times 13 \times 15}{3.14 \times 25} \right) \text{ W} = 4.97 \text{ W}$$

$$\eta = \frac{P_{omax}}{P_V} = 68\%$$

$$⑤ P_{CM} > 0.2 P_{omax} = 0.68 \text{ W}$$

$$U_{(BR)CEO} > 2V_{CC} = 30 \text{ V}。$$

⑥ D_1 短路, 则 T_1 导通更充分, T_2 导通不充分, 加重交越失真。

D_1 开路, 从 V_{CC} 经 R_2, R_3, T_1 和 T_2 的发射极形成直流通路, 产生很大的基极电流, 易烧毁输出管。

题 8.35 2030 集成功率放大器的一种应用电路如图 8.35 所示,假设其输出级三极管的 $U_{CE(sat)} \approx 0$, u_i 为正弦波电压。

- ① 指出该电路是属于 OTL 还是 OCL 电路;
- ② 求理想情况下最大输出功率 P_{omax} ;
- ③ 求电路输出级的效率 η 。

解: ① 电路属于 OCL 电路。

$$\textcircled{2} \quad P_{omax} = \frac{V_{CC}^2}{2R_L} = \left[\frac{(15)^2}{2 \times 8} \right] \text{ W} \approx 14.06 \text{ W}$$

$$\textcircled{3} \quad P_V = \frac{2}{\pi} \cdot \frac{V_{CC}^2}{R_L} = \left[\frac{2}{\pi} \cdot \frac{(15)^2}{8} \right] \text{ W} \approx 17.9 \text{ W}$$

$$\eta = \frac{P_{omax}}{P_V} = \frac{14.06}{17.9} \approx 78.5\%$$

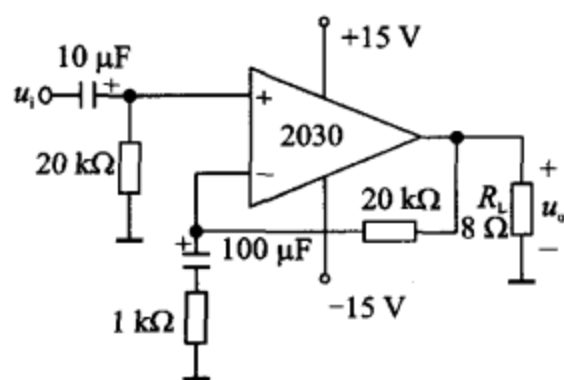


图 8.35 题 8.35 用图

题 8.36 电路如图 8.36 所示。其中 $D_1 \sim D_4$ 为硅二极管, $T_1 \sim T_4$ 为硅三极管, 且 T_3 和 T_4 的 $P_{CM} = 1 \text{ W}$, $U_{CE(sat)} = 2 \text{ V}$, $I_{CM} = 1 \text{ A}$, $U_{(BR)CEO} > 30 \text{ V}$ 。A 为理想运放。

- ① 简述电路工作原理(说明该电路的结构);
- ② 由上述几种参数,试估算允许的最大不失真输出功率 P_{omax} ;
- ③ 计算为获得 P_{omax} ,输入电压 u_i 的有效值应为多大?
- ④ 若 T_3 和 T_4 管的 $\beta = 100$,指出应如何选择电阻 R_4 以满足 P_{omax} 的要求。

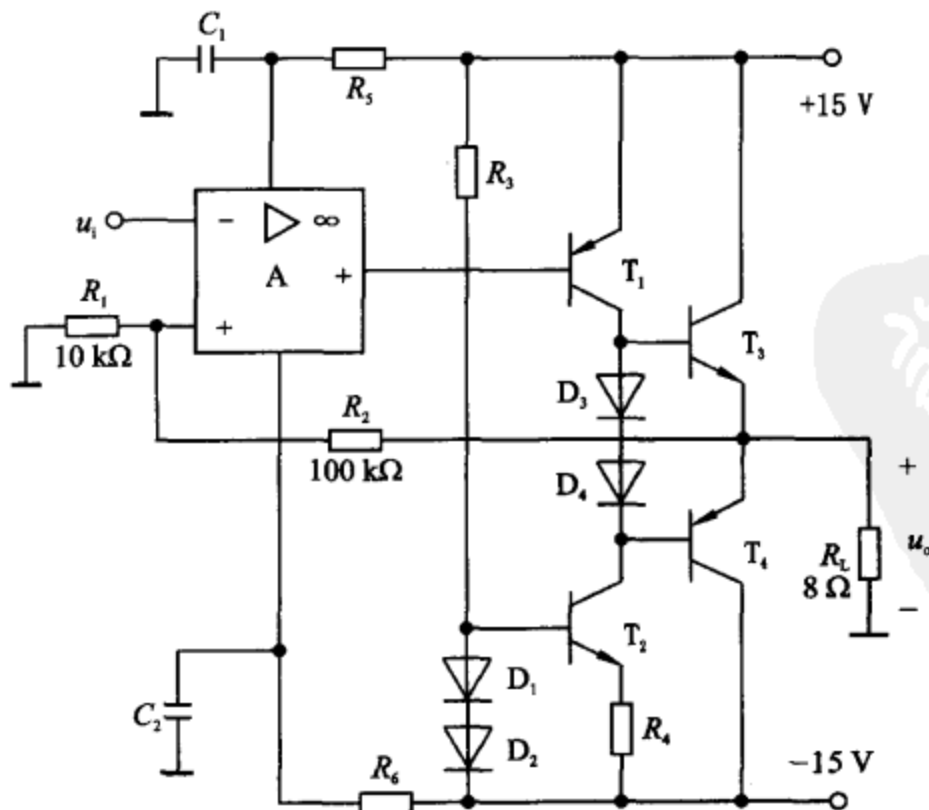


图 8.36 题 8.36 用图

解:① 电路为甲乙类功率放大电路。 T_3, T_4 组成 OCL 输出驱动级, D_3, D_4 消除交越失真, 运放 A 组成电路的输入级, T_1 组成增益级, T_2 为 T_1 的有源负载, R_3, D_1, D_2 组成电路的主偏置电路。

② 功率管饱和压降决定的理想条件下最大不失真输出功率为:

$$P_{\text{omax}} = \frac{1}{2} \frac{U_{\text{om}}^2}{R_L} = \frac{1}{2} \frac{(V_{\text{CC}} - U_{\text{CE(sat)}})^2}{R_L} = \left[\frac{(15-2)^2}{2 \times 8} \right] \text{ W} = 10.56 \text{ W}$$

输出管耗散功率 P_{CM} 决定的最大不失真输出功率为:

$$0.2 P_{\text{omax}} \approx P_{\text{CM}}$$

$$P_{\text{omax}} \approx 5 P_{\text{CM}} = (5 \times 1) \text{ W} = 5 \text{ W}$$

输出管电流容量 I_{CM} 决定的最大不失真输出功率为:

因为
$$I_{\text{om}} = \frac{U_{\text{om}}}{R_L} = \frac{V_{\text{CC}} - U_{\text{CE(sat)}}}{R_L} = \left(\frac{15-2}{8} \right) \text{ A} \approx 1.6 \text{ A} > I_{\text{CM}}$$

所以 $I_{\text{om}} = I_{\text{CM}}$

$$P_{\text{omax}} = \frac{1}{2} I_{\text{om}}^2 R_L = \frac{1}{2} I_{\text{CM}}^2 R_L = \left(\frac{1}{2} \times 1^2 \times 8 \right) \text{ W} = 4 \text{ W}$$

所以 $P_{\text{omax}} = \min(10.56 \text{ W}, 5 \text{ W}, 4 \text{ W}) = 4 \text{ W}$ 。

③
$$P_{\text{omax}} = \frac{U_{\text{om}}^2}{2R_L} = \frac{(\sqrt{2}U_o)^2}{2R_L} = \frac{(A_{\text{uf}}U_i)^2}{R_L} = 4 \text{ W}$$

所以
$$U_i = \frac{4\sqrt{2}}{A_{\text{uf}}}$$

对于运放 A, 由虚短得:

$$\frac{u_o - u_+}{R_2} = \frac{u_+}{R_1}$$

$$u_o = \left(1 + \frac{R_2}{R_1} \right) u_+ = 11u_+$$

$$A_{\text{uf}} = \frac{u_o}{u_i} = \frac{u_o}{u_+} = 11$$

$$U_i = \left(\frac{4\sqrt{2}}{11} \right) \text{ V} \approx 0.51 \text{ V}。$$

④ 当 $P_{\text{omax}} = 4 \text{ W}$ 时, $I_{\text{om}} = 1 \text{ A}$, 所以 T_4 的基极电流为 $I_{\text{B4}} = \frac{I_{\text{om}}}{\beta} = \left(\frac{1}{100} \right) \text{ A} = 10 \text{ mA}$

所以 $I_{\text{E2}} = I_{\text{B4}} = 10 \text{ mA}$, 则 $R_4 \leq \frac{U_{\text{D(on)}}}{I_{\text{E2}}} = 70 \Omega$ 。

题 8.37 用集成运放组成的精密整流电路如图 8.37 所示。试分析它的工作原理, 并求输出电压 u_o 与输入电压 u_i 的关系。

解: ① 当 $u_i > 0$ 时, u_{o1} 为负, 此时 D_1, D_4 导通, D_2, D_3 截止, 流过负载 R_L 的电流为

$$i_o = \frac{u_o}{R_L} = \frac{u_i}{R_1}$$

② 当 $u_i < 0$ 时, u_{o1} 为正, 此时 D_2, D_3 导通, D_1, D_4 截止, 流过负载 R_L 的电流为

$$i_o = \frac{u_o}{R_L} = \frac{-u_i}{R_1}$$

因此, u_o 与 u_i 的关系为:

$$u_o = R_L \cdot i_o = \frac{R_L}{R_1} \cdot |u_i|$$

题 8.38 电路如图 8.38 所示, 其中三极管的 $\beta=20, r_{be}=1 \text{ k}\Omega, U_{BE}=0.7 \text{ V}$, 运算放大器 $A=100 \text{ dB}, R_i=2 \text{ M}\Omega, R_o=100 \Omega$ 。

- ① 估算运放输出电流 I_{CON} ;
- ② 估算三极管功耗的值 P_T ;
- ③ 输出电压的准确值是多少?
- ④ 接入 R_4 后, 估算运放输出电流 I_{CON} , 接入 R_4 的作用是什么?

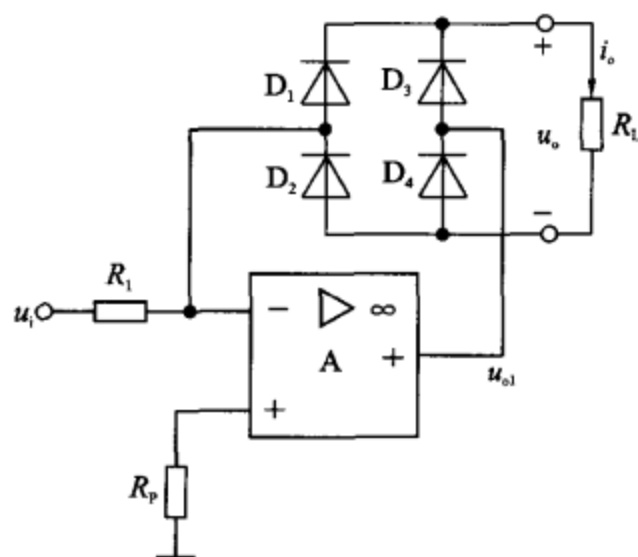


图 8.37 题 8.37 用图

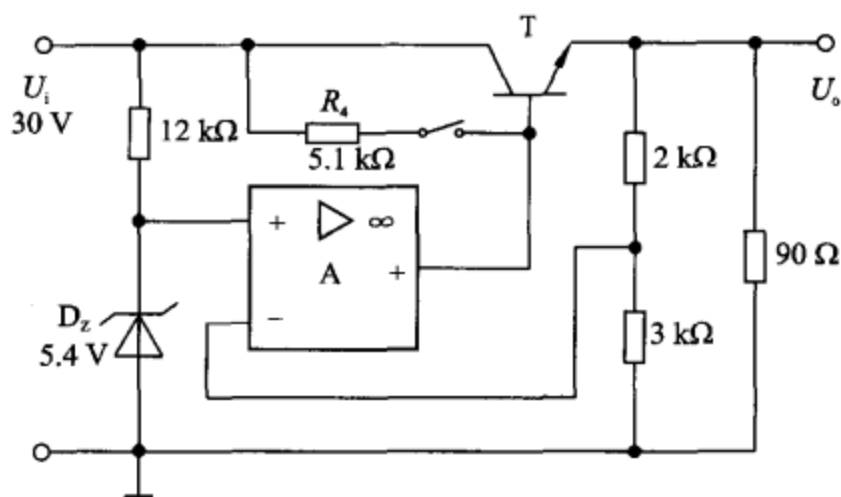


图 8.38 题 8.38 用图

解: ① 由运放虚短特性知: $u_+ = u_- = 5.4 \text{ V}$

所以 $U_o \times \frac{3}{5} = 5.4 \text{ V}$, 得: $U_o = 9 \text{ V}$ 。

$$I_E = \frac{U_o}{5} + \frac{U_o}{0.09} = \left(\frac{9}{5} + \frac{9}{0.09} \right) \text{ mA} = 101.8 \text{ mA}$$

$$I_B = \frac{I_E}{1 + \beta} = \left(\frac{101.8}{1 + 20} \right) \text{ mA} \approx 4.85 \text{ mA}$$

$$I_{CON} = 4.85 \text{ mA}$$

② $P_T = U_{CE} \cdot I_C = (U_i - U_o) \times \frac{\beta}{\beta + 1} \times I_E \approx (21 \times 101.8) \text{ mW} = 2.14 \text{ W}$

③ 要精确计算准确的电压值,需考虑运放的输入输出电阻。如图 8.39 所示。

$$(u_+ - u_-)A_{uo} - (r_{be} + R_o) \cdot I_{CON} - U_{BE} = U_o$$

$$\frac{U_o - u_-}{2 \text{ k}\Omega} = \frac{u_-}{3 \text{ k}\Omega} + \frac{u_+ - u_-}{2 \text{ M}\Omega}$$

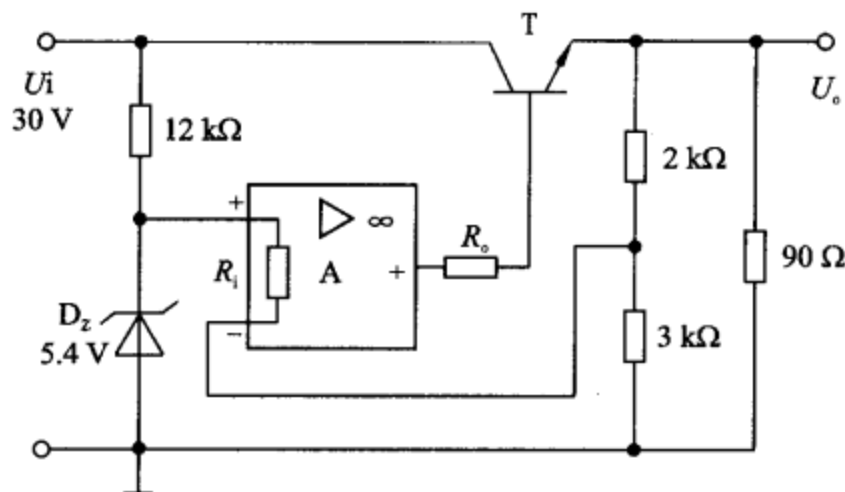


图 8.39 题 8.38 解图

得: $u_- \approx 5.3999 \text{ V}, u_+ = 5.4002 \text{ V}$

④ 接入 R_4 后,作用是增加了三极管基极的输出电流,减少了对运放输出电流的要求。

所以
$$I_{R4} = \frac{U_i - U_B}{R_4} = \frac{U_i - (U_{BE} + U_o)}{R_4} = \left[\frac{(30 - 9.7)}{5.1} \right] \text{ mA} = 3.98 \text{ mA}$$

$$I_{CON} = I_B - I_{R4} = (4.85 - 3.98) \text{ mA} = 0.87 \text{ mA}.$$

题 8.39 用 +5 V 三端稳压器构成如图 8.40 所示的电路,求 U_o 的输出范围。

解: 当 R_2 滑动端指针在最上端时, $\frac{U_o}{R_1 + R_2 + R_3} = \frac{5}{R_1}$, 得: $U_o = 10 \text{ V}$

当 R_2 滑动端指针在最下端时, $\frac{U_o}{R_1 + R_2 + R_3} = \frac{5}{R_1 + R_2}$, 得: $U_o = 7.5 \text{ V}$

所以 U_o 的输出范围为 7.5~10 V。

题 8.40 电路如图 8.41 所示,设 $U_{BE} = 0.7 \text{ V}, U_Z = 5.6 \text{ V}$ 。

① 简述电路的工作原理;

② 求出 U_o 的变化范围;

③ 求输出电流的最大值及 T_1 的最大管耗。

解: ① 电路为串联稳压电路,并有过流保护功能。 T_1 管可调节输入、输出电压关系,达到稳压; T_2 和 3.3Ω 电阻组成过流保护电路;齐纳二极管和电阻组成基准电路; R_P, R_2, R_1 组成采样电路。

由以上分析知:输入电压经 T_1 调节后输出,而输出电压经采样比较后反馈,对调整管进行控制,稳定输出。

$$\textcircled{2} \quad u_+ = u_- = 5.6 \text{ V}$$

$$R_P \text{ 在最上端时, } u_- = \frac{R_P + R_2}{R_P + R_2 + R_1} \times U_o \quad U_o = 6.824 \text{ V}$$

$$R_P \text{ 在最下端时, } u_- = \frac{R_2}{R_P + R_2 + R_1} \times U_o \quad U_o = 20.204 \text{ V}$$

所以 U_o 的范围为: $6.824 \text{ V} \sim 20.204 \text{ V}$ 。

$$\textcircled{3} \quad I_{\max} = \frac{U_{BE}}{3.3 \Omega} = 0.212 \text{ A}$$

$$P_{T1\max} = U_{CE1} \times I_{\max} = [(25 - 0.7 - 6.824) \times 0.212] \text{ W} = 3.7 \text{ W}。$$

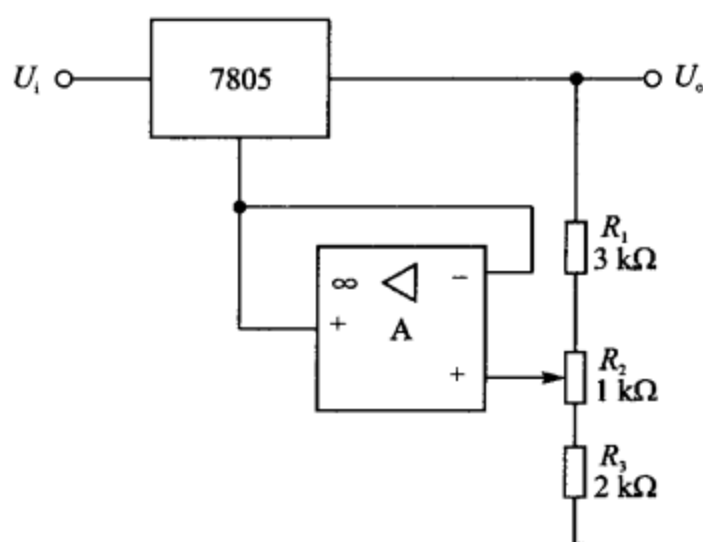


图 8.40 题 8.39 用图

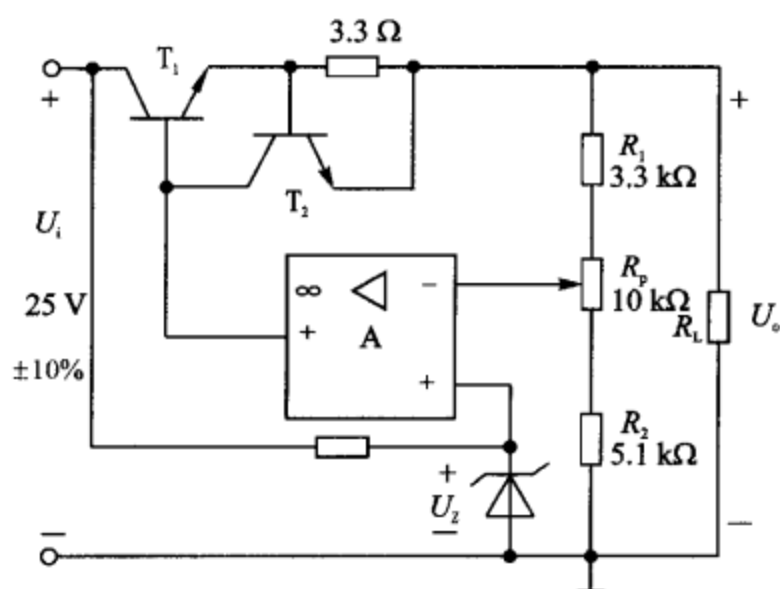


图 8.41 题 8.40 用图

题 8.41 用集成运放构成的串联型稳压电路如图 8.42 所示。要求:

① 若整流滤波电路的输出电压 $U_1 = 24 \text{ V}$, 求 T_r 的副边电压 u_2 的有效值 U_2 ?

② 若 $U_2 = 15 \text{ V}$, 整流桥中有一个二极管因虚焊而开路, 则 U_1 应为多少伏? 此时若电容 C_1 也开路, 则 U_1 为多少伏?

③ 设 $U_2 = 30 \text{ V}$, D_Z 的稳压值 $U_Z = +6 \text{ V}$, $R_1 = 2 \text{ k}\Omega$, $R_2 = 1 \text{ k}\Omega$, $R_3 = 1 \text{ k}\Omega$, 则输出电压

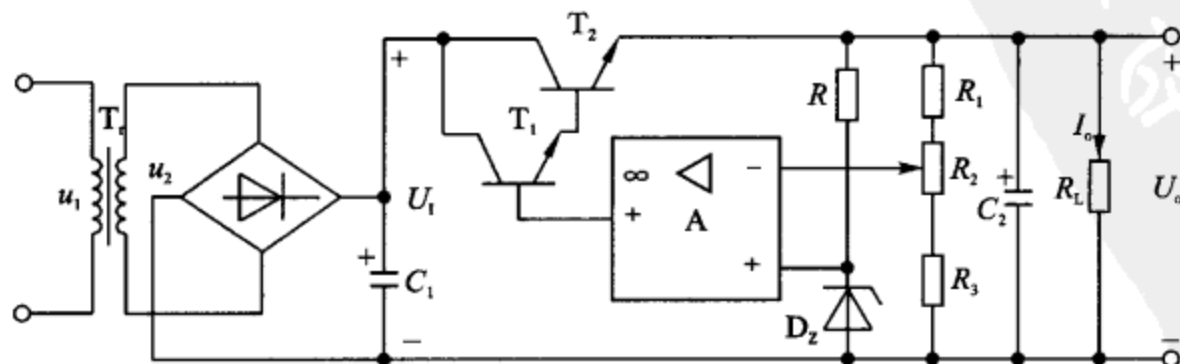


图 8.42 题 8.41 用图

U_o 的范围是多大?

④ 在上述③小题的条件下,若 R_L 的变化范围为 $100 \sim 300 \Omega$,限流电阻 $R=400 \Omega$,则三极管 T_1 在什么时刻功耗最大?其值是多少?

解:① 由桥式整流电容滤波电路知:

$$U_2 \approx \frac{U_1}{1.2} = \left(\frac{24}{1.2} \right) \text{ V} = 20 \text{ V}.$$

② 有一个二极管开路,则全波整流变为半波整流,有电容滤波时,

$$U_1 \approx 1.0 U_2 = 15 \text{ V}$$

当电容也开路时,桥式全波整流电路变成半波整流电路,则

$$U_1 \approx 0.45 U_2 = 6.75 \text{ V}$$

③ 当 R_2 滑到最上端时, $U_o = \frac{U_z}{R_2 + R_3} (R_1 + R_2 + R_3) = \left[\frac{6}{1+1} (2+1+1) \right] \text{ V} = 12 \text{ V}$

当 R_2 滑到最下端时, $U_o = \frac{U_z}{R_3} (R_1 + R_2 + R_3) = \left[\frac{6}{1} (2+1+1) \right] \text{ V} = 24 \text{ V}$

所以 U_o 的范围为: $12 \text{ V} \sim 24 \text{ V}$ 。

④ 当 $U_o = U_{\text{omin}}$ 时, T_1 上有最大管压降 U_{CE1} ,此时,若 $R_L = R_{\text{Lmin}} = 100 \Omega$,则负载电流 $I_o = I_{\text{omax}}$ 最大,即:

$$I_{\text{omax}} = \frac{U_{\text{omin}}}{R_{\text{Lmin}}} = \frac{12 \text{ V}}{0.1 \text{ k}\Omega} = 120 \text{ mA}$$

则 $I_R = \frac{U_{\text{omin}} - U_z}{R} = \left(\frac{12 - 6}{0.4} \right) \text{ mA} = 15 \text{ mA}$

$$I_{R1} = \frac{U_{\text{omin}}}{R_1 + R_2 + R_3} = \left(\frac{12}{2+1+1} \right) \text{ mA} = 3 \text{ mA}$$

所以 $I_{\text{E1}} = I_{\text{omax}} + I_R + I_{R1} = (120 + 15 + 3) \text{ mA} = 138 \text{ mA}$

则 T_1 的最大功耗为: $P_{\text{CM}} = U_{\text{CE1}} \times I_{\text{E1}} = [(30 - 12) \times 0.138] \text{ W} = 2.48 \text{ W}$ 。

题 8.42 串联型稳压电路如图 8.43 所示, A 为理想运放。

① 请标出运算放大器 A 的同相输入端和反向输入端,以保证稳压电路稳定工作;

② 求出该电路的输出电压调节范围;

③ 如果 U_2 (有效值) 波动为 10% ,在稳压范围内, $I_{\text{omax}} = 1 \text{ A}$,问调整管 T_1 的 P_{CM} 至少应选多大?

解:① 运放 A 上端为反相端,下端为同相端。

② $u_+ = u_- = 6 \text{ V} = U_z$

当 R_2 滑到最下端时, $U_o = U_z \cdot \frac{R_1 + R_2 + R_3}{R_3} = 18 \text{ V}$

当 R_2 滑到最上端时, $U_o = U_z \cdot \frac{R_1 + R_2 + R_3}{R_3 + R_2} = 9 \text{ V}$

所以, U_o 范围为 $9\text{ V} \sim 18\text{ V}$ 。

③ U_2 范围为: $15 \times (1 - 0.1) \sim 15 \times (1 + 0.1)$, 即: $13.5\text{ V} \sim 16.5\text{ V}$

U_o 范围为: $9\text{ V} \sim 18\text{ V}$

U_2 与 U_o 最大差值为: $\Delta U = 16.5\text{ V} - 9\text{ V} = 7.5\text{ V} = U_{CE1}$

所以 $P_{CM1} = U_{CE1} \cdot I_{omax} = 7.5\text{ V} \times 1\text{ A} = 7.5\text{ W}$ 。

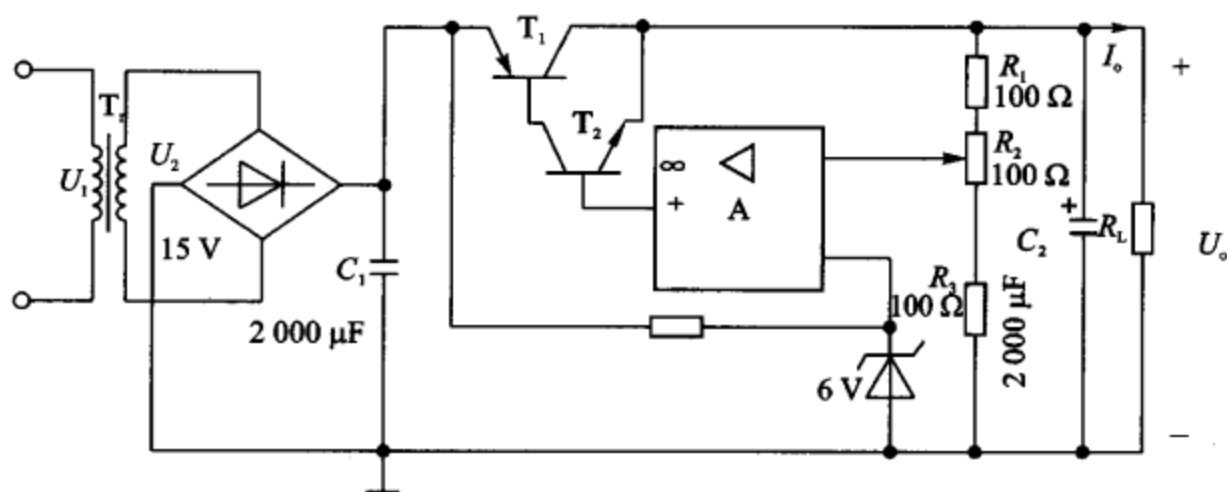


图 8.43 题 8.42 用图

题 8.43 用集成运放构成的直流稳压电路如图 8.44 所示。

- ① 已知 $U_z = 6\text{ V}$, $R_2 = 2\text{ k}\Omega$, $U_{CE(sat)} = 2\text{ V}$, 当 R_p 动端调至中间位置时 $U_o = 10\text{ V}$, 求 R_1 ;
- ② 确定输出电压调节范围;
- ③ 为保证输出电压调节范围, 试问 U_i 至少应为多少?
- ④ 说明电路中各元件的作用。

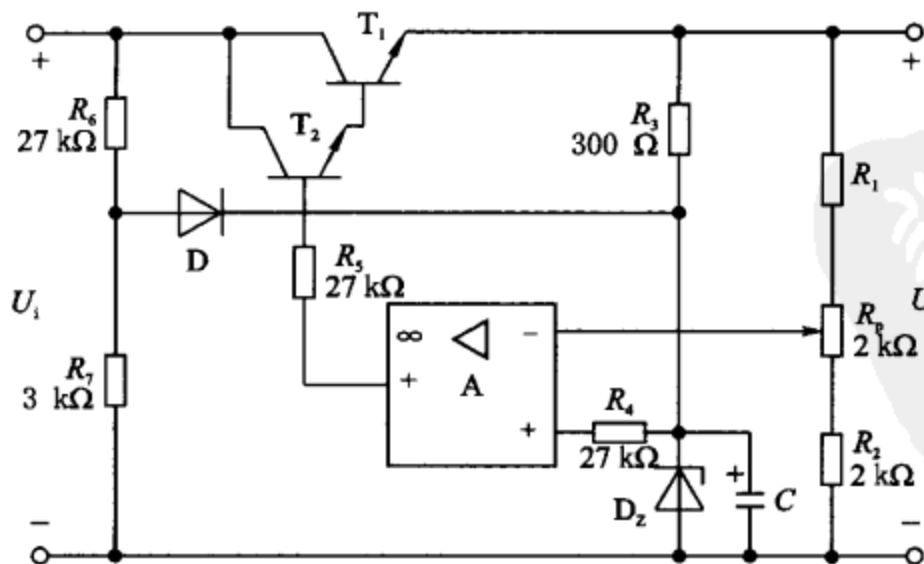


图 8.44 题 8.43 用图

解: ① $U_o = U_z \cdot \frac{R_1 + R_2 + R_p}{R_2 + R_p/2}$

得: $R_1 = 1\text{ k}\Omega$ 。

② 当 R_p 滑到最上端时, $U_o = U_z \cdot \frac{R_1 + R_2 + R_p}{R_2 + R_p} = 7.5 \text{ V}$

当 R_p 滑到最下端时, $U_o = U_z \cdot \frac{R_1 + R_2 + R_p}{R_2} = 15 \text{ V}$

所以, U_o 的范围是 $7.5 \sim 15 \text{ V}$ 。

③ $U_{imin} = U_{omax} + U_{CE(sat)} = (15 + 2) \text{ V} = 17 \text{ V}$ 。

④ 电路中 T_1, T_2 构成复合管作调整管; R_1, R_2, R_p 组成采样电路; R_3, D_z 组成基准电压环节, 运放 A 为比较放大器; R_6, R_7 及 D 组成启动电路。

题 8.44 一个实际的线性串联型稳压电路如图 8.45 所示。

① 试问电路中采取了哪些提高稳压性能的措施?

② 试分别说明当电路中 R_c 开路、 R_c 短路及 R_1, R_L 同时开路时, 电路会出现什么故障?

③ 如电网电压有 $\pm 10\%$ 的波动, 则如何确定输入电压的最小值? 当电路输出负载短路时会产生什么后果?

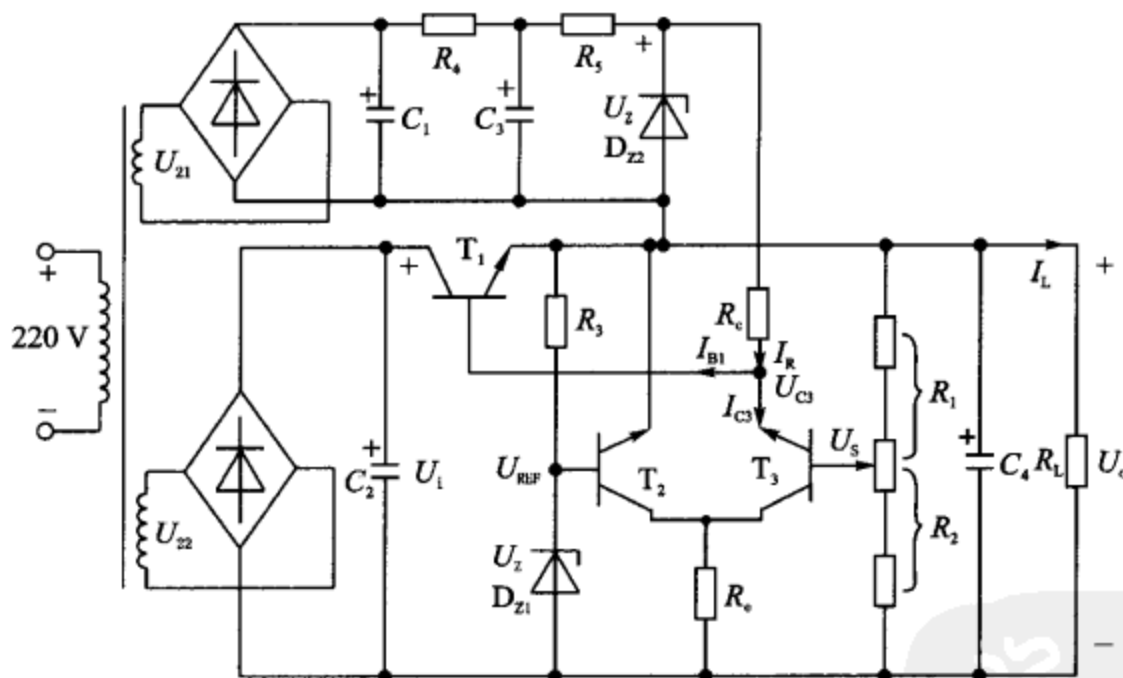


图 8.45 题 8.45 用图

解: ① 电路中采取了以下几方面的措施: 采用辅助电源为稳压电路提供稳定的电源电压; 采用由 T_2, T_3 组成的差动放大器作比较放大器, 以抑制零漂; 基准电压产生电路的稳压管供电电源直接接至输出电压, 提高基准电压的稳定性。

② R_c 开路时, 会使 T_1 截止, 输出电压为 0, 使 U_i 全部加在调整管上。

R_c 短路时, 辅助电源的电压直接加到 T_1 管的发射结上, 过大的基极电流使调整管损坏。

R_1, R_L 同时开路时, T_3 截止, T_1 饱和, 使 $U_o \approx U_i$ 。

③ $U_{imin} = U_{omax} + U_{CEmin} + U_i \times 10\%$

当输出负载短路时, U_i 全部加到 T_1 的集电极和发射极之间, 使 T_1 管烧坏。

第9章 电流模式电路

9.1 重点与难点

9.1.1 主要内容

电流模式电路的基本概念；跨导线性环；电流传输器；跨导运算放大器；电流反馈型集成运算放大器。

9.1.2 重点

1. 跨导线性环原理及其应用；
2. 电流传输器原理及其应用电路；
3. 跨导放大器结构、工作原理及应用；
4. 电流反馈型运算放大器的组成和工作原理。

9.1.3 难点

跨导放大器、电流反馈型运算放大器的应用电路设计。

9.2 习题与解答

题 9.1 图 9.1 中四个二极管有相同的几何尺寸，并工作于理想状况，运用跨导线性环原理，求解 I_1, I_2, I_3 和 I_4 。

解：根据跨导线性环原理，可列出如下方程：

$$I_1 + I_2 = 2$$

$$I_4 = 3 + I_2$$

$$I_3 = I_1 + 1$$

$$I_1 \cdot I_3 = I_2 \cdot I_4$$

解此方程组，得：

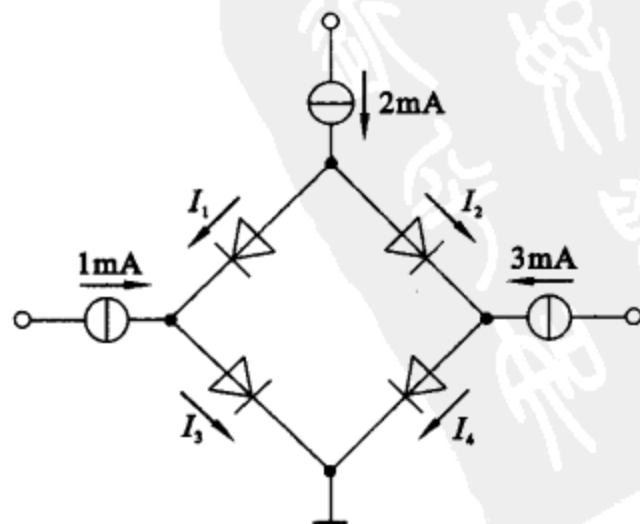


图 9.1 题 9.1 用图

$$I_1 = 1.25 \text{ mA}$$

$$I_2 = 0.75 \text{ mA}$$

$$I_3 = 2.25 \text{ mA}$$

$$I_4 = 3.75 \text{ mA}.$$

题 9.2 电路如图 9.2 所示。设各管发射区面积相等($\lambda=1$),且 $\beta \gg 1$, 试用跨导线性环原理求解 $i_o = f(i_x, i_y, i_z)$ 的表达式, 并指出电路所实现的功能。

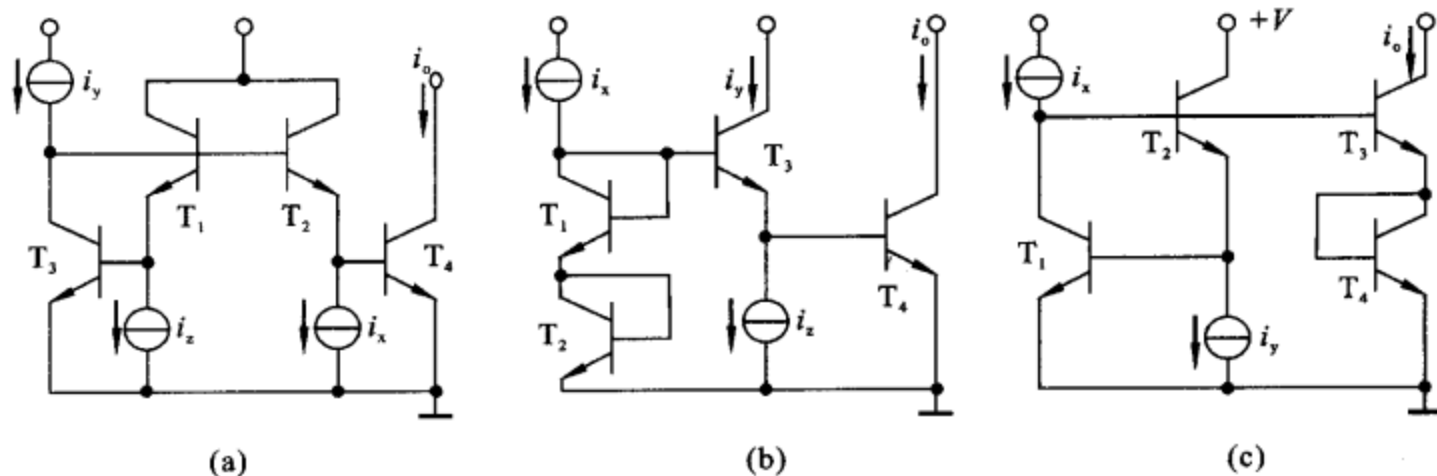


图 9.2 题 9.2 用图

解: 图 9.2(a): $T_1 \sim T_4$ 组成一个 TL 环路。 T_2, T_4 是顺时针排列, T_1, T_3 为反时针排列。根据 TL 原理:

$$i_{C2} \cdot i_{C4} = i_{C1} \cdot i_{C3} \text{ 或 } i_x \cdot i_o = i_y \cdot i_z$$

$$i_o = \frac{i_y \cdot i_z}{i_x}$$

该电路中的输入信号电流 i_x, i_y, i_z 都不能为负, 故它是一象限乘/除法器。

图 9.2(b): 根据 TL 原理, 有:

$$i_x^2 = i_z \cdot i_o$$

$$i_o = \frac{i_x^2}{i_z}$$

若固定 i_z , 以 i_x 作为输入信号, 则 i_o 等于 i_x 的平方运算结果。 i_z 决定增益系数; 若以 i_x, i_z 同时作为输入信号, 则实现平方/除法运算。 i_x, i_z 和 i_o 都是单极性电流, 因此是一象限 TL 平方器。

图 9.2(c): 根据 TL 原理, 有:

$$i_o^2 = i_x \cdot i_y$$

$$i_o = \sqrt{i_x \cdot i_y}$$

即电路完成的是一个开方运算。 同样由于 i_x, i_y, i_o 是单极性电流, 电路是一象限 TL 开方器。

题 9.3 电路如图 9.3 所示。设 $\lambda=1, \beta \gg 1$, 求 i_o 的表达式。

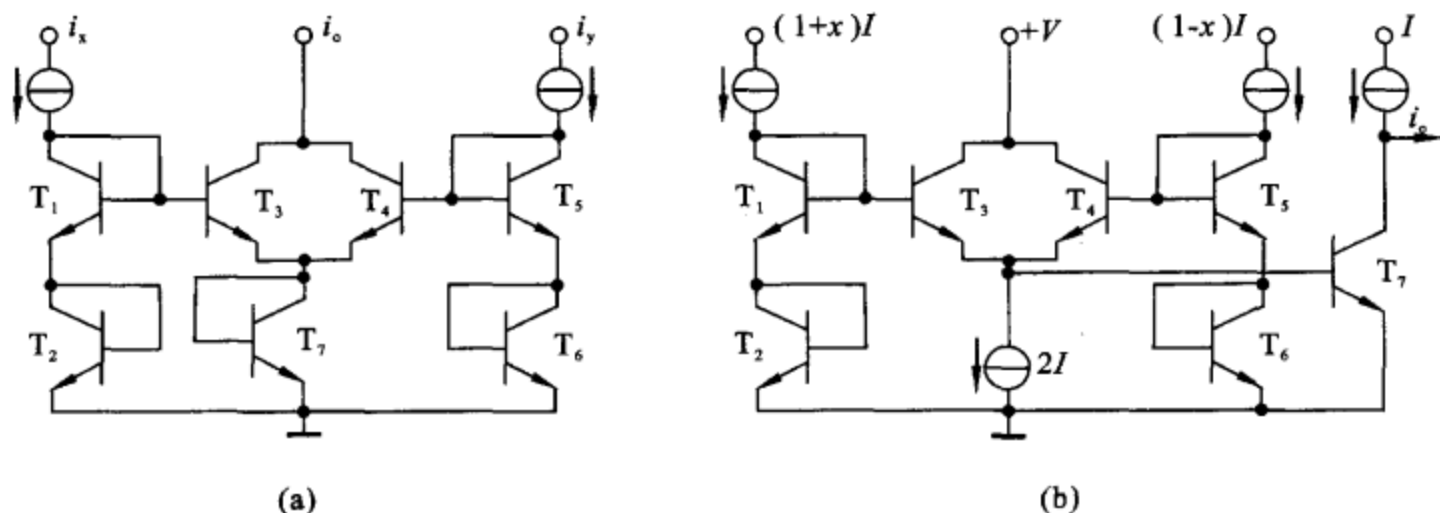


图 9.3 题 9.3 用图

解: 图 9.3(a): 这个电路包含两个相互交叠的 TL 环路。

T_1, T_2, T_3, T_7 组成一个环路; T_4, T_5, T_6, T_7 组成另一个环路。由 TL 原理可写出:

$$i_x^2 = i_{C3} \cdot i_o$$

$$i_y^2 = i_{C4} \cdot i_o$$

同时有: $i_{C3} + i_{C4} = i_o$

整理后有: $i_o = \sqrt{i_x^2 + i_y^2}$

即输出电流等于 i_x, i_y 两个输入分量的矢量模。

图 9.3(b): 这个电路包含两个交叠的 TL 环路。

T_1, T_2, T_3, T_7 组成一个环路; T_4, T_5, T_6, T_7 组成另一个环路。电路由互补对称的输入电流信号驱动, 它们是 $(1+x)I$ 和 $(1-x)I$, 在实践中, $(1+x)I$ 和 $(1-x)I$ 是从差分输出 $V-I$ 变换器得到的, 它需要 $2I$ 的固定偏置电流。

对于两个 TL 环, 分别有: $I_{C3} \cdot I_{C7} = I_{C1} \cdot I_{C2}$

$$I_{C4} \cdot I_{C7} = I_{C5} \cdot I_{C6}$$

令 C 为中间变量: $I_{C3} = (1+C)I$

$$I_{C4} = (1-C)I$$

得: $(1+C)I \cdot I_{C7} = (1+x)^2 \cdot I^2$

$$(1-C)I \cdot I_{C7} = (1-x)^2 \cdot I^2$$

将两式展开后相加, 得到: $I_{C7} = (1+x^2) \cdot I$

将固定电流 I 复制后供给 T_3 的集电极, 则送到负载的输出电流 i_o 为: $i_o = I_{C7} - I = x^2 I$ 。

题 9.4 电路如图 9.4 所示, 设各管发射区面积相等, 且 $\beta \gg 1$, 用跨导线性环原理求解 $I_w = f(I_x, I_y)$ 的表达式, 并指出电路所实现的功能。

解: 根据 TL 环原理,

$$I_w^2 = I_x \cdot I_y$$

$$I_w = \sqrt{I_x \cdot I_y}$$

电路完成开方运算功能。

题 9.5 电路如图 9.5 所示, 图中 I_x 是单向输入电流, I_y 是双向输入电流, I_o 是输出电流, S 代表单位发射区面积, $2S$ 代表 2 倍单位发射区面积。分析该电路 I_o 与 I_x 和 I_y 的函数关系。

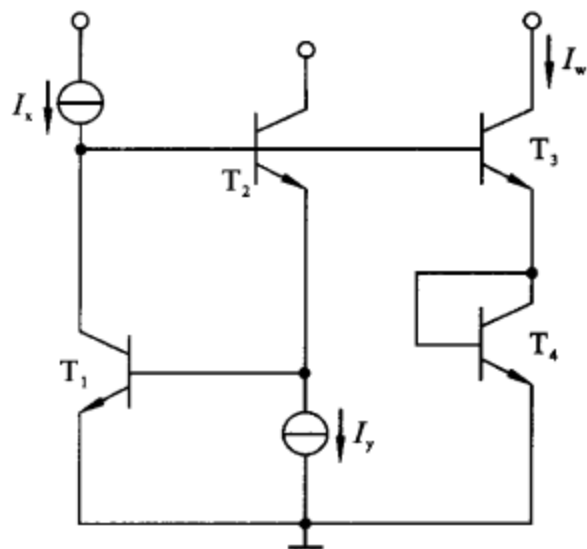


图 9.4 题 9.4 用图

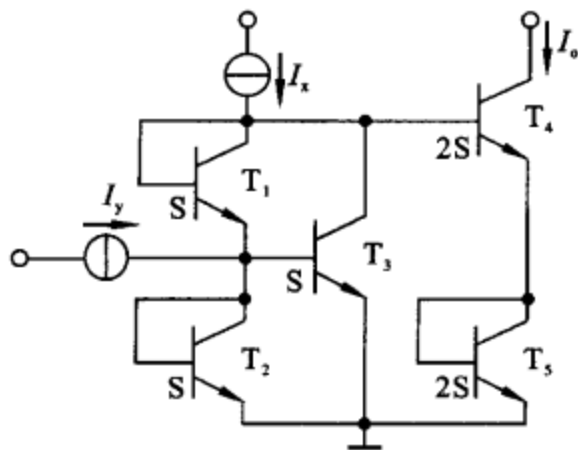


图 9.5 题 9.5 用图

解: 电路包含两个 TL 环。晶体管 T_2, T_3 的发射结组成一个环, 由于 T_2, T_3 的发射区面积相等。可知 $I_{C3} = I_{C2}$ 。

T_1, T_2, T_4, T_5 的发射结组成另一个环。其中顺时针方向为 T_4, T_5 的发射结, 逆时针方向为 T_1, T_2 的发射结。由于 T_4, T_5 的发射区面积是 T_1, T_2 发射区面积的 2 倍。可得

$$\frac{I_{C4}}{2} \cdot \frac{I_{C5}}{2} = I_{C1} \cdot I_{C2}$$

另外: $I_{C1} = I_x - I_{C3} = I_x - I_{C2}$

$$I_{C2} = I_{C1} + I_y$$

$$I_{C4} = I_{C5} = I_o$$

推导整理后得 $I_{C2} = \frac{I_x + I_y}{2}$

$$I_{C1} = \frac{I_x - I_y}{2}$$

$$I_o^2 = I_{C4} \cdot I_{C5} = 4 I_{C1} \cdot I_{C2} = I_x^2 - I_y^2$$

$$I_o = \sqrt{I_x^2 - I_y^2}$$

题 9.6 电路如图 9.6 所示, 常被电压运算放大器用做甲乙类互补输出级。用 TL 环路原理分析其工作特性。

解：电路中 T_1, T_2, T_3, T_4 组成一个环路。 I_B 是 T_3, T_4 的直流偏置电流， I_o 是输出电流。由 TL 原理可得

$$I_{C1} \cdot I_{C2} = I_{C3} \cdot I_{C4} = I_B^2$$

当 $I_o = 0$ 时，处于静态。其静态电流为：

$$I_{C1} = I_{C2} = I_B$$

当 $I_o \neq 0$ 时， T_1, T_2 处于动态。由电路看出：

$$I_{C2} = I_{C1} + I_o$$

对于 $I_o > 0$ 情况，可解出

$$I_{C1} = -\frac{1}{2}I_o + I_B \left[\left(\frac{I_o}{2I_B} \right)^2 + 1 \right]^{\frac{1}{2}}$$

$$I_{C2} = \frac{1}{2}I_o + I_B \left[\left(\frac{I_o}{2I_B} \right)^2 + 1 \right]^{\frac{1}{2}}$$

若信号很小， $|I_o| \ll I_B$ 。则上式化简为

$$I_{C1} = I_B - \frac{1}{2}I_o \quad I_{C2} = I_B + \frac{1}{2}I_o$$

电路此时处于甲类推挽工作状态。

若信号很大， $|I_o| \gg I_B$ 。则可得

$$I_{C1} \approx 0, I_{C2} \approx I_o$$

$$\text{或 } I_{C1} \approx -I_o, I_{C2} \approx 0$$

此时电路处于乙类工作状态。

题 9.7 六管四象限电流乘法器单元如图 9.7 所示。 T_1, T_2 接成二极管，其发射极的瞬时输入电流分别为 I_{x1}, I_{x2} ， T_1, T_2 的偏置电流之和为 I_A ， T_1, T_2 的差模输入电流为 $I_x = I_{x1} - I_{x2}$ 。 T_3 与 T_4, T_5 与 T_6 接成两组共射差分对管形式， T_3 与 T_4, T_5 与 T_6 两组对管的差模输入电流为 $I_y, I_y = I_{y1} - I_{y2}$ 。 T_3 与 T_4 对管的信号电流调制系数为 y_1, T_5 与 T_6 对管的信号电流调制系数为 y_2 。 $T_3 \sim T_6$ 的集电极交叉连接后产生电流 I_1, I_2 ，差模输出电流为 $I_o = I_1 - I_2$ ，其中 I_1, I_2 分别是 T_3 与 T_5, T_4 与 T_6 的集电极电流之和。分析该电路 I_o 与 I_x 和 I_y 的函数关系。

解：假设晶体管 $T_1 \sim T_6$ 是理想匹配的，发射区面积相等， β 值很大，基极电流引起的误差可以忽略。根据 TL 原理， T_1, T_2, T_3, T_4 组成的一个环路有下列关系式成立。即：

$$I_{C1} \cdot I_{C4} = I_{C2} \cdot I_{C3}$$

$$I_{x1} \cdot (1 - y_1) I_{y1} = I_{x2} \cdot y_1 I_{y1}$$

$$y_1 = \frac{I_{x1}}{I_{x1} + I_{x2}}$$

$$2y_1 - 1 = \frac{I_{x1} - I_{x2}}{I_{x1} + I_{x2}}$$

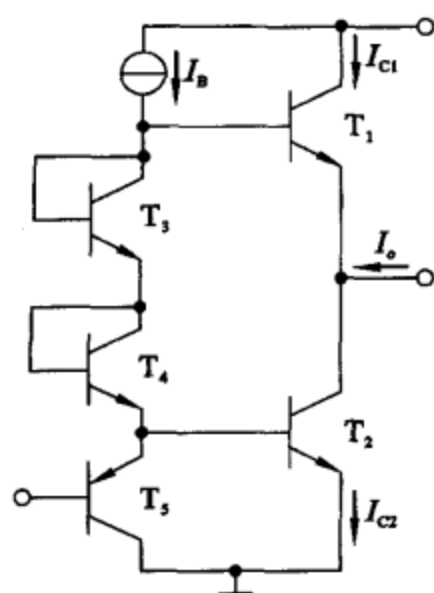


图 9.6 题 9.6 用图

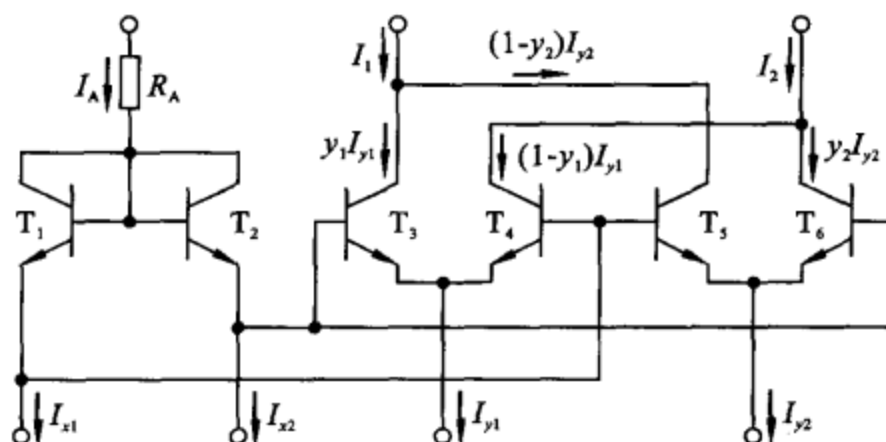


图 9.7 题 9.7 用图

由电路图知: $I_A = I_{x1} + I_{x2}$, T_3, T_4 的差模输出电流分量为

$$I_{C3} - I_{C4} = y_1 I_{y1} - (1 - y_1) I_{y1} = (2y_1 - 1) I_{y1} = \frac{I_{x1} - I_{x2}}{I_A} \cdot I_{y1}$$

同理, T_1, T_2, T_5, T_6 组成另一个环。有

$$I_{C1} \cdot I_{C5} = I_{C2} \cdot I_{C6}, \quad I_{x1} \cdot (1 - y_2) I_{y2} = I_{x2} \cdot y_2 I_{y2}$$

$$y_2 = \frac{I_{x1}}{I_{x1} + I_{x2}}, \quad 2y_2 - 1 = \frac{I_{x1} - I_{x2}}{I_{x1} + I_{x2}}$$

$$I_{C5} - I_{C6} = (1 - y_2) I_{y2} - y_2 I_{y2} = -(2y_2 - 1) I_{y2} = -\frac{I_{x1} - I_{x2}}{I_A} \cdot I_{y2}$$

由

$$\begin{aligned} I_o &= I_1 - I_2 = (I_{C3} + I_{C5}) - (I_{C4} + I_{C6}) = \\ &= (I_{C3} - I_{C4}) + (I_{C5} - I_{C6}) = \\ &= \frac{I_{x1} - I_{x2}}{I_A} \cdot (I_{y1} - I_{y2}) = \\ &= \frac{I_x \cdot I_y}{I_A} \end{aligned}$$

由于 I_x 和 I_y 均可变换极性, 该电路是 TL 组成的四象限电流乘法器。

题 9.8 CC II₊ 的电压模式二阶滤波器的通用结构如图 9.8 所示。根据 CC II 端口特性, 写出该电路电压传输函数的表达式。(式中 $Y_1 \sim Y_4$ 为导纳)

解: 根据 CC II 的端口特性关系式, 可列出如下方程:

$$u_i Y_1 = u_A Y_2$$

$$u_A Y_3 = u_o Y_4$$

由以上两式得到电压传输函数表达式:

$$\frac{u_o}{u_i} = \frac{Y_3 Y_1}{Y_4 Y_2}$$

分别选取 $Y_1 \sim Y_4$ 为不同性质的元件, 可设计出多种类型的二阶滤波器。

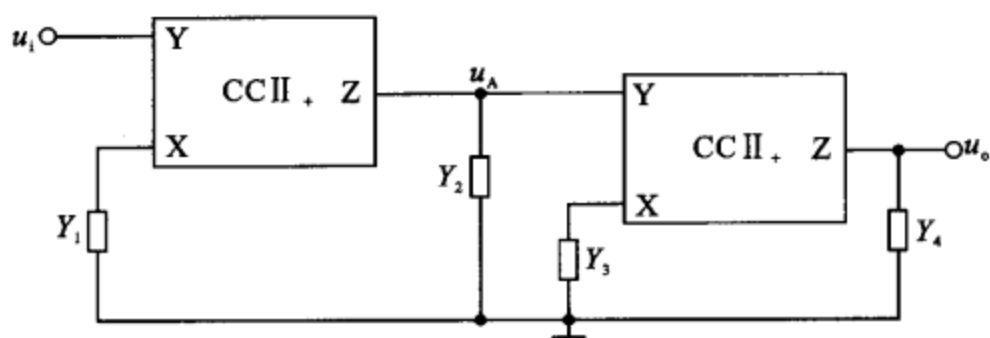


图 9.8 题 9.8 用图

题 9.9 CCII 和电阻 R 组成闭环结构的电压放大器, 电路如图 9.9 所示。写出该电路输出电压和电压增益的表达式。

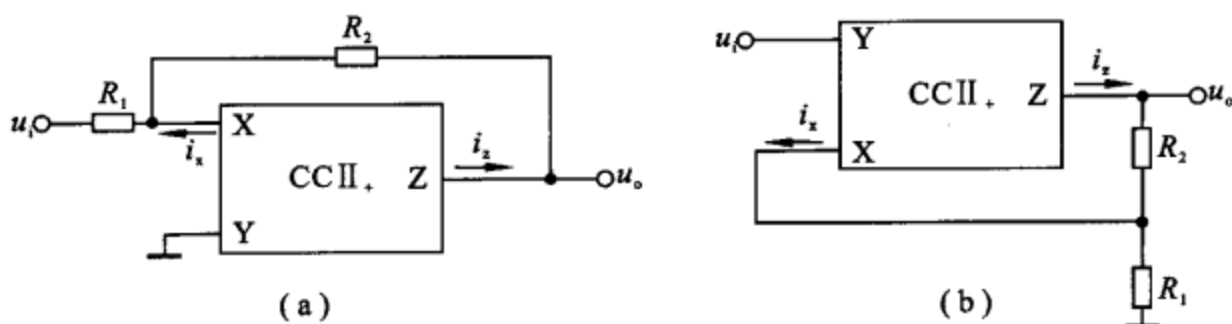


图 9.9 题 9.9 用图

解: 图 9.9(a):
$$u_o = -\frac{1}{2} \cdot \frac{R_2}{R_1} \cdot u_i, \quad A_u = \frac{u_o}{u_i} = -\frac{1}{2} \cdot \frac{R_2}{R_1}$$

图 9.9(b):
$$u_o = u_i + \frac{1}{2} \cdot \frac{R_2}{R_1} \cdot u_i, \quad A_u = \frac{u_o}{u_i} = 1 + \frac{1}{2} \cdot \frac{R_2}{R_1}$$

题 9.10 图 9.10 所示为用三个 OTA 构成的浮地回转器电路。设 $G_{m2} = G_{m3} = G_m$, 求两输入端之间的等效输入阻抗 Z_i 的表达式。

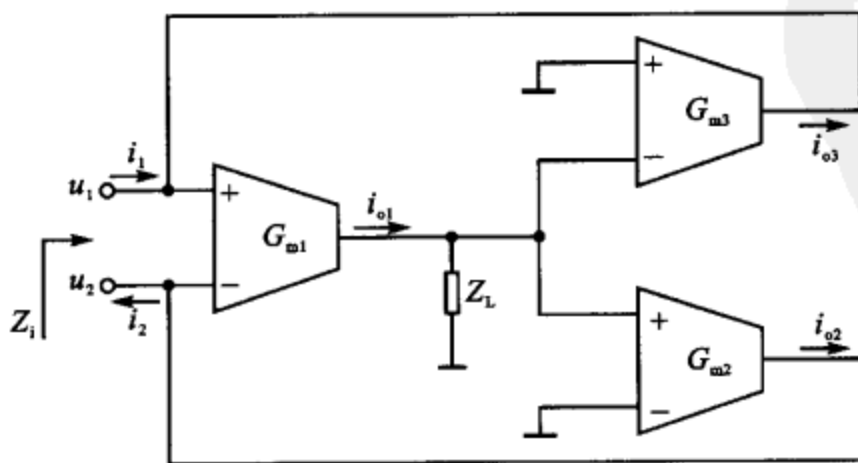


图 9.10 题 9.10 用图

解:

$$i_{o1} = G_{m1}(u_1 - u_2)$$

$$i_{o2} = G_m \cdot i_{o1} \cdot Z_L$$

$$i_{o3} = -G_m \cdot i_{o1} \cdot Z_L = -i_{o2}$$

$$i_1 = -i_{o3} = i_{o2}$$

$$i_2 = i_{o2} = i_1 = G_m \cdot G_{m1} \cdot (u_1 - u_2) \cdot Z_L$$

两输入端之间的等效输入阻抗为

$$Z_i = \frac{u_1 - u_2}{i_1} = \frac{1}{G_m \cdot G_{m1} \cdot Z_L}$$

上式表明: Z_i 是对 Z_L 的倒置变换。 Z_L 有一端接地, Z_i 两端都不接地, $\frac{1}{G_m \cdot G_{m1}}$ 是阻抗变换系数。

题 9.11 OTA 电压放大器和积分器分别如图 9.11(a), (b) 所示。已知 g_m , 写出输出电压的表达式。

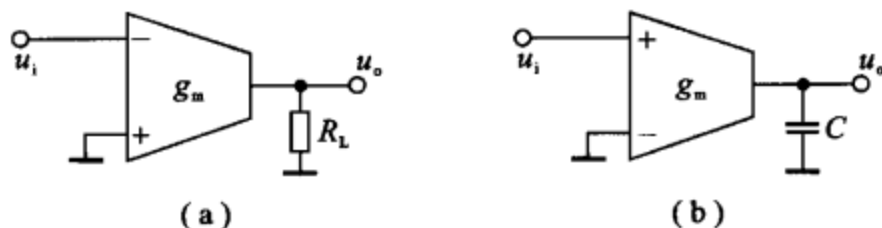


图 9.11 题 9.11 用图

解: 图 9.11(a): 为反相放大器。 $u_o = -g_m \cdot R_L \cdot u_i$ 。

图 9.11(b): 为同相积分放大器: $U_o(s) = I_o(s) \cdot \frac{1}{sC} = g_m \cdot \frac{1}{sC} \cdot U_i(s)$ 。

题 9.12 图 9.12 所示为一阶低通 OTA-C 滤波器, 写出电路电压传输函数的表达式。

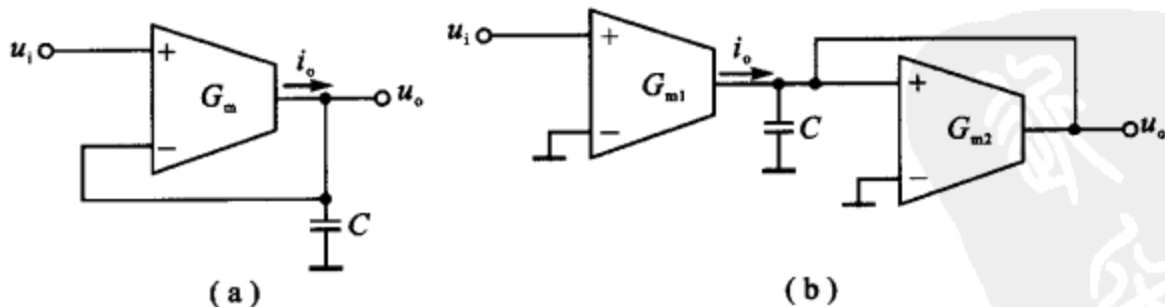


图 9.12 题 9.12 用图

解: 图 9.12(a): 同相输入理想积分器的输出端加一条反馈线连接到 OTA 的反相输入端, 构成一阶低通滤波器。

$$U_o(s) = \frac{1}{sC} \cdot I_o(s)$$

$$I_o(s) = [U_i(s) - U_o(s)] \cdot G_m$$

整理得

$$H(s) = \frac{U_o(s)}{U_i(s)} = \frac{G_m}{sC + G_m} = \frac{1}{1 + s \cdot \frac{C}{G_m}}$$

截止频率: $f_c = \frac{G_m}{2\pi C}$

图 9.12(b): 同相输入理想积分器的输出端并联一个接地模拟电阻, 可构成一阶低通滤波器。

$$I_o(s) = G_{m1} \cdot U_i(s)$$

$$U_o(s) = \frac{1}{sC + G_{m2}} \cdot I_o(s)$$

整理得

$$H(s) = \frac{U_o(s)}{U_i(s)} = \frac{\frac{G_{m1}}{G_{m2}}}{1 + s \cdot \frac{C}{G_{m2}}}$$

截止频率

$$f_c = \frac{G_{m2}}{2\pi C}$$

题 9.13 OTA 构成的接地 FDNR(频变负电阻)电路如图 9.13 所示。试求两输入端之间的等效输入阻抗 Z_i 的表达式。

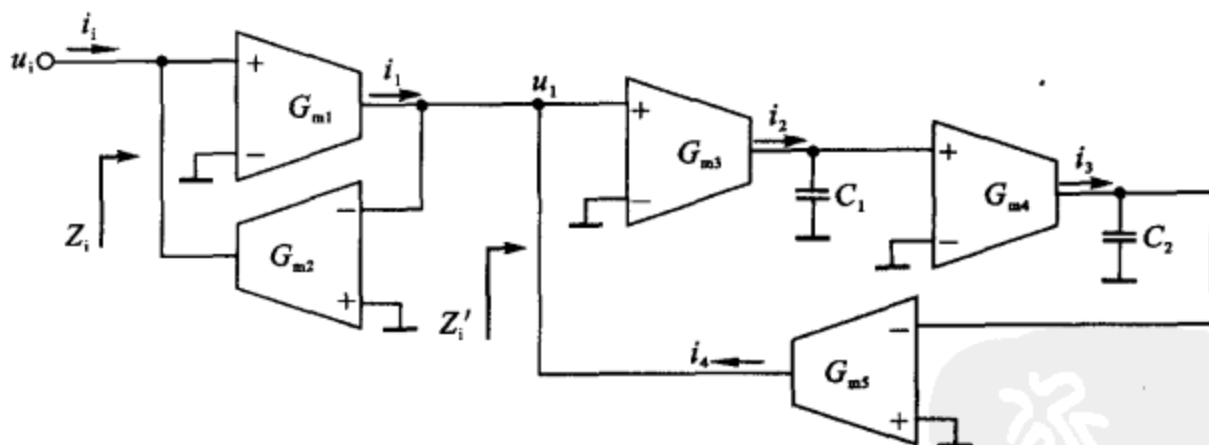


图 9.13 题 9.13 用图

解: G_{m1}, G_{m2} 组成接地回转器, G_{m3}, G_{m4}, G_{m5} 组成模拟超电感。

$$I_1(s) + I_4(s) = 0$$

$$I_2(s) = G_{m3} \cdot U_1(s)$$

$$I_3(s) = G_{m4} \cdot \frac{1}{sC_1} \cdot I_2(s)$$

$$I_4(s) = G_{m5} \cdot \frac{1}{sC_2} \cdot I_3(s)$$

所以

$$Z'_i(s) = \frac{U_1(s)}{I_1(s)} = \frac{s^2 C_1 C_2}{G_{m3} \cdot G_{m4} \cdot G_{m5}}$$

$Z'_i(s)$ 具有 s^2 阶次, 称作超电感。 G_{m1}, G_{m2} 组成接地回转器, 对 $Z'_i(s)$ 作倒置变换。

$$Z_i(s) = \frac{U_i(s)}{I_i(s)} = \frac{G_{m3} \cdot G_{m4} \cdot G_{m5}}{G_{m1} \cdot G_{m2} \cdot s^2 C_1 C_2} = \frac{1}{s^2 D}$$

$$D = \frac{C_1 C_2 G_{m1} \cdot G_{m2}}{G_{m3} \cdot G_{m4} \cdot G_{m5}}$$

$Z_i(s)$ 构成浮地频变负电阻。

题 9.14 图 9.14 为电流反馈运算放大器 AD811 构成的反相比例放大器, 求闭环增益 A_{uf} 及上限频率 f_H (设 $C_T = 5 \text{ pF}$)。

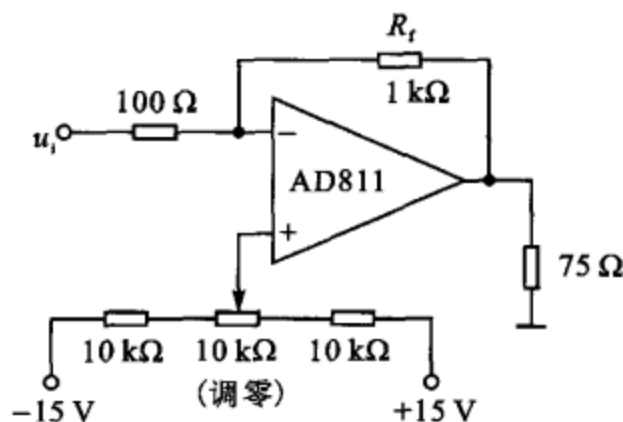


图 9.14 题 9.14 用图

解: 闭环直流特性:

$$I_n = \frac{u_i}{-100 \Omega} - \frac{u_o}{1 \text{ k}\Omega}$$

$$A_{uf} = \frac{u_o}{u_i} = -\frac{1 \text{ k}\Omega}{100 \Omega} = -10$$

闭环频率特性: 把 CFA 电路模型代入得: $R_{IN-} = 50 \Omega$

$$U_o(s) = U_z(s) = -\frac{I_n(s) \cdot R_T}{1 + sR_T \cdot C_T}$$

$$I_n(s) = -\frac{U_n(s)}{R_{IN-}}$$

$$U_n(s) = \frac{R_1 \parallel R_{IN-}}{R_f + R_1 \parallel R_{IN-}} U_o(s) + \frac{R_f \parallel R_{IN-}}{R_1 + R_f \parallel R_{IN-}} \cdot U_i(s)$$

$$A_{uf}(s) = \frac{U_o(s)}{U_i(s)} = \frac{-\frac{R_f}{R_1}}{1 + \left(1 + \frac{R_f}{R_1} + \frac{R_f}{R_{IN-}}\right) \frac{R_{IN-}}{R_T} + \left(1 + \frac{R_f}{R_1} + \frac{R_f}{R_{IN-}}\right) s C_T R_{IN-}}$$

式中 $-\frac{R_f}{R_1}$ 是直流闭环增益, R_T 典型值为 $3 \text{ M}\Omega$, $R_{IN-} \ll R_T$ 。

一般情况下满足

$$\left(1 + \frac{R_f}{R_1} + \frac{R_f}{R_{IN-}}\right) \frac{R_{IN-}}{R_T} \ll 1$$

则上式可简化为

$$A_{uf} = \frac{U_o(s)}{U_i(s)} = \frac{-\frac{R_f}{R_1}}{1 + s\left(R_f + R_{IN-} + \frac{R_f}{R_1}R_{IN-}\right)C_T}$$

当 $R_{IN-} \ll R_f$, $\frac{R_f}{R_1}$ 不高时, 满足 $R_f \gg \frac{R_{IN-} \cdot R_f}{R_1}$

近似地

$$A_{uf} = \frac{U_o(s)}{U_i(s)} \approx \frac{-\frac{R_f}{R_1}}{1 + sC_T \cdot R_f}$$

$$f_H = \frac{1}{2\pi C_T R_f} = \left(\frac{1}{2\pi \times 5 \times 10^{-12} \times 1 \times 10^3} \right) \text{ Hz} = 31.83 \text{ MHz}$$



参考文献

- [1] 王成华,王友仁,胡志忠. 现代电子技术基础(模拟部分). 北京:北京航空航天大学出版社,2005.
- [2] 陈大钦. 模拟电子技术基础问答·例题·试题. 武汉:华中理工大学出版社,1996.
- [3] 童诗白,何金茂. 电子技术基础试题汇编(模拟部分). 北京:高等教育出版社,1992.
- [4] 唐竞新. 模拟电子技术基础解题指南. 北京:清华大学出版社,1998.
- [5] 龚淑秋,李忠波. 电子技术试题题型解析及模拟题. 北京:机械工业出版社,1999.
- [6] 张畴先. 模拟电子技术常见题型解析及模拟题. 西安:西安工业大学出版社,1998.
- [7] 马积勋. 模拟电子技术重点难点及典型题精解. 西安:西安交通大学出版社,2001.
- [8] 王友仁,王成华. 电子线路基础教程——重点分析·例题解析·习题. 北京:科学出版社,2001.
- [9] 宋文涛,王汝君. 模拟电子线路习题精解. 北京:科学出版社,2003.
- [10] 闵锐,蒋榴英. 电子线路基础学习和解题指导. 西安:西安电子科技大学出版社,2004.
- [11] 吴金. 研究生入学考试要点、真题解析与模拟试卷(模拟电路与数字电路). 北京:电子工业出版社,2003.
- [12] 姚玉洁等. 模拟集成电路设计——电流模法. 北京:高等教育出版社,1996.
- [13] 张凤言. 电子电路基础——高性能模拟电路和电流模式技术. 北京:高等教育出版社,1995.
- [14] 孙肖子. 模拟电子技术基础教学指导书. 西安:西安电子科技大学出版社,2004.
- [15] 孙肖子. 电子线路辅导. 西安:西安电子科技大学出版社,2001.
- [16] 刘福太,张立民. 电子线路学习指导与习题详解. 北京:国防工业出版社,2002.
- [17] 张企民. 模拟电子技术解题题典. 西安:西北工业大学出版社,2003.
- [18] NEAMEN D A. Electronic Circuit Analysis and Design. Second Edition. 北京:清华大学出版社,2000.
- [19] RASHID M H. Microelectronic Circuits: Analysis and Design. 北京:科学出版社,2002.

[General Information]

书名=现代电子技术基础 模拟部分 解题指南

作者=王成华

页码=280

ISBN=280

SS号=12000041

dxNumber=000006189718

出版时间=2007

出版社=北京市：北京航空航天大学出版社

定价：28.00

试读地址=<http://book.szdnnet.org.cn/bookDetail.jsp?dxNumber=000006189718&d=6F9A7F5BA4B01DF6BC37BBEE33232436&fenlei=1816020133&sw=%CF%D6%B4%FA%B5%E7%D7%D3%BC%BC%CA%F5%BB%F9%B4%A1+%C4%A3%C4%E2%B2%BF%B7%D6+%BD%E2%CC%E2%D6%B8%C4%CF>

全文地址=<http://zdw.5read.com/image/ss2jpg.dll?did=b38&pid=FF179F9FED3E79B9EA30AC267D46DD694BF80B90A942CC2F4D6727C335920F6BA27C79A74880C541C1671EDFC4F4C7EAB264E18BD4F87855280FFD5CBE0C26AF82B804579A0911FE6C837FA67DAE8501E07F32B885CFFA56E1D60774581FA613672E585587A876A010B0EC8F6FBCD646CE82&jid=/>