

# 线性电子线路总结

## 课程特点：

工程性。

实际工程是要在满足基本性能指标的前提下，容许一定的误差范围，所以在电子电路的定量分析中，也容许存在一定误差范围，这样的计算称之为“估算”。

估算的意义在于：1. 忽略一些次要因素，从而可以使得主要因素更突出，也更能直观地发现各个主要参量的作用。2. 便于建立模型，并且把复杂的模型进行简化，并且根据不同条件，以电子元器件的特性(比如把一个有源元件或其搭成的电路看成一个黑盒子，从输入输出特性来建立模型)为基础进行线性化，从而使得我们可以不借助计算机就能进行定量计算。3. 在一定程度上简化计算(半定量半定性)。比如在研究基本放大电路的低频响应时，我们对于多个耦合电容和旁路电容，对于回路近似独立的情况下，单独分析每个电容的影响，既使得计算更简便，避免在系统函数中出现高阶零极点(这样的话还要将其变化为高通标准型，比较麻烦)，同时，也能直观地看出每个电容的影响，从而得到结论，对于共射电路，射极旁路电容的影响比较大，如果有多个电容可以选择，应该把最大的电容放在这里。

估算的意义也是电子电路的魅力所在，但这也给我们学习带来一定的难度，究竟什么时候要忽略，忽略什么，为什么这里忽略了这个量，而在另一个电路同样的参量就没有被忽略(如BJT的等效模型中的 $rc'$ )等等。

1. 忽略某个量。对于这一点，我的想法是，既然要忽略，那么就说明这个量在和与它地位等同的量比较的时候，被忽略掉，那就要找和它地位等同的量究竟是谁，然后再比较他们的关系。比如分压式偏置电路的直流分析中，我们常规的思路是进行戴维南等效，从而建立基极回路方程，然后就可以求解出各个直流参量，从而确定静态工作点。而有的时候，会直接将基极电位用分压电位代替，那这时候可能会有疑问，为什么这么做，什么时候可以这么做？而进行计算分析后可以发现，实际上是忽略了基极电流在戴维南等效后的电阻上的分压，那这个时候，和这个电阻地位等效的是 $(1+\beta)R_e$ ，所以如果这个等效电阻足够小，可以将其忽略(其实这个时候就相当于认为戴维南等效的结果是理想电压源)。类似的，BJT等效模型的 $rc'$ ，和它地位等同的就是 $R_c$ 或者 $RL'$ ，那这个时候就要比较它们的大小关系，对于一般的负载远小于这个电阻，所以并联后这个电阻可以被忽略，但是如果负载电阻很大(比如有源负载情况)二者可比，那这个时候就不能忽略了。

2. 忽略某个量的变化。比如晶体管的参数 $\beta$ ，在一般的分析场合，我们认为直流 $\beta$ 和交流 $\beta$ 相同，而且是常量。但是如果在研究温度敏感性问题，或者高频响应的时候，这时就不能认为 $\beta$ 是常量，它的变化就不能被忽略。其实这就是根据研究问题的条件决定的。

3. 不同条件下的等效模型。所谓等效实际就是在一定条件下，根据对象的特点建立模型以简化分析。所以，在近似分析的时候，要看清条件，使用符合条件的等效模型。

## 课程的体系：

这门课要研究的是模拟电子电路的分析综合，而对于模拟电子电路，放大是其最基本的功能，也是最常用的功能，大多数电路中都会有放大电路部分，所以，我们主要要研究放大电路。

电子学的放大，其本质是能量的转换，即把直流电源的能量转化为和信号相关的能量，所以放大电路就是要完成这个功能。而我们在电路理论中遇到的电阻电容电感等元件不具有这种功能，所以我们要引入新的元件，即能实现能量转化功能的元件(我们称其为有源元件)

——晶体三极管和场效应管。

这样的话，总的来讲，我们要研究放大电路，实际它的组成就是三部分，直流电源，信号源，放大器。由于我们这门课主要研究电子电路中的线性部分，所以信号源不作为研究对象，这样，我们要研究的就是直流电源和放大器。在我们的教材第二章实际上是在研究直流电源的组成(变压器变压→整流→滤波→稳压)，而后面几章就是在研究放大电路。

放大电路部分，我们先研究有源元件的结构，物理组成，从而研究放大原理以及需要提供的条件(偏置)。最初遇到这一部分会有些迷茫，不知道学物理结构的意义所在，因为习题中也不会出现，不清楚会怎样考察。后来发现，实际上这一部分我们掌握其内部结构，便于我们理解放大原理，以及其输入输出特性，比如为什么 CE 电压增大输入特性右移，而增大到一定程度移动就不明显，可以用一条曲线代替，又比如，为什么 BJT 等效模型有基区体电阻，为什么没有发射区体电阻，集电区体电阻？等等。而理解了物理结构和放大原理后，我们的研究思路就是，把有源元件看成一个黑盒子，然后从输入输出特性建立等效模型，进行分析。

这一部分的解题思路就是，首先进行静态分析，无论题目是否要求(除非已经提供静态参数)，这个分析方法的前提是假设工作在放大状态，然后分析后检验。确认工作在放大状态并且得到必要参数后，才可以进行动态分析。(先有意义后求量)动态分析就是根据条件，找到合适的等效模型，然后把管子用模型代替，然后就可以用电路理论知识进行分析。

一个难点在于，Q 点的重要性。Q 点虽然是从是否失真的角度提出，但 Q 点影响了很多动态参数。比如交流小信号模型中的电阻就是受射极静态电流影响，从而增益，输入阻抗等等都受到影响，极端的情况如果 Q 点非常靠近失真区，在截至或饱和情况，再用放大的模型研究就不合适了。

电子电路和电路原理中遇到的电路没有本质区别，只是引入了半导体元件，即非线性元件。所以电子电路的分析过程实际上是找出非线性元件在不同条件(直流，交流低频、中频、高频)下用线性元件组成的等效电路(受控源等等)。在分析中的步骤一般也是把直流和交流分开，交流中频和低频高频分开，逐步分析。重点就是在于非线性元件在不同条件下的等效模型。常见的：二极管：直流(电源+理想二极管 或者折线模型)，交流(动态电阻) 稳压管 直流(电压源) 交流(动态电阻) 电流源电路 交流(大电阻)

## 怎么学：

1. 掌握基本概念，基本电路以及基本的分析方法。比如输入输出电阻，掌握其定义以及求解方法，此外还要理解其意义，即引入这个参量的目的(表征放大电路之间或放大电路与信号源或放大电路与负载的连接关系)；基本共射电路，静态工作点设置方法，动态等效模型与分析方法；引入反馈的电路的分析等等。

2. 辩证地看待电子电路问题。电子学中的表达式不能单纯地按照数学关系来理解与思考，比如原理型共射电路的电压增益，从公式上看可以通过增大  $\beta$ ，增大  $R_L$ ，减小  $h_{ie}$  来达到目的。但是， $\beta$  增大时， $h_{ie}$  也会增大，另外， $\beta$  大的管子一般通过基区做的更薄来实现，这样导致，基区体电阻增大， $h_{ie}$  中的  $r_b$  增大，从而  $h_{ie}$  增大。所以，怎样调整更有效不能只从数学表达式出发，而是要用电子学的观点来思考问题。

3. 注重电路理论中的方法的应用。比如戴维南等效，以及各种用来求解电路参数的方法，比如开路电压短路电流、外加电压求电流等方法用来求解输入输出电阻。

4. 多思考“为什么”。很多电子学的问题需要深入思考为什么，才能有更好的理解。掌握了一些基本的设计的理念对于理解分析方法以及解题会有一定的帮助。

比如，对于分压式偏置的静态分析，我们分析的方法是利用戴维南等效得到清晰的基极回路方程，从而求解。实际上，我认为，这个要从设计角度出发来理解。首先，我们通过对

于BJT的分析,得到输入输出特性,以及得到其工作在放大状态的合适外部偏置,即发射结正偏,集电结反偏。这样,我们直观的想法应该是,发射结加一个合适的电源电压,集电结加一个合适的电源电压(这个就是戴维南等效后的电路形式)。然而这时候,我们一个简单的单管电路要用两个电源,显然不合适(毕竟直流电源不是简简单单就能得到的,一系列整流滤波稳压等等),我们想,那怎样能用一个电源来实现目的呢。于是我们想到,可以利用基极电流小的特点,将电源在电阻上的分压近似为基极的偏置电压(等效的戴维南电压),再取合适的集电极电阻就可以实现。

再比如,为什么共射电路集电极要串联电阻,而共集电路可以不用呢?集电极串联电阻的目的实际上是把变化的集电极电流转化成变化的电压,从而负载可以获得变化的电压,即实现电压放大,而如果不需要在集电极得到变化电压时,则可以不用串联电阻。

## 知识点总结

### 常用半导体器件(半导体二极管,晶体三极管,场效应管)

本章的重点是二极管和稳压管的伏安特性和主要参数,晶体管的共射输入特性、输出特性和主要参数,以及场效应管的转移特性、输出特性和主要参数;即常用半导体器件的外特性及其主要参数。了解它们内部载流子的运动是为了更好地理解它们的工作原理。

- 本征半导体:纯净的晶体半导体。
- 共价键:晶体中的原子排列成整齐的点阵,相邻原子的最外层电子成为共用电子,称之为共价键。
- 自由电子与空穴:在热激发下,价电子挣脱共价键的束缚变为具有较高能量的电子,称为自由电子;在共价键中留下的空位置称为空穴。
- 载流子:能够运载电荷的粒子称为载流子。自由电子和空穴均为载流子,自由电子带负电,空穴带正电;在外加电压时,它们产生方向相反的定向移动,形成电流。当环境温度升高时,热运动加剧,本征半导体中载流子的浓度升高,因而导电性能增强。
- 复合:自由电子在运动过程中与空穴相遇而填补空穴,使二者同时消失,称为复合。
- N型半导体和P型半导体:通过扩散工艺,在本征半导体中掺入五价元素就形成N型半导体,自由电子为其多数载流子;掺入三价元素就形成P型半导体,空穴为其多数载流子。杂质半导体主要靠多数载流子导电,因而控制掺入杂质的多少就可有效地改变其导电性,即实现了导电性能的可控性。
- 扩散运动、漂移运动和PN结:将两种杂质半导体制作在同一个硅片(或锗片)时,在它们的交界面处,载流子有两种有序的运动,因浓度差而产生的运动称为扩散运动,因电位差而产生的运动称为漂移运动。当两种运动达到动态平衡时,就形成了PN结。PN结具有单向导电性,加正向电压(或称正向偏置、正向接法)导通,加反向电压(或称反向偏置,反向接法)截止。
- PN结的电容效应:空间电荷区宽窄变化所等效的电容称为势垒电容,

扩散运动区域内载流子浓度变化所等效的电容称为扩散电容,PN结的等效电容等于它们之和。

将PN结封装并引出两个电极,就构成半导体二极管。

### 一、普通二极管

二极管的伏安特性  $i=f(u)$  如图 1.1.1 所示。当二极管所加正向电压大于开启电压  $U_{on}$  时,导通;当所加反向电压较小时,随  $u$  数值的增大反向电流逐渐增大,而当  $u$  的数值足够大时反向电流基本不变,称为反向饱和电流  $I_s$ ,由于  $I_s$  很小,可认为二极管截止。 $U_{(BR)}$  为击穿电压,不同型号二极管的击穿电压差别很大,从几十伏到几千伏。在温度升高时,二极管正向特性左移,即在电流不变的情况下端电压减小;反向特性下移, $I_s$  增大,击穿电压变小。

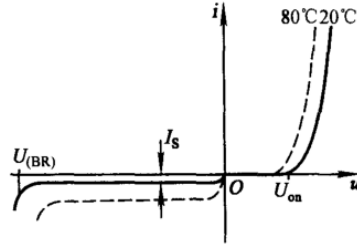


图 1.1.1 二极管的伏安特性

不同材料二极管的开启电压、导通电压和反向饱和电流如表 1.1.1 所示。

表 1.1.1 两种材料二极管比较

材 料	开启电压 $U_{on}/V$	导通电压 $U/V$	反向饱和电流 $I_s/\mu A$
硅(Si)	$\approx 0.5$	0.6~0.8	$< 0.1$
锗(Ge)	$\approx 0.1$	0.1~0.3	几十

二极管的伏安特性可近似用 PN 结的电流方程来描述,为

$$i = I_s(e^{\frac{u}{U_T}} - 1) \quad (1.1.1)$$

式中  $I_s$  为反向饱和电流, $U_T$  为温度的电压当量,在温度为 300 K 时,约为 26 mV。式(1.1.1)可写成

$$\begin{cases} i \approx I_s e^{\frac{u}{U_T}} & (u > 0 \text{ 且 } u \gg U_T) \\ i \approx -I_s & (u < 0 \text{ 且 } |u| \gg U_T) \end{cases} \quad (1.1.2)$$

表明二极管的正向特性为指数曲线,反向特性在反向电压足够大时为横轴的平行线。

最大整流电流  $I_F$ 、最高反向工作电流  $U_R$ 、反向电流  $I_R$  和最高工作频率  $f_M$  是二极管的主要参数。 $I_F$  为流过二极管的最大平均电流, $U_R$  是二极管工作时能够承受的最大反向电压的瞬时值, $f_M$  与结电容密切相关。

### 二、稳压二极管

稳压二极管的伏安特性如图 1.1.2 所示。图中  $U_z$  为稳定电压, $I_z$  为稳定电流,是稳压管进入稳压区的最小电流; $I_{zM}$  为最大稳定电流,超过此值稳压管将因功耗过大而损坏,最大功耗  $P_{zM} = I_{zM} U_z$ ;稳压管的反向电流变化时稳定电压稍有变化,动态电阻描述这种变化关系,等于端电压变化量与电流变化量之比,即  $\Delta U_z / \Delta I_z$ 。

稳压管电路中必须有一个限流电阻使稳压管中电流大于  $I_z$  以确保其工作在稳压状态,小于  $I_{zM}$  以确保其不损坏。

此外,利用发光材料可制成发光二极管,利用 PN 结的光敏性可制成光电二极管。

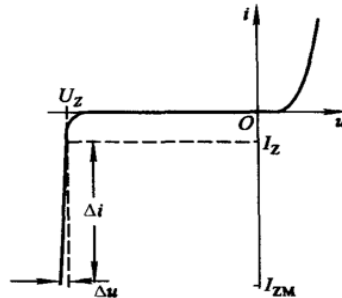


图 1.1.2 稳压管的伏安特性

## 一、半导体三极管(BJT)

1. BJT 是由两个 PN 结组成的有源器件,分为 PNP 和 NPN 两种类型。
2. BJT 的三端分别称为发射极 e、基极 b 和集电极 c。BJT 的放大作用要求其内部结构特点是发射区重掺杂、基区轻掺杂宽度很窄、集电结面积较大。
3. BJT 电流分配关系:  $I_E = \alpha I_C, I_C = \beta I_B, I_E = I_C + I_B = (1 + \beta) I_B$
4. 两种电流放大系数关系:  $\beta = \frac{\alpha}{1 - \alpha}, \alpha = \frac{\beta}{1 + \beta}$
5. 两种极间反向电流关系:  $I_{CEO} = (1 + \beta) I_{CBO}$
6. 四种反向击穿电压关系:  $V_{(BR)CBO} > V_{(BR)CES} > V_{(BR)CER} > V_{(BR)CEO}$

## 二、图解分析法和小信号模型分析法

1. 静态工作点计算公式  $I_{BQ} = \frac{V_{CC} - V_{BEQ}}{R_b} \approx \frac{V_{CC}}{R_b}$   
 $I_{CQ} = \beta I_{BQ} + I_{CEQ} \approx \beta I_{BQ}$   
 $V_{CEQ} = V_{CC} - I_{CQ} R_c$

2. 工作点的稳定性:  $\beta$ : 正温度系数  $\beta(t_2) = \beta(t_1)[1 + (t_2 - t_1) \times 0.5\%/^{\circ}\text{C}]$

$V_{BE}$ : 负温度系数  $V_{BE}(t_2) = V_{BE}(t_1) - (t_2 - t_1) \times 0.002 \text{ V}/^{\circ}\text{C}$

3. 小信号等效模型如右图 4-1 所示

$$r_{be} = r_b + (1 + \beta)r_e \approx 200 \Omega + (1 + \beta) \frac{V_T(\text{mV})}{I_E(\text{mA})}$$

$$i_c = \beta i_b$$

4. BJT 输出特性三个区的划分及特点

对于 NPN 型,如表 4-1。

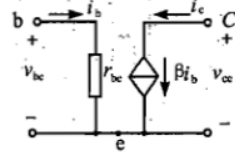


图 4-1

表 4-1

	条件	各结偏置	特点
截止区	$V_B < V_E, V_B < V_C$	E、C 结均反偏	$I_C \approx 0$
放大区	$V_C > V_B > V_E$	E 结正偏、C 结反偏	$I_C \approx \beta I_B$
饱和区	$V_B > V_E, V_B > V_C$	E、C 结均正偏	$V_{CE} = V_{CES}, I_C$ 基本不受 $I_B$ 的控制

对于 PNP 型如表 4-2。

表 4-2

	条件	各结偏置	特点
截止区	$V_B > V_E, V_B > V_C$	E、C 结均反偏	$I_C \approx 0$
放大区	$V_C < V_B < V_E$	E 结正偏、C 结反偏	$I_C \approx \beta I_B$
饱和区	$V_B < V_E, V_B < V_C$	E、C 结均正偏	$V_{CE} = V_{CES}, I_C$ 基本不受 $I_B$ 的控制

## 三、放大电路三种基本组态及其性能参数,如表 4-3

表 4-3

	共射极电路	共集电极电路	共基极电路
电路组态			

静态工作点	$I_{BQ} = V_{CC}/R_b$ $I_{CQ} = \beta I_{BQ}$ $V_{CEQ} = V_{CC} - I_{CQ}R_c$	$I_{BQ} = \frac{V_{CC}}{R_b + (1+\beta)R_e}$ $I_{CQ} = \beta I_{BQ}$ $V_{CEQ} \approx V_{CC} - I_{CQ}R_c$	$V_{BQ} = \frac{R_{b2}}{R_{b1} + R_{b2}}V_{CC}$ $I_{CQ} \approx I_{EQ} \approx \frac{V_{BQ}}{R_e}$ $I_{BQ} = I_{CQ}/\beta$ $V_{CEQ} = V_{CC} - I_{CQ}R_c - \frac{R_{b2}V_{CC}}{R_{b1} + R_{b2}}$
小信号等效电路			
$A_v$	$\frac{\beta R'_L}{r_{be}}$ (高)	$\frac{(1+\beta)R'_L}{r_{be} + (1+\beta)R'_L}$ (低)	$\frac{\beta R'_L}{r_{be}}$ (高)
$R_i$	$R_b \parallel r_{be}$	$R_b \parallel [r_{be} + (1+\beta)R'_L]$	$R_e \parallel \frac{r_{be}}{1+\beta}$
$R_o$	$R_c$ (高)	$R_e \parallel \frac{r_{be} + R'_s}{1+\beta}$ , $R'_s = R_b \parallel R_s$ (低)	$R_c$ (高)
用途	多级放大电路的中间级	输入级、输出级或缓冲级	高频或宽频带电路及恒流源电路

### 一、场效应管

1. BJT 是电流控制双极型器件, 有两种载流子参与导电; FET 是电压控制单极型器件, 只有一种载流子参与导电. FET 三个极分别是栅极 g、源极 s 和漏极 d, 分别对应于 BJT 的基极 b、射极 e 和集电极 c.

2. FET 包括结型场效应管 JFET 和金属-氧化物-半导体场效应管 MOSFET 两种. JFET 分为 N 沟道和 P 沟道两种; MOSFET 也分为 N 沟道和 P 沟道两种, 每一种又可分为增强型和耗尽型两种.

3. JFET、N 沟道 MOSFET 转移特性, 如图 5-1 所示.

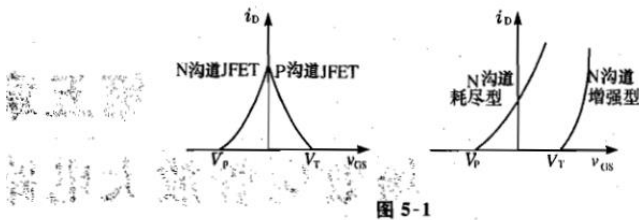


图 5-1

$i_D$  方向为实际电流方向

P 沟道 MOSFET 与 N 沟道 MOSFET 关于纵轴对称

4. FET 输出特性三个区: I 可变电阻区, II 饱和区(恒流区/线性放大区), III 击穿区对于沟道 FET: I 区条件;  $v_{DS} < v_{GS} < V_P$  II 区条件;  $V_{DS} > V_{GS} > V_P$

5. 夹断电压  $V_P = v_{GS} |_{i_D=0}$

6. 跨导  $g_m = -\frac{2I_{DSS}(1 - \frac{v_{GS}}{V_P})}{V_P}$  (当  $V_P \leq v_{GS} \leq 0$  时)

7. 电流公式

$$\text{JFET: } i_D = I_{DSS} \left(1 - \frac{v_{GS}}{V_P}\right)^2 \text{ (当 } V_P \leq v_{GS} \leq 0 \text{ 时)}$$

$$\text{MOSFET: } i_D = I_{D0} \left(\frac{v_{GS}}{V_T} - 1\right)^2 \text{ (} v_{GS} > V_T \text{)}$$

式中  $I_{D0}$  是  $v_{GS} = 2V_T$  时的  $i_D$  值

## 二、场效应管放大电路

### 1. 基本放大电路及特点见表 5-1

表 5-1

	反向电压放大器	电压跟随器	电流跟随器
典型电路	共射极电路(CE) 共源极电路(CS)	共集电极电路(CC) 共漏极电路(CD)	共基极电路(CB) 共栅极电路(CG)
特性	$A_v$ 高, $R_i$ 和 $R_o$ 均较大, 存在米勒效应, 频带窄	$R_i$ 高, $R_o$ 低, $A_v$ 略小于 1, 同相输出	$R_i$ 小, 输入电容小, $A_v$ 和 $A_i$ 略小于 1, 频带宽
用途	用于中间级	阻抗变换, 用于输入, 输入或缓冲级	高频宽带电路

### 2. 共源(CS)电路的性能指标

$$A_v = -g_m(R_d // r_d) \approx -g_m R_d$$

$$R_i = R_g^* = R_{g3} + (R_{g1} // R_{g2})$$

$$R_o = R_d // r_d$$

### 3. 共漏(CD)电路的性能指标

$$A_v = \frac{g_m R}{1 + g_m R}$$

$$R_i = R_g^* = R_{g3} + (R_{g1} // R_{g2})$$

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

## 基本放大电路

本章的重点是双极型晶体管和单极型晶体管基本放大电路的组成、工作原理、动态参数和性能特点, 以及放大电路静态工作点和动态参数的一般分析方法。

### 一、放大的概念

在电子电路中, 放大的对象是变化量, 测试信号常用正弦波。放大的本质是能量的控制和转换, 即在输入信号的作用下, 通过有源元件(如晶体管或场效应管)使负载从直流电源中获得大于输入电压的输出电压, 或者大于输入电流的输出电流, 或者二者兼而有之。可见, 负载上获得的能量比信号源向放大电路提供的能量大, 因此放大的特征是功率放大。

放大的前提是不失真, 换言之, 如果电路输出波形产生失真便谈不上放大。

### 二、静态工作点与失真

放大电路的核心元件是有源元件, 即晶体管(或场效应管)。因晶体管截止而产生的失真为截止失真, 因晶体管饱和而产生的失真为饱和失真。在基本放大电路中, 只有在信号的任意时刻晶体管都工作在放大区或场效应管都工作在恒流区, 输出电压才不会失真。为此, 放大电路必须设置静态工作点  $Q$ 。当输入信号为零时, 晶体管和场效应管各电极间的电流与电压称为  $Q$  点。对于晶体管,  $Q$  点包括基极电流  $I_{BQ}$ 、集电极(或发射极)电流  $I_{CQ}$ (或  $I_{EQ}$ )、 $b-e$  间电压  $U_{BEQ}$  和管压降  $U_{CEQ}$ ; 对于场效应管,  $Q$  点包括栅-源电压  $U_{GSQ}$ 、漏极电流  $I_{DQ}$  和管压降  $U_{DSQ}$ 。

当有电压信号输入时, 在放大管的输入回路产生动态信号, 并负载在静态之

上,输出回路电流随之产生相应的变化,再由电阻转换成电压的变化,从而实现了电压放大。

### 三、放大电路的性能指标

若将放大电路看成一个黑盒子,且输入电压和电流分别为  $\dot{U}_i$ 、 $\dot{I}_i$ ,输出电压和电流分别为  $\dot{U}_o$ 、 $\dot{I}_o$ ,如图 2.1.1 所示,则电压放大倍数、电流放大倍数、电压-电流放大倍数和电流-电压放大倍数分别为

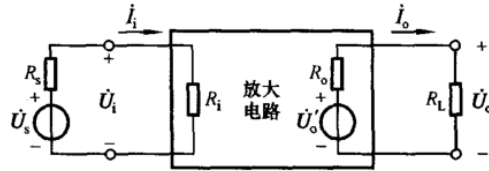


图 2.1.1 放大电路示意图

$$\dot{A}_u = \frac{\dot{U}_o}{\dot{U}_i} \quad \dot{A}_i = \frac{\dot{I}_o}{\dot{I}_i} \quad \dot{A}_{u_i} = \frac{\dot{U}_o}{\dot{I}_i} \quad \dot{A}_{i_u} = \frac{\dot{I}_o}{\dot{U}_i} \quad (2.1.1)$$

本章着重研究电压放大倍数  $\dot{A}_u$ 。

输入电阻  $R_i$  是从放大电路的输入端口看进去的等效电阻,反映放大电路从信号源索取电流的大小。

$$R_i = \frac{U_i}{I_i} \quad (2.1.2)$$

从放大电路输出端口看进去等效成有内阻的信号源,输出电阻  $R_o$  就是这个内阻,说明放大电路的带负载能力。若空载时输出电压为  $\dot{U}_\infty$ ,带上负载电阻  $R_L$  后输出电压为  $\dot{U}_o$ ,则  $R_o$  为

$$R_o = \left( \frac{\dot{U}_\infty}{\dot{U}_o} - 1 \right) R_L \quad (2.1.3)$$

还可用另一种分析方法,即令信号源电压为零,在输出端加正弦波电压  $U_o$  (有效值),从而产生电流  $I_o$  (有效值),则

$$R_o = \frac{U_o}{I_o} \quad (2.1.4)$$

放大电路能够输出的不失真的最大电压,称为最大不失真输出电压,通常用有效值表示。

组成放大电路的基本原则为:

- (1) 根据所用的放大管的特性选择供电电源的数值和极性。
- (2) 选择合适的电阻阻值,与直流电源相配合建立合适的静态工作点,保证在输入信号的最大幅值下晶体管工作在放大区,场效应管工作在恒流区,即保证电路不失真。

(3) 输入信号应能够有效地作用于晶体管的 b-e 回路或场效应管的 g-s 回路;输出信号能够作用于负载之上;动态信号传递通畅,没有被短路和断路的地方。

## 放大电路的分析方法



放大电路的分析应遵循“先静态、后动态”的顺序,在已知静态工作点合适的基础上,再分析动态才有意义。应当指出,Q点不但影响电路的输出是否失真,而且与大多数动态参数密切相关。

### 一、放大电路的直流通路和交流通路

从基本放大电路的工作原理可知,在放大电路中交流量(变化量)和直流量往往共存,由于电容和电感的存在,直流量流经的通路和交流量流经的通路不同,为方便分析,引入直流通路和交流通路。

在直流电源作用下直流量所流经的通路为直流通路,电路中的电容开路,电感因线圈阻值很小而视为短路;信号源短路,但要保留其内阻。在输入信号作用下动态量所流经的通路为交流通路,因而电路中的容量大的电容(如耦合电容、旁路电容)和内阻为零的直流电源可视为短路。直流通路用于分析静态工作点,交流通路用于分析动态参数。

### 二、放大电路的静态分析

在分析放大电路的静态工作点时,首先要画出直流通路,然后通过估算法或图解法求出Q点。

#### 1. 估算法

在估算法中,认为晶体管的b-e间电压为已知量,常取硅管的 $U_{BEQ}$ 为0.7V,锗管的 $U_{BEQ}$ 为0.2V;集电极电流仅决定于基极电流, $I_{CQ} = \beta I_{BQ}$ ;即认为晶体管的直流模型如图2.1.2所示,图中二极管为理想二极管,它只表示电流的流向,导通时压降为零。

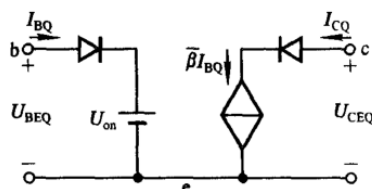


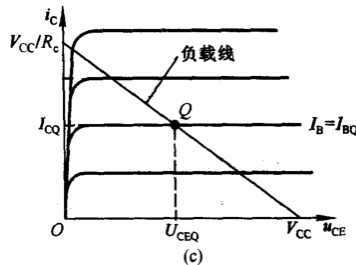
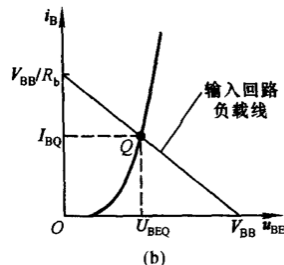
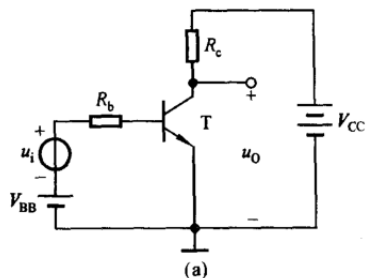
图 2.1.2 晶体管的直流模型

利用估算法求解静态工作点时,应首先画出放大电路的直流通路,然后列回路方程,并将 $I_{CQ} = \beta I_{BQ}$ 代入,解方程即可。

#### 2. 图解法

在实测放大电路中晶体管输入、输出特性曲线的前提下,可用图解法求解静态工作点。

对于图2.1.3(a)所示共射放大电路,首先在输入特性坐标系中作输入回路负载线,与输入特性曲线的交点就是Q点,如图(b)所示,读其坐标值,得出 $I_{BQ}$ 和 $U_{BEQ}$ ;然后在输出特性坐标系中作输出回路负载线,它与 $I_B = I_{BQ}$ 的那条输出特性曲线的交点就是Q点,如图(c)所示,读出坐标值,即为 $I_{CQ}$ 和 $U_{CEQ}$ 。图解法可以直观地描述出Q点在输出特性坐标系中的位置。如果实测特性曲线和作图都比较准确,所得结果应比较符合实际情况。



### 三、放大电路的动态分析

放大电路的动态分析就是求解各动态参数和分析输出波形。通常,利用等效电路法求解 $\dot{A}_u$ 、 $R_i$ 和 $R_o$ ,利用图解法分析 $U_{om}$ 和失真情况。

#### 1. 双极型管和单极型管的h参数等效模型

$h$ 参数等效模型是适于低频小信号的模型,双极型管和单极型管简化的 $h$

参数等效模型及其参数来源如表 2.1.1 所示。

表 2.1.1 双极型管和单极型管的简化  $h$  参数等效模型

放大管	低频小信号模型	参数来源
双极型管 (NPN 和 PNP 管)		1. 实测 $\beta$ 2. $r_{be} = r_{bb'} + (1 + \beta) \frac{26 \text{ mV}}{I_{EQ}}$
单极型管 (结型、绝缘栅型场效应管)		1. N 沟道结型管的 $g_m = \frac{2}{U_{GS(off)}} \sqrt{I_{DSS} I_{DQ}}$ 2. N 沟道增强型 MOS 的 $g_m = \frac{2}{U_{GS(th)}} \sqrt{I_{DQ} I_{DQ}}$

### 2. 求解 $\dot{A}_u$ 、 $R_i$ 和 $R_o$ 的方法和步骤

在利用等效电路法求解  $\dot{A}_u$ 、 $R_i$  和  $R_o$  时,应首先画出放大电路的交流通路,并用晶体管简化的  $h$  参数等效模型取代其中的晶体管,从而得出交流等效电路;然后写出输入电压  $\dot{U}_i$  (或信号源电压  $\dot{U}_s$ ) 和输出电压  $\dot{U}_o$  的表达式,根据  $\dot{A}_u$  (或  $\dot{A}_{us}$ ) 的定义,利用  $\dot{I}_c = \beta \dot{I}_b$ , 描述出  $\dot{U}_o$  与  $\dot{U}_i$  (或  $\dot{U}_s$ ) 的关系,进而得出  $\dot{A}_u$  (或  $\dot{A}_{us}$ ) 的值;最后根据  $R_i$  和  $R_o$  的物理意义,观察交流等效电路,得出结论。

图 2.1.3(a) 所示基本共射放大电路的交流等效电路如图 2.1.4 所示,因而  $\dot{U}_i = \dot{I}_i (R_b + r_{be}) = \dot{I}_b (R_b + r_{be})$ ,  $\dot{U}_o = -\dot{I}_c R_c = -\beta \dot{I}_b R_c$ , 所以  $\dot{A}_u$ 、 $R_i$  和  $R_o$  为

$$\dot{A}_u = -\frac{\beta R_c}{R_b + r_{be}} \quad (2.1.5)$$

$$R_i = R_b + r_{be} \quad (2.1.6)$$

$$R_o = R_c \quad (2.1.7)$$

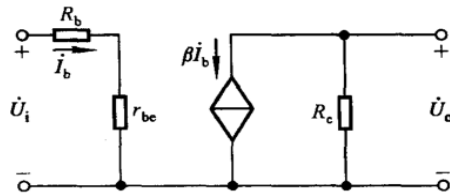


图 2.1.4 基本共射放大电路的交流等效电路

### 3. 求解最大不失真输出电压 $U_{om}$ 的方法和步骤

图解法可以直观地描述出 Q 点在输出特性坐标系中的位置,因而有利于判断电路在输入信号时是否会产生失真,以及在输入信号增大时电路容易产生截止失真还是饱和失真,故应用图解法可以方便地求解  $U_{om}$ 。

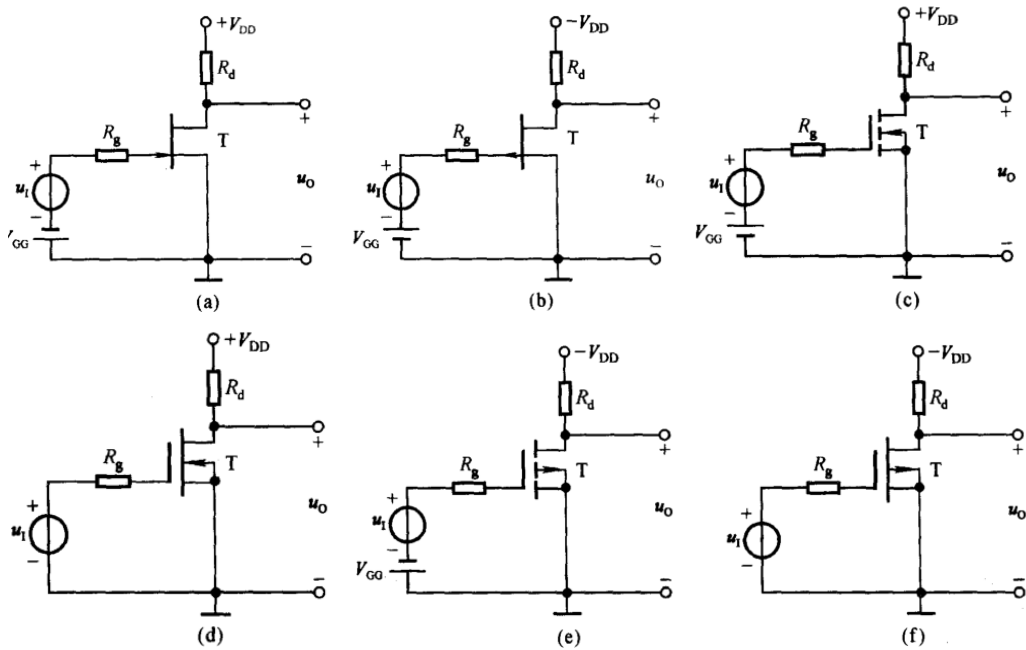
对于图 2.1.3(a) 所示电路,从图(c)可知,不产生饱和失真的最大输出电压的峰值为  $(U_{CEQ} - U_{CES})$ , 不产生截止失真的最大输出电压的峰值为  $(V_{CC} - U_{CEQ})$ 。取  $(U_{CEQ} - U_{CES})$  和  $(V_{CC} - U_{CEQ})$  中小者除以  $\sqrt{2}$  就是最大不失真输出电压。

场效应管放大电路的共源接法、共漏接法与晶体管放大电路的共射、共集接法相对应,但比晶体管电路输入电阻高、噪声系数低且在同样负载条件下电压放

大倍数小,适用于作电压放大电路的输入级。

### 一、静态工作点的设置方法

根据所用场效应管的类型及其特性,在其输入回路和输出回路分别加合适的直流电源,即可设置合适的静态工作点,组成放大电路。根据图 1.1.6 所示各种场效应管的转移特性和输出特性,组成的各种场效应管基本共源放大电路如图 2.1.6 所示,由于耗尽型 MOS 管电路的栅-源电压可为正值、零或负值,故其输入回路也可加  $+V_{GG}$  或  $-V_{GG}$ 。



(a) N 沟道结型场效应管共源电路 (b) P 沟道结型场效应管共源电路 (c) N 沟道增强型 MOS 管共源电路 (d) N 沟道耗尽型 MOS 管共源电路 (e) P 沟道增强型 MOS 管共源电路 (f) P 沟道耗尽型 MOS 管共源电路

在实用电路中,常采用自给偏压电路和分压式偏置电路,如图 2.1.7 所示,它们均为阻容耦合电路。在图(a)中

$$\begin{cases} U_{GSQ} = -I_{DQ}R_s & (2.1.8a) \\ I_{DQ} = I_{DSS} \left(1 - \frac{U_{GSQ}}{U_{GS(off)}}\right)^2 & (2.1.8b) \\ U_{DSQ} = V_{DD} - I_{DQ}(R_d + R_s) & (2.1.8c) \end{cases}$$

由于在正直流电源供电的情况下,通过源极电阻上的压降使放大管获得负偏压,而得名“自给偏压”。

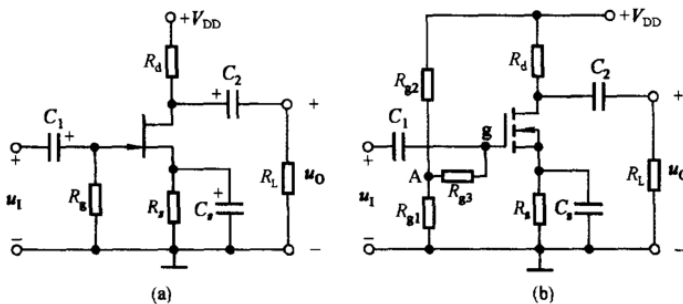


图 2.1.7 场效应管放大电路静态工作点的设置  
(a) 自给偏压电路 (b) 分压式偏置电路

在图(b)中

$$\begin{cases} U_{GSQ} = \frac{R_{g1}}{R_{g1} + R_{g2}} \cdot V_{DD} - I_{DQ} R_s & (2.1.9a) \\ I_{DQ} = I_{D0} \left( \frac{U_{GSQ}}{U_{GS(th)}} - 1 \right)^2 & (2.1.9b) \\ U_{DSQ} = V_{DD} - I_{DQ} (R_d + R_s) & (2.1.9c) \end{cases}$$

由于栅极电位是两个电阻对直流电源的分压,从而得到偏置电压,故称为“分压式偏压”。

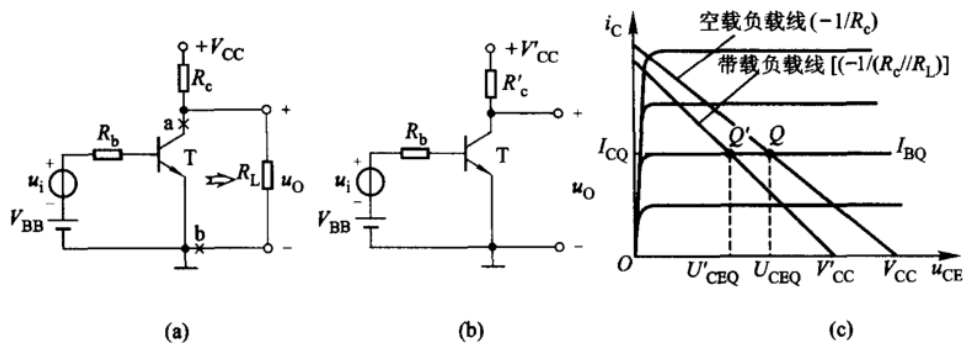
## 二、动态分析

与分析晶体管放大电路相同,画出场效应管放大电路的交流等效电路,根据各动态参数的定义,利用  $\dot{I}_d = g_m \dot{U}_{gs}$  的关系,即可求出它们的表达式。由 N 沟道增强型 MOS 管组成的基本共源电路、共漏电路及其动态参数如表 2.1.4 所示。

基本接法	共源电路	共漏电路
原理电路		
电压放大倍数	$-g_m R_d$	$\frac{g_m R_s}{1 + g_m R_s}$
输入电阻	$\infty$	$\infty$
输出电阻	$R_d$	$R_s // \frac{1}{g_m}$

## 直接耦合基本共射放大电路带负载情况下的分析

若图 2.1.3(a) 所示基本共射放大电路与负载的连接方式为直接耦合方式,则如图 2.2.2(a) 所示。在分析模拟电子电路时,应特别注意电路分析中的基本定理(如戴维南定理、诺顿定理、叠加定理等)的应用。



在图 2.2.2(a) 所示电路中,若从 a、b 断开(如图中所示),按箭头方向利用戴维南定理对  $V_{CC}$ 、 $R_c$ 、 $R_L$  所组成的电路进行等效变换,得图(b)所示电路,其中

$$\begin{cases} V'_{CC} = \frac{R_L}{R_c + R_L} \cdot V_{CC} \\ R'_c = R_c // R_L \end{cases}$$

图(b)所示电路与图 2.1.3(a)所示电路形式完全一样,因而其静态工作点与电压放大倍数表达式形式完全一样。 $Q'$  点为

$$\begin{cases} I_{BQ} = \frac{V_{BB} - U_{BE}}{R_b} \\ I_{CQ} = \beta I_{BQ} \\ U_{CEQ} = V'_{CC} - I_{CQ} R'_c \end{cases}$$

电压放大倍数

$$\dot{A}_u = -\frac{\beta(R_c // R_L)}{R_b + r_{be}}$$

而且对于直接耦合基本放大电路,直流负载线与交流负载线总是重合的,其空载负载线和带载负载线如图(c)所示,带负载后静态工作点从  $Q$  移到  $Q'$ ,电压放大倍数的数值减小,而且最大不失真输出电压也产生变化。

## 放大电路基本接法的识别

晶体管放大电路有共射、共集和共基三种接法,场效应管有共源、共漏和共栅三种接法,不同接法的电路具有不同的特点,也就具有不同的适用场合,因而判断电路属于哪种基本接法是判断其基本性能的基础。

对于实用电路,常常不采用观察晶体管或场效应管哪个极接“地”的方法来判断其接法,因为在不少电路中放大管的三个极都不直接接“地”。例如,在图 2.1.5(a)所示电路中就是如此。通常,可通过信号的传递方式,即看输入信号作用于哪个极和输出信号通过哪个极作用于负载来判断基本接法,如表 2.2.1 所示。

表 2.2.1 基本放大电路接法的判断

基本接法	双极型晶体管		基本接法	单极型晶体管	
	输入端	输出端		输入端	输出端
共射	b	c	共源	g	d
共集	b	e	共漏	g	s
共基	e	c	共栅	s	d

## 多级放大电路

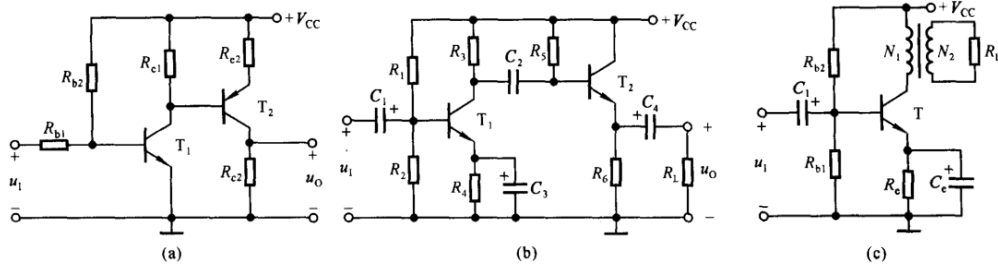
多个单级放大电路合理连接就构成多级放大电路。常见的耦合方式有直接耦合、阻容耦合和变压器耦合。另外,为避免信号远距离传送时受到干扰或需要实现信号隔离,不少场合也选用光电耦合方式。

放大电路直接相连称为直接耦合,如图 3.1.1(a)所示。直接耦合放大电路低频特性好,能够放大变化缓慢的信号,便于集成化;但前后级的静态工作点相互联系,存在零点漂移现象。在实际的直接耦合放大电路中常采用 NPN 和 PNP 型管混合使用。

放大电路用容量足够大的电容相连接称为阻容耦合,如图 3.1.1(b)所示。在阻容耦合放大电路中,耦合电容起“隔离直流,通过交流”的作用,使各级静态工作点相互独立,且交流信号在耦合电容上又几乎没有损失。但其低频特性差,不能放大变化缓慢的信号,且在集成电路中难于制造大容量电容,因此这种耦合方式不便于集成化。目前,仅在必须用分立元件电路的情况下才采用。

用变压器连接放大电路称为变压器耦合,如图 3.1.1(c)所示。变压器耦合放大电路的  $Q$  点相互独立,低频特性差,但能够实现阻抗变换,常用于调谐放大电路或功率放大电路。设变压器为理想变压器,即原边损耗的功率等于副边负载上获得的功率,根据图(d)可得从原边看到的等效电阻为

$$R'_L = \left(\frac{N_1}{N_2}\right)^2 R_L \quad (3.1.1)$$



### 一、静态分析

由于阻容耦合和变压器耦合的各级直流通路之间没有联系,故解多级放大电路的静态工作点就是分别求解各个单级放大电路的静态工作点。由于直接耦合放大电路各级的直流通路相通,求解静态工作点时利用  $I_{CQ} = \beta I_{BQ}$  的关系,首先列出所有回路的方程,然后求解多元一次方程组。

### 二、动态参数

多级放大电路的电压放大倍数等于组成它的各级电路电压放大倍数之积,在求解某一级的电压放大倍数时,应将后级输入电阻作为负载。多级放大电路的输入电阻等于第一级的输入电阻,输出电阻等于末级的输出电阻。若第一级为共集放大电路或共漏放大电路,则输入电阻与第二级的输入电阻有关;若末级为共集放大电路,输出电阻与次末级的输出电阻有关。对于  $N$  级放大电路

$$\dot{A}_u = \prod_{j=1}^N \dot{A}_{uj}, R_i = R_{i1}, R_o = R_{oN} \quad (3.1.2)$$

多级放大电路输出电压波形失真时,应首先判断从哪一级开始产生失真,然后再判断失真的性质。在前级所有电路均无失真的情况下,末级的最大不失真输出电压就是整个电路的最大不失真输出电压。

## 差分放大电路

### 一、零点漂移现象

直接耦合放大电路在输入电压为零时输出电压不为零,且产生缓慢变化的现象称为零点漂移现象。因其主要原因是半导体器件的温度稳定性差,故也称零点漂移为温度漂移,简称温漂。

采用引入直流负反馈、温度补偿的方法可以克服零点漂移。

### 二、长尾式差分放大电路

在差分放大电路中,一方面利用参数的理想对称性,使一对放大管的温漂相互抵消,另一方面利用发射极电阻的共模负反馈作用,来克服温漂。它是组成直接耦合多级放大电路的基本电路,常用作集成放大电路的输入级。

差分放大电路的两个输入端若输入数值相同、极性也相同的信号则称为共模信号,若输入数值相同、极性相反的信号则称为差模信号。差分放大电路抑制共模信号  $u_{ic}$ ,放大差模信号  $u_{id}$ 。其动态参数有输入电阻  $R_i$ 、输出电阻  $R_o$ 、差模放大倍数  $A_d$ 、共模放大倍数  $A_c$ 、共模抑制比  $K_{CMR}$ ,其中

$$A_d = \frac{\Delta u_{Od}}{\Delta u_{id}}, A_c = \frac{\Delta u_{Oc}}{\Delta u_{ic}}, K_{CMR} = \left| \frac{A_d}{A_c} \right| \quad (3.1.3)$$

根据信号源接地和负载电阻接地情况,差分放大电路有四种接法,长尾式电路在参数理想对称情况下的静态和动态分析如表 3.1.1 所示。

表 3.1.1 差分放大电路四种接法的比较

接法	双端输入双端输出	双端输入单端输出	单端输入双端输出	单端输入单端输出
电路				
Q点	$I_{EQ} \approx \frac{V_{EE} - U_{BEQ}}{2R_e}$ $I_{BQ} = \frac{I_{EQ}}{1 + \beta}$	$I_{EQ} \approx \frac{V_{EE} - U_{BEQ}}{2R_e}$ $I_{BQ} = \frac{I_{EQ}}{1 + \beta}$	$I_{EQ} \approx \frac{V_{EE} - U_{BEQ}}{2R_e}$ $I_{BQ} = \frac{I_{EQ}}{1 + \beta}$	$I_{EQ} \approx \frac{V_{EE} - U_{BEQ}}{2R_e}$ $I_{BQ} = \frac{I_{EQ}}{1 + \beta}$

接法	双端输入双端输出	双端输入单端输出	单端输入双端输出	单端输入单端输出
Q点	$U_{CEQ} = V_{CC} - I_{CQ}R_c + U_{BEQ}$	$U_{CEQ} = V_{CC} - I_{CQ}R_L + U_{BEQ}$ $V_{CC} = \frac{R_L V_{CC}}{R_c + R_L}$ $R_L = R_c // R_L$	$U_{CEQ} = V_{CC} - I_{CQ}R_c + U_{BEQ}$	$U_{CEQ} = V_{CC} - I_{CQ}R_L + U_{BEQ}$ $V_{CC} = \frac{R_L V_{CC}}{R_c + R_L}$ $R_L = R_c // R_L$
$u_{id}$	$u_1$	$u_1$	$u_1$	$u_1$
$u_{ic}$	0	0	$u_1/2$	$u_1/2$
$R_i$	$2(R_b + r_{be})$	$2(R_b + r_{be})$	$2(R_b + r_{be})$	$2(R_b + r_{be})$
$R_o$	$2R_c$	$R_c$	$2R_c$	$R_c$
$A_c$	0	$\frac{\beta(R_c // R_L)}{R_b + r_{be} + 2(1 + \beta)R_c}$	0	$\frac{\beta(R_c // R_L)}{R_b + r_{be} + 2(1 + \beta)R_c}$
$K_{CMR}$	$\infty$	$\frac{R_b + r_{be} + 2(1 + \beta)R_c}{2(R_b + r_{be})}$	$\infty$	$\frac{R_b + r_{be} + 2(1 + \beta)R_c}{2(R_b + r_{be})}$

通常,由于  $R_b$  的数值较小,  $I_{BQ}$  的数值也很小,因而表中近似认为晶体管的基极静态电位为零,故发射极电位  $U_{EQ} \approx -U_{BEQ}$ 。

四种接法电路的特点归纳为:

- (1) 四种接法电路的输入电阻均为  $2(R_b + r_{be})$ 。
- (2)  $A_d$ 、 $A_c$ 、 $R_o$ 、 $K_{CMR}$  与输出方式有关。
- (3) 对于单端输入接法,在输入差模信号的同时总伴随着共模信号输入。若输入信号为  $\Delta u_1$ ,其差模输入电压  $\Delta u_{id} = \Delta u_1$ ,共模输入电压  $\Delta u_{ic} = \Delta u_1/2$ 。
- (4) 若表中所有电路均为具有恒流源的差分放大电路,则其共模放大倍数均为 0,共模抑制比均为无穷大。
- (5)  $R_c$  只对共模信号有负反馈作用,在差模信号作用下  $R_c$  中电流不变,故对差模信号无反馈作用。

### 三、具有恒流源的差分放大电路

为更有效地抑制每一边电路的温漂,为使共模负反馈等效电阻趋于无穷大,常将发射极电阻用恒流源取代,如图 3.1.2(a)所示。可用静态工作点稳定电路作为恒流源,如图(b)所示。

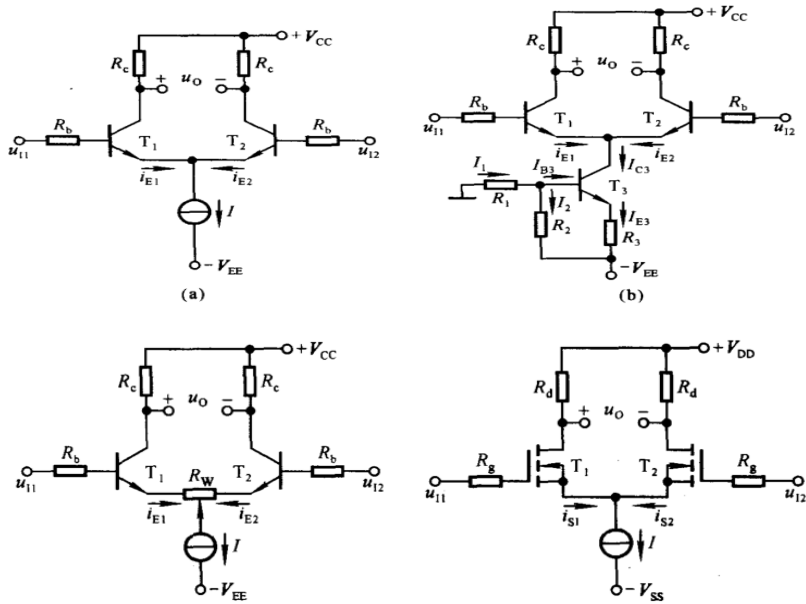
在图(b)所示电路中,  $I_2 \gg I_{B3}$ ,  $R_2$  的电压

$$U_{R_2} \approx \frac{R_2}{R_1 + R_2} \cdot V_{EE}$$

$T_1$  管和  $T_2$  管的发射极电流

几乎为恒流,因此对于共模信号等效为无穷大电阻。

在实用电路中,为了弥补电路参数的非对称性,常在两只差分管的发射极加一个小阻值的调节电位器,如图 3.1.3 所示,调整电路在输入差模信号为零时输出电压为零。若电位器的滑动端在中点,则



$$A_d = -\frac{\beta R_c}{r_{be} + (1+\beta)\frac{R_w}{2}}, R_i = 2r_{be} + (1+\beta)R_w \quad (3.1.4)$$

## 集成运放

### 一、集成运放的组成及其各部分的作用

集成运放常由输入级、中间级、输出级和偏置电路四部分组成,如图 4.1.1 所示。通用型集成运放各部分的特点见表 4.1.1。

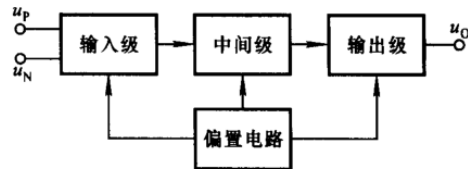


图 4.1.1 集成运放的组成

表 4.1.1 通用性集成运放的组成

组成部分	输入级(前置级)	中间级(主放大级)	输出级(功率级)	偏置电路
采用的电路	差分放大电路	共射放大电路	准互补输出级	多路电流源
性能基本要求	$R_i$ 大、 $A_d$ 数值大、 $K_{CMR}$ 大	放大能力强	$R_o$ 小、 $U_{om}$ 的幅值接近电源电压	温度稳定性好

分析集成运放时,应首先将集成运放“化整为零”,分割为输入级、中间级、输出级和偏置电路四部分;然后“分析功能”,即按表 4.1.1 所示对每一部分电路的要求,分析各部分电路的特点及采用哪些措施提高性能;进而“统观整体”,分析整个电路的性能特点;最后观察细节部分,如补偿电容、调零部分等,必要时再进行参数的估算。

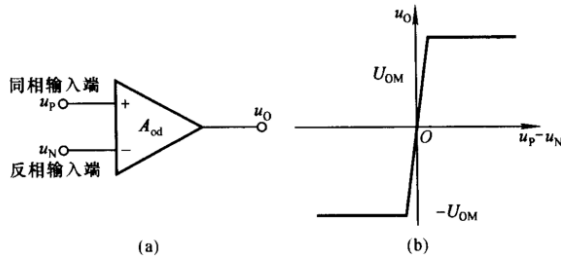
### 二、集成运放的电压传输特性

集成运放的符号如图 4.1.2(a) 所示,它有同相输入和反相输入两个输入端,对“地”输出电压  $u_o$ 。电压传输特性如图(b)所示,在线性区,  $u_o$  与  $u_p$  和  $u_n$  的差值成线性关系,即

$$u_o = A_{od}(u_p - u_n) \quad (4.1.1)$$

$A_{od}$  为集成运放的差模开环放大倍数,可达几十万倍;在非线性区,输出电压不是  $+U_{OM}$  就是  $-U_{OM}$ ,  $\pm U_{OM}$  是集成运放输出电压的最大幅值。





### 一、常见的电流源电路

图 4.1.3 所示为几种常见的电流源电路,图中各管子均具有理想对称特性。

图(a)所示为镜像电流源,  $I_R$  为基准电流, 输出电流

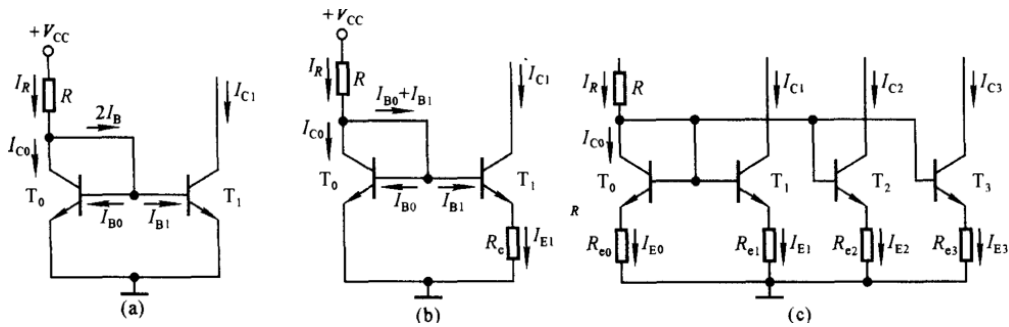
$$I_{C1} = \frac{\beta}{\beta + 2} \cdot I_R = \frac{\beta}{\beta + 2} \cdot \frac{V_{CC} - U_{BE}}{R} \quad (4.1.2)$$

若  $\beta \gg 2$ , 则  $I_{C1} \approx I_R$ 。

图(b)所示为微电流源, 输出电流

$$I_{C1} \approx \frac{U_{BE0} - U_{BE1}}{R_e} \quad (4.1.3)$$

由于  $U_{BE0}$  和  $U_{BE1}$  的差值很小, 因而在  $R_e$  取值不大的情况下就可得到很小的输



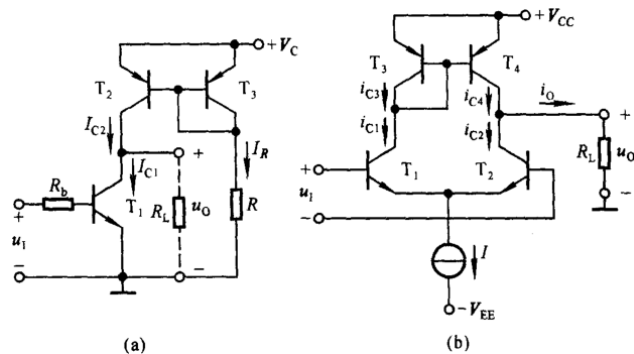
出电流, 来满足输入级静态电流的需要。

图(c)所示为晶体管组成的多路电流源, 在  $U_{BE0}$ 、 $U_{BE1}$ 、 $U_{BE2}$  和  $U_{BE3}$  差别不大、且  $\beta$  远大于 1 的情况下, 三路输出电流与射极电阻的关系近似为

$$I_{C0} R_{e0} \approx I_{C1} R_{e1} \approx I_{C2} R_{e2} \approx I_{C3} R_{e3} \quad (4.1.4)$$

### 二、以电流源作有源负载的放大电路

若用电流源接到共射放大电路放大管的集电极上, 如图 4.1.4(a) 所示, 则在交流通路中等效的集电极电阻趋于无穷大, 因而输入信号作用下所得变化的集电极电流几乎全部流向负载(或下级电路), 增大了放大倍数。若用电流源接到差分放大电路差分管的集电极上, 如图 4.1.4(b) 所示, 则在输入信号作用下  $T_1$  管变化的集电极电流将通过  $T_3$  和  $T_4$  的镜像关系传递到输出, 使单端输出电路的差模放大倍数几乎等于双端输出时的情况。



## 放大电路的频率响应

频率响应描述放大电路对不同频率信号的适应能力,在设计放大电路时,应研究输入信号的频率范围,它们应在所设计电路的通频带内;在使用放大电路前,应了解其通频带,以确定放大电路的适用范围。

### 一、下限频率、上限频率和通频带

耦合电容和旁路电容在低频段使放大倍数的数值下降,且产生超前相移。极间电容在高频段使放大倍数的数值下降,且产生滞后相移。

设中频放大倍数为  $|\dot{A}_m|$ , 在低频段使放大倍数的数值下降到约为  $0.707|\dot{A}_m|$  并产生  $+45^\circ$  相移的频率为下限频率  $f_L$ ; 在高频段使放大倍数的数值下降到约为  $0.707|\dot{A}_m|$  并产生  $-45^\circ$  相移的频率为上限频率  $f_H$ ; 放大电路的通频带为

$$f_{bw} = f_H - f_L \quad (5.1.1)$$

截止频率的一般表达式为

$$f_L(f_H) = \frac{1}{2\pi\tau} = \frac{1}{2\pi RC} \quad (5.1.2)$$

$C$  为决定截止频率的电容,  $R$  为  $C$  所在回路的等效电阻,  $\tau$  为时间常数。

### 二、波特图

放大电路的频率响应用频率特性曲线来描述,包括放大倍数的幅值与频率的关系曲线(称为幅频特性曲线)和放大倍数的相位与频率的关系曲线(称为相频特性曲线)。为了在有限的数轴上有更开阔的视野,常将横轴取  $\lg f$ ; 为了将放大倍数的乘法运算变换为加法运算,将幅频特性的纵轴取  $20\lg|\dot{A}|$ , 单位为分贝,记作 dB; 这种采用对数坐标的频率特性曲线图称为波特图。

#### 5.1.2 放大管的高频等效电路

##### 一、晶体管的高频等效电路

简化的晶体管的高频等效电路如图 5.1.1 所示,其中  $r_{bb'}$  为基区电阻,  $r_{b'e}$  为发射结电阻,  $C_\pi$  是  $b'-e$  间的等效电容,  $g_m$  为跨导,而且

$$r_{b'e} = (1 + \beta) \frac{U_T}{I_{EQ}} \quad (5.1.3a)$$

$$g_m \approx \frac{I_{EQ}}{U_T} \quad (5.1.3b)$$

$$C_\pi = C_x + (1 + |\dot{K}|)C_\mu \quad (5.1.3c)$$

式中  $C_x$  为发射结电容,  $C_\mu$  为集电结电容,  $\dot{K}$  是  $\dot{U}_{ce}$  与  $\dot{U}_{b'e}$  之比,常温下  $U_T = 26\text{mV}$ , 从手册中可以查得  $r_{bb'}$  和  $C_{ob}$  (近似为  $C_\mu$ ),  $C_x$  可从以下分析中得到。

从高频等效电路可知  $\beta$  是频率的函数,分析可得

$$\dot{\beta} = \frac{\dot{I}_c}{\dot{I}_b} \Big|_{U_{CE}} = \frac{\beta_0}{1 + j \frac{f}{f_\beta}} \quad \left( f_\beta = \frac{1}{2\pi r_{b'e} (C_x + C_\mu)} \right) \quad (5.1.4)$$

可写成

$$\begin{cases} 20\lg|\dot{\beta}| = 20\lg\beta_0 - 20\lg\sqrt{1 + \left(\frac{f}{f_\beta}\right)^2} & (5.1.5a) \\ \varphi = -\arctan \frac{f}{f_\beta} & (5.1.5b) \end{cases}$$

$\beta_0$  是晶体管低频电流放大系数(即晶体管的电流放大系数),当  $f \ll f_\beta$  时,  $\dot{\beta} \approx \beta_0$ ,  $\phi \approx 0$ ; 当  $f = f_\beta$  时,  $|\dot{\beta}| \approx 0.707\beta_0$ , 即下降 3 dB,  $\phi = -45^\circ$ ; 当  $f \gg f_\beta$  时,  $|\dot{\beta}| \approx$

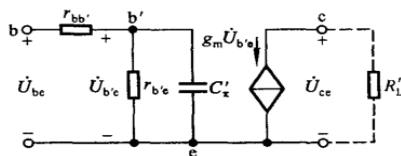


图 5.1.1 晶体管简化的高频等效电路

$\frac{f_\beta}{f}\beta_0$ , 即频率增大十倍电流放大系数的数值下降十倍, 或者说频率每增大十倍电流增益下降 20 dB。 $\beta$  折线化的波特图如图 5.1.2 所示。

使  $|\beta|=1$  的频率为晶体管的特征频率  $f_T$ ,  $f_T$  与  $f_\beta$  的近似关系为

$$f_T \approx \beta_0 f_\beta \quad (5.1.6)$$

通常在手册中可查得  $f_T$  或  $f_\beta$ , 根据式(5.1.4)中  $f_\beta$  的表达式求出  $C_\pi$ 。

## 二、场效应管的高频等效电路

场效应管简化的高频等效电路如图 5.1.3 所示, 其中  $g_m$  为跨导,  $g-s$  之间的等效电容

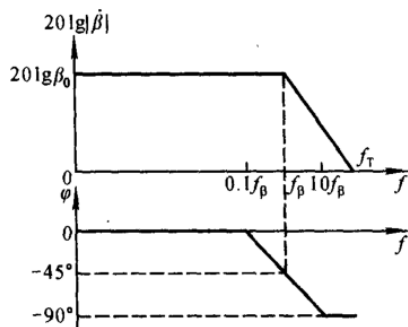


图 5.1.2  $\beta$  折线化的波特图

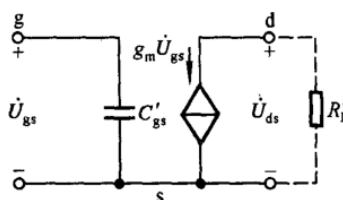


图 5.1.3 场效应管简化的高频等效电路

$$C'_{gs} = C_{gs} + (1 + |\dot{K}|)C_{gd} \quad (\dot{K} = -g_m R'_L) \quad (5.1.7)$$

式中  $C_{gs}$  为栅-源极间电容,  $C_{gd}$  为栅-漏极间电容,  $\dot{K}$  是  $\dot{U}_{ds}$  与  $\dot{U}_{gs}$  之比。

在研究放大电路的高频特性时, 应采用放大管的高频等效模型。

多级放大电路的下限频率高于组成它的任何一级放大电路的下限频率, 上限频率低于组成它的任何一级放大电路的上限频率。因为  $n$  级放大电路的电压放大倍数的表达式为

$$\dot{A}_u = \prod_{k=1}^n \dot{A}_{u_k}$$

所以波特图是已考虑了前后级相互影响的各级波特图的代数和。多级放大电路的下限频率和上限频率分别为

$$f_L \approx 1.1 \sqrt{\sum_{k=1}^n f_{Lk}^2} \quad (5.1.12)$$

$$\frac{1}{f_H} \approx 1.1 \sqrt{\sum_{k=1}^n \frac{1}{f_{Hk}^2}} \quad (5.1.13)$$

式中的 1.1 为修正系数。

若  $n$  级放大电路中有  $q$  个耦合电容和旁路电容, 则考虑信号频率从零到无穷大的电压放大倍数为

$$\dot{A}_u = \frac{\dot{A}_{um}}{\left[ \prod_{i=1}^q \left( 1 + \frac{f_{Li}}{jf} \right) \right] \left[ \prod_{k=1}^n \left( 1 + j \frac{f}{f_{Hk}} \right) \right]} \quad (5.1.14)$$

若在多级放大电路中某一级电路的下限频率远远高于其它各级电路的下限频率, 则可近似认为整个电路的下限频率就是该级下限频率; 同样, 若在多级放大电路中某一级电路的上限频率远远低于其它各级电路的上限频率, 则可近似认为整个电路的上限频率就是该级上限频率。若两级放大电路是由两个具有相同频率响应的单管放大电路组成, 则其上、下限频率分别为

$$f_H \approx 0.643 f_{H1} = 0.643 f_{H2}, \quad f_L \approx 1.56 f_{L1} = 1.56 f_{L2} \quad (5.1.15)$$

若三级放大电路是由三个具有相同频率响应的单管放大电路组成, 则其上、下限频率分别为

$$f_H \approx 0.52 f_{H1} = 0.52 f_{H2}, \quad f_L \approx 1.91 f_{L1} = 1.91 f_{L2} \quad (5.1.16)$$

## 反馈

在电子电路中,将输出量(输出电压或输出电流)的一部分或全部通过一定的电路形式作用到输入回路,用来影响其输入量(放大电路的输入电压或输入电流)的措施称为反馈。按照反馈放大电路各部分的功能可将其分为基本放大电路和反馈网络两部分,如图 6.1.1 所示。前者用于放大信号,后者用于传递反馈信号; $\dot{X}_i$  为输入量, $\dot{X}_o$  为输出量, $\dot{X}_f$  为反馈量, $\dot{X}'_i$  为净输入量。

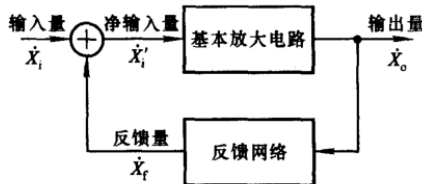


图 6.1.1 反馈放大电路的方框图

若反馈的结果使输出量的变化减小,则称之为负反馈;反之,则称之为正反馈。若反馈仅存在于直流通路中,则称为直流反馈;若反馈仅存在于交流通路中,则称为交流反馈。本章重点研究交流负反馈。

交流负反馈放大电路共有四种组态:电压串联负反馈,电压并联负反馈,电流串联负反馈,电流并联负反馈。若反馈量取自输出电压,则称之为电压反馈;若反馈量取自输出电流,则称之为电流反馈;输入量  $\dot{X}_i$ 、反馈量  $\dot{X}_f$  和净输入量  $\dot{X}'_i$  以电压形式相叠加,即  $\dot{U}_i = \dot{U}'_i + \dot{U}_f$ ,称为串联反馈;以电流形式相叠加,即  $\dot{I}_i = \dot{I}'_i + \dot{I}_f$ ,称为并联反馈。

### 6.1.2 反馈的判断方法

观察放大电路输出回路和输入回路是否有通路相连接,即是否存在反馈通路,有反馈通路的说明引入了反馈,否则没有引入反馈。观察反馈通路是存在于直流通路还是交流通路,若在直流通路中存在反馈通路,则说明引入了直流反馈;若在交流通路中存在反馈通路则说明引入了交流反馈。

通常用瞬时极性法来判断电路中引入的是正反馈还是负反馈(即反馈极性)。具体做法是,加输入信号且规定其极性,并以此为依据判断放大电路中各级电路相关的电流和电压的极性,从而获得输出信号的极性,最终得到反馈信号的极性;若净输入信号等于输入信号与反馈信号之差,即反馈的结果使净输入量减小,则为负反馈;若净输入信号等于输入信号与反馈信号之和,即反馈的结果使净输入量增大,则为正反馈。

对于交流负反馈放大电路。若净输入电压等于输入电压与反馈电压之差,则为串联反馈;若净输入电流等于输入电流与反馈电流之差,则为并联反馈。令输出电压等于零(将输出端短路),若反馈量随之为零,则为电压反馈;若反馈量依然存在,则为电流反馈。

在判断反馈性质时切记反馈量是仅仅决定于输出量的物理量。

任何负反馈放大电路均可用图 6.1.2 所示方框图来描述,上方的方框为负反馈放大电路的基本放大电路,它是在断开反馈且考虑了反馈网络的负载效应情况下得到的;下方的方框为反馈网络,它由决定反馈量与输出量关系的所有元件组成。根据方框图和定义,可得基本放大电路的放大倍数  $\dot{A}$ 、反馈系数  $\dot{F}$  和反馈放大电路的放大倍数  $\dot{A}_f$  均表达式为

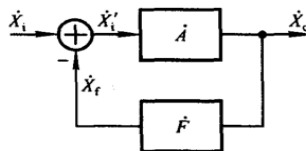


图 6.1.2 负反馈放大电路的方框图

$$\dot{A} = \frac{\dot{X}_o}{\dot{X}'_i}, \dot{F} = \frac{\dot{X}_f}{\dot{X}_o}, \dot{A}_f = \frac{\dot{X}_o}{\dot{X}_i} = \frac{\dot{A}}{1 + \dot{A}\dot{F}} \quad (6.1.1)$$

式中  $\dot{A}\dot{F}$  称为电路的环路放大倍数。

反馈的组态不同, $\dot{X}_i$ 、 $\dot{X}_f$ 、 $\dot{X}'_i$ 、 $\dot{X}_o$  的量纲也就不同,因而  $\dot{A}$ 、 $\dot{F}$ 、 $\dot{A}_f$  的物理意义也不同,四种反馈组态电路的方框图、它们的  $\dot{A}$ 、 $\dot{F}$ 、 $\dot{A}_f$  及其量纲如表 6.1.1。

反馈组态	方框图	$\dot{A}$	$\dot{F}$	$\dot{A}_f$	功能
电压串联		$\dot{A}_{uu} = \frac{\dot{U}_o}{\dot{U}_i'}$ 无量纲	$\dot{F}_{uu} = \frac{\dot{U}_i''}{\dot{U}_o}$ 无量纲	$\dot{A}_{uuf} = \frac{\dot{U}_o}{\dot{U}_i}$ 无量纲	$U_i$ 控制 $U_o$ 。 电压放大
电压并联		$\dot{A}_{uu} = \frac{\dot{U}_o}{\dot{i}_i'}$ 电阻	$\dot{F}_{iu} = \frac{\dot{i}_i''}{\dot{U}_o}$ 电导	$\dot{A}_{uuf} = \frac{\dot{U}_o}{\dot{i}_i}$ 电阻	$i_i$ 控制 $U_o$ 。 电流转换成电压
电流串联		$\dot{A}_{iu} = \frac{\dot{i}_o}{\dot{U}_i'}$ 电导	$\dot{F}_{uu} = \frac{\dot{U}_i''}{\dot{i}_o}$ 电阻	$\dot{A}_{iuf} = \frac{\dot{i}_o}{\dot{U}_i}$ 电导	$U_i$ 控制 $i_o$ 。 电压转换成电流
电流并联		$\dot{A}_{iu} = \frac{\dot{i}_o}{\dot{i}_i'}$ 无量纲	$\dot{F}_{iu} = \frac{\dot{i}_i''}{\dot{i}_o}$ 无量纲	$\dot{A}_{iuf} = \frac{\dot{i}_o}{\dot{i}_i}$ 无量纲	$i_i$ 控制 $i_o$ 。 电流放大

由表可知：

(1) 对于电压串联负反馈电路， $\dot{A}_f$  为电压放大倍数；对于电压并联负反馈电路， $\dot{A}_f$  为输出电压对输入电流的放大倍数，也称为互阻放大倍数；对于电流串联负反馈电路， $\dot{A}_f$  为输出电流对输入电压的电压放大倍数，也称为互导放大倍数；对于电流并联负反馈电路， $\dot{A}_f$  为电流放大倍数。

(2) 虽然不同反馈组态  $\dot{A}$ 、 $\dot{F}$ 、 $\dot{A}_f$  量纲不同，但  $\dot{A}$  与  $\dot{A}_f$  量纲相同。

(3) 环路放大倍数  $\dot{A}\dot{F}$  无量纲，由于在负反馈条件下  $\dot{A}\dot{F} > 0$ ，故  $\dot{A}$  和  $\dot{F}$  符号相同都为“+”或都为“-”。

(4) 串联反馈适用于信号源为近似恒压源的情况，并联反馈适用于信号源为近似恒流源的情况。换言之，若给串联反馈电路加恒流信号，则基本放大电路的净输入电压将不随反馈的强弱而改变，因而反馈不起作用；同理，若给并联反馈电路加恒压信号，则基本放大电路的净输入电流将不随反馈的强弱而改变，因而反馈不起作用。

### 一、深度负反馈的实质

在式(6.1.1)中，若环路放大倍数  $\dot{A}\dot{F} \gg 1$ ，则称之为深度负反馈，此时负反馈放大电路放大倍数

$$\dot{A}_f \approx \frac{1}{\dot{F}} \quad (6.1.2)$$

表明  $\dot{X}_i \approx \dot{X}_f$ ，即深度负反馈的本质是忽略净输入量，认为若电路引入了深度串联负反馈则  $\dot{U}_i \approx \dot{U}_f$ ，若电路引入深度并联负反馈则  $\dot{i}_i \approx \dot{i}_f$ 。

### 二、深度负反馈条件下的电压放大倍数

若求出四种组态负反馈放大电路的反馈系数  $\dot{F}$ ，则可根据式(6.1.2)得到  $\dot{A}_f$ ，并可求出电压放大倍数。若表 6.1.1 所示方框图中并联负反馈电路所加信号源为  $\dot{U}_s$ ，且其内阻为  $R_s$ ，则四种组态负反馈放大电路的电压放大倍数如表 6.1.2 所示。

表 6.1.2 四种组态负反馈放大电路的电压放大倍数

反馈组态	电压串联	电压并联	电流串联	电流并联
$\dot{A}_{uf}$ 或 $\dot{A}_{usf}$	$\frac{\dot{U}_o}{\dot{U}_i} = \dot{A}_{uf} \approx \frac{1}{\dot{F}_{uf}}$	$\frac{\dot{U}_o}{\dot{U}_s} = \dot{A}_{uf} \approx \frac{1}{\dot{F}_{uf}} \cdot \frac{1}{R_s}$	$\frac{\dot{U}_o}{\dot{U}_i} = \dot{A}_{uf} R_L' \approx \frac{1}{\dot{F}_{uf}} \cdot R_L'$	$\frac{\dot{U}_o}{\dot{U}_s} = \dot{A}_{uf} \cdot \frac{R_L'}{R_s} \approx \frac{1}{\dot{F}_{uf}} \cdot \frac{R_L'}{R_s}$

表中  $R_L'$  为电路输出端的总负载电阻。由表 6.1.2 可以看出,电压负反馈电路的电压放大倍数与负载无关,说明其输出近似为恒压源;电流负反馈电路的电压放大倍数与负载成线性关系,说明其输出近似为恒流源;电压放大倍数与放大管参数无关,因而稳定。而且,  $\dot{A}$ 、 $\dot{F}$ 、 $\dot{A}_i$ 、 $\dot{A}_{uf}$  或  $\dot{A}_{usf}$  的符号均相同。

表 6.1.3 集成运放组成的四种组态负反馈放大电路

反馈组态	电压串联	电压并联
电路		
$\dot{F}$	$\frac{\dot{U}_f}{\dot{U}_o} = \frac{R_1}{R_1 + R_2}$	$\frac{\dot{I}_f}{\dot{U}_o} = -\frac{\dot{U}_o / R_2}{\dot{U}_o} = -\frac{1}{R_2}$
$\dot{A}_{uf}$ ( $\dot{A}_{usf}$ )	$\frac{\dot{U}_o}{\dot{U}_i} \approx \frac{1}{\dot{F}} = 1 + \frac{R_2}{R_1}$	$\frac{\dot{U}_o}{\dot{U}_s} \approx \frac{1}{\dot{F}} \cdot \frac{1}{R_s} = -\frac{R_2}{R_1 R_s}$
反馈组态	电流串联	电流并联
电路		
$\dot{F}$	$\frac{\dot{U}_f}{\dot{I}_o} = \frac{\dot{I}_o R_1}{\dot{I}_o} = R_1$	$\frac{\dot{I}_f}{\dot{I}_o} = -\frac{\dot{I}_o \cdot \frac{R_1 // R_2}{R_1}}{\dot{I}_o} = -\frac{R_2}{R_1 + R_2}$
$\dot{A}_{uf}$ ( $\dot{A}_{usf}$ )	$\frac{\dot{U}_o}{\dot{U}_i} \approx \frac{1}{\dot{F}} \cdot R_L = \frac{R_L}{R_1}$	$\frac{\dot{U}_o}{\dot{U}_s} \approx \frac{1}{\dot{F}} \cdot \frac{R_L}{R_s} = -\left(1 + \frac{R_2}{R_1}\right) \cdot \frac{R_L}{R_s}$

放大电路引入直流负反馈能够稳定静态工作点;引入交流负反馈能够改善多方面的性能,如提高放大倍数的稳定性、展宽频带、减小非线性失真、改变输入电阻和输出电阻等。交流负反馈对输入、输出电阻的影响如表 6.1.4 所示。

表 6.1.4 交流负反馈对输入电阻和输出电阻的影响

反馈阻态	电压串联负反馈	电压并联负反馈	电流串联负反馈	电流并联负反馈
输入电阻	增大( $\infty$ )	减小(0)	增大( $\infty$ )	减小(0)
输出电阻	减小(0)	减小(0)	增大( $\infty$ )	增大( $\infty$ )

注:表中括号内为理想情况下的数值。

在一定的需求下,根据表 6.1.1 所述各种组态负反馈所实现的功能和表 6.1.4 所述不同反馈组态对输入电阻、输出电阻所产生的影响,应引入不同组态的负反馈。

负反馈放大电路的级数愈多,反馈愈深,产生自激振荡的可能性愈大,因而实用的负反馈放大电路以三级最常见。对于直接耦合方式组成的负反馈放大电路,则只可能产生高频振荡。对于阻容耦合方式的负反馈放大电路,所用耦合电容、旁路电容的数目愈多,产生低频振荡的可能性愈大。

若已知  $\dot{A}\dot{F}$  的频率特性,设使  $20\lg|\dot{A}\dot{F}|=0$  dB 的信号频率为  $f_c$ ,使附加相移  $\varphi_A + \varphi_F = \pm 180^\circ$  的频率为  $f_0$ ,则可以根据  $f_0$  和  $f_c$  的关系判断电路的稳定性。若  $f_0 < f_c$ ,则电路不稳定,会产生自激振荡;若  $f_0 > f_c$ ,则电路稳定,不会产生自激振荡。为使电路具有足够的稳定性,幅值裕度应不大于  $-10$  dB 且相位裕度应不小于  $45^\circ$ 。

为了消除电路在高频段所产生的自激振荡,可采用简单滞后补偿、密勒补偿、RC 滞后补偿和超前补偿等方法。为了消除电路在低频段所产生的自激振荡,应适当改变耦合电容和旁路电容的容量。

从放大电路与反馈网络在输出端的连接方式上看,负反馈放大电路引入的不是电压负反馈就是电流负反馈。通常,电压反馈电路容易判断,因为它们的明显特征是从放大电路的输出端通过电阻(或电阻电容)或直接引回到输入回路,如图 6.2.2(a)、(b)所示。令输出电压  $u_o$  为零,即将输出端短路,从式(6.2.1)和(6.2.2)可以看出,两个电路的反馈量均随之为零,因而它们引入的均为电压反馈。

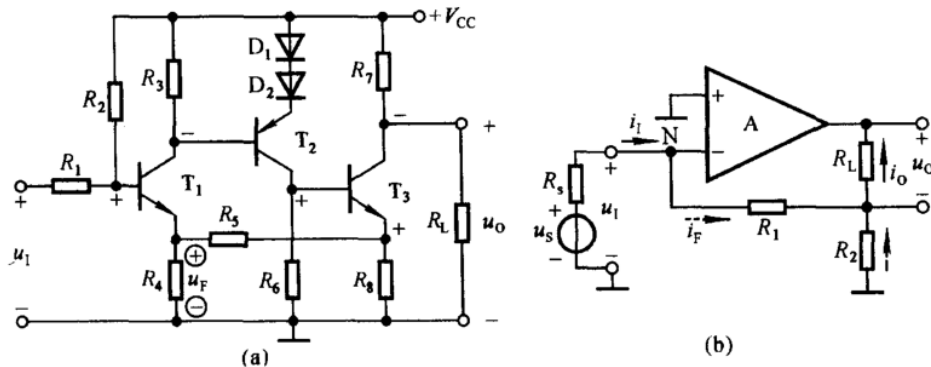


图 6.2.3(a)所示电路的瞬时极性如图中所标注,反馈电压使  $T_1$  管 b-e 间电压减小,故引入了负反馈,且为串联负反馈。令  $u_o=0$ ,因为输出电流  $i_o$  为  $T_3$  管输出回路的电流( $i_c$  或  $i_E$ ),仅受其基极电流的控制,因而依然存在,使得反馈电压依然存在,故电路引入的不是电压负反馈,而是电流负反馈。应当指出,对于分立元件放大电路,其输出电流  $i_o$  往往是输出级的集电极电流或发射极电流,不是负载电流  $i_L$ 。放大电路引入电流负反馈稳定了引出反馈的那个支路的电流,使之等效电阻增大,近似为恒流源。在图(a)电路中, $R_7 // R_L$  的电流得到稳定,而负载电流  $i_L$  将随  $R_L$  变化。

图 6.2.3(b)所示电路的瞬时极性如图中所标注,反馈电流使集成运放反相输入端电流减小,故引入了负反馈,且为并联负反馈。与上述分析相同,由于集成运放的输出电流受控于输出级的输入电流,令  $u_o=0$ ,反馈电流  $i_F$  依然存在,故电路引入的是电流负反馈。

当放大电路中引入了两路反馈时,应分别判断它们的极性。同时,明确两路反馈的目的,通常它们的目的具有一致性。

例如,在图 6.2.4 所示电路中,电容  $C_1$  和  $C_2$  对于交流信号均可视为短路。观察电路可知其存在两路反馈,第一路为输出电压作用于  $R_4$  和并联电阻  $R_2 // R_3$ ,在  $R_2 // R_3$  上得到反馈电压;另一路是输出电压通过  $R_4$  在  $R_1$  上产生反馈电流。利

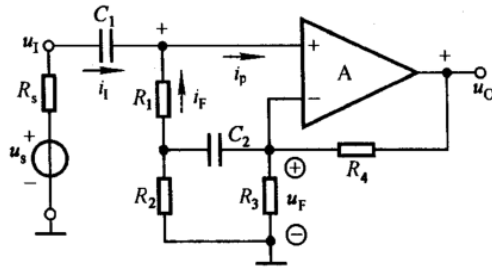


图 6.2.4 自举电路

用瞬时极性法可判断引入反馈的极性,如图中所标注。因此,前者使集成运放的净输入电压减小,为负反馈;后者使集成运放的净输入电流增大,为正反馈。

根据负反馈组态的判断方法,第一路是串联负反馈,增大输入电阻。另一路虽然在某些方面削弱了负反馈的影响,但在增大输入电阻这一点上与前者目的相同。可以想像,若断开  $C_2$ ,则正反馈不复存在,因为从集成运放同相输入端看进去的等效电阻趋于无穷大,所以电路的输入电阻约为  $(R_1 + R_2)$ 。而引入正反馈后, $R_2$  和  $R_3$  并联,从集成运放同相输入端看进去的等效电阻仍趋于无穷大, $R_1$  并联在集成运放的输入端,其电流为

$$\dot{I}_{R_1} = \frac{\dot{U}_p - \dot{U}_n}{R_1} = \frac{\dot{U}_i - \dot{U}_f}{R_1}$$

数值很小。 $R_1$  等效到整个放大电路输入端的电阻为

$$R'_1 = \frac{\dot{U}_i}{\dot{I}_{R_1}} = \frac{\dot{U}_i}{\frac{\dot{U}_i - \dot{U}_f}{R_1}} = \frac{\dot{U}_i}{\dot{U}_i - \dot{U}_f} \cdot R_1$$

在引入的负反馈足够深的情况下, $\dot{U}_i \approx \dot{U}_f$ ,因而  $R'_1$  趋于无穷大,故整个电路的输入电阻也趋于无穷大,使电路的输入电压近似等于信号源电压,即  $\dot{U}_i \approx \dot{U}_s$ 。即使  $R'_1$  不趋于无穷大,其数值也非常大,所以电路引入正反馈的结果是增大了输入电阻,使得输入电压升高。这种通过引入正反馈提高输入电压的方法称为“自举”,这类电路称为自举电路。

## 运算电路

理想运放的差模放大倍数  $A_{od}$ 、差模输入电阻  $r_{id}$ 、共模抑制比  $K_{CMR}$ 、上限频率  $f_H$  均为无穷大;输入失调电压  $U_{OS}$  及其温漂  $dU_{OS}/dt$ 、输入失调电流  $I_{OS}$  及其温漂  $dI_{OS}/dt$ ,以及噪声均为零。

只有引入负反馈,集成运放才工作在线性区,如图 7.1.1 所示;反馈网络为电阻、电容网络。理想运放工作在线性区时具有两个特点:

- (1) 净输入电压为零,称为“虚短”,即  $u_N = u_P$ ;
- (2) 净输入电流为零,称为“虚断”,即  $i_N = i_P = 0$ 。

它们是分析运算电路和有源滤波电路的基本出发点。

若集成运放不引入反馈或仅引入正反馈,则工作在线性区。集成运放工作在线性区时,输出电压只有两种可能的情况,不是  $+U_{OM}$ ,就是  $-U_{OM}$ ;同时其净输入电流也为零。

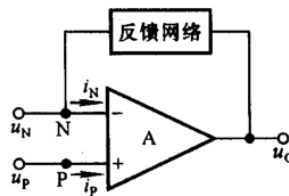
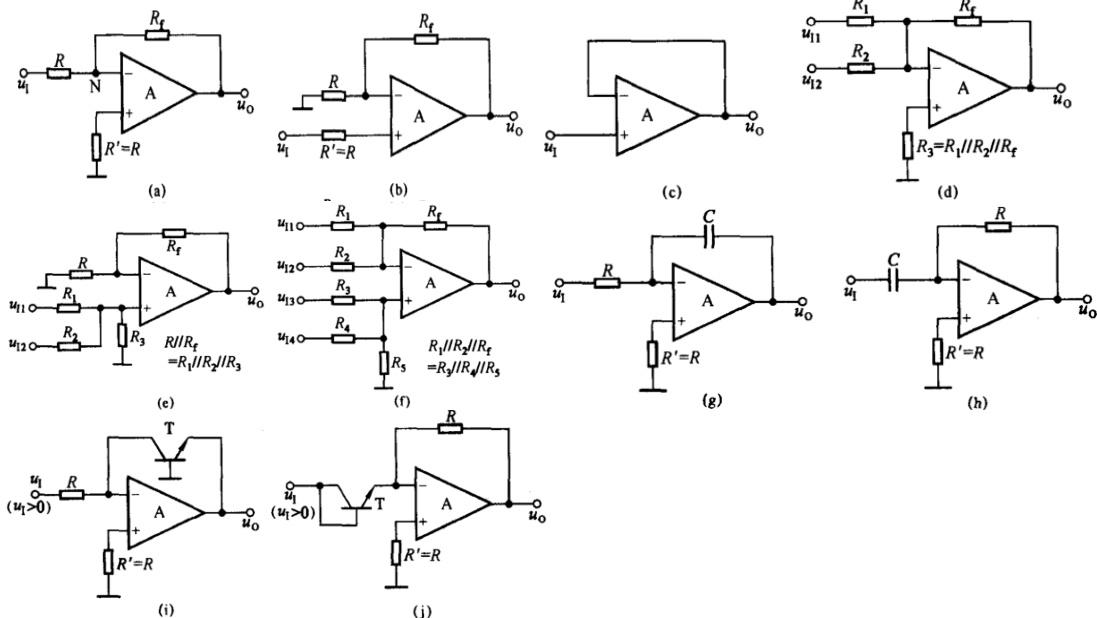


图 7.1.1 集成运放引入负反馈



电路名称	电路	运算关系式
比例运算电路	反相比例	图 7.1.2(a) $u_o = -\frac{R_f}{R} u_i$
	同相比例	图 7.1.2(b) $u_o = \left(1 + \frac{R_f}{R}\right) u_i$
	电压跟随器	图 7.1.2(c) $u_o = u_i$
加减运算电路	反相求和	图 7.1.2(d) $u_o = -\frac{R_f}{R_1} \cdot u_{i1} - \frac{R_f}{R_2} \cdot u_{i2}$
	同相求和	图 7.1.2(e) $u_o = \frac{R_f}{R_1} \cdot u_{i1} + \frac{R_f}{R_2} \cdot u_{i2}$
	加减运算	图 7.1.2(f) $u_o = \frac{R_f}{R_3} \cdot u_{i3} + \frac{R_f}{R_4} \cdot u_{i4} - \frac{R_f}{R_1} \cdot u_{i1} - \frac{R_f}{R_2} \cdot u_{i2}$
积分运算电路	图 7.1.2(g)	$u_o = -\frac{1}{RC} \int u_i dt$ 或 $u_o = -\frac{1}{RC} \int_{t_1}^{t_2} u_i dt + u_o(t_1)$
微分运算电路	图 7.1.2(h)	$u_o = -RC \frac{du_i}{dt}$
对数运算电路	图 7.1.2(i)	$u_o \approx -U_T \ln \frac{u_i}{I_S R}$
指数运算电路	图 7.1.2(j)	$u_o \approx -I_S e^{\frac{u_i}{U_T}} R$



### 1. 节点电流法

列出关键节点(即与输入、输出信号有关的节点,如集成运放的同相输入端和反相输入端等)的电流方程,推导出同相输入端和反相输入端的电位  $u_P$  和  $u_N$  的表达式,令  $u_P = u_N$ ,即可推导出输出电压与输入电压间的运算关系。节点电流法适于所有情况。

### 2. 叠加定理

对于多个信号输入的电路,可以首先分别求出每个输入电压单独作用时的输出电压,此时其它输入端应接地,然后将它们相加,所得输出电压就是所有信号同时作用时的输出电压,由此得到输出电压与输入电压的运算关系。

### 3. 多级运算电路的求解方法

对于多级运算电路,一般均可认为前级电路的输出电阻为零,即为电压源,故可分别求出各级电路的运算关系式,然后以前级的输出作为后级的输入,逐级代入后级的运算关系式,从而得出整个电路的运算关系式。

## “虚短”和“虚断”是分析运算电路的基本出发点

由于运算电路必须引入深度负反馈条件,因而在利用理想运放实现运算电

路时其两个输入端具有“虚短”和“虚断”的特点。所谓“虚”即为“假”,因而“虚短”和“虚断”就是从理想运放两个输入端看进去既像短路又像开路,但它们即不是真短路又不是真断路,是以此来描述差模输入电压无穷小和输入电流无穷小的特点。在分析电路时,首先通过判断反馈的极性认定其为运算电路,然后再根据“虚短”和“虚断”的特点求解运算关系。

例如,在图 7.2.2(a)所示电路中, $A_2$  为电压跟随器,以 A 点电位  $u_A$  作为输入, $u_{O2} = u_A$ ,而由于  $A_2$  同相输入端电流为零,

$$u_A = \frac{R_1}{R_w} \cdot u_O$$

即  $u_A$  随  $u_O$  线性变化。分析到这里,还不能说明整个电路是运算电路,因为还没有判断整个电路是否引入负反馈。利用瞬时极性法判断反馈极性,设  $u_{11}$  瞬时极性为“+”,则  $u_O$  为“-”, $u_A$  为“-”, $A_2$  的反相输入端电位也为“-”,并作用于  $A_1$  的反相输入端,使  $u_O$  向“+”变化, $u_O$  的变化减小,故引入了负反馈,图 7.2.2(a)所示电路是运算电路。由于  $A_1$  外电路对称,因而构成差分运算电路,故

$$u_A = \frac{R_f}{R} (u_{12} - u_{11})$$

输出电压

$$u_O = \frac{R_f R_w}{R R_1} (u_{12} - u_{11})$$

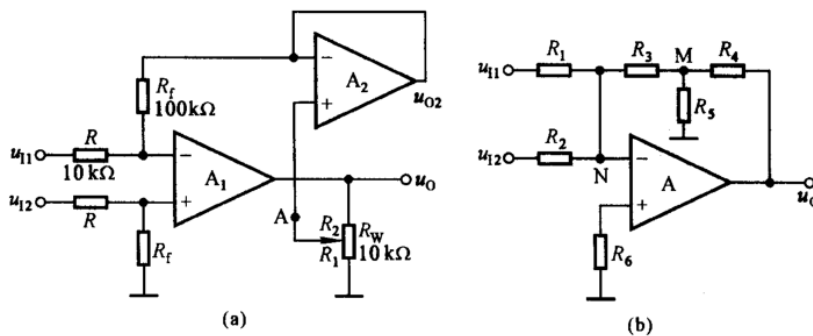


图 7.2.2 利用虚短和虚断分析运算电路

又例如,在图 7.2.2(b)所示电路中,显然引入了负反馈,A 的两个输入端为“虚地”。“虚地”不是“真地”,因而

$$I_{R_1} + I_{R_2} = I_{R_3} + I_{R_5}$$

可用叠加原理分析输出电压与输入电压的运算关系。令  $u_{12} = 0$ ,则  $R_2$  的一端为“虚地”,另一端为“真地”,故电流为 0。N 和 M 的电流方程为

$$\begin{cases} I_{R_1} = I_{R_3} \\ I_{R_3} + I_{R_5} = I_{R_4} \end{cases}$$

$$\begin{cases} \frac{u_{11}}{R_1} = -\frac{u_M}{R_3} \\ -\frac{u_M}{R_3} - \frac{u_M}{R_5} = \frac{u_M - u_O}{R_4} \end{cases}$$

整理可得  $u_{11}$  单独作用时的输出电压

$$u_{O1} = -\frac{R_3 + R_4}{R_1} \left(1 + \frac{R_3 + R_4}{R_5}\right) u_{I1}$$

同理可得  $u_{I2}$  单独作用时的输出电压

$$u_{O2} = -\frac{R_3 + R_4}{R_2} \left(1 + \frac{R_3 + R_4}{R_5}\right) u_{I2}$$

输出电压

$$u_O = u_{O1} + u_{O2} = -\left(1 + \frac{R_3 + R_4}{R_5}\right) \left(\frac{R_3 + R_4}{R_1} u_{I1} + \frac{R_3 + R_4}{R_2} u_{I2}\right)$$

为了保持运放 A 外电路的对称性，

$$R_6 = R_1 // R_2 // (R_3 + R_4 // R_5)$$

## 多级运算电路中各级电路相互独立

当多个运算电路连接成多级运算电路时，由于每一级电路都引入了深度电压负反馈，输出电阻均为零，所以带负载（即带后级电路）后前级电路的输出电压与其输入电压的运算关系不变；后级电路的输出电压与其输入电压（即前级的输出电压）的运算关系仅决定于本级电路的反馈网络和输入网络，与前级电路无关。因此，可将多级运算电路中的每一级电路都作为独立的电路来解，然后将前级的输出电压作为后级的输入逐一代入后级运算关系式即可求出整个电路的运算关系式。

例如，在图 7.2.3 所示电路中， $A_1$  的输出电压

$$u_{O1} = -\frac{R_2}{R_1} \cdot u_{I1} = -10u_{I1}$$

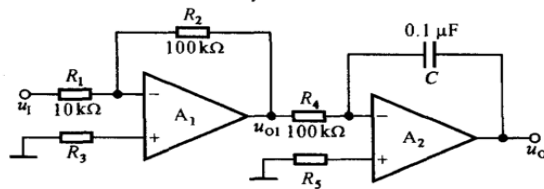


图 7.2.3 多级运算电路的分析

与  $R_4$  取多大电流无关。积分运算电路中积分电流为  $u_{O1}/R_4$ ，输出电压  $u_O$  与  $u_{O1}$  的运算关系是

$$u_O = -\frac{1}{R_4 C} \int u_{O1} dt = -100 \int u_{O1} dt$$

$u_O$  不会通过  $R_4$ 、 $R_2$  作用于  $A_1$ 。电路的运算关系式为

$$u_O = -\frac{1}{R_4 C} \int u_{O1} dt = 10^3 \int u_{I1} dt$$

应当指出，如果后级的输入电阻过小，则前级电路中的集成运放会因功耗过大而损坏。

## 二极管应用电路——直流电源

直流稳压电源将交流电转换成直流电，由电源变压器、整流电路、滤波电路和稳压电路组成，如图 10.1.1 所示，每个方框输出的波形也如图所示。

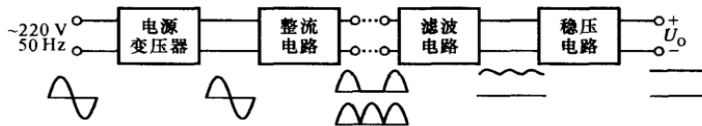


图 10.1.1 直流稳压电源的方框图

电源变压器将 50 Hz、220 V 的电网电压变换成合适幅值的交流电，多数情况下实现降压。整流电路将交流电压变为脉动的直流电压，有半波整流和全波整流之分。滤波电路减小电压的脉动使直流电压平滑。

按照国家标准，电网电压的波动范围为  $\pm 10\%$ 。在电网电压波动或负载电流变化时，变压器副边电压、整流电路和滤波电路输出电压均将产生相应的变化，因此还不适于作多数电子电路的工作电源。稳压电路的作用是在电网电压波动或负载电流变化时保持输出电压基本不变。

## 一、整流电路

表 10.1.1 所示为单相半波整流、全波整流、桥式整流电路,以及它们在变压器副边电压有效值为  $U_2$  时的输出电压和输出电流平均值  $U_{O(AV)}$ 、 $I_{O(AV)}$ ,考虑到电网电压的波动范围为  $\pm 10\%$  时整流二极管的最大整流平均电流  $I_F$  和最高反向工作电压  $U_R$ 。

表 10.1.1 单相整流电路及其主要参数一览表

电路名称	半波整流	全波整流	桥式整流
电路组成			
输入电压和输出电压的波形			
$U_{O(AV)}$	$\approx 0.45U_2$	$\approx 0.9U_2$	$\approx 0.9U_2$
$I_{O(AV)}$	$\approx \frac{0.45U_2}{R_L}$	$\approx \frac{0.9U_2}{R_L}$	$\approx \frac{0.9U_2}{R_L}$
$I_F$	$> \frac{1.1 \times 0.45U_2}{R_L}$	$> \frac{1.1 \times 0.45U_2}{R_L}$	$> \frac{1.1 \times 0.45U_2}{R_L}$
$U_R$	$> 1.1\sqrt{2}U_2$	$> 1.1 \times 2\sqrt{2}U_2$	$> 1.1\sqrt{2}U_2$

## 二、滤波电路

滤波电路有电容滤波电路、电感滤波电路和复式滤波电路,小功率电源多采用电容滤波电路。对于全波整流和桥式整流电路,若滤波电容取值满足  $R_L C = (3 \sim 5)T/2$  ( $T$  为电网电压的周期),滤波电路的输出电压约为  $1.2U_2$ ,考虑到电网电压的波动,滤波电容的耐压值应大于  $1.1\sqrt{2}U_2$ 。若负载电流较大时,如  $2A$ ,则应采用电感滤波;若对滤波效果要求较高,如仪表中的电源,则应采用复式滤波。

稳压管稳压电路由稳压管和与之匹配的限流电阻  $R$  组成,如图 10.1.2 所示。它结构简单,输出电压  $U_O$  等于稳压管的稳定电压,不可调;仅适用于负载电流较小且其变化范围也较小的情况。通常,稳压管的动态电阻  $r_z$  远小于限流电阻  $R$  和负载电阻  $R_L$ ,故其稳压系数和输出电阻为

$$\begin{cases} S_r \approx \frac{r_z}{R+r_z} \cdot \frac{U_1}{U_2} \\ R_o \approx r_z \end{cases} \quad (10.1.3)$$

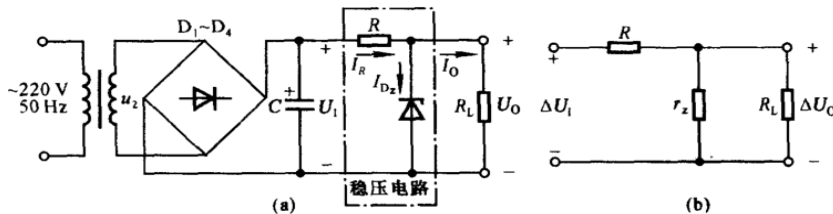


图 10.1.2 稳压管稳压电路及其交流等效电路

(a) 电路 (b) 交流等效电路

稳压管稳压电路依靠稳压管的电流调节作用和限流电阻的补偿作用,使得输出电压稳定。限流电阻是必不可少的组成部分,必须合理选择阻值,才能保证稳压管既能工作在稳压状态,又不至于因功耗过大而损坏。 $R$  应满足

$$\frac{U_{I_{max}} - U_Z}{I_{ZM} + I_{L_{min}}} < R < \frac{U_{I_{min}} - U_Z}{I_Z + I_{L_{max}}} \quad (10.1.4)$$

## 倍压整流电路的分析

与一般二极管电路的分析方法一样,为了得到倍压整流电路输出电压的数值,需明确电路中的二极管什么条件下导通和什么条件下截止。为了使分析过程简单化,在分析时,常设负载电阻无穷大(即负载开路)且电路已进入稳态,然后对每个电容上的电压逐个分析,最后得到输出电压。

例如,在图 10.2.1 所示电路中,逐个研究  $C_1$ 、 $C_2$ 、 $C_3$  上的电压。为了便于叙述,设 B 点为“地”(如图中所标注),变压器副边电压有效值为  $U_2$ 。

$C_1$  上电压的分析: $u_2$  为正半周时,即 A 点为“+”B 点为“-”时,从 A 点经  $D_1$  向  $C_1$  充电的电流(见图中实线所示),进入稳态时  $C_1$

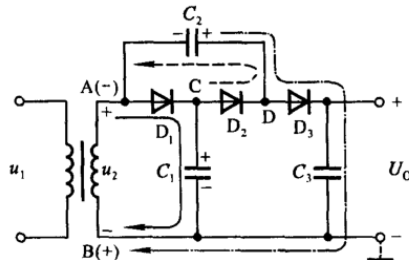


图 10.2.1 倍压整流电路的分析

的电压为  $\sqrt{2} U_2$ ,极性如图中所标注。在  $u_2$  为正半周时  $D_2$  是否导通呢?要看 D 点电位是否低于  $C_1$  上电压,而 D 点电位决定于  $C_2$  上的电压。

$C_2$  上电压的分析: $u_2$  正半周时不可能通过  $D_2$  对  $C_2$  充电,而在  $u_2$  负半周时,即 A 点为“-”B 点为“+”时, $u_2$  与  $C_1$  上电压相加通过  $D_2$  对  $C_2$  充电(见图中虚线所示),因而进入稳态时  $C_2$  的电压可达  $2\sqrt{2} U_2$ ,极性如图中所标注。

$C_3$  上电压的分析: $u_2$  为正半周时,若  $C_2$  已进入稳态,则将与  $u_2$  相加通过  $D_3$  对  $C_3$  充电(见图中点画线所示), $C_3$  的电压可达  $3\sqrt{2} U_2$ ,极性如图中所标注。 $C_3$  的电压就是输出电压, $U_o = 3\sqrt{2} U_2$ 。

应当指出,上述只是分析方法,实际上,三个电容充电的过渡过程是同时发生的,空载情况下进入稳态后所有的二极管均截止;带上负载电阻并进入稳态后,在  $u_2$  的每个周期内各个电容都有充放电过程,但  $C_1 \sim C_3$  上平均电压的比例关系基本不变。

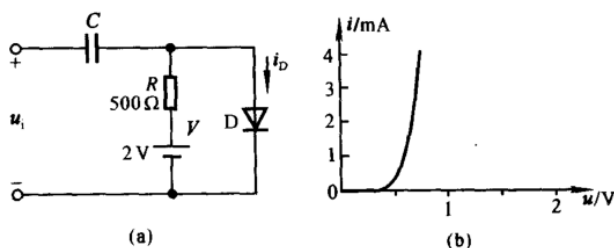
## 例题与习题

【例 1.3.1】判断下列说法是否正确,用“√”和“×”来表示判断结果填入空内。

- (1) 在 N 型半导体中如果掺入足够量的三价元素,可将其改型为 P 型半导体。 ( )
- (2) 因为 N 型半导体的多子是自由电子,所以它带负电。 ( )
- (3) PN 结在无光照、无外加电压时,结电流为零。 ( )
- (4) 晶体管在放大区时的集电极电流是多子漂移运动形成的。 ( )
- (5) 结型场效应管外加的栅-源电压应使栅-源间的耗尽层承受反向电压,才能保证其  $R_{GS}$  大的特点。 ( )
- (6) 若耗尽型 N 沟道 MOS 管的  $U_{GS}$  大于零,则其输入电阻会明显变小。 ( )

解答:(1)√,(2)×,(3)√,(4)×,(5)√,(6)×。

【例 1.3.5】 电路如图 1.3.5(a)所示,二极管的伏安特性如图(b)所示,常温下  $U_T \approx 26\text{mV}$ ,电容  $C$  对交流信号可视为短路; $u_i$  为正弦波,有效值为  $10\text{mV}$ 。试问:



- (1) 二极管在  $u_i$  为零时的电流和电压各为多少?
- (2) 二极管中流过的交流电流有效值为多少?

解答:(1) 利用图解法可以方便地求出二极管的  $Q$  点。在动态信号为零时,二极管导通,电阻  $R$  中电流与二极管电流相等。因此,二极管的端电压可写成为

$$u_D = V - i_D R$$

在二极管的伏安特性坐标系中作直线( $u_D = V - i_D R$ ),与伏安特性曲线的交点就是  $Q$  点,如图 1.3.6 所示。读出  $Q$  点的坐标值,即为二极管的直流电流和电压,约为

$$U_D \approx 0.7\text{V}, I_D \approx 2.6\text{mA}$$

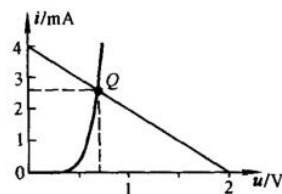


图 1.3.6 例 1.3.5 图解  $Q$  点

- (2) 根据式(1.2.3), $Q$  点下小信号情况下的动态电阻

$$r_d \approx \frac{U_T}{I_D} = \left(\frac{26}{2.6}\right) \Omega = 10\Omega$$

根据已知条件,二极管上的交流电压有效值为  $10\text{mV}$ ,故流过的交流电流有效值为

$$I_d = \frac{U_i}{r_d} = \left(\frac{10}{10}\right) \text{mA} = 1\text{mA}$$

【例 1.3.7】 测得放大电路中三只晶体管三个电极的直流电位如图 1.3.8 所示。试分别判断它们管型、管脚和所用材料(即是硅管还是锗管)。

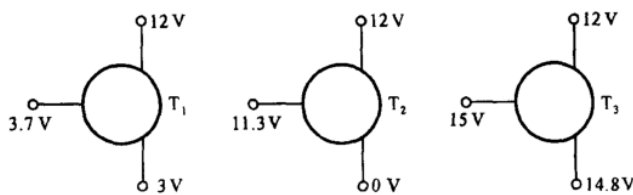
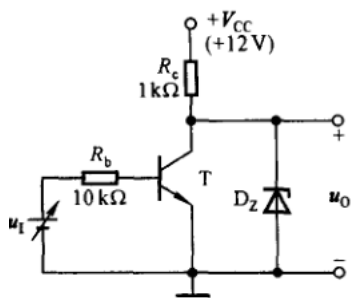


表 1.3.1 例 1.3.7 答案

管号	上	中	下	管型	材料
$T_1$	c	b	e	NPN	Si
$T_2$	e	b	c	PNP	Si
$T_3$	c	e	b	PNP	Ge

【例 1.3.8】 电路如图 1.3.10 所示,晶体管的  $\beta = 100$ ,  $U_{BE} = 0.7\text{V}$ ,饱和管压降  $U_{CES} = 0.4\text{V}$ ;稳压管的稳定电压  $U_Z = 4\text{V}$ ,正向导通电压  $U_D = 0.7\text{V}$ ,稳定电流  $I_Z = 5\text{mA}$ ,最大稳定电流  $I_{ZM} = 25\text{mA}$ 。试问:

- (1) 当  $u_i$  为  $0\text{V}$ 、 $1.5\text{V}$ 、 $2.5\text{V}$  时  $u_o$  各为多少?
- (2) 若  $R_c$  短路,将产生什么现象?



解答:(1) 根据上述分析,当  $u_1=0$  时,晶体管截止;稳压管的电流

$$I_{Dz} = \frac{V_{CC} - U_Z}{R_c} = \left( \frac{12-4}{1} \right) \text{ mA} = 8 \text{ mA}$$

在  $I_Z$  和  $I_{ZM}$  之间,故  $u_o = U_Z = 4 \text{ V}$ 。

当  $u_1 = 1.5 \text{ V}$  时,晶体管导通,基极电流

$$I_B = \frac{u_1 - U_{BE}}{R_b} = \left( \frac{1.5 - 0.7}{10} \right) \text{ mA} = 0.08 \text{ mA}$$

假设晶体管工作在放大状态,则集电极电流

$$I_C = \beta I_B = (100 \times 0.08) \text{ mA} = 8 \text{ mA}$$

$$u_o = V_{CC} - I_C R_c = (12 - 8 \times 1) \text{ V} = 4 \text{ V}$$

由于  $u_o > U_{CES} = 0.4 \text{ V}$ ,说明假设成立,即晶体管工作在放大状态。

值得指出的是,虽然当  $u_1$  为  $0 \text{ V}$  和  $1.5 \text{ V}$  时  $u_o$  均为  $4 \text{ V}$ ,但是原因不同;前者因晶体管截止、稳压管工作在稳压区,且稳定电压为  $4 \text{ V}$ ,使  $u_o = 4 \text{ V}$ ;后者因晶体管工作在放大区使  $u_o = 4 \text{ V}$ ,此时稳压管因电流为零而截止。

当  $u_1 = 2.5 \text{ V}$  时,晶体管导通,基极电流

$$I_B = \frac{u_1 - U_{BE}}{R_b} = \left( \frac{2.5 - 0.7}{10} \right) \text{ mA} = 0.18 \text{ mA}$$

假设晶体管工作在放大状态,则集电极电流

$$I_C = \beta I_B = (100 \times 0.18) \text{ mA} = 18 \text{ mA}$$

$$u_o = V_{CC} - I_C R_c = (12 - 18 \times 1) \text{ V} = -6 \text{ V}$$

在正电源供电的情况下,  $u_o$  不可能小于零,故假设不成立,说明晶体管工作在饱和状态。

实际上,也可以假设晶体管工作在饱和状态,根据式(1.3.3)求出临界饱和时的基极电流

$$I_{BS} = \frac{V_{CC} - U_{CES}}{\beta R_c} = \left( \frac{12 - 0.4}{100 \times 1} \right) \text{ mA} = 0.116 \text{ mA}$$

$I_B = 0.18 \text{ mA} > I_{BS}$ ,说明假设成立,即晶体管工作在饱和状态。

(2) 若  $R_c$  短路,电源电压将加在稳压管两端,使稳压管损坏。若稳压管烧断,则  $u_o = V_{CC} = 12 \text{ V}$ 。若稳压管烧成短路,则将电源短路;如果电源没有短路保护措施,则也将因输出电流过大而损坏。

【例 1.3.9】 测得某放大电路中五只场效应管的三个电极的电位分别如表 1.3.2 所示,它们的开启电压也在表中。试分析各管为哪种场效应管(①N 沟道结型场效应管、②P 沟道结型场效应管、③N 沟道增强型 MOS 管、④N 沟道耗尽型 MOS 管、⑤P 沟道增强型 MOS 管、⑥P 沟道耗尽型 MOS 管)及其工作状态(①截止区、②恒流区、③可变电阻区)及其工作状态,并填入表内,可只填写编号。

表 1.3.2 例 1.3.9 表

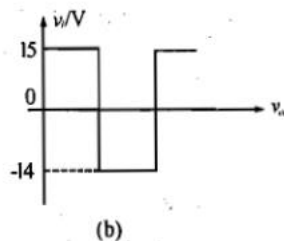
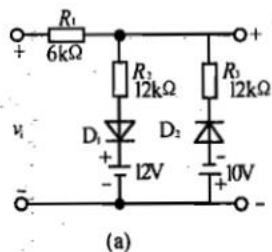
管号		$U_{GS(th)}/V$ 或 $U_{GS(off)}/V$	$U_S/V$	$U_G/V$	$U_D/V$	管型	工作状态
结型	T <sub>1</sub>	3	1	3	-10		
	T <sub>2</sub>	-3	3	-1	10		
MOS	T <sub>3</sub>	-4	5	0	-5		
	T <sub>4</sub>	4	-2	3	-1.2		
	T <sub>5</sub>	-3	0	0	10		

表 1.3.3 例 1.3.9 答案

管号		$U_{GS(th)}/V$ 或 $U_{GS(off)}/V$	$U_S/V$	$U_G/V$	$U_D/V$	管型	工作状态
结型	T <sub>1</sub>	3	1	3	-10	②	②
	T <sub>2</sub>	-3	3	-1	10	①	①
MOS	T <sub>3</sub>	-4	5	0	-5	⑤	②
	T <sub>4</sub>	4	-2	3	-1.2	③	③
	T <sub>5</sub>	-3	0	0	10	④	②

例 2 二极管电路如图 3-2(a) 所示, 试画出相应的  $v_o$  波形:

- 试画出电路的传输特性 ( $v_o - v_i$  特性);
- 假定输入电压如图 3-2(b) 所示, 试画出相应  $v_o$  波形。



解 (1) 当  $v_i < 12V$ , 且  $v_i > -10V$ ,  $D_1$  和  $D_2$  同时截止, 则  $v_o = v_i$ ; 当  $v_i \geq 12V$  时,  $D_1$  导通,  $D_2$  截止, 此时电路可简化成图 3-2(c)。

由图 3-2(c) 可得:

$$v_o = 12V + (v_i - 12V) \frac{R_2}{R_1 + R_2} = 4V + \frac{2}{3}v_i$$

如  $v_i = 16V$ , 则  $v_o = 14.7V$

当  $v_i \leq -10V$  时,  $D_1$  截止,  $D_2$  导通, 此时电路可简化成图 3-2(d)。此时

$$v_o = -10V + (v_i + 10V) \times \frac{R_3}{R_1 + R_3} = -\frac{10}{3}V + \frac{2}{3}v_i$$

如  $v_i = -12V$ , 则  $v_o = -11.33V$

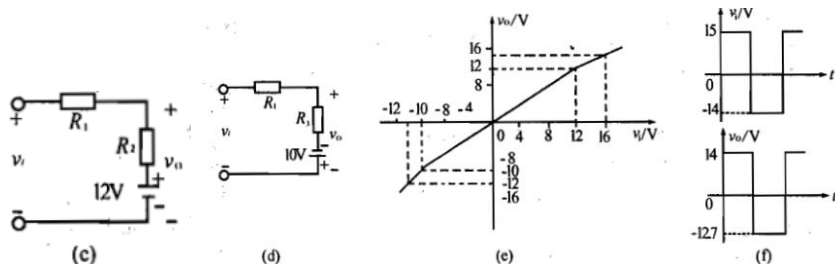
由上可得传输特性如图 3-2(e) 所示。

(2) 输出波形如图 3-2(f) 所示。

$$v_i = +15V \text{ 时, } v_o = 4V + \frac{2}{3}v_i = 14V$$

$$v_i = -14V \text{ 时, } v_o = -\frac{10}{3}V + \frac{2}{3}v_i = -12.7V$$





题2 (北京理工大学, 2004年) 电路如图 3-8(a) 所示, 其输入电压  $v_{i1}$  和  $v_{i2}$  的波形如图 (b) 所示, 二极管导通电压  $V_D = 0.27\text{V}$ 。试画出输出电压  $v_o$  的波形, 并标出幅值。

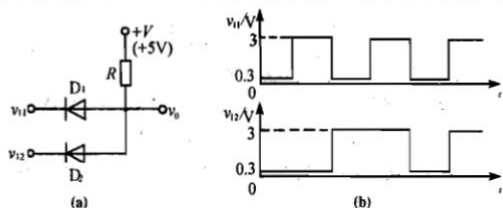


图 3-8

**解**  $v_{i1}$  和  $v_{i2}$  与  $v_o$  的电压对应关系如表 3-1, 根据  $v_{i1}$  和  $v_{i2}$  的波形, 对应画出  $v_o$  的波形如图 3-9(c) 所示。

表 3-1

$v_{i1}/\text{V}$	$v_{i2}/\text{V}$	$v_o/\text{V}$
0.3	0.3	1
0.3	3	1
3	0.3	1
3	3	3.7

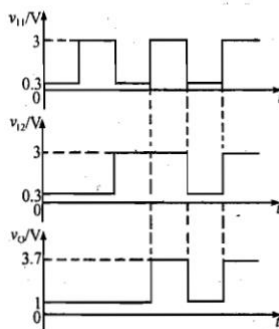


图 3-8(c)

3.4.3 电路如图 3-13 所示, (1) 利用硅二极管恒压降模型求电路的  $I_D$  和  $v_o = V_o = ? (V_D = 0.7\text{V})$ ; (2) 在室温 (300 K) 情况下, 利用二极管的小信号模型求  $v_o$  的变化范围。

**【分析】** 硅管正向导通恒压降时两端电压为  $0.7\text{V}$ ; 小信号时要先求出正向导通的等效电阻  $r_d = \frac{V_T}{I_D} = \frac{26\text{mV}}{I_D}$  再进行求解。

**【解】** (1)  $V_{D1} = V_{D2} = 0.7\text{V}$

于是  $v = V_o = 2V_D = 1.4\text{V}$

由 KVL 定律,  $V_{DD} = V_o + I_D R$ , 于是

$$V_{DD} - V_o = I_D R$$

$$I_D = \frac{1}{R} (V_{DD} - V_o) = \frac{1}{10^3 \Omega} (10 - 1.4)\text{V} = 8.6\text{mA}$$

(2) 由于  $V_{DD}$  在  $9\text{V} \sim 11\text{V}$  变化, 故  $V_o$  也变化, 电路的小信号模型等效电路如图 3-14 所示。当  $T = 300\text{K}$  时, 正向导通的二极管  $D_1, D_2$  可等效为

$$r_{d1} = r_{d2} = \frac{V_T}{I_D} = \frac{26\text{mV}}{8.6} \approx 3.02\Omega$$

于是电流变化

$$\Delta I_D = \frac{\Delta v_o}{2r_d} = \frac{\Delta V_{DD}}{R + 2r_d}$$

故

$$\begin{aligned} \Delta v_o &= \Delta V_{DD} \frac{2r_d}{R + 2r_d} \\ &= \pm 1\text{V} \times \frac{2 \times 3.02}{1000 + 2 \times 3.02} = \pm 6\text{mV} \end{aligned}$$

于是,  $v_o$  变化范围为:

$$1.4 - 6 \times 10^{-3}\text{V} \sim 1.4 + 6 \times 10^{-3}\text{V}, \text{即 } 1.394\text{V} \sim 1.406\text{V}$$

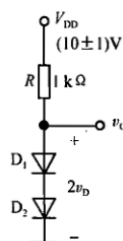


图 3-13

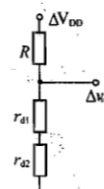


图 3-14

3.4.10 电路如图 3-23 所示,  $D$  为硅二极管,  $V_{DD} = 2\text{ V}$ ,  $R = 1\text{ k}\Omega$ , 正弦信号  $v_s = 50\sin(2\pi \times 50t)\text{ mV}$ 。(1) 静态(即  $v_s = 0$ )时, 求二极管中的静态电流和  $v_o$  的静态电压;

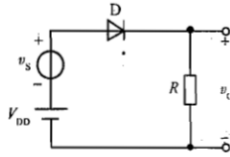


图 3-23

(2) 动态时, 求二极管中的交流电流振幅和  $v_o$  的交流电压振幅;(3) 求输出电压  $v_o$  的总量。

**解** 静态(即  $v_s = 0$ )时, 因  $V_{DD} > V_D = 0.7\text{ V}$ ,

故二极管  $D$  导通, 电路输出端电压为

$$V_D = V_{DD} - V_D = 2 - 0.7 = 1.3\text{ V}$$

流过二极管  $D$  和电阻的电流为

$$I_D = \frac{V_{DD} - V_D}{R} = \frac{2 - 0.7}{1 \times 10^3} = 1.3\text{ mA}$$

动态时, 二极管  $D$  的动态微变电阻为

$$r_d = \frac{V_T}{I_D} = \frac{26\text{ mV}}{1.3\text{ mA}} = 20\ \Omega$$

正弦输入信号为  $v_s = 50\sin(2\pi \times 50t)\text{ mV}$

其幅值  $V_{sm} = 50\text{ mV}$  在电阻  $R$  上的分压为

$$V_{om} = \frac{R}{r_d + R} V_{sm} = \frac{1000}{1000 + 20} \times 50 = 49\text{ mV}$$

交流分量在  $R$  上的电流振幅为

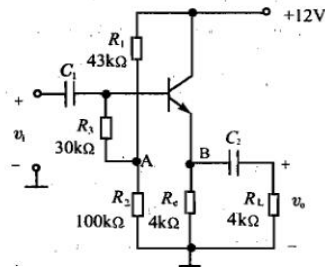
$$I_{om} = \frac{V_{om}}{R} = \frac{49\text{ mV}}{1000\ \Omega} = 49\ \mu\text{A}$$

电路输出端总电压为

$$\begin{aligned} v_o &= V_D + V_{om} \sin(2\pi \times 50t) \\ &= 1.3 + 49 \times 10^{-3} \sin(2\pi \times 50t)\text{ V} \end{aligned}$$

例 5 电路如图 4-6 所示, 已知  $V_{BE} = 0.7\text{ V}$ ,  $\beta = 50$ ,  $r_{be'} = 100\ \Omega$ 。求:

- (1) 静态工作点  $Q$ ;
- (2) 放大器的电压放大倍数  $A_v$  和输入电阻  $R_i$ , 输出电阻  $R_o$ ;
- (3) 若  $AB$  间接入电容  $C$ , 输入电阻  $R_i$  如何变化。



**解** (1)  $V_A = \frac{R_2}{R_1 + R_2} \times 12 = \frac{100}{100 + 43} \times 12 = 8.4\text{ V}$

又

$$V_A = I_{BQ} R_3 + V_{BE} + (1 + \beta) I_{BQ} R_e$$

解得

$$I_{BQ} = 0.033\text{ mA}$$

$$I_{CQ} = \beta I_{BQ} = 50 \times 0.033 = 1.65\text{ mA}$$

$$V_{CEQ} = 12 - I_{CQ} R_c = 12 - 1.65 \times 4 = 5.4\text{ V}$$

(2) 这是一个共集电极放大电路, 用  $H$  微变等效电路简图等效交流状态, 特性图如图 4-7 所示。

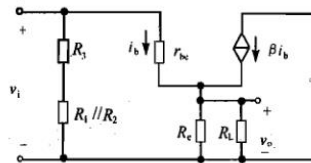


图 4-7

$$r_{be} = r_{be'} + (1 + \beta) \frac{26\text{ mV}}{I_{BQ}} = 100 + 51 \times \frac{26}{1.65} = 0.9\text{ k}\Omega$$

$$R_i' = R_e \parallel R_L = 4 \parallel 4 = 2 \text{ k}\Omega$$

$$A_v = \frac{\beta R_i'}{r_{be} + (1 + \beta)(R_e \parallel R_L)} = \frac{50 \times 2}{0.9 + 51 \times 2} = 0.97$$

$$R_i = (R_3 + R_1 \parallel R_2) \parallel [r_{be} + (1 + \beta)R_i'] \\ = (30 + 43 \parallel 100) \parallel (0.9 + 51 \times 2) = 37.9 \text{ k}\Omega$$

求输出电阻是将输入端短接,从输出端加电压,求电压与电流的比值。

$$R_o = R_e \parallel \frac{r_{be}}{1 + \beta} = 4 \parallel \frac{0.9}{51} = 17.6 \text{ k}\Omega$$

(3) 若在 A, B 间接电容 C, 当输入为  $v_i$  时, 输出电压  $v_o = A_v v_i$ , 流过  $R_3$  的电流

$$I_{R3} = \frac{v_{R3}}{R_3} = \frac{v_i - v_o}{R_3} = \frac{v_i(1 - A_v)}{R_3}$$

$R_3$  支路的等效电阻为

$$R_3' = \frac{v_i}{I_{R3}} = \frac{R_3}{1 - A_v}$$

当  $A_v \rightarrow 1$  时  $R_3'$  的值很大, 与  $R_1'$  并联其值约等于  $R_1'$ , 又

$$R_1' = r_{be} + (1 + \beta)(R_e \parallel R_L) = 103 \text{ k}\Omega$$

所以比不接电容 C 时输入电阻 37.9 kΩ 大。

题 1 (北京理工大学, 2002 年) 设图 4-9 中三极管 T 的  $\beta = 100, r_{be} = 100 \Omega, V_{BEQ} = 0.7 \text{ V}; C_1, C_2, C_3$  对交流信号可视为短路,  $R_s = 600 \Omega$ 。

- (1) 计算静态工作点  $Q(V_{CEQ}, I_{CQ})$ ;
- (2) 画出交流通路及交流小信号低频等效电路;
- (3) 求输入电阻  $R_i$ ;

- (4) 求输出电阻  $R_o$ ;
- (5) 求电压增益  $A_v = v_o/v_i$  和  $A_{v_s} = v_o/v_s$ 。

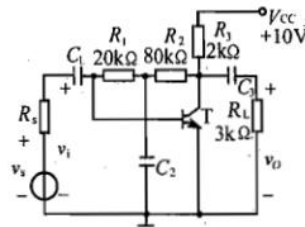


图 4-9

**解** (1) 电容对于直流信号相当于开路, 因此根据该放大电路的直流通路可以列出方程:

$$V_{CC} = I_{CQ}R_3 + I_{BQ} \cdot (R_1 + R_2) + V_{BEQ}$$

将  $I_{CQ} = \beta I_{BQ}$  代入, 得:

$$I_{BQ} = \frac{V_{CC} - V_{BEQ}}{\beta R_3 + R_1 + R_2} = \frac{10 - 0.7}{100 \times 2 + 20 + 80} = 0.031 \text{ mA}$$

$$I_{CQ} = \beta I_{BQ} = 3.1 \text{ mA}$$

$$V_{CEQ} \approx V_{CC} - I_{CQ} \cdot R_3 = 10 - 3.1 \times 2 = 3.8 \text{ V}$$

(2) 交流通路如图 4-10 所示, 交流小信号低频等效电路如图 4-11 所示:

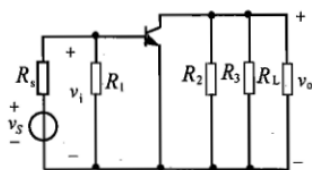


图 4-10

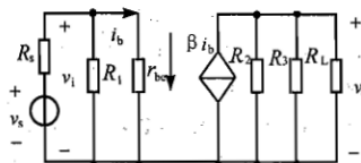


图 4-11

(3) 由微变等效电路可知,输入电阻为:  $R_i = R_1 // r_{be}$ , 而

$$r_{be} = r_{bb'} + (1 + \beta) \frac{26 \text{ mA}}{I_{EQ} (\text{mA})} = 100 + (100 + 1) \frac{26}{(1 + 100) \times 0.031} = 940 \Omega$$

所以  $R_i = 20 \text{ k}\Omega // 940 \Omega = 0.9 \text{ k}\Omega$

$$(4) R_o = R_3 // R_2 = 2 // 80 = 1.95 \text{ k}\Omega$$

$$(5) A_v = v_o / v_i = - \frac{\beta(R_2 // R_3 // R_L)}{r_{be}} = -125$$

$$A_{us} = v_o / v_s = \frac{R_i}{R_i + R_s} \cdot A_v = \frac{R_i}{R_i + R_s} \cdot \left( - \frac{\beta(R_2 // R_3 // R_L)}{r_{be}} \right) = -75$$

**题 2** (清华大学, 2003 年) 图 4-12 所示的二个电路中三极管均为硅管,  $\beta = 50$ , 试通过估算判断它的静态工作点位于哪个区(放大区、饱和区和截止区)。

**解** (1) 图(a):

设三极管工作在放大区, 则

$$I_{BQ} = \frac{V_{CC} - V_{BEQ}}{R_b} = \frac{(12 - 0.7) \text{ V}}{200 \text{ k}\Omega} \approx 0.057 \text{ mA}$$

$$I_{CQ} = \beta I_{BQ} = 50 \times 0.057 \text{ mA} = 2.83 \text{ mA}$$

$$V_{CEQ} = V_{CC} - I_{CQ} R_c = (12 - 2.83 \times 1) \text{ V} = 9.17 \text{ V}$$

$$\text{所以可得 } V_{CQ} = 9.17 \text{ V} \quad V_B = 0.7 \text{ V} \quad V_{EQ} = 0 \text{ V}$$

$$\text{即 } V_{CQ} > V_B > V_{EQ}$$

说明发射结正偏, 集电极反偏, 三极管静态工作点在放大区。

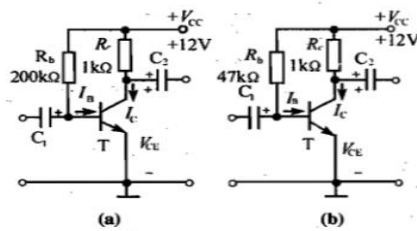


图 4-12

(2) 图(b): 设三极管工作在放大区, 则

$$I_{BQ} = \frac{V_{CC} - V_{BEQ}}{R_b} = \frac{(12 - 0.7) \text{ V}}{47 \text{ k}\Omega} \approx 0.24 \text{ mA}$$

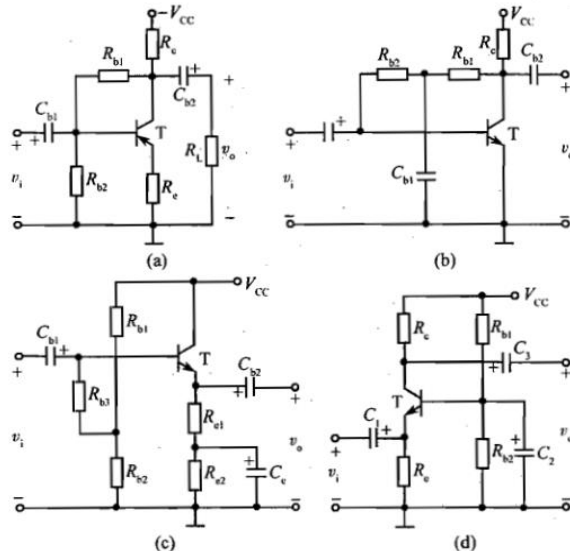
$$I_{CQ} = \beta I_{BQ} = 50 \times 0.24 \text{ mA} = 12 \text{ mA}$$

$$V_{CEQ} = V_{CC} - I_{CQ} R_c = (12 - 12 \times 1) \text{ V} = 0 \text{ V}$$

$$\text{即可得 } V_{CQ} < V_{BQ}, V_{BQ} > V_{EQ}$$

由此可得: 发射结正偏, 集电集正偏, 静态工作点进入饱和区。

**4.3.8** 画出图 4-24 所示电路的小信号等效电路, 设电路中各电容容抗均可忽略, 并注意标出电压、电流的正方向。

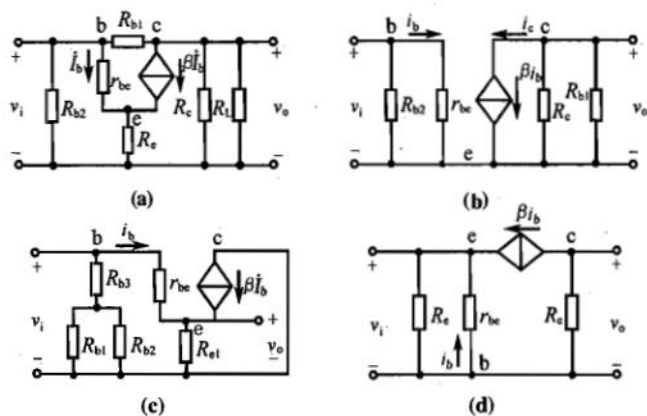


**解** (a)、(b) 为共射放大电路。

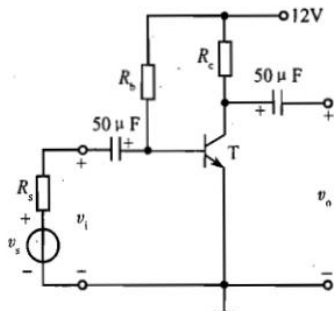
(c) 为射极跟随电路。

(d) 为共基放大电路。

交流等效电路如图 4-25 所示。



**4.4.1** 电路如图 4-33 所示, 如  $R_b = 750 \text{ k}\Omega$ ,  $R_c = 6.8 \text{ k}\Omega$ , 采用 3DG6 型 BJT; (1) 当  $T = 25^\circ\text{C}$  时,  $\beta = 60$ ,  $V_{BE} = 0.7 \text{ V}$ , 求 Q 点; (2) 如  $\beta$  随温度的变化为  $0.5\%/^\circ\text{C}$ , 而  $V_{BE}$  随温度的变化为  $-2 \text{ mV}/^\circ\text{C}$ , 当温度升高至  $75^\circ\text{C}$  时, 估算 Q 点的变化情况; (3) 如温度维持在  $25^\circ\text{C}$  不变, 只是换一个  $\beta = 115$  的管子, Q 点如何变化, 此时放大电路的工作状态是否正常?



**解** 如图 4-33 所示:

(1)  $T = 25^\circ\text{C}$  时,

$$I_{BQ} = \frac{V_{CC} - V_{BEQ}}{R_b} = \frac{12 - 0.7}{750} \times 10^{-3} \approx 15 \mu\text{A}$$

$$I_{CQ} = \beta I_{BQ} = 60 \times 15 \times 10^{-6} \text{ A} \approx 0.9 \text{ mA}$$

由 KVL 定律,

$$V_{CEQ} = V_{CC} - I_{CQ} R_c = 12 - 0.91 \times 6.8 = 5.88 \text{ V}$$

于是静态工作点 Q 为:

$$V_{CEQ} = 5.88 \text{ V}, I_{CQ} = 0.91 \text{ mA}$$

(2)  $T = 75^\circ\text{C}$  时,

$$\begin{aligned} \beta(75^\circ\text{C}) &= \beta(25^\circ\text{C}) [1 + (75^\circ\text{C} - 25^\circ\text{C}) \times 0.005/^\circ\text{C}] \\ &= 60 \times [1 + 50 \times 0.005] = 75 \end{aligned}$$

BE 结电压:

$$\begin{aligned} V_{BEQ}(75^\circ\text{C}) &= V_{BEQ}(25^\circ\text{C}) - (75^\circ\text{C} - 25^\circ\text{C}) \times 0.002 \text{ V}/^\circ\text{C} \\ &= 0.7 - 50 \times 0.002 \\ &= 0.7 - 0.1 = 0.6 \text{ V} \end{aligned}$$

在 75°C 时,

$$I_{BQ} = \frac{V_{CC} - V_{BEQ}}{R_b} = 15.2 \mu A$$

$$I_{CQ} = \beta I_{BQ} = 75 \times 15.2 \mu A = 1.14 \text{ mA}$$

$$V_{CEQ} = V_{CC} - I_{CQ} R_c = 12 \text{ V} - 1.14 \times 10^{-3} \times 6.8 \times 10^3 \text{ V} \approx 4.25 \text{ V}$$

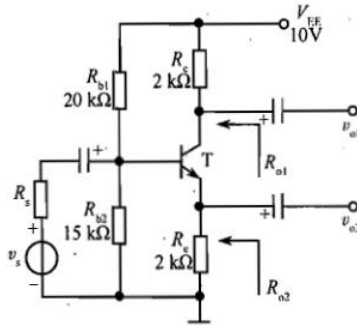
(3)  $T = 25^\circ\text{C}$  时,  $\beta = 115$ ,  $I_{BQ}$  仍为  $15.2 \mu A$ , 所以

$$I_{CQ} = \beta I_{BQ} = 115 \times 15.2 \mu A \approx 1.73 \text{ mA}$$

$$V_{CEQ} = V_{CC} - I_{CQ} R_c = 12 - 1.73 \times 10^{-3} \times 6.8 \times 10^3 = 0.24 \text{ V} < V_{CES}$$

BJT 进入饱和区, 因此不能正常放大。

4.5.3 电路如图 4-49 所示, 设  $\beta = 100$ , 试求: (1) Q 点; (2) 电压增益  $A_{vs1} = v_{o1}/v_s$  和  $A_{vs2} = v_{o2}/v_s$ ; (3) 输入电阻  $R_i$ ; (4) 输出电阻  $R_{o1}$  和  $R_{o2}$ 。



解 (1)  $V_{BQ} = \frac{R_{b2}}{R_{b1} + R_{b2}} V_{CC} = \frac{15}{20 + 15} \times 10 \text{ V} \approx 4.3 \text{ V}$

$$I_{EQ} = \frac{V_{BQ} - V_{BEQ}}{R_e} = \frac{4.3 - 0.7}{2} = 1.8 \text{ mA}, \beta = 100 \gg 1, \text{ 故 } I_{CQ} \approx I_{EQ} = 1.8 \text{ mA}, \text{ 由 KVL}$$

定律:

$$V_{CEQ} = V_{CC} - I_{CQ}(R_c + R_e) = 10 - 1.8 \times (2 + 2) = 2.8 \text{ V}$$

$$I_{BQ} = \frac{1}{\beta} I_{CQ} = \frac{1.8}{100} \text{ mA} = 18 \mu A$$

(2) 图 4-50 为小信号模型: 因为

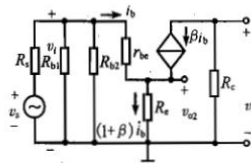


图 4-50

$$v_{o1} = -\beta i_b R_c, v_{o2} = (1 + \beta) i_b R_e$$

$$v_i = i_b r_{be} + (1 + \beta) i_b R_e$$

于是, 有电压增益

$$A'_{v1} = \frac{v_{o1}}{v_i} = -\frac{\beta i_b R_c}{i_b r_{be} + (1 + \beta) i_b R_e} = -\frac{\beta R_c}{r_{be} + (1 + \beta) R_e}$$

$$A'_{v2} = \frac{v_{o2}}{v_i} = \frac{(1 + \beta) i_b R_e}{i_b r_{be} + (1 + \beta) i_b R_e} = \frac{(1 + \beta) R_e}{r_{be} + (1 + \beta) R_e}$$

因为

$$r_{be} = r_{bb'} + (1 + \beta) \frac{26 \text{ mV}}{I_E} = 200 + 101 \times \frac{26}{1.8} \approx 1.66 \text{ k}\Omega$$

故

$$R_i = R_{b1} // R_{b2} // [r_{be} + (1 + \beta) R_e] \\ = 20 \text{ k}\Omega // 15 \text{ k}\Omega // (1.66 + 101 \times 2) \text{ k}\Omega \approx 8.2 \text{ k}\Omega$$

于是电压增益

$$\begin{aligned}
 A_{v1} &= A'_{v1} \cdot \frac{v_i}{v_s} = -\frac{\beta R_c}{r_{be} + (1 + \beta)R_e} \times \frac{R_i}{R_i + R_s} \\
 &= \frac{-100 \times 2}{1.66 + 101 \times 2} \times \frac{8.2}{8.2 + 1.66} \approx -0.8 \\
 A_{v2} &= \frac{(\beta + 1)R_e}{r_{be} + (1 + \beta)R_e} \times \frac{R_i}{R_i + R_s} \\
 &= \frac{(100 + 1) \times 2}{1.66 + 101 \times 2} \times \frac{8.2}{8.2 + 2} \approx 0.8
 \end{aligned}$$

(3) 输入电阻:

$$\begin{aligned}
 R_i &= R_{b1} // R_{b2} // [r_{be} + (1 + \beta)R_e] \\
 &= 20\text{k}\Omega // 15\text{k}\Omega // (1.66 + 101 \times 2)\text{k}\Omega \approx 8.2\text{k}\Omega
 \end{aligned}$$

(4)  $v_s = 0$  时, 1 端输出电阻:  $R_{o1} \approx R_e = 2\text{k}\Omega$ ,

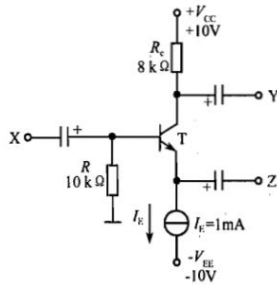
$$2 \text{ 端输出电阻: } R_{o2} = R_e // \frac{r_{be} + (R_{b1} // R_{b2} // R_s)}{1 + \beta} \approx 31\Omega$$

4.5.6 电路如图 4-58 所示, 设 BJT 的  $\beta = 100$ 。(1) 求各电极的静态电压值  $V_{BQ}$ 、 $V_{EQ}$  及  $V_{CQ}$ ;(2) 求  $r_{be}$  的值;(3) 若 Z 端接地, X 端接信号源且  $R_s = 10\text{k}\Omega$ , Y 端接  $10\text{k}\Omega$  的负载电阻, 求  $A_{vs}(v_y/v_s)$ ;(4) 若 X 端接地, Z 端接  $R_s = 200\Omega$  的信号电压  $V_s$ , Y 端接  $10\text{k}\Omega$  的负载电阻, 求  $A_{vs}(v_y/v_s)$ ;(5) 若 Y 端接地, X 端接一内阻及, 为  $100\Omega$  的信号电压  $v_s$ , Z 端接一负载电阻  $1\text{k}\Omega$ , 求  $A_{vs}(v_z/v_s)$ 。电路中容抗可忽略。

解 (1)  $I_{BQ} = \frac{I_E}{1 + \beta} = \frac{1\text{mA}}{101} \approx 0.01\text{mA} = 10\mu\text{A}$

$$V_{BQ} = -I_{BQ}R = -10 \times 10^{-6} \times 10 \times 10^3 = -0.1\text{V}$$

又因为



$$I_{CQ} \approx I_{EQ}, \text{ 则 } V_{CQ} = V_{CC} - I_{CQ}R_c = 10 - 8 = 2\text{V}$$

$$V_{BQ} = V_{BQ} - V_{BEQ} = -0.1 - 0.7 = -0.8\text{V}$$

$$(2) r_{be} = r_{bb}' + (1 + \beta) \frac{26\text{mV}}{I_E} = 200 + 101 \times \frac{26}{1} = 2.83\text{k}\Omega$$

(3) Z 端接地, X 接信号源为共射组态

$$A_v = -\frac{\beta(R_c // R_L)}{r_{be}}, R_s = 10\text{k}\Omega, R_L = 10\text{k}\Omega,$$

$$\begin{aligned}
 A_{vs} &= \frac{v_y}{v_s} = A_v \frac{v_i}{v_s} = A_v \frac{R // r_{be}}{R // r_{be} + R_s} \\
 &= \frac{-\beta(R_c // R_L)}{r_{be}} \cdot \frac{R // r_{be}}{R // r_{be} + R_s} \approx -28.42
 \end{aligned}$$

(4) X 端接地, Z 接信号源, 构成共基放大组态,  $R_s = 200\Omega$ ,  $R_L = 10\text{k}\Omega$   
电压增益

$$A_v = \frac{\beta(R_c // R_L)}{r_{be}}$$

$$A_{vs} = A_v \frac{v_i}{v_s} = \frac{\beta(R_c // R_L)}{r_{be}} \times \frac{\frac{r_{be}}{1 + \beta}}{R_s + \frac{r_{be}}{1 + \beta}} \approx 19.47$$

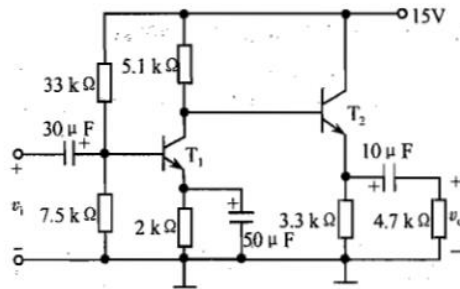
(5) Y 接地, X 端接信号源, 形成共集组态,  $R_s = 100\text{k}\Omega$ ,  $R_L = 1\text{k}\Omega$ , 电压增益

$$A_v = \frac{(1+\beta)R'_L}{r_{be} + (1+\beta)R'_L} = \frac{(1+\beta)R_L}{r_{be} + (1+\beta)R_L}$$

于是, 电源电压增益

$$\begin{aligned} A_{vs} &= \frac{v_o}{v_s} = A_v \frac{v_i}{v_s} \\ &= \frac{(1+\beta)R_L}{r_{be} + (1+\beta)R_L} \cdot \frac{R // [r_{be} + (1+\beta)R_L]}{R // [r_{be} + (1+\beta)R_L] + R_s} \\ &\approx 0.08 \end{aligned}$$

4.6.2 电路如图 4-60 所示。设两管的  $\beta = 100$ ,  $V_{BEQ} = 0.7\text{V}$ 。(1) 估算两管的 Q 点(设  $I_{BQ2} \ll I_{CQ1}$ ); (2) 求  $A_v$ ,  $R_i$  和  $R_o$ 。



**解** (1)  $T_1$  管基极电位为

$$V_{BQ1} = \frac{R_{b2}}{R_{b1} + R_{b2}} V_{cc} = \frac{7.5}{33 + 7.5} \times 15 = 2.78\text{V}$$

$T_1$  管发射极电位为

$$V_{EQ1} = V_{BQ1} - V_{BEQ} = 2.78 - 0.7 = 2.08\text{V}$$

$$I_{EQ1} = \frac{V_{EQ1}}{R_{e1}} = \frac{2.08}{2} = 1.04\text{mA} \approx I_{CQ1}$$

$$I_{BQ1} = \frac{I_{CQ1}}{\beta} = \frac{1.04}{100} = 10.4\mu\text{A}$$

$$\begin{aligned} V_{CEQ1} &= V_{CC} - I_{CQ1}R_{c1} - I_{EQ1}R_{e1} \approx V_{CC} - I_{EQ1}(R_{c1} + R_{e1}) \\ &= 15 - 1.04 \times (5.1 + 2) = 7.6\text{V} \end{aligned}$$

$T_2$  管基极电位为

$$V_{EQ2} = V_{CQ1} = V_{CC} - I_{CQ1}R_{c1} = 15 - 1.04 \times 5.1 = 9.7\text{V}$$

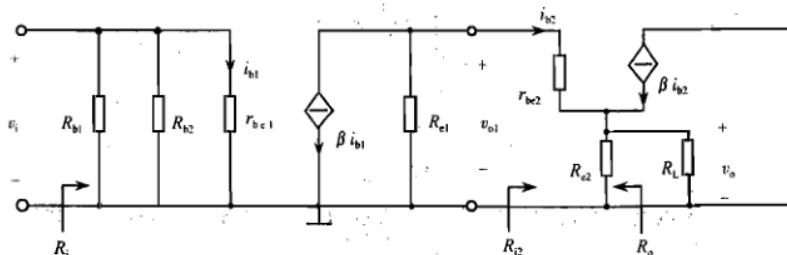
$$I_{EQ2} = V_{EQ2} - V_{BEQ} = 9.7 - 0.7 = 9\text{V}$$

$$I_{EQ2} = \frac{V_{EQ2}}{R_{e2}} = \frac{9}{3.3} = 2.7\text{mA} \approx I_{CQ2}$$

$$I_{BQ2} = \frac{I_{CQ2}}{\beta} = \frac{2.7}{100} = 27\mu\text{A}$$

$$V_{CEQ2} = V_{CC} - I_{EQ2}R_{e2} = 15 - 2.7 \times 3.3 = 6\text{V}$$

(2) 图 4-60 电路的小信号等效电路如图 4-61 所示。





$$r_{be1} = 200 + (1 + \beta) \frac{26 \text{ mV}}{I_{EQ1}} = 200 + (1 + 100) \times \frac{26}{1.04} = 2.73 \text{ k}\Omega$$

$$r_{be2} = 200 + (1 + \beta) \frac{26 \text{ mV}}{I_{EQ2}} = 200 + (1 + 100) \times \frac{26}{2.73} = 1.16 \text{ k}\Omega$$

第二级输入电阻为

$$R_{i2} = r_{be2} + (1 + \beta)R_{E2} = 1.16 + (1 + 100) \times 3.3 = 334 \text{ k}\Omega$$

第一级电压增益为

$$\begin{aligned} A_{v1} &= \frac{v_{o1}}{v_i} = \frac{-\beta i_{b1}(R_{c1} // R_{i2})}{i_{b1} r_{be1}} = -\frac{\beta(R_{c1} // R_{i2})}{r_{be1}} \\ &= -\frac{100 \times (5.1 // 334)}{2.73} = -184 \end{aligned}$$

第二级电压增益为

$$\begin{aligned} A_{v2} &= \frac{v_o}{v_{o1}} = \frac{(1 + \beta) i_{b2} R_{E2}}{i_{b2} r_{be2} + (1 + \beta) i_{b2} R_{E2}} = \frac{(1 + \beta) R_{E2}}{r_{be2} + (1 + \beta) R_{E2}} \\ &= \frac{(1 + 100) \times 3.3}{1.16 + (1 + 100) \times 3.3} = 0.996 \end{aligned}$$

电路的总电压增益为

$$A_v = A_{v1} A_{v2} = (-184) \times 0.996 = -183.3$$

电路的输入电阻为

$$R_i = R_{b1} // R_{b2} // R_{be1} = 33 // 7.5 // 2.73 = 1.88 \text{ k}\Omega$$

令信号源  $v_s = 0$ , 这时有  $v_i = 0, i_b = 0, \beta i_b = 0$ . 可见, 放大电路的输出电阻即为第二级放大器的输出电阻。

$$R_o = R_{E2} // \frac{r_{be2} + R_{e1}}{1 + \beta} = 3.3 // \frac{1.16 + 5.1}{1 + 100} = 60.8 \Omega$$

**4.7.4** 一单级阻容耦合共射放大电路的通频带是 50 Hz ~ 50 kHz, 中频电压增益  $|A_{VM}| = 40 \text{ dB}$ , 最大不失真交流输出电压范围是  $-3 \text{ V} \sim +3 \text{ V}$ 。(1) 若输入一个  $10\sin(4\pi \times 10^3 t)$  (mV) 的正弦波信号, 输出波形是否会产生频率失真和非线性失真? 若不失真, 则输出电压的峰值是多大?  $\dot{V}_o$  与  $\dot{V}_i$  间的相位差是多少?(2) 若  $v_i = 40\sin(4\pi \times 25 \times 10^3 t)$  (mV), 重复回答(1) 中的问题;(3) 若  $v_i = 10\sin(4\pi \times 50 \times 10^3 t)$  (mV), 输出波形是否会失真?

**解** 由  $|A_v| = 100$ , 输出电压范围  $(-3 \text{ V} \sim +3 \text{ V})$ , 于是最大不失真输入电压幅度:  $-0.03 \text{ V} \sim +0.03 \text{ V}$

(1)  $f = 2 \times 10^3 \text{ Hz} \in (50, 50 \text{ kHz})$ ,  $V_{im} = 10 \text{ mV} < 30 \text{ mV}$ , 故不失真。

由于是共射放大电路, 故反相输出,  $\dot{V}_o$  与  $\dot{V}_i$  相位差为  $-180^\circ$ 。

(2)  $f = 2 \times 25 \times 10^3 = 50 \text{ kHz} = f_H$ , 放大倍数下降 3dB,  $A_{vH} = \frac{1}{\sqrt{2}} A_{VM} = 0.707 \times 100 =$

70.7。输出最大幅度:  $V_{om} = 40 \times 70.7 \text{ mV} = 2.828 \text{ V} < 3 \text{ V}$ , 故不失真。

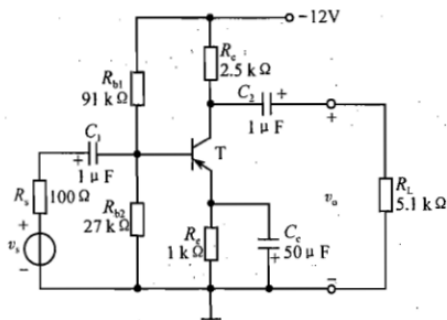
电压增益

$$\dot{A}_v \approx \frac{-100}{1 + j \frac{f}{f_H}} = \frac{-100}{1 + j} = \frac{100}{\sqrt{2}} e^{-225^\circ}$$

故  $\dot{V}_o, \dot{V}_i$  相位差为  $-225^\circ$ 。

(3)  $f = 2 \times 50 \times 10^3 \text{ Hz} = 100 \text{ kHz}$ , 已超出通频带,  $V_{im} = 10 \text{ mV}$ , 但  $V_{om} < 3 \text{ V}$ , 相位差增大, 但输出波形不失真。

**4.7.5** 电路如图 4-66 所示, 已知 BJT 的  $\beta = 50, r_{be} = 0.72 \text{ k}\Omega$ 。(1) 估算电路的下限频率;(2)  $|\dot{V}_{im}| = 10 \text{ mV}$ , 且  $f = f_L$ , 则  $|\dot{V}_{om}| = ? \dot{V}_o$  与  $\dot{V}_i$  间的相位差是多少?



解 等效电路如图 4-67 所示:

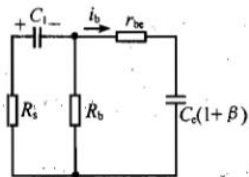


图 4-67

(1)  $R_b = R_{b1} // R_{b2} = 91\text{k}\Omega // 27\text{k}\Omega \approx 20.82\text{k}\Omega \gg r_{be} = 0.72\text{k}\Omega$ , 于是  $R_b$  影响可忽略  
因为交流电路中,  $R_s$  忽略不计, 电容  $C_1$  与等效到基极的  $C_c$  电容串联, 于是  
 $C = C_1 // C_c(1 + \beta)$  所以

$$f_L = \frac{1}{2\pi(R_s + r_{be})[C_1 // (1 + \beta)C_c]} = \frac{1}{2\pi(R_s + r_{be}) \frac{C_1 C_c (1 + \beta)}{C_1 + C_c (1 + \beta)}}$$

$$= \frac{1}{2\pi(0.1 + 0.72) \times 10^3 \times \frac{1 \times 50 \times 51 \times 10^{-6}}{1 + 51 \times 50}} = 392\text{Hz}$$

(2) 中频时,

$$\dot{A}_{VM} = -\beta \frac{R_c // R_L}{r_{be}} = -50 \times \frac{2.5 // 5.1}{0.72} \approx -116$$

当  $f = f_L$  时,

$$\dot{A}_{VL} = 0.707 \dot{A}_{VM} = 0.707 \times (-116) \approx -82$$

此时输出峰值:

$$V_{om} = |\dot{A}_{VL}| V_{im} = 82 \times 10 = 820\text{mV}$$

相位差:

$$\dot{A}_{VL} = \frac{-|\dot{A}_{VM}|}{1-j} = \frac{|\dot{A}_{VM}|}{\sqrt{2}} e^{-135^\circ}$$

故  $\dot{V}_o$  与  $\dot{V}_i$  间相位差为  $-135^\circ$

4.7.6 一高频 BJT, 在  $I_{CQ} = 1.5\text{mA}$  时, 测出其低频 H 参数为:  $r_{be} = 1.1\text{k}\Omega$ ,  $\beta_0 = 50$ , 特征频率  $f_T = 100\text{MHz}$ ,  $C_{b'e} = 3\text{pF}$ , 试求混合 II 形模型参数  $g_m$ ,  $r_{b'e}$ ,  $r_{bb'}$ ,  $C_{b'e}$ 。

解  $g_m = \frac{I_E}{26\text{mV}} = 57.69 \times 10^{-3}\text{S}$

$$r_{b'e} = \frac{\beta_0}{g_m} = 866.7\Omega$$

$$r_{bb'} = r_{be} - r_{b'e} = 233.3\Omega$$

$$C_{b'e} = \frac{g_m}{2\pi f_T} = \frac{57.7 \times 10^{-3}}{2\pi \times 100 \times 10^6} = 92\text{pF}$$

$$f_\beta = \frac{f_T}{\beta_0} = \frac{100\text{MHz}}{50} = 2\text{MHz}$$

例4 图5-5为一共源-共集组合而成的两级放大电路,已知场效应管的  $g_m = 2 \text{ mS}$ , 晶体管的  $\beta = 50, V_{BE} = 0.7 \text{ V}, r_{be} = 200 \Omega$ 。试求:

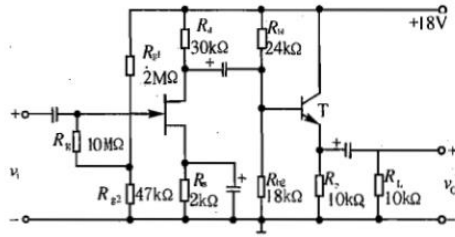


图 5-5

- (1) 中频电压放大倍数  $A_v$ ;
- (2) 输入电阻和输出电阻。

【分析】 由图可看出为两级放大电路组成的多级放大电路,总放大倍数

$$A_v = A_{v1} \cdot A_{v2}, A_{v1} = -g_m R'_d, A_{v2} \approx 1。$$

解 (1) 由于  $A_v = A_{v1} \cdot A_{v2}, A_{v1} = -g_m R'_d$

$$R'_d = 30 // 24 // 18 // [r_{be} + (1 + \beta)R'_e]$$

$$r_{be} = 200 + 51 \times \frac{26}{I_{EQ2}}, V_B = \frac{18}{24 + 18} \times 18 = 7.7 \text{ V}$$

$$I_{EQ2} = \frac{7.7 - 0.7}{10} = 0.7 \text{ mA}$$

故  $r_{be} = 200 + 51 \times \frac{26}{0.7} \approx 2.1 \text{ k}\Omega$

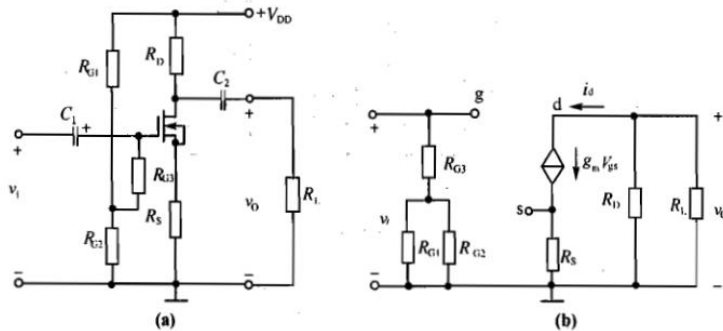
$$R'_d = 30 // 24 // 18 // [2.1 + 51 \times (10 // 10)] \approx 7.5 \text{ k}\Omega$$

所以  $A_{v1} = -2 \times 7.5 \approx -15, A_{v2} \approx 1, A_v = A_{v1} \cdot A_{v2} = -15$

(2)  $R_i = 10 \text{ M}\Omega + 2 \text{ M}\Omega // 47 \text{ k}\Omega \approx 10 \text{ M}\Omega$

$$R_o = \frac{R_d // (24 // 18) + r_{be}}{1 + \beta} // R_e = \frac{7.7 + 2.1}{51} // 10 \approx 192 \Omega$$

题1 (东北大学, 2006年) 电路如图5-8(a)所示, 图5-8(b)是它的交流等效电路。其中  $R_{G1} = 200 \text{ k}\Omega, R_{G2} = 40 \text{ k}\Omega, R_{G3} = 2 \text{ M}\Omega, R_D = 10 \text{ k}\Omega, R_S = 2 \text{ k}\Omega, R_L = 10 \text{ k}\Omega, V_{DD} = 18 \text{ V}$ , 场效应管的  $I_{DSS} = 5 \text{ mA}, V_{GS(off)} = -4 \text{ V}$ , 求电路的  $A_v, r_i$  和  $r_o$ 。



解 此题需首先出场效应管的跨导  $g_m$ , 才能确定动态参数。而要求跨导就必须确定静态工作点求出  $V_{GS}$ 。

由图可知

$$V_{GS} = \frac{R_{G2} V_{DD}}{R_{G1} + R_{G2}} - I_D R_S = \frac{40 \times 18}{200 + 40} - 2 I_D = 3 - 2 I_D$$

$$I_D = I_{DSS} \left(1 - \frac{V_{GS}}{V_{GS(off)}}\right)^2 = 5 \left(1 + \frac{1}{4} V_{GS}\right)^2$$

由以上两式解得

$$V_{GS} \approx -1.4 \text{ V} (\text{另一解 } V_{GS} = -8.2 \text{ V}, \text{不合题意, 舍去})$$

$$g_m = -\frac{2 I_{DSS}}{V_{GS(off)}} \left(1 - \frac{V_{GS}}{V_{GS(off)}}\right) = -\frac{2 \times 5}{-4} \left(1 - \frac{-1.4}{-4}\right) \approx 1.6 \text{ mS}$$

根据其微变等效电路可得

$$R'_L = R_D // R_L = 10 // 10 = 5 \text{ k}\Omega$$

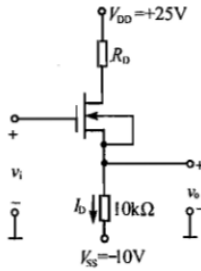
$$A_v = -\frac{g_m R'_L}{1 + g_m R_s} = -\frac{1.6 \times 5}{1 + 1.6 \times 2} \approx -1.9$$

$$r_i = R_{G3} + R_{G1} // R_{G2} = 2 + 0.2 // 0.04 \approx 2 \text{ M}\Omega$$

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

**题3** (南京大学, 2005年) 已知场效应管的  $I_{DSS} = 5 \text{ mA}$ ,  $V_{GS(off)} = -5 \text{ V}$ , 放大电路如图 5-11 所示。试求:

- (1) 输入端短路时的  $v_o = ?$
- (2) 若输出直流电压  $v_o = 0 \text{ V}$ , 则输入  $v_i$  应为多少?



**解** (1) 输入端短路, 即  $v_i = 0 \text{ V}$ ,  $v_g = 0 \text{ V}$ 。根据电路列方程 ① 和方程 ②, 得  
方程 ①  $V_{GS} = 10 - 10I_D$

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

由方程 ① 和方程 ② 解出:  $I_{D1,2} = \begin{cases} 1.25 \text{ mA} \\ 1.8 \text{ mA} \end{cases}$ , 而  $1.8 \text{ mA}$  不符合题意。

因为它代入方程 ① 得:  $V_{GS} = -8 \text{ V}$ , 其管子的  $V_{GS(off)} = -5 \text{ V}$ , 因此只可取  $I_D = 1.25 \text{ mA}$ , 此时  $V_{GS} = 10 - 10 \times 1.25 = -2.5 \text{ V}$ , 所以

$$v_o = v_s = -10 + 10I_D = 2.5 \text{ V}$$

(2) 设  $v_o = 0 \text{ V}$  时, 此时  $I_D = \frac{0 - (-10)}{10} = 1 \text{ mA}$

将此值代入方程

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

可得  $V_{GS1,2} = \begin{cases} -2.75 \text{ V} \\ -7.25 \text{ V} \end{cases}$  取  $V_{GS1} = -2.75 \text{ V}$

而  $V_i = V_{GS} + 10I_D - 10 = -2.75 + 10 \times 1 - 10 = -2.75 \text{ V}$

**5.3.2** 考虑 P 沟道 FET 对电源极性的要求, 试画出由这种类型管子组成的共源放大电路。

**解** 根据 P 沟道 JFET 转移图 5-25 所示, 可画出这种类型管子组成的共源放大电路如图 5-26。

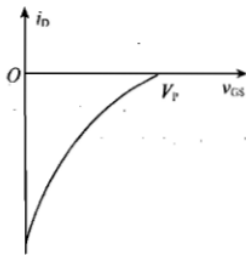


图 5-25

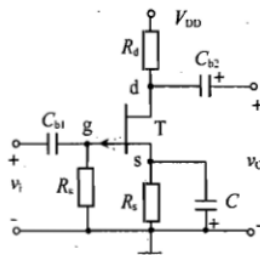


图 5-26

5.3.6 已知电路形式如图 5-30(a) 所示,其中管子的输出特性如图 5-30(b) 所示,电路参数为  $R_d = 25 \text{ k}\Omega$ ,  $R = 1.5 \text{ k}\Omega$ ,  $R_g = 5 \text{ M}\Omega$ ,  $V_{DD} = 15 \text{ V}$ 。试用图解法和计算法求静态工作点  $Q$ 。

【分析】 本题要求正确分析电路原理,掌握图解法和计算法两种静态工作点求解方法。

解 (1) 图解法:

由 KVL 定律  $V_{DD} = V_{DS} + i_D(R_d + R)$ ,  $V_{DS} = V_{DD} - i_D(R_d + R)$ , 在图 5-31 上作出直流负载线 MN, 根据 MN 画出转移性曲线, 又由  $v_{GS} = -i_D R$  作出源极负载线 DA, 它与转移特性曲线

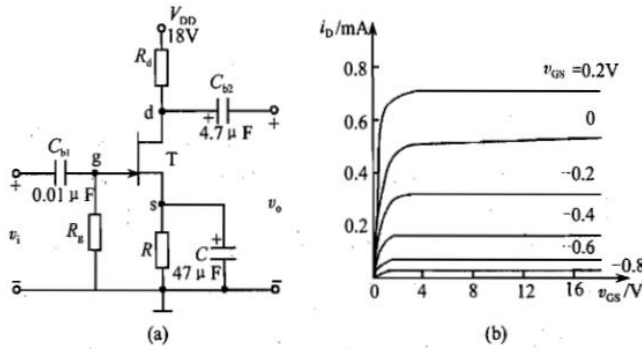


图 5-30

的交点即为工作点  $Q'$ , 整个作图过程见图 5-31 所示。

由图 5-31 可得

$$V_{GSQ} = -0.4 \text{ V}, I_{DQ} = 0.24 \text{ mA}, V_{DSQ} = 9.5 \text{ V}$$

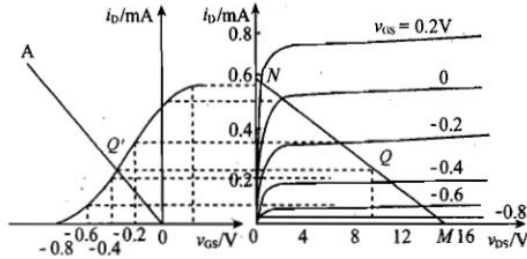


图 5-31

(2) 计算法: 由输出特性曲线  $v_{GS} = 0$  时,  $i_D = I_{DSS} \approx 0.5 \text{ mA}$ ,  $i_D \approx 0 \text{ mA}$ ,  $v_{GS} = V_p \approx -1.0 \text{ V}$ ,  $i_D$  表达式:

$$i_D = I_{DSS} \left(1 - \frac{v_{GS}}{V_p}\right)^2 = 0.5 \times 10^{-3} \times \left(1 + \frac{v_{GS}}{1}\right)^2 \text{ A}$$

由 KVL 定律:

$$v_{GS} = -i_D R = -i_D \times 1.5 \times 10^3 \text{ V}$$

于是

$$\begin{cases} i_D = 0.5 \times 10^{-3} (1 + v_{GS})^2 \\ v_{GS} = -i_D \times 1.5 \times 10^3 \end{cases}$$

解以上方程组得:

$$I_{DQ} = 0.22 \text{ mA}$$

$$V_{GSQ} = -1.5 \times 10^3 \times 0.22 \times 10^{-3} = -0.33 \text{ V}$$

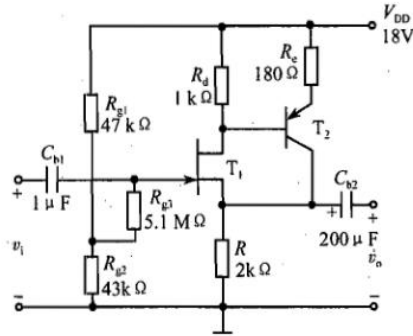
$$V_{DSQ} = V_{DD} - I_{DQ}(R_d + R) = 9.2 \text{ V}$$

所以静态工作点  $Q$ :

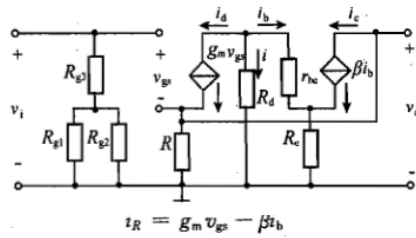
$$I_{DQ} = 0.22 \text{ mA}, V_{GSQ} = -0.33 \text{ V}, V_{DSQ} = 9.2 \text{ V}$$

5.5.1 电路参数如图 5-38 所示。设 FET 的参数为  $g_m = 0.8 \text{ mS}$ ,  $r_{ds} = 200 \text{ k}\Omega$ ;  $T_2$  的  $\beta =$

40,  $r_{be} = 1 \text{ k}\Omega$ 。试求放大器的电压增益  $A_v$ , 和输入电阻  $R_i$ 。



**解** 等效小信号模型如图 5-39,  $R_d \ll r_d$ , 故  $r_d$  可忽略,  $R$  上电流



输出电压

$$v_o = (g_m v_{gs} - \beta i_b) R$$

又由于

$$i R_d = i_b r_{be} + (1 + \beta) i_b R_c$$

所以

$$i = \frac{i_b r_{be} + (1 + \beta) i_b R_c}{R_d}$$

由 KCL 定律:

$$i_d + i + i_b = 0$$

于是

$$i_d = -(i + i_b) = -i_b \left[ 1 + \frac{r_{be} + (1 + \beta) R_c}{R_d} \right] = g_m v_{gs}$$

所以

$$i_b = -\frac{g_m v_{gs}}{1 + \frac{r_{be} + (1 + \beta) R_c}{R_d}}$$

故

$$v_o = g_m v_{gs} \left[ 1 + \frac{\beta}{1 + \frac{r_{be} + (1 + \beta) R_c}{R_d}} \right] R$$

由 KVL 定律  $v_i = v_{gs} + v_o$ , 所以电压增益

$$A_v = \frac{v_o}{v_i} = \frac{g_m \left[ 1 + \frac{\beta}{1 + \frac{r_{be} + (1 + \beta) R_c}{R_d}} \right] R}{1 + g_m \left[ 1 + \frac{\beta}{1 + \frac{r_{be} + (1 + \beta) R_c}{R_d}} \right] R}$$

其中

$$\frac{r_{be} + (1 + \beta) R_c}{R_d} = \frac{1 + (1 + 40) \times 0.18}{1} = 8.38$$

所以

$$\frac{\beta}{1 + \frac{r_{be} + (1 + \beta)R_e}{R_d}} = \frac{40}{1 + 8.38} \approx 4.3$$

电压增益

$$A_v = \frac{0.8 \times 2 \times (1 + 4.3)}{1 + 0.8 \times 2 \times (1 + 4.3)} \approx \frac{8.5}{9.5} \approx 0.89$$

输入电阻

$$R_i = R_{g3} + (R_{g1} // R_{g2}) \approx R_{g3} = 5.1 \text{ M}\Omega$$

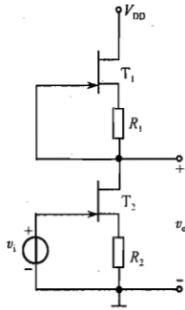
5.5.2 电路如图 5-40 所示, 设两个 FET 的参数完全相同。试证明: (1) 电压增益为 (提示:  $\mu = g_m r_{ds}$ )

$$A_v = \frac{-\mu[r_{ds} + (1 + \mu)R_1]}{2r_{ds} + (1 + \mu)(R_1 + R_2)}$$

(2) 输出电导为

$$G_o = \frac{1}{R_o} = \frac{1}{r_{ds} + (1 + \mu)R_1} + \frac{1}{r_{ds} + (1 + \mu)R_2}$$

(3) 如果  $R_1 = R_2 = R$ , 试求  $A_v$  和  $R_o$ 。



解 小信号等效电路如图 5-41 所示。

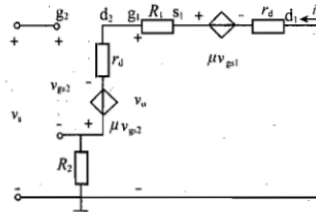


图 5-41

(1) 由欧姆定律:

$$\mu v_{gs2} + \mu v_{gs1} = i(R_2 + R_1 + 2r_d)$$

因为  $v_{gs1} = -iR_1$ , 故

$$\mu v_{gs2} = (\mu R_1 + R_1 + R_2 + 2r_d)i$$

$$i = \frac{\mu v_{gs2}}{(1 + \mu)R_1 + R_2 + 2r_d}$$

则有

$$\begin{aligned} v_o &= i(r_d + R_2) - \mu v_{gs2} = i[r_d + R_2 - (1 + \mu)R_1 - R_2 - 2r_d] \\ &= i[-(1 + \mu)R_1 - r_d] \end{aligned}$$

可得电压增益

$$\begin{aligned} A_v = \frac{v_o}{v_i} &= \frac{-(1 + \mu)R_1 + r_d}{v_{gs2} + iR_2} i = \frac{-(1 + \mu)R_1 + r_d}{(1 + \mu)R_1 + R_2 + 2r_d + \mu R_2} \mu \\ &= -\frac{\mu[(1 + \mu)R_1 + r_d]}{2r_d + (1 + \mu)(R_1 + R_2)} \end{aligned}$$

可得电压增益

$$\begin{aligned} A_v = \frac{v_o}{v_i} &= \frac{-(1 + \mu)R_1 + r_d}{v_{gs2} + iR_2} i = \frac{-(1 + \mu)R_1 + r_d}{(1 + \mu)R_1 + R_2 + 2r_d + \mu R_2} \mu \\ &= -\frac{\mu[(1 + \mu)R_1 + r_d]}{2r_d + (1 + \mu)(R_1 + R_2)} \end{aligned}$$

(2) 设  $v_s = 0$ ,  $v_o$  端输出  $i$ , 如图 5-42。

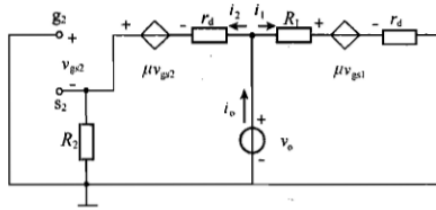


图 5-42

对  $i_1$  支路:  $v_{gs1} = i_1 R_1$ , 故

$$v_o = \mu v_{gs1} + i_1 (R_1 + r_d) = [(\mu + 1)R_1 + r_d] i_1$$

对  $i_2$  支路:  $v_{gs2} = -i_2 R_2$ , 故

$$v_o = -\mu v_{gs2} + i_2 (R_2 + r_d) = [(1 + \mu)R_2 + r_d] i_2$$

于是,

$$i_1 = \frac{v_o}{(1 + \mu)R_1 + r_d}, i_2 = \frac{v_o}{(1 + \mu)R_2 + r_d}$$

由 KCL 定律:

$$i_o = i_1 + i_2 = \left[ \frac{1}{(1 + \mu)R_1 + r_d} + \frac{1}{(1 + \mu)R_2 + r_d} \right] v_o$$

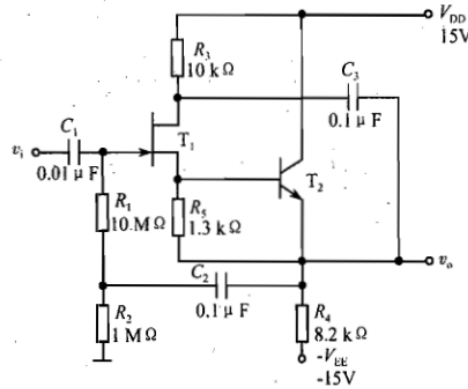
输出导纳

$$G_o = \frac{1}{R_o} = \frac{I_o}{v_o} = \frac{1}{r_d + (1 + \mu)R_1} + \frac{1}{r_d + (1 + \mu)R_2}$$

(3)  $R_1 = R_2 = R$  时, 代入(1)、(2) 电压增益  $A_v = -\frac{\mu}{2}$ , 输出电阻

$$R_o = \frac{1}{G_o} = \frac{1}{2} [r_d + (1 + \mu)R]$$

**5.5.3** 图 5-43 为一带自举电路的高输入阻抗射极跟随器。试定性说明:(1) 电压增益接近 1;(2) 如图所示, 通过  $C_3$  引入自举可减少漏栅电容对输入阻抗的影响;(3) 通过  $C_2$  引入自举大大提高了放大器的输入电阻。



**解** (1) 由于  $T_1$  组成源极跟随器,  $A_{vT1} \approx 1$ ;  $T_2$  组成射极跟随器,  $A_{vT2} \approx 1$ , 于是  $A_v = A_{vT1} A_{vT2} \approx 1$ 。

(2) 中频区,  $C_3$  相当于短路,  $T_1$  的栅漏电容  $C_{gd}$  直接连接输入、输出端, 由(1)可知,  $A_v \approx 1$ , 故中频时, 输入、输出电压变化相同,  $C_{gd}$  相当于交流开路, 故  $C_3$  引入可以减小栅漏极电容对输入阻抗的影响。

(3) 中频区,  $C_2$  短路, 相当于  $C_2$  右端点直接接输出。由于  $A_v \approx 1$ , 输入与 A 点电位变化相同, 故  $R_1$  几乎无交流信号, 也就是说  $C_2$  的引入可克服  $R_1, R_2$  对输入电阻的影响, 提高了输入电阻。



【例 2.3.10】 已知图 2.3.16(a)所示电路中场效应管的输出特性如图(b)所示,其夹断电压  $U_{GS(off)}$  为  $-4\text{ V}$ ,饱和漏极电流  $I_{DSS}$  为  $4\text{ mA}$ 。

(1) 利用图解法求解  $Q$  点;

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

提示:考查是否掌握场效应管共源放大电路静态工作点的图解方法以及场效应管放大电路动态参数的求解方法。

解答:在图 2.3.16(a)所示电路中,采用了自给偏压方式设置静态工作点。

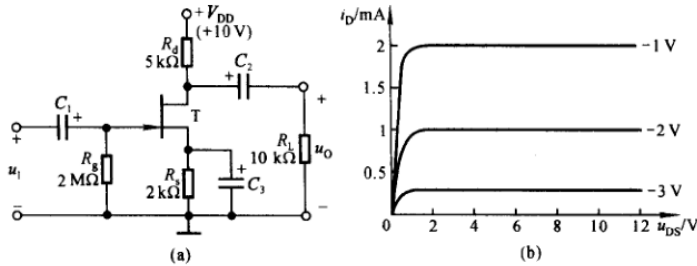


图 2.3.16 例 2.3.10 图

(1) 在输出特性中作直流负载线  $u_{DS} = V_{DD} - i_D(R_d + R_s)$ ,如图 2.3.17(b)所示。作转移特性的坐标系,按  $u_{DS} = V_{DD} - i_D(R_d + R_s)$  的变化规律作转移特性曲线,并作直线  $u_{GS} = -i_D R_s$ ,与转移特性的交点即为  $Q$  点;读出坐标值,得出  $I_{DQ} = 1\text{ mA}$ ,  $U_{GSQ} = -2\text{ V}$ ,如图 2.3.17(a)所示。在输出特性中,直流负载线与  $U_{GSQ} = -2\text{ V}$  的那条输出特性曲线的交点为  $Q$  点,  $U_{DSQ} \approx 3\text{ V}$ 。

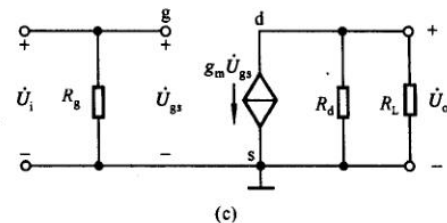
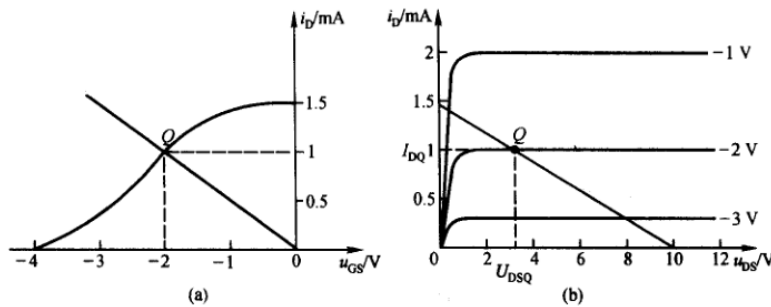


图 2.3.17 例 2.3.10 解图

(2) 首先画出图 2.3.16(a)所示电路的交流等效电路,如图 2.3.17(c)所示,然后进行动态分析。

已知场效应管的夹断电压  $U_{GS(off)}$  为  $-4\text{ V}$ ,漏极饱和电流  $I_{DSS}$  为  $4\text{ mA}$ ;静态

时  $I_{DQ}$  为  $1\text{ mA}$ ,因而跨导

$$g_m = \left. \frac{\partial i_D}{\partial u_{GS}} \right|_{U_{DS}} = \frac{-2}{U_{GS(off)}} \sqrt{I_{DSS} I_{DQ}} = \left( \frac{-2}{-4} \sqrt{4 \times 1} \right) \text{ mS} = 1\text{ mS}$$

电压放大倍数、输入电阻和输出电阻为

$$\dot{A}_v = \frac{\dot{U}_o}{\dot{U}_i} = -g_m (R_d // R_L) = -1 \times \frac{1}{1/5 + 1/10} \approx -3.33$$

$$R_i = R_g = 2\text{ M}\Omega$$

$$R_o = R_d = 5\text{ k}\Omega$$

【例 3.3.1】三个两级放大电路如图 3.3.1 所示, 已知图中所有晶体管的  $\beta$  均为 100,  $r_{be}$  均为  $1\text{ k}\Omega$ , 所有电容均为  $10\text{ }\mu\text{F}$ ,  $V_{CC}$  均相同。

填空:

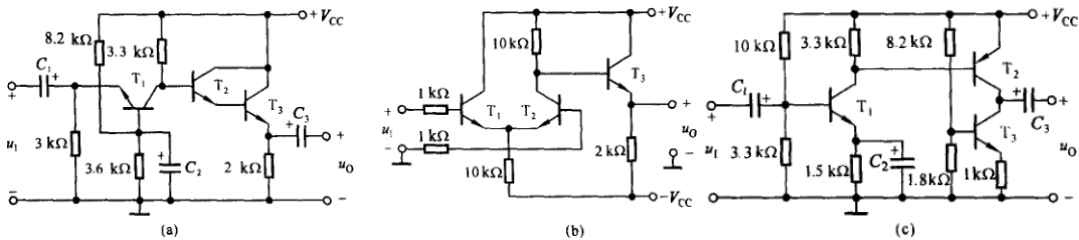
(1) 填入共射放大电路、共基放大电路等电路名称。

图(a)的第一级为 \_\_\_\_\_, 第二级为 \_\_\_\_\_;

图(b)的第一级为 \_\_\_\_\_, 第二级为 \_\_\_\_\_;

图(c)的第一级为 \_\_\_\_\_, 第二级为 \_\_\_\_\_。

(2) 三个电路中输入电阻最大的电路是 \_\_\_\_\_, 最小的电路是 \_\_\_\_\_; 输出电阻最大的电路是 \_\_\_\_\_, 最小的电路是 \_\_\_\_\_; 电压放大倍数数值最大的电路是 \_\_\_\_\_; 低频特性最好的电路是 \_\_\_\_\_; 若能调节 Q 点, 则最大不失真输出电压最大的电路是 \_\_\_\_\_; 输出电压与输入电压同相的电路

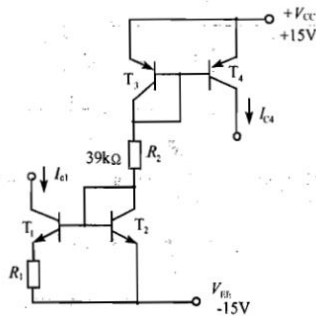


综上所述, 答案为(1)共基放大电路, 共集放大电路; 差分放大电路, 共集放大电路; 共射放大电路, 共射放大电路; (2)(b), (a); (c), (a); (c); (b); (b); (a), (b), (c)。

例 3 集成运放 F007 的电流源组成如图 6-5 所示, 设  $V_{BE} = 0.7\text{ V}$ ,

(1) 若  $T_3, T_4$  管的  $\beta = 2$ , 试求  $I_{C4}$  的值;

(2) 若要求  $I_{C1} = 26\text{ }\mu\text{A}$ , 则求  $R_1$  的值。



首先求出流过  $R_2$  的电流

$$I_{R_2} = \frac{V_{CC} - V_{EE} - 2V_{BE}}{R_2} = \frac{15 - (-15) - 2 \times 0.7}{39} \approx 0.73\text{ mA}$$

(1)  $T_3, T_4$  的基极电流相等  $\frac{I_{C4}}{\beta} = \frac{I_{R_2}}{\beta + 2}$

$$\text{即 } I_{C4} = \frac{I_{R_2} \beta}{\beta + 2} = \frac{I_{R_2}}{1 + \frac{2}{\beta}} = \frac{0.73}{1 + 1} = 0.365\text{ mA}$$

若  $\beta \gg 1$ , 则  $I_{C4} \approx 0.73\text{ mA}$ 。

(2)  $T_1, T_2$  构成的恒流源为微电流源, 所以

$$R_1 = \frac{V_T \ln \frac{I_{R_2}}{I_{C1}}}{I_{C1}} = \frac{26}{0.026} \ln \frac{0.73}{0.026} \approx 3.3\text{ k}\Omega$$

例4 场效应管差分放大电路如图6-6所示,已知 $T_1, T_2$ 管的 $g_m = 5 \text{ mS}$ 。

(1) 试求差模电压放大增益 $A_{vd} = \frac{v_o}{v_i}$ ;

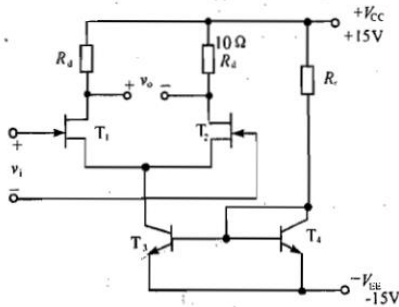
(2) 若要求 $I_{DQ} = 0.5 \text{ mA}$ ,求 $R_r$ 。

【分析】 这是由N沟道场效应管组成的差分式放大电路,其源极电阻由 $T_3, T_4$ 组成的镜像电流源电路组成。电路看似复杂,但掌握了差分放大电路及镜像恒流源性质后,分别计算即可。

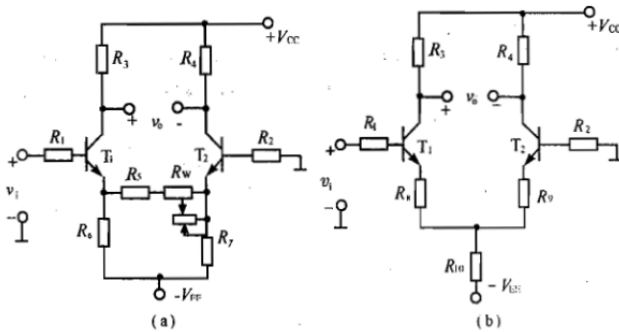
解 (1)  $A_{vd} = -g_m R_d = -5 \times 10 = -50$

(2)  $I_{DQ} = 0.5, I_{C3} = 2 \times 0.5 = 1 \text{ mA}, I_{R_r} = I_{E4} = I_{E3} = 1 \text{ mA}$

$$R_r = \frac{V_{CC} - (-V_{EE}) - 0.7}{I_{R_r}} = \frac{15 + 15 - 0.7}{1} = 29.3 \text{ k}\Omega$$



例7 一差动放大电路如图6-9(a)所示,图中 $R_1 = R_2 = 1 \text{ k}\Omega, R_3 = R_4 = 2 \text{ k}\Omega, R_5 = 47 \Omega, R_6 = R_7 = 11 \text{ k}\Omega, R_w$ 在 $0 \sim 200 \Omega$ 间可调, $T_1$ 和 $T_2$ 的特性相同, $\beta_1 = \beta_2 = 80, r_{be1} = r_{be2} = 1 \text{ k}\Omega$ 。试求 $R_w$ 在 $0 \Omega$ 和 $200 \Omega$ 调时的差模电压放大倍数 $A_{vd}$ 及差模输入电阻 $R_{id}$ ,并说明 $R_w$ 在该差动放大电路中的作用。



解 由电路图6-9(a)知电阻 $R_5 + R_w$ 与 $R_6, R_7$ 组成“ $\Delta$ ”型电阻网络,在计算时,先将它变换成“Y”型电阻网络,变换后该放大电路等效为如图6-9(b)所示电路。其中

$$R_8 = \frac{R_5(R_6 + R_7)}{R_6 + R_5 + R_w + R_7}, \quad R_9 = \frac{R_7(R_5 + R_w)}{R_6 + R_5 + R_w + R_7}$$

$$R_{10} = \frac{R_7 R_6}{R_6 + R_5 + R_w + R_7}$$

当 $R_w = 0 \Omega$ 时

$$R_8 = \frac{R_5 R_6}{R_6 + R_5 + R_7} = \frac{11 \text{ k}\Omega \times 47 \Omega}{11 \text{ k}\Omega + 47 \Omega + 11 \text{ k}\Omega} \approx 23.4 \Omega$$

差模电压放大倍数

$$A_{vd} = -\frac{\beta_1 R_3}{R_1 + r_{be1} + (1 + \beta_1) R_8} = -\frac{80 \times 2 \text{ k}\Omega}{1 \text{ k}\Omega + 1 \text{ k}\Omega + (1 + 80) \times 23.4 \Omega} \approx -41.1$$

差模输入电阻

$$R_{id} = 2[R_1 + r_{be1} + (1 + \beta_1) R_8] = 2 \times [1 \text{ k}\Omega + 1 \text{ k}\Omega + (1 + 80) \times 23.4 \Omega] \approx 7.8 \text{ k}\Omega$$

当 $R_w = 200 \Omega$ 时,

$$R_s = \frac{R_5(R_5 + R_w)}{R_5 + R_5 + R_7 + R_w} = \frac{11 \text{ k}\Omega \times (47 \Omega + 200 \Omega)}{11 \text{ k}\Omega + 47 \Omega + 11 \text{ k}\Omega + 200 \Omega} \approx 123 \Omega$$

差模电压放大倍数

$$A_{id} = -\frac{\beta_1 R_s}{R_1 + r_{be1} + (1 + \beta_1) R_s} = -\frac{80 \times 2 \text{ k}\Omega}{1 \text{ k}\Omega + 1 \text{ k}\Omega + (1 + 80) \times 123 \Omega} \approx -13.4$$

差模输入电阻

$$R_{id} = 2[R_1 + r_{be1} + (1 + \beta_1) R_s] = 2 \times [1 \text{ k}\Omega + 1 \text{ k}\Omega + (1 + 80) \times 123 \Omega] \approx 23.9 \text{ k}\Omega$$

由此可见,调节  $R_w$  可改变该差动放大电路的差模电压增益  $A_{VD}$  ( $R_{id}$  也有变化),使该电路成为一增益可调的差动放大电路。

**题 1** (哈尔滨工业大学, 2004 年) 在图 6-11 中, 已知三极管的  $\beta = 100$ ,  $r_{be} = 10.3 \text{ k}\Omega$ ,  $V_{cc} = V_{EE} = 15 \text{ V}$ ,  $R_c = 36 \text{ k}\Omega$ ,  $R_e = 27 \text{ k}\Omega$ ,  $R = 2.7 \text{ k}\Omega$ ,  $R_w = 100 \Omega$ ,  $R_w$  的滑动端处于中点,  $R_L = 18 \text{ k}\Omega$ , 试估算:

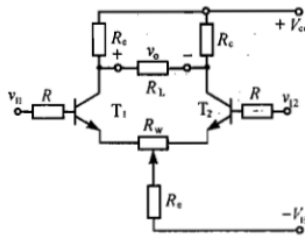


图 6-11

- (1) 静态工作点;
- (2) 差模电压放大倍数;
- (3) 差模输入电阻。

**【分析】** 发射极回路接有调零电位器的长尾式差分放大电路。

首先从静态电路的基极回路出发计算静态工作点  $Q$ , 其具体步骤是  $I_{BQ} \rightarrow I_{CQ} \rightarrow V_{CEQ}$ , 然后根据放大电路的交流通路对  $A_d$  及  $R_{id}$  进行计算。

**解** (1) 由放大电路的静态基极回路及 KVL 定律可得

$$V_{EE} - V_{BEQ} = I_{BQ} \cdot R + I_{BQ} (1 + \beta) (0.5R_w + 2R_e)$$

则

$$I_{BQ} = \frac{V_{EE} - V_{BEQ}}{R + (1 + \beta) (0.5R_w + 2R_e)} = \frac{15 - 0.7}{2.7 + 101 \times [0.05 + (2 \times 27)]} \text{ mA} \approx 0.0026 \text{ mA} = 2.6 \mu\text{A}$$

$$I_{CQ} = \beta I_{BQ} = 100 \times 0.0026 \text{ mA} = 0.26 \text{ mA}$$

$$V_{CQ} = V_{CC} - I_{CQ} R_c = (15 - 0.26 \times 36) \text{ V} = 5.64 \text{ V}$$

$$V_{BQ} = -I_{BQ} R = -(2.6 \times 2.7) \text{ mV} \approx -7 \text{ mV}$$

$$(2) \quad A_d = -\frac{\beta R_L'}{R + r_{be} + (1 + \beta) \left( R_w \times \frac{1}{2} \right)}$$

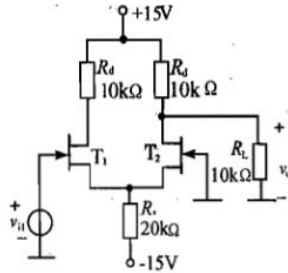
$$R_L' = R_c \parallel 0.5R_L = \left( \frac{36 \times 9}{36 + 9} \right) \text{ k}\Omega = 7.2 \text{ k}\Omega$$

$$A_d = -\frac{100 \times 7.2}{2.7 + 10.3 + 101 \times 0.05} \approx -40$$

$$(3) \quad R_{id} = 2 \left[ R + r_{be} + (1 + \beta) \times \frac{1}{2} R_w \right] = 2 \times [2.7 + 10.3 + 101 \times 0.05] \text{ k}\Omega = 36 \text{ k}\Omega$$

题4 (北京大学, 2002年) 图6-15是高输入阻抗型场效应管差分放大电路, 用作高阻型集成运放的输入级。已知  $g_m = 4 \text{ mS}$ ,  $R_L = 10 \text{ k}\Omega$ , 求:

- (1) 差模电压增益  $A_{vd2}$ , 共模电压增益  $A_{vc2}$  以及共模抑制比  $K_{CMR}$ ;
- (2) 当  $v_{i1} = 10 \text{ mV}$  时, 输出电压  $v_o = ?$



**解**

$$(1) A_{vd2} = \frac{v_{o2}}{v_{i1}} = \frac{1}{2} g_m (R_d // R_L) = \frac{1}{2} \times 4 \times (10 // 10) = 10$$

$$A_{vc2} = \frac{v_{o2}}{v_{ic}} = \frac{-g_m v_{gs2} (R_d // R_L)}{v_{gs2} + g_m v_{gs2} \cdot 2R_s} = \frac{-g_m (R_d // R_L)}{1 + g_m \cdot 2R_s}$$

$$\approx -\frac{R_d // R_L}{2R_s} = -\frac{(10 // 10) \text{ k}\Omega}{2 \times 20 \text{ k}\Omega} = -0.125$$

故共模抑制比:

$$K_{CMR} = 20 \lg \left| \frac{A_{vd2}}{A_{vc2}} \right| \text{ dB} = 20 \lg \left| \frac{10}{0.125} \right| \text{ dB} = 38 \text{ dB}$$

(2) 当  $v_{i1} = 10 \text{ mV}$  时,

其中差模信号  $v_{id} = 10 \text{ mV}$

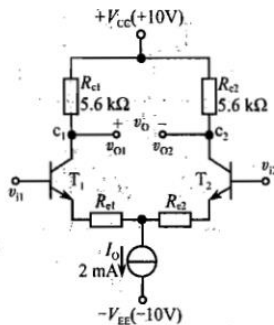
共模信号  $v_{ic} = \frac{1}{2}(v_{i1} + v_{i2}) = 5 \text{ mV}$

其中, 输出电压由差模信号和共模信号两部分组成

$$\text{即: } v_o = v_{id} A_{vd2} + v_{ic} A_{vc2}$$

$$= [10 \times 10 + 5 \times (-0.125)] \text{ mV} = 99.38 \text{ mV}$$

6.2.2 电路如图6-24所示,  $R_{e1} = R_{e2} = 100 \Omega$ , BJT的  $\beta = 100$ ,  $V_{BE} = 0.6 \text{ V}$ , 电流源动态输出电阻  $r_o = 100 \text{ k}\Omega$ 。(1) 当  $v_{i1} = 0.01 \text{ V}$ ,  $v_{i2} = -0.01 \text{ V}$  时, 求输出电压  $v_o = v_{o1} - v_{o2}$  的值;(2) 当  $c_1, c_2$  间接入负载电阻  $R_L = 5.6 \text{ k}\Omega$  时, 求  $v_o$  的值;(3) 单端输出且  $R_L = \infty$  时,  $v_{o2} = ?$  求  $A_{vd2}$ ,  $A_{vc2}$  和  $K_{CMR2}$  的值;(4) 电路的差模输入电阻  $R_{id}$ 、共模输入电阻  $R_{ic}$  和不接  $R_L$  时, 单端输出的输出电阻  $R_{o2}$ 。



**解** (1) 静态时

$$v_{id} = 0, I_{C1} = I_{C2} = \frac{1}{2} I_o = 1 \text{ mA}$$

$$I_{B1} = \frac{I_{C1}}{\beta} = 0.01 \text{ mA} = 10 \mu\text{A}$$

因为

$$V_{BE} = v_{id} - V_E = -V_E$$

所以

$$V_E = -V_{BE} = -0.6V$$

于是

$$V_{CE} = V_{CC} - I_{C1}R_{C1} - V_E = 10 - 1 \times 5.6 - (-0.6) = 5V$$

故静态工作点为:  $Q(10\mu A, 1mA, 5.0V)$

$$(2) \quad v_{id} = v_{i1} - v_{i2} = 0.01 + 0.01 = 0.02V$$

由于

$$A_{VD} = \frac{V_o}{v_{id}}$$

所以差模放大输出:

$$v_o = A_{vd} v_{id} = -\frac{\beta R_{c1}}{r_{be1} + (1 + \beta) R_{c1}} v_{id}$$

又因为

$$r_{be1} = 200\Omega + (1 + \beta) \frac{26mV}{I_{E1}} = 200\Omega + (1 + 100) \times \frac{26}{1} \Omega \approx 2.8k\Omega$$

故

$$v_o = \frac{-100 \times 5.6}{2.8 + 101 \times 100 \times 10^{-3}} \times 0.02V \approx -0.868V$$

(3) 输出接负载时, 根据图 6-25, 由欧姆定律:

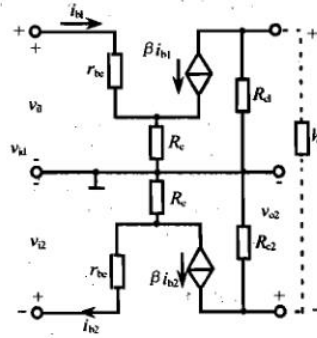


图 6-25

$$v'_o = -\beta i_{b1} (2R_{c1} // R_L)$$

$$v'_{id} = V_{id} = 2i_{b1} [r_{be1} + (1 + \beta) R_{c1}]$$

$$A'_{vd} = \frac{v'_o}{v'_{id}} = -\frac{\frac{1}{2} \beta (2R_{c1} // R_L)}{r_{be1} + (1 + \beta) R_{c1}}$$

于是

$$v'_o = A'_{vd} v_{id} = v_o \cdot \frac{2R_{c1} // R_L}{2R_{c1}} = -0.868 \times \frac{2 \times 5.6 \times 5.6}{2 \times 5.6 \times (2 \times 5.6 + 5.6)}$$

$$= -0.289V$$

(4) 差模输入电阻

$$R_{id} = 2[r_{be1} + (1 + \beta) R_{c1}] = 2 \times [2.8 + (1 + 100) \times 100 \times 10^{-3}]$$

$$= 25.8k\Omega$$

共模输入电阻

$$R_{ic} = \frac{1}{2} [r_{be} + (1 + \beta) (R_{c1} + 2r_o)]$$

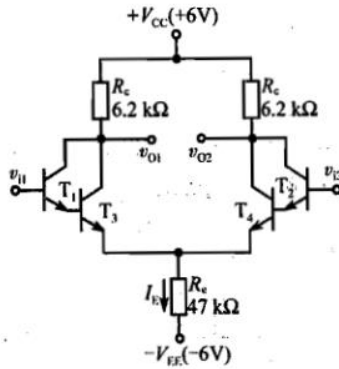
$$= \frac{1}{2} \times [2.8 + (1 + 100) \times (100 \times 10^{-3} + 2 \times 100)] k\Omega$$

$$\approx 10.1M\Omega$$

输出电阻

$$R_{o2} = 2R_c = 2 \times 5.6k\Omega = 11.2k\Omega$$

6.2.3 电路如图 6-26 所示, 设 BJT 的  $\beta_1 = \beta_2 = 30, \beta_3 = \beta_4 = 100, V_{BE1} = V_{BE2} = 0.6 \text{ V}, V_{BE3} = V_{BE4} = 0.7 \text{ V}$ 。试计算双端输入、单端输出时的  $R_{id}, A_{vd1}, A_{ve1}$  及  $K_{CMR1}$  的值。



解 静态时,  $v_{i1} = v_{i2} = 0$

由 KVL 定律

$$I_E R_c + V_{BE1} + V_{BE3} = V_{i1} - (-V_{EE}) = V_{EE}$$

因此

$$I_E = \frac{V_{EE} - (V_{BE1} + V_{BE3})}{R_c} = \frac{6 - (0.6 + 0.7)}{4.7} \text{ mA} = 1 \text{ mA}$$

则

$$I_{E3} = I_{E4} = \frac{1}{2} I_E = 0.5 \text{ mA}$$

$$I_{E1} = \frac{I_{E3}}{\beta_3} = \frac{0.5 \text{ mA}}{100} = 5 \mu\text{A}$$

根据定义

$$r_{be3} = r_{be4} = 200 \Omega + (1 + \beta_3) \frac{26 \text{ mV}}{I_{E3}} = 200 \Omega + (1 + 100) \times \frac{26}{0.5} \Omega \approx 5.5 \text{ k}\Omega$$

$$r_{be1} = r_{be2} = 200 \Omega + (1 + \beta_1) \frac{26 \text{ mV}}{I_{E1}} = 200 \Omega + (1 + 30) \times \frac{26}{5 \times 10^{-3}} \Omega = 161.4 \text{ k}\Omega$$

差模增益

$$\begin{aligned} A_{vd1} &= \frac{1}{2} A_{vd} = -\frac{(1 + \beta_1) \beta_3 R_c}{2[r_{be1} + (1 + \beta_1)r_{be3}]} \\ &= -\frac{31 \times 100 \times 6.2}{2 \times (161.4 + 31 \times 5.5)} \approx -27.9 \end{aligned}$$

共模增益

$$\begin{aligned} A_{ve1} = A_{ve} &= \frac{-(1 + \beta_1) \beta_3 R_c}{r_{be1} + (1 + \beta_1)[r_{be3} + (1 + \beta_3)2R_c]} \\ &= \frac{-31 \times 100 \times 6.2}{161.4 + 31(5.5 + 101 \times 2 \times 4.7)} \approx -0.063 \end{aligned}$$

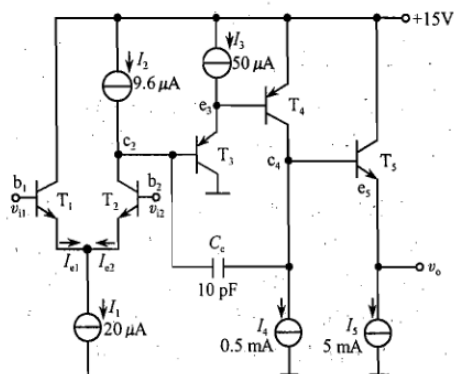
共模抑制比

$$K_{CMR} = \left| \frac{A_{vd1}}{A_{ve1}} \right| = \frac{-27.9}{0.063} \approx 443$$

差模输入电阻

$$R_{id} = 2r_{be1} = 2[r_{be1} + (1 + \beta_1)r_{be3}] = 2 \times (161.4 + 5.5 \times 31) \approx 667 \text{ k}\Omega$$

6.4.2 图 6-39 表示一 BJT 集成运放电路。(1) 试判断两管  $T_1$  和  $T_2$  的两个基极, 哪个为同相端, 哪个为反相端?(2) 分辨图中的 BJT 中何者为射极耦合对、射极跟随器、共射极放大器? 并指明它们各自的功能。



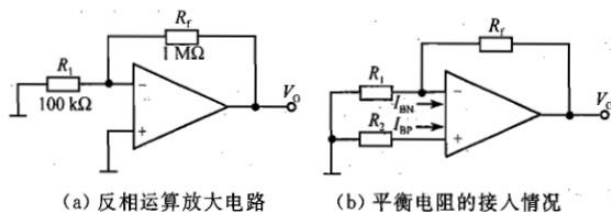
**解** (1)  $b_1$  电位升高, 将使  $e_1$  电位升高。当  $b_2$  输入为零时,  $V_{BE2}$  减小, 从而使  $e_2$  电位升高, 使  $e_3$  电位升高,  $c_4$  电位降低。最终使  $e_5$  电位, 即输出端  $v_o$  电位降低。因  $b_1$  电位升高使输出端  $v_o$  电位降低, 故  $b_1$  为反相输入端。

当  $b_1$  输入为零时,  $b_2$  电位升高将使  $e_2$  电位降低, 使  $e_3$  电位降低,  $c_4$  电位升高, 最终使  $e_5$  电位, 即  $v_o$  电位升高。因  $b_2$  电位升高时, 输出端电位  $v_o$  也随之升高, 故  $b_2$  端为同相输入端。

(2)  $T_1$  与  $T_2$  为双人-单出射极耦合差分放大电路, 它将双端输入信号转换为单端输出, 同时可抑制共模信号提高抗干扰能力;  $T_3$  是射极跟随器, 利用  $T_3$  的  $R_{i3}$  大,  $R_{o3}$  小的优点起阻抗匹配作用, 提高  $T_4$  共射极(中间级)放大器的电压增益;  $T_5$  共集电路起电流放大作用, 同时减小负载效应。

电流源  $I_1$  供给  $T_1$ 、 $T_2$  的偏置电流,  $I_2$  为  $T_2$  的有源负载;  $I_3$  供给  $T_3$  的偏置电流, 同时作为  $T_3$  的射极有源负载电阻;  $I_4$  供给  $T_4$  的偏置电流又作为  $T_4$  集电极有源负载电阻;  $I_5$  供给  $T_5$  的偏置电流, 又作为它的射极有源负载电阻。

6.5.2 运放 741 的  $I_{IO} = 20 \text{ nA}$ ,  $I_{IB} = 100 \text{ nA}$ ,  $V_{IO} = 5 \text{ mV}$ , 当  $I_{IO}$ 、 $I_{IB}$  和  $V_{IO}$  为不同取值时, 试回答下列问题:(1) 设反相输入运算放大电路如图 6-42(a) 所示(未加输入信号  $v_i$ ), 若  $V_{IO} = 0$ , 求由于偏置电流  $I_{IB} = I_{BN} = I_{BP}$  而引起的输出直流电压  $V_O$ ; (2) 怎样消除偏置电流  $I_{IB}$  的影响, 如图 6-42(b) 所示, 电阻  $R_2$  应如何选择以使  $V_O = 0$ ; (3) 在(2)问的改进电路图 6-42(b) 中, 若  $I_{BP} - I_{BN} = I_{IO} \neq 0$ , 试计算  $V_O$  的值; (4) 若  $I_{IO} = 0$ , 则由  $V_{IO}$  引起的  $V_O = ?$  (5) 若  $I_{IO} \neq 0$  及  $V_{IO} \neq 0$ , 求  $V_O$ 。



**解** (1)  $V_{IO} = 0$ ,  $V_+ = V_- = 0$ ,  $I_{IB}$  流向  $R_f$ , 于是  

$$V_O = -I_{IB}R_f + V_- = -I_{IB}R_f = -100 \times 10^{-9} \times 1 \times 10^6 = -0.1 \text{ V}$$
(2) 要消除偏流影响, 应在同相端接一平衡电阻  $R_2$  如图 6-43(b) 所示

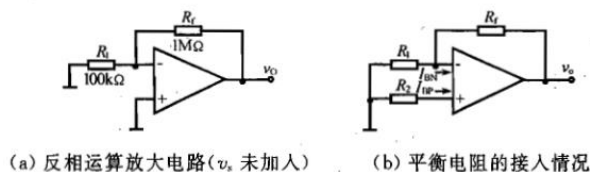


图 6-43

$$I_{BN} = I_{BP} \text{ 时, } R_2 = R_1 // R_f = \frac{R_1 R_f}{R_1 + R_f} = 90.9 \text{ k}\Omega$$



(3) 当  $I_{\text{BN}} - I_{\text{BP}} = I_{\text{IO}} \neq 0$  时, 同相端、反相端偏流分别为  $I_{\text{BP}} = I_{\text{IB}} - \frac{1}{2}I_{\text{IO}}$  和

$I_{\text{BN}} = I_{\text{IB}} + \frac{1}{2}I_{\text{IO}}$ , 则

$$v_+ = -I_{\text{BP}} \times R_2 = -\left(I_{\text{IB}} - \frac{1}{2}I_{\text{IO}}\right)R_2$$

把  $I_{\text{BN}}$  看作电流源, 则可由叠加原理求  $V_-$

$$v_0 \neq 0, I_{\text{BN}} = 0 \text{ 时, } v'_- = \frac{R_1}{R_1 + R_f}v_0$$

$$I_{\text{BN}} \text{ 存在, } v_0 = 0 \text{ 时, } v''_- = -I_{\text{BN}}(R_1 // R_f)$$

于是

$$v_- = v'_- + v''_- = \frac{R_1}{R_1 + R_f}v_0 - I_{\text{BN}}(R_1 // R_f)$$

$$= \frac{R_1 v_0}{R_1 + R_f} - \left(I_{\text{IB}} + \frac{I_{\text{IO}}}{2}\right)(R_1 // R_f)$$

根据(2),  $R_1 // R_f = R_2$ , 所以

$$v_- = \frac{R_1}{R_1 + R_f}v_0 - \left(I_{\text{IB}} + \frac{I_{\text{IO}}}{2}\right)R_2$$

因为  $v_+ \approx v_-$ , 即  $V_{\text{IO}} = 0$  时

$$\frac{R_1}{R_1 + R_f}v_0 - \left(I_{\text{IB}} + \frac{I_{\text{IO}}}{2}\right)R_2 = -\left(I_{\text{IB}} - \frac{I_{\text{IO}}}{2}\right)R_2$$

整理得

$$v_0 = \frac{R_1 + R_f}{R_1}I_{\text{IO}}R_2 = \frac{R_1 + R_f}{R_1}I_{\text{IO}} \frac{R_1 R_f}{R_1 + R_f}$$

$$= I_{\text{IO}}R_f = 20 \times 10^{-9} \times 10^6 \text{ V} = 20 \text{ mV}$$

(4)  $I_{\text{IO}} = 0$  时,  $I_{\text{BN}} = I_{\text{BP}} = I_{\text{IB}}$

$$v_+ = -I_{\text{IB}}R_2 \text{ (欧姆定律)}$$

类似(3)中由叠加原理, 可得

$$v_- = \frac{R_1}{R_1 + R_f}v_0 - I_{\text{IB}}(R_1 // R_f) - V_{\text{IO}}$$

由于  $v_+ \approx v_-$ ,  $R_1 // R_f = R_2$ , 因此

$$-I_{\text{IB}}R_2 = \frac{R_1 v_0}{R_1 + R_f} - I_{\text{IB}}R_2 - V_{\text{IO}}$$

$$v_0 = \left(\frac{R_f}{R_1} + 1\right)V_{\text{IO}} = \left(1 + \frac{10^6}{10^5}\right) \times (\pm 5) \text{ mV} = \pm 55 \text{ mV}$$

(5) 由叠加原理:

$$v_0 = -I_{\text{IO}}R_f + V_{\text{IO}}\left(1 + \frac{R_f}{R_1}\right) = (-20 \pm 55) \text{ mV}$$

**【例 4.3.2】** 判断下列说法是否正确, 用“√”或“×”表示判断结果并填入括号内。

(1) 开环差模增益描述在无反馈情况下集成运放对两个输入端电位差放大的能力。 ( )

(2) 集成运放的差模输入电阻是从它的两个输入端看进去的等效电阻。 ( )

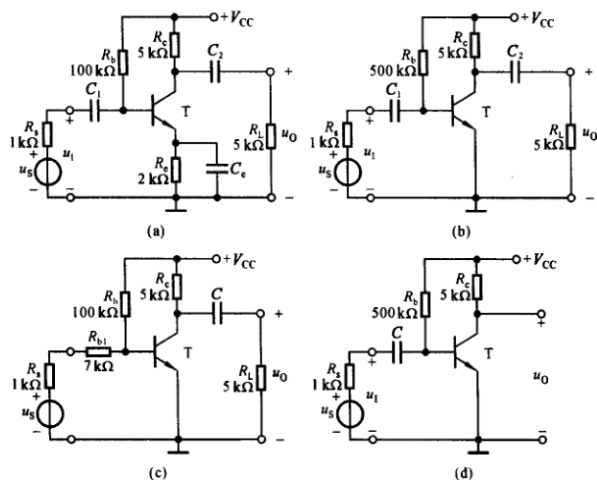
(3) 集成运放的输入失调电压  $U_{\text{IO}}$  是两个输入端电位之差。 ( )

(4) 输入失调电流  $I_{\text{IO}}$  是集成运放两个输入端静态电流之差。 ( )

(5) 集成运放的共模抑制比  $K_{\text{CMR}} = \left| \frac{A_{\text{od}}}{A_{\text{oc}}} \right|$ 。 ( )

答案为: (1)√, (2)√, (3)×, (4)√, (5)√,

【例 5.3.2】 电路如图 5.3.2 所示。已知：晶体管的  $\beta$ 、 $r_{be}$ 、 $C_{\mu}$ 、 $f_{\beta}$  均相等，所有电容的容量均相等；静态时所有电路中晶体管的发射极电流  $I_{EQ}$  均相等。



定性分析各电路，将结论填入空内。

- (1) 低频特性最差即下限频率最高的电路是\_\_\_\_\_；
- (2) 低频特性最好即下限频率最低的电路是\_\_\_\_\_；
- (3) 高频特性最差即上限频率最低的电路是\_\_\_\_\_。

答案为(1)(a)；(2)(c)；(3)(c)。

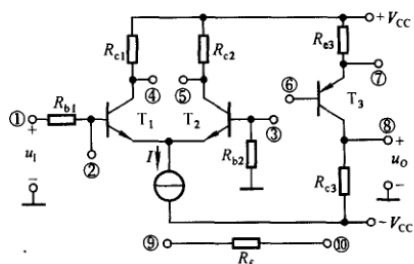
【例 6.3.1】 在括号内填入“√”或“×”，表明下列说法是否正确。

- (1) 若从放大电路的输出回路有通路引回其输入回路，则说明电路引入了反馈。 ( )
- (2) 若放大电路的放大倍数为“+”，则引入的反馈一定是正反馈，若放大电路的放大倍数为“-”，则引入的反馈一定是负反馈。 ( )
- (3) 直接耦合放大电路引入的反馈为直流反馈，阻容耦合放大电路引入的反馈为交流反馈。 ( )
- (4) 既然电压负反馈可以稳定输出电压，即负载上的电压，那么它也就稳定了负载电流。 ( )
- (5) 放大电路的净输入电压等于输入电压与反馈电压之差，说明电路引入了串联负反馈；净输入电流等于输入电流与反馈电流之差，说明电路引入了并联负反馈。 ( )
- (6) 将负反馈放大电路的反馈断开，就得到电路方框图中的基本放大电路。 ( )
- (7) 反馈网络是由影响反馈系数的所有的元件组成的网络。 ( )
- (8) 阻容耦合放大电路的耦合电容、旁路电容越多，引入负反馈后，越容易产生低频振荡。 ( )

答案为：(1)√，(2)×，(3)×，(4)×，(5)√，(6)×，(7)√，(8)√

【例 6.3.7】 电路如图 6.3.9 所示，试合理连线，引入合适组态的反馈，分别满足下列要求。

- (1) 减小放大电路从信号源索取的电流，并增强带负载能力；
- (2) 减小放大电路从信号源索取的电流，稳定输出电流。



结论是,需将③接⑨、⑩接⑧、⑥接④。结论是,需将③接⑨、⑩接⑦、⑥接⑤。

【例 6.3.11】 电路如图 6.3.13 所示,已知集成运放为理想运放,其输出电压的最大幅值为  $\pm 12\text{V}$ ; 输入电压为  $0.1\text{V}$ 。填空:

(1)  $A_1$  引入的交流负反馈的组态为 \_\_\_\_\_,  $A_2$  引入的交流负反馈的组态为 \_\_\_\_\_;  $A_{u1} = \frac{\Delta u_{O1}}{\Delta u_1} =$  \_\_\_\_\_,  $A_{u2} = \frac{\Delta u_{O2}}{\Delta u_1} =$  \_\_\_\_\_,  $A_v = \frac{\Delta u_O}{\Delta u_1} =$  \_\_\_\_\_ (要求填写表达式和得数); 电路的输入电阻  $R_i =$  \_\_\_\_\_, 输出电阻  $R_o =$  \_\_\_\_\_; 若仅看输入信号和输出信号的接法, 则电路可等效为 \_\_\_\_\_ (填入四种接法之一) 差分放大电路。

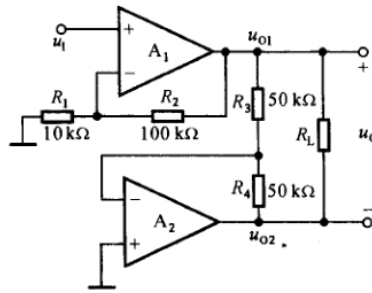
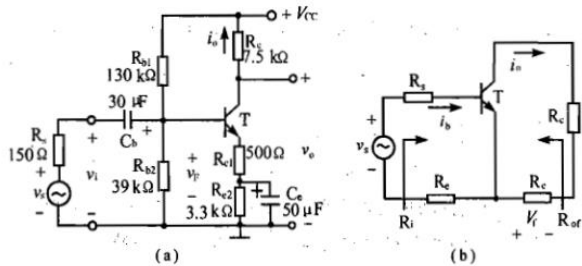


图 6.3.13 例 6.3.11 电路图

(2) 正常工作时,  $u_O =$  \_\_\_\_\_ V。  
 (3) 若电阻  $R_1$  开路, 则  $u_O =$  \_\_\_\_\_ V。  
 (4) 若电阻  $R_1$  短路, 则  $u_O =$  \_\_\_\_\_ V。  
 (5) 若电阻  $R_2$  开路, 则  $u_O =$  \_\_\_\_\_ V。  
 (6) 若电阻  $R_2$  短路, 则  $u_O =$  \_\_\_\_\_ V。  
 (7) 若电阻  $R_4$  短路, 则  $u_O =$  \_\_\_\_\_ V。  
 (8) 若电阻  $R_4$  开路, 则  $u_O =$  \_\_\_\_\_ V。

综上所述, 答案为: (1) 电压串联, 电压并联;  $1 + \frac{R_2}{R_1} = 11$ ,  $-\frac{R_4}{R_3} \left(1 + \frac{R_2}{R_1}\right) = -11$ ,  $A_{u1} = 11$ ,  $A_{u2} = -11$ ;  $\infty$ ,  $0$ ; 单端输入、双端输出。 (2) 2.2。 (3) 0.2。 (4) 24。 (5) 24。 (6) 0.2。 (7) 1.1。 (8) 13.1。

例 6 电路参数如图 7-7(a) 所示, 设三极管的  $\beta = 50$ ,  $r_{be} = 1.5\text{k}\Omega$ ,  $r_{ce} = \infty$ , 试用方框图法估算放大器的  $A_{uf}$ 、 $A_{vf}$  和输入电阻、输出电阻。



解 1. 求  $A_{uf}$  和  $A_{vf}$

由图 7-7(b) 可知, 电路的互导增益

$$A_g = \frac{i_o}{v_s} = \frac{-\beta i_b}{v_s} = \frac{-\beta}{R_b + r_{be} + R_e} = -23.3\text{mA/V}$$

反馈系数

$$F_r = v_f / i_o = -R_e = -0.5\text{k}\Omega$$

(1) 有反馈时的互导增益

$$A_{gf} = \frac{A_g}{1 + A_g F_r} = \left( \frac{-23.3}{12.65} \right) \text{mA/V} = -1.84\text{mA/V}$$

如用近似公式计算, 则有

$$A_{gf} \approx 1/F_r = -1/R_e = -2\text{mA/V}$$

约有 8.7% 的误差。

(2) 有反馈时的电压增益

$$A_{uf} = v_o/v_s = i_o R_c/v_s = A_{gf} R_c$$

$$= (-1.84\text{mA/V}) \times (7.5\text{k}\Omega) = -13.8$$

如用近似公式计算,则有

$$A_{uf} \approx -R_c/R_e = -7.5\text{k}\Omega/0.5\text{k}\Omega = -15$$

同样有约 8.7% 的误差。

2. 求输入电阻  $R'_{if}$

由图 7-7(b) 可知

$$R_i = R_s + r_{be} + R_e = (0.15 + 1.5 + 0.5)\text{k}\Omega = 2.15\text{k}\Omega$$

$$R_{if} = R_i(1 + A_{gf}F_r) = 27.2\text{k}\Omega$$

$$R'_{if} = (R_{if} - R_s) // R_b = [(27.2 - 0.15) // (130 // 39)]\text{k}\Omega = 14.2\text{k}\Omega$$

3. 求输出电阻  $R'_{of}$

因为  $r_{ce} = \infty$ , 所以

$$R_o = \infty, R_{of} = R_c(1 + A_{gf}F_r) = \infty$$

故

$$R'_{of} = R_{of} // R_c \approx 7.5\text{k}\Omega$$

**题 1** (北京大学, 2001 年) 电路如图 7-11 所示, 试说明:

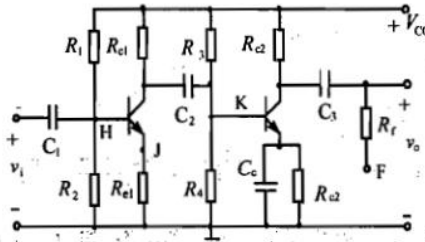


图 7-11

(1) F 点分别接在 H、J、K 三点时, 各形成何种反馈; 如果是负反馈, 则对电路的输入阻抗、输出阻抗、放大倍数又有何种影响;

(2) 求出 F 点接在 J 点时的电压放大倍数表达式。

**解**

(1) F 点接在 H 点时, 形成电压并联正反馈; F 点接在 J 点时, 形成电压串联负反馈使输入阻抗增大, 输出阻抗减小, 闭环电压增益稳定; F 点接在 K 点时, 形成电压并联负反馈使输入阻抗减小, 输出阻抗减小, 第二级增益稳定。

(2) F 点接在 J 点时是电压串联负反馈, 若放大电路满足深度负反馈条件, 则有

$$A_{uf} \approx \frac{1}{F}$$

而

$$F = \frac{R_{e1}}{R_{e1} + R_f}$$

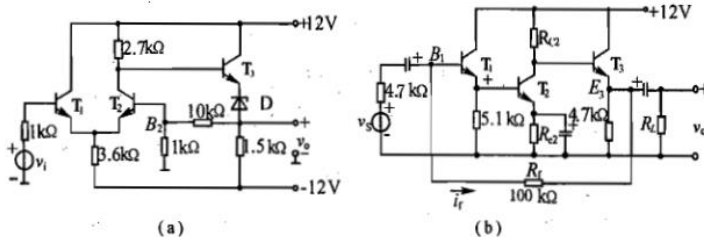
所以

$$A_{uf} = 1 + \frac{R_f}{R_{e1}}$$

**题 2** (清华大学, 2002 年) 负反馈电路如图 7-12(a) 和 (b) 所示, 试分析:

(1) 定性说明反馈对输入电阻和输出电阻的影响;

(2) 求深度负反馈的闭环增益和电压放大倍数。



**解** (1) 图(a) 电路经过分析是电压串联负反馈, 因此使输入电阻增大, 输出电阻减小。图(b) 电路是电压并联负反馈, 使输入电阻减小, 输出电阻减小, 输出电压稳定。

(2) 图(a) 电路的反馈支路从输出端到  $B_2$ , 因为

$$F_v = \frac{v_f}{v_o} = \frac{\frac{v_o}{10+1} \times 1}{v_o} = \frac{1}{11}$$

所以 
$$A_{vf} = \frac{v_o}{v_i} \approx \frac{1}{F_v} = 11$$

图(b) 电路的反馈支路从  $E_3$  到  $B_1$ , 则经分析, 它为电压并联负反馈。

由于 
$$F_g = \frac{i_f}{v_o}, i_f = \frac{V_{B1} - V_{E3}}{R_f} \approx -\frac{V_{E3}}{R_f} = -\frac{v_o}{R_f} = -\frac{v_o}{100}$$

所以 
$$F_g = \frac{i_f}{v_o} = -\frac{v_o}{100} \times \frac{1}{v_o} = -\frac{1}{100\text{k}\Omega}, A_{RF} = \frac{v_o}{i_f} \approx \frac{1}{F_g} = -100\text{k}\Omega$$

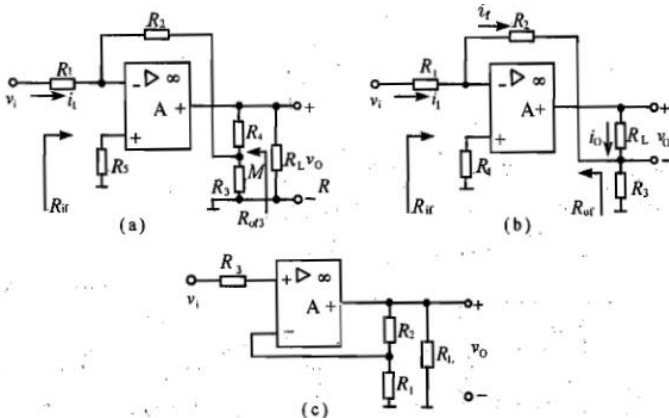
即 
$$A_{vf} = \frac{v_o}{v_i} = \frac{v_o}{i_i(R_S + r_{if})} = A_{RF} \frac{1}{R_S + r_{if}} \approx A_{RF} \frac{1}{R_S} = \frac{-100}{4.7} \approx -21.3$$

**题 3** (哈尔滨工业大学, 2004 年) 在图 7-13 所示的三个反馈电路中, A 都为理想运放 ( $A_o = \infty, R_i = \infty, R_o = 0$ )。试分析

(1) 判断电路是正反馈还是负反馈, 并指出是何种组态;

(2) 说明这些反馈对电路输入和输出电阻有何影响(增大或减小)? 并求出  $R_{if}$  和  $R_{of}$  的大小;

(3) 写出各电路闭环放大倍数的表达式(对电压反馈电路要求写出  $v_o/v_i$ , 对电流反馈电路写出  $i_o/v_i$ )。



**解** 图(a) 电路为电压串联负反馈, 可减小输入电阻和输出电阻, 由于

$$R_{if} = \frac{v_i}{i_i} = R_1, R_{of} = 0$$

$$V_M = \frac{v_o}{R_4 + (R_3 // R_2)} (R_3 // R_2) = \frac{R_2 R_3}{R_4 (R_2 + R_3) + R_2 R_3} v_o$$

$$\frac{v_i}{R_1} = -\frac{v_M}{R_2} = -\frac{R_3}{R_2 R_4 + R_4 R_3 + R_2 R_3} v_o$$

故 
$$A_{VF} = \frac{v_o}{v_i} = -\frac{R_2 R_4 + R_4 R_3 + R_2 R_3}{R_1 R_3}$$

图(b) 电路为电流并联负反馈, 可以减小输入电阻和增大输出电阻

使  $R_{if} = R_1, R_{of} = \infty, i_i = \frac{v_i}{R_1}, i_f = -i_o \frac{R_3}{R_2 + R_3}, \frac{v_i}{R_1} = -i_o \frac{R_3}{R_2 + R_3},$

$$\frac{i_o}{v_i} = -\frac{R_2 + R_3}{R_1 R_3}$$

图(c) 电路为电压串联负反馈, 可以增大输入电阻和减小输出电阻

使  $R_{if} = \infty, R_{of} = 0$

所以,  $\frac{v_o}{v_i} = 1 + \frac{R_2}{R_1}$

题 6 (南京大学, 2005 年) 判别图 7-17 所示电路中级间交流反馈的极性和组态。如是负反馈, 则计算在深度负反馈下的反馈系数和闭环电压增益  $A_{uf}$ , 设各管的参数  $\beta, r_{be}$  为已知, 电容足够大。

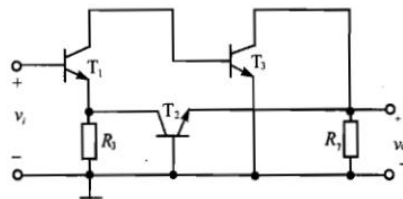
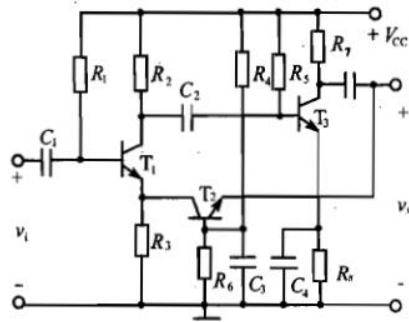


图 7-18

**解** 该电路是电压串联负反馈。

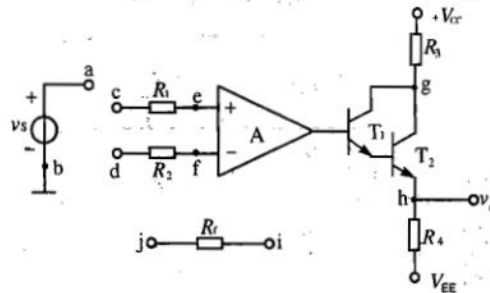
反馈网络是由  $T_2, R_3$  构成的共基电路, 所以反馈系数为

$$F_v = \frac{v_f}{v_o} = \frac{\beta R_3}{r_{be}}$$

深度负反馈下的放大倍数为

$$A_{uf} = \frac{v_o}{v_i} = \frac{1}{F_v} = \frac{r_{be}}{\beta R_3}$$

题 8 (吉林大学, 2005 年) 由集成运放 A 及 BJT  $T_1, T_2$  组成的放大电路如图题 7-20 所示, 试分别按下列要求将信号源  $v_s$ 、电阻  $R_f$  正确接入该电路。(1) 引入电压串联负反馈; (2) 引入电压并联负反馈; (3) 引入电流串联负反馈; (4) 引入电流并联负反馈。



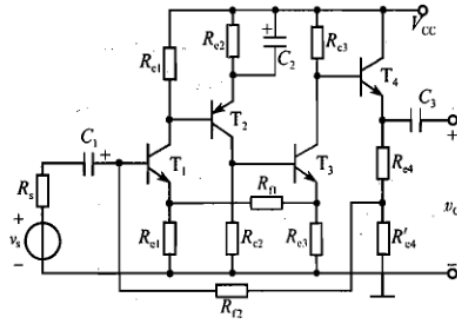
**解** (1) a 接 c, b 接 d, h 接 i, j 接 f。

(2) a 接 d, b 接 c, h 接 i, j 接 f。

(3) a 接 d, b 接 c, g 接 i, j 接 e。

(4) a 接 c, b 接 d, g 接 i, j 接 e。

7.2.1 电路如图 7-23 所示。(1) 分别说明由  $R_{f1}$ 、 $R_{f2}$  引入的两路反馈的类型及各自的主要作用；(2) 指出这两路反馈在影响该放大电路性能方面可能出现的矛盾是什么？(3) 为了消除上述可能出现的矛盾，有人提出将  $R_{f2}$  断开，此办法是否可行？为什么？你认为怎样才能消除这个矛盾？

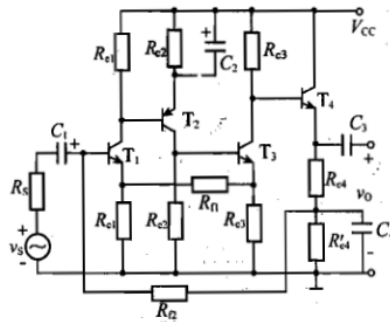


**解** (1)  $R_{f1}$  在一、三级引入交流、直流反馈，交流为电流串联负反馈；直流反馈的意义是稳定工作点，电流串联负反馈可以提高输入电阻，稳定输出电流。

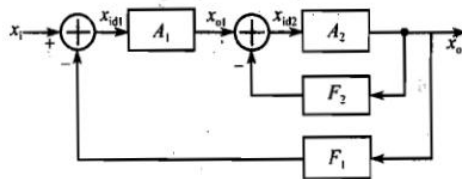
$R_{f2}$  在一、四级引入直流反馈，作用是为输入级  $T_1$  提供偏置，稳定各级工作点， $R_{f2}$  还引入交流电压并联负反馈，降低输出阻抗，稳定输出电压，也降低了整个电路的输入电阻。

(2) 二路反馈中， $R_{f1}$  提高输入电阻， $R_{f2}$  降低输入电阻。

(3) 为保证输入电阻大，故需消除  $R_{f2}$  的交流负反馈的影响，考虑到保留其直流反馈作为  $T_1$  的直流偏置， $R_{f2}$  不可断开，故在  $R'_{e4}$  的两端并联一大电容，如图 7-24 所示。



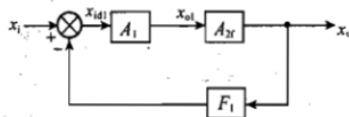
7.3.2 某反馈放大电路的方框图如图 7-30 所示，试推导其闭环增益  $x_o/x_i$  的表达式。



**解** 先考虑  $A_2$  的闭环增益：

$$A_{2f} = \frac{A_2}{1 + A_2 F_2}$$

于是整个放大电路如图 7-31 所示。



开环增益：

$$A' = A_1 A_{2f}$$

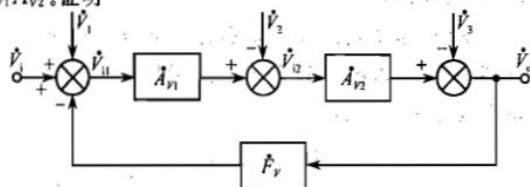
总的闭环增益：

$$A_f = \frac{A'}{1 + A' F_1} = \frac{A_1 A_{2f}}{1 + A_1 A_{2f} F_1} = \frac{x_o}{x_i}$$

于是闭环增益

$$\frac{x_o}{x_i} = \frac{\frac{A_1 A_2}{1 + A_2 F_2}}{1 + \frac{A_1 A_2 F_1}{1 + A_2 F_2}} = \frac{A_1 A_2}{1 + A_2 F_2 + A_1 A_2 F_1}$$

7.4.3 反馈放大电路的方框图如图 7-34 所示, 设  $\dot{V}_1$  为输入端引入的噪声,  $\dot{V}_2$  为基本放大电路内引入的干扰(例如电源干扰),  $\dot{V}_3$  为放大电路输出端引入的干扰。放大电路的开环电压增益为  $\dot{A}_v = \dot{A}_{v1} \dot{A}_{v2}$ 。证明



$$\dot{V}_o = \frac{\dot{A}_v [(\dot{V}_i + \dot{V}_1) - \dot{V}_2 / \dot{A}_{v1} - \dot{V}_3 \dot{A}_v]}{1 + \dot{A}_v \dot{F}_v}$$

并说明负反馈抑制干扰的能力。

**解** 由图可知:

$$\dot{V}_{i1} = \dot{V}_i + \dot{V}_1 - \dot{F}_v \dot{V}_o$$

$$\dot{V}_{i2} = \dot{A}_{v1} \dot{V}_{i1} - \dot{V}_2 = \dot{A}_{v1} (\dot{V}_i + \dot{V}_1 - \dot{F}_v \dot{V}_o) - \dot{V}_2$$

$$\dot{V}_o = \dot{A}_{v2} \dot{V}_{i2} - \dot{V}_3 = \dot{A}_{v1} \dot{A}_{v2} (\dot{V}_i + \dot{V}_1 - \dot{F}_v \dot{V}_o) - \dot{A}_{v2} \dot{V}_2 - \dot{V}_3$$

由于  $\dot{A}_v = \dot{A}_{v1} \dot{A}_{v2}$  为开环增益, 所以

$$\begin{aligned} \dot{V}_o &= \dot{A}_v (\dot{V}_i + \dot{V}_1 - \dot{F}_v \dot{V}_o) - \dot{A}_{v2} \dot{V}_2 - \dot{V}_3 \\ &= \dot{A}_v (\dot{V}_i + \dot{V}_1) - \dot{A}_{v2} \dot{V}_2 - \dot{V}_3 - \dot{A}_v \dot{F}_v \dot{V}_o \end{aligned}$$

整理可得:

$$(1 + \dot{A}_v \dot{F}_v) \dot{V}_o = \dot{A}_v (\dot{V}_i + \dot{V}_1) - \dot{A}_{v2} \dot{V}_2 - \dot{V}_3$$

所以

$$\dot{V}_o = \frac{\dot{A}_v}{1 + \dot{A}_v \dot{F}_v} \left[ (\dot{V}_i + \dot{V}_1) - \frac{\dot{V}_2}{\dot{A}_{v1}} - \frac{\dot{V}_3}{\dot{A}_v} \right]$$

由公式可见,  $\dot{V}_2, \dot{V}_3$  被大幅度的减小, 但是负反馈时  $\dot{V}_1$  没有抑制作用。因此在设计多级放大器时, 中间级引入的噪声被抑制, 这样, 多级放大器的设计才是有意义的, 所以负反馈可以改善放大器的内部噪声的影响, 但对同有效信号一起输入的噪声却没有任何抑制作用。

7.8.1 设某集成运放的开环频率响应的表达式为

$$\dot{A}_v = \frac{10^5}{(1 + j \frac{f}{f_{H1}}) (1 + j \frac{f}{f_{H2}}) (1 + j \frac{f}{f_{H3}})}$$

其中  $f_{H1} = 1 \text{ MHz}$ ,  $f_{H2} = 10 \text{ MHz}$ ,  $f_{H3} = 50 \text{ MHz}$ 。(1) 画出它的波特图;(2) 若利用该运放组成一电阻性负反馈放大电路, 并要求有  $45^\circ$  的相位裕度, 问此放大电路的最大环路增益为多少?(3) 若用该运放组成一电压跟随器, 能否稳定地工作?

**解**

$$\begin{aligned} (1) 20 \lg |\dot{A}_v| &= 20 \times 5 - 20 \lg \sqrt{1 + (\frac{f}{f_{H1}})^2} - 20 \lg \sqrt{1 + (\frac{f}{f_{H2}})^2} \\ &\quad - 20 \lg \sqrt{1 + (\frac{f}{f_{H3}})^2} \\ \Delta \varphi &= - \arctg \frac{f}{f_{H1}} - \arctg \frac{f}{f_{H2}} - \arctg \frac{f}{f_{H3}} \end{aligned}$$



$\Delta\varphi$  每过  $f_H$ , 斜率下降  $45^\circ$ /十倍频, 于是, 可得波特图如图 7-39。

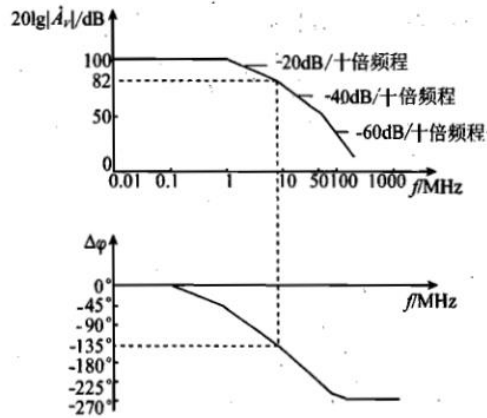


图 7-39

(2) 保证相位裕度是  $45^\circ$  时,  $\varphi_m = 45^\circ$ , 故由图 7-39 可求得:

$$20\lg \frac{1}{F} = 20\lg |A_v| = 82\text{dB}$$

最大环路增益:

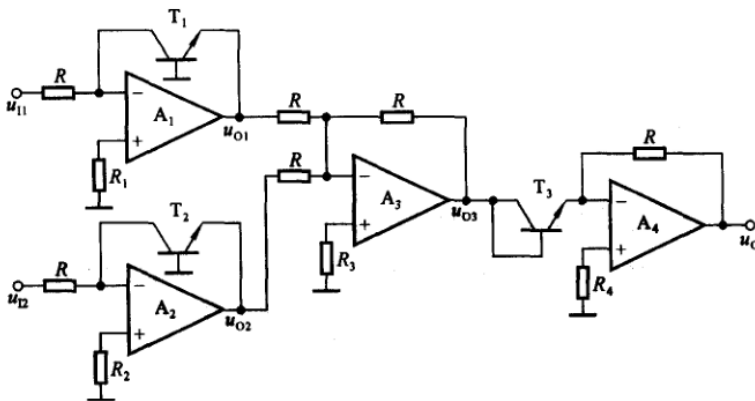
$$20\lg |\dot{A}_{VM}\dot{F}_V| = 20\lg |\dot{A}_{VM}| - 20\lg \frac{1}{F_V} = 100 - 82 = 18\text{dB}$$

(3) 作为电压跟随器:

$F_V = 1$ , 并保证  $45^\circ$  相位裕度时, 则要求  $20\lg |A_v| = 20\lg \frac{1}{F_V} = 0$ , 但这里  $20\lg |A_{VM}| = 100$ , 不能正常工作, 故不可作为电压跟随器。

【例 7.3.4】 电路如图 7.3.6 所示, 已知三只晶体管具有完全相同的特性和参数。

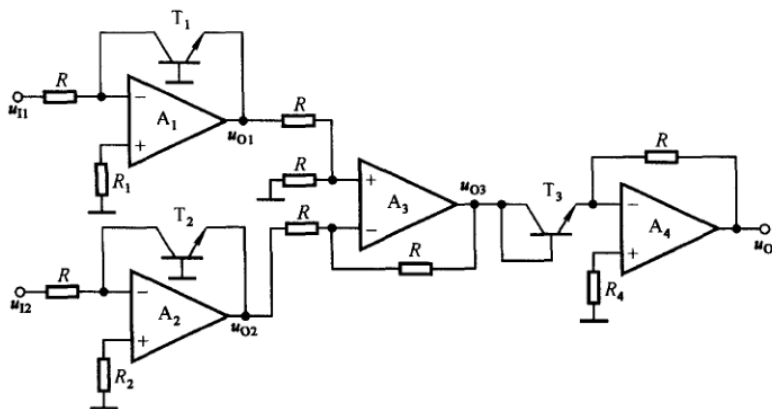
- (1) 说明  $A_1 \sim A_4$  各组成哪种基本运算电路, 整个电路实现哪种运算。
- (2) 试问本电路对输入电压的极性有限制吗?
- (3) 实现  $u_{i1}$  和  $u_{i2}$  的除法运算, 则应如何修改电路? 画出图来。



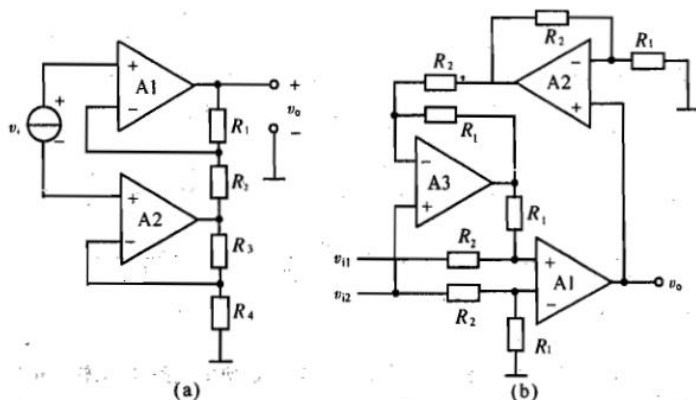
解答:(1) 以  $A_1$  为核心元件和以  $A_2$  为核心元件所组成的电路均为典型的对数运算电路, 以  $A_3$  为核心元件所组成的电路为反相求和运算电路, 以  $A_4$  为核心元件所组成的电路为指数运算电路。整个电路实现乘法运算。

(2) 为实现对数运算晶体管必须工作在放大区, 因而图示电路中的  $u_{i1}$  和  $u_{i2}$  均应大于零。

(3) 要实现  $u_{i1}$  和  $u_{i2}$  的除法运算, 则应将  $A_3$  组成的求和运算电路改为差分比例运算电路, 如图 7.3.7 所示。应当指出, 图示电路除要求  $u_{i1}$ 、 $u_{i2}$  均大于零外, 还应保证  $u_{O3}$  大于零。



例4 电路如图2-7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。



**解** (a) 由理想运放,得  $u_{-A1} = u_{+A1}$ ,  $u_{-A2} = u_{+A2} = u_{+A1} - v_1$

由通路  $v_0 \rightarrow R_1 \rightarrow u_{-A1} \rightarrow R_2 \rightarrow v_{oA2}$ , 得到

$$\frac{v_0 - u_{-A1}}{R_1} = \frac{u_{-A1} - v_{oA2}}{R_2} \Rightarrow v_{oA2} = \left(1 + \frac{R_2}{R_1}\right) u_{+A1} - \frac{R_2}{R_1} v_0$$

由通路  $v_{oA2} \rightarrow R_3 \rightarrow u_{-A2} \rightarrow R_4 \rightarrow \text{GND}$ , 得到

$$\frac{v_{oA2} - u_{-A2}}{R_3} = \frac{u_{-A2}}{R_4} \Rightarrow v_{oA2} = \left(1 + \frac{R_3}{R_4}\right) u_{+A1} - \left(1 + \frac{R_3}{R_4}\right) v_1$$

由给定条件  $\frac{R_1}{R_2} = \frac{R_4}{R_3}$ , 并由上面两式相等, 得到

$$\frac{R_2}{R_1} v_0 = \left(1 + \frac{R_2}{R_1}\right) v_1 \Rightarrow \frac{v_0}{v_1} = \frac{R_1 + R_2}{R_2}$$

(b) 理想运放, 得  $u_{-A1} = u_{+A1}$ ,  $u_{-A2} = u_{+A2} = v_0$ ,  $u_{-A3} = u_{+A3} = v_{i2}$

由通路  $v_{i2} \rightarrow R_2 \rightarrow u_{-A1} \rightarrow R_1 \rightarrow \text{GND}$ , 得到  $u_{-A1} = \frac{R_1}{R_1 + R_2} v_{i2}$

由通路  $v_{oA3} \rightarrow R_1 \rightarrow u_{+A1} \rightarrow R_2 \rightarrow v_{i1}$ , 得到

$$\frac{v_{oA3} - u_{+A1}}{R_1} = \frac{u_{+A1} - v_{i1}}{R_2} \Rightarrow v_{oA3} = \frac{R_1 + R_2}{R_2} u_{+A1} - \frac{R_1}{R_2} v_{i1}$$

由通路  $v_{oA2} \rightarrow R_2 \rightarrow u_{-A3} \rightarrow R_1 \rightarrow v_{oA3}$ , 得到

$$\frac{v_{oA2} - v_{i2}}{R_2} = \frac{v_{i2} - v_{oA3}}{R_1} \Rightarrow v_{oA2} = \frac{R_1 + R_2}{R_1} v_{i2} - \frac{R_2}{R_1} v_{oA3}$$

由通路  $\text{GND} \rightarrow R_1 \rightarrow u_{-A2} \rightarrow R_2 \rightarrow v_{oA2}$ , 得到

$$0 - v_o = \frac{v_o - v_{oA2}}{R_2} \Rightarrow v_o = \frac{R_1}{R_1 + R_2} v_{oA2}$$

将上面计算的结果代入,得到

$$v_o = \left(1 - \frac{R_1}{R_1 + R_2}\right) v_{o2} + \frac{R_1}{R_1 + R_2} v_{o1}$$

例 5 电路如图 2-8 所示。设集成运放均为理想运放。

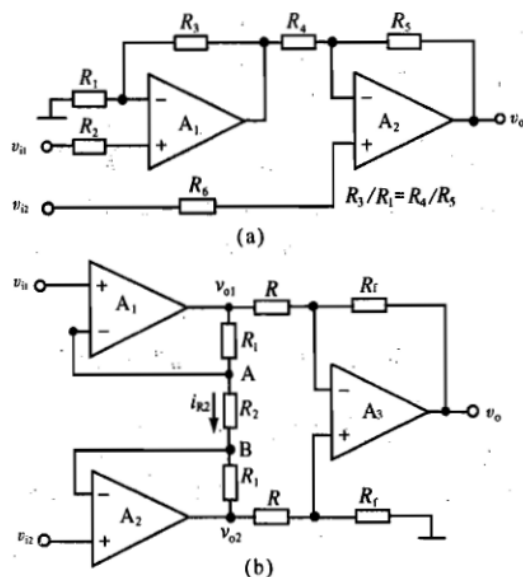


图 2-8

(1) 说明各电路中以各集成运放为核心器件组成的基本运算电路的名称,如反相比例运算电路、同相比例运算电路……并求解各电路的运算表达式;

(2) 从运算的角度,这两个电路的共同点是什么?它们可等效成差分放大电路中四种接法的哪一种?

(3) 若以  $v_{i1}$  与  $v_{i2}$  作为差模信号的输入端,则两个电路的输入电阻为多少?

**解** 熟悉基本运算电路的结构,有利于分析更复杂的运算电路。

(1) 在电路(a)中,  $A_1$  和  $R_1$ 、 $R_2$ 、 $R_3$  构成同相比例运算电路;  $A_2$  和  $R_4$ 、 $R_5$ 、 $R_6$  构成加减运算电路。

设  $A_1$ 、 $A_2$  的输出电压分别为  $v_{o1}$ 、 $v_{o2}$ 。

$$v_{o1} = \left(1 + \frac{R_3}{R_1}\right) v_{i1}$$

在  $A_2$  的输入端有下列电路方程

$$i_{R_5} = i_{R_4} = \frac{v_{o1} - v_N}{R_4}$$

$$v_N = v_P = v_{i2}$$

利用叠加定理求解运算关系。 $v_{o1}$  单独作用时,为反相比例运算电路,输出电压。

$$v'_o = -\frac{R_5}{R_4} \cdot v_{o1} = -\left(1 + \frac{R_5}{R_1}\right) \cdot \frac{R_5}{R_4} \cdot v_{i1}$$

$v_{i2}$  单独作用时,为同相比例运算电路,输出电压

$$v''_o = \left(1 + \frac{R_5}{R_4}\right) \cdot v_{i2}$$

$v_o = v'_o + v''_o$ , 根据已知条件,  $\frac{R_3}{R_1} = \frac{R_4}{R_5}$ , 可得

$$v_o = -\left(1 + \frac{R_5}{R_4}\right) v_{i1} + \left(1 + \frac{R_5}{R_4}\right) v_{i2} = \left(1 + \frac{R_5}{R_4}\right) (v_{i2} - v_{i1})$$

在电路(b)中,由于  $A_1$  和  $A_2$  的两个输入端均有“虚短”和“虚断”的特点,A点的电位  $v_A = v_{p1} = v_1$ ,B点的电位  $v_B = v_{p2} = v_2$ 。 $R_2$  的电流

$$i_{R_2} = \frac{v_A - v_B}{R_2} = \frac{v_1 - v_2}{R_2}$$

两个  $R_1$  电阻的电流等于  $R_2$  的电流。设  $A_1$ 、 $A_2$  的输出端电压分别为  $v_{o1}$ 、 $v_{o2}$ ,则

$$v_{o1} - v_{o2} = i_{R_2} (2R_1 + R_2) = \left(1 + \frac{2R_1}{R_2}\right) (v_1 - v_2)$$

$A_3$  与两个  $R$  和两个  $R_f$  组成差分比例运算电路。以  $v_{o1}$ 、 $v_{o2}$  作为输入的差分比例运算电路的输出电压

$$v_o = -\frac{R_f}{R} (v_{o1} - v_{o2}) = -\frac{R_f}{R} \left(1 + \frac{2R_1}{R_2}\right) (v_1 - v_2)$$

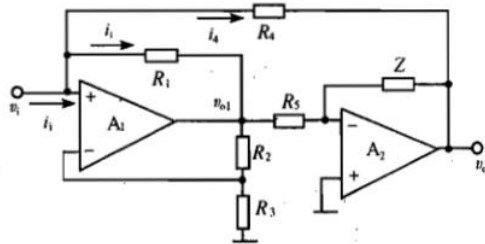
(2) 两个电路都是对两个输入电压的差值进行比例运算,均可等效为双端输入、单端输出的差分放大电路。

(3) 若以  $v_{i1}$  与  $v_{i2}$  作为输入端,则两个电路的输入电阻均为无穷大。

题1 (清华大学,2005年) 电路如图 2-13 所示。图中  $R_1 = R_4$ ,  $R_2 = R_3$ , 集成运放均为理想的。

(1) 试求该电路的输入阻抗  $Z_i = \frac{v_i}{i_i}$  的表达式;

(2) 若电路中的  $Z$  为电容  $C$ , 试问此时电路的输入阻抗呈何性质(阻性、容性还是感性)。



**解** (1) 由于电路中集成运放均理想,工作于线性状态,则

$$v_{o1} = \frac{R_2 + R_3}{R_3} v_i = 2v_i, v_o = -\frac{Z}{R_5} v_{o1} = -\frac{2Z}{R_5} v_i$$

$$i_i = \frac{v_i - v_{o1}}{R_1} = \frac{v_i - 2v_i}{R_1} = -\frac{v_i}{R_1}$$

$$i_4 = \frac{v_i - v_o}{R_4} = \frac{v_i - \left(-\frac{2Z}{R_5} v_i\right)}{R_4} = \frac{v_i}{R_4} \left(1 + \frac{2Z}{R_5}\right)$$

$$i_i = i_1 + i_4 = -\frac{v_i}{R_1} + \frac{v_i}{R_4} \left(1 + \frac{2Z}{R_5}\right) = \frac{2Zv_i}{R_4 R_5}$$

则电路的输入阻抗  $Z_i = \frac{v_i}{i_i} = \frac{R_4 R_5}{2Z}$

(2) 若电路中  $Z$  为电容  $C$ , 则电路的输入阻抗为

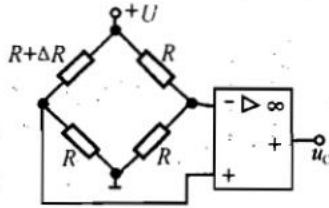
$$Z_i = \frac{R_4 R_5}{2Z} = \frac{R_4 R_5}{2} \frac{1}{j\omega C} = j\omega (R_4 R_5 C / 2)$$

由此可知此时电路输入阻抗呈感性。

题4 (大连理工大学, 2004年) 在图 2-17 所示电路中, 正常情况下四个桥臂电阻均为  $R$ 。当某个电阻因受温度或应变等非电量的影响而变化  $\Delta R$  时, 电桥平衡即遭破坏, 输出电压  $u_o$ 。反映此非电量的大小。试证明:

$$u_o = -\frac{A_{uo}U}{4} \cdot \frac{\Delta R}{1 + \frac{\Delta R}{2R}}$$

【分析】 电桥的作用是测量  $R + \Delta R$ , 当  $\Delta R = 0, u_p = u_N, u_o = 0$ 。



证 运放反相输入端电压  $u_N = \frac{1}{2}U$

$$u_p = \frac{R}{R + R + \Delta R}U = \frac{1}{2 + \frac{\Delta R}{R}}U \quad (\text{分压公式})$$

输出电压

$$\begin{aligned} u_o &= A_{uo}(u_p - u_N) \\ &= A_{uo} \left( \frac{1}{2 + \frac{\Delta R}{R}} - \frac{1}{2} \right) U = -A_{uo}U \frac{\frac{\Delta R}{R}}{2 \cdot \left( 2 + \frac{\Delta R}{R} \right)} \end{aligned}$$

其中,  $A_{uo}$  为开环电压增益

于是,

$$u_o = -\frac{A_{uo}U}{4} \cdot \frac{\Delta R}{1 + \frac{\Delta R}{2R}}$$

2.4.1 一高输入电阻的桥式放大电路如图 2-24 所示, 试写出  $v_o = f(\delta)$  的表达式 ( $\delta = \Delta R/R$ )。

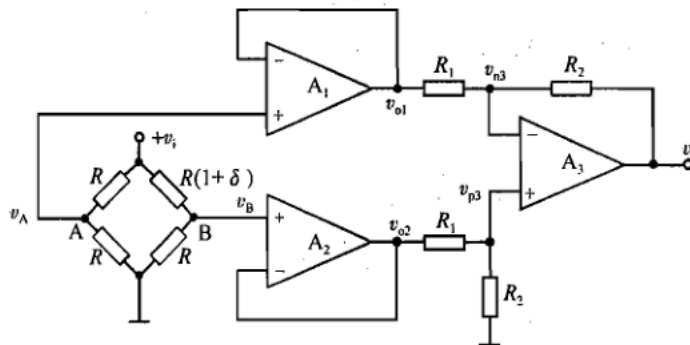


图 2-24

解 电桥中,  $v_A = \frac{1}{2}v_i, v_B = \frac{R \cdot v_i}{R + (1 + \delta)R} = \frac{1}{2 + \delta}v_i$

由于  $A_1, A_2$  组成电压跟随器, 所以

$$v_{o1} = v_A = \frac{1}{2}v_i, \quad v_{o2} = v_B = \frac{1}{2+\delta}v_i$$

由分压公式

$$v_{p3} = \frac{R_2}{R_2 + R_1}v_{o2}$$

由虚短可知

$$v_{-3} = v_{+3} = v_{p3}$$

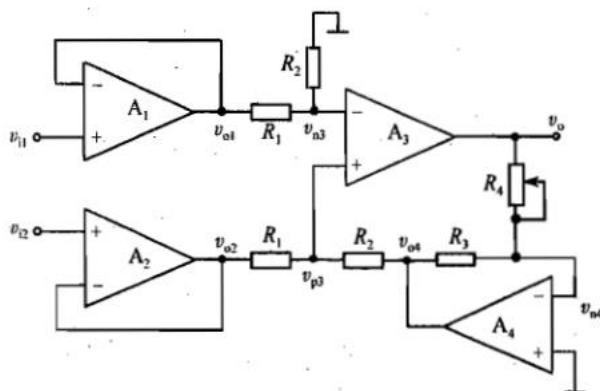
于是

$$\frac{v_{o1} - v_{p3}}{R_1} = \frac{v_{p3} - v_o}{R_2}$$

则

$$\begin{aligned} v_o &= \left(\frac{R_2}{R_1} + 1\right)v_{p3} - \frac{R_2}{R_1}v_{o1} = \left(\frac{R_2}{R_1} + 1\right)\frac{R_2}{R_1 + R_2}v_{o2} - \frac{R_2}{R_1}v_{o1} \\ &= \frac{R_2}{R_1}(v_{o2} - v_{o1}) = \frac{R_2}{R_1}\left(\frac{1}{2+\delta} - \frac{1}{2}\right)v_i = -\frac{R_2}{R_1}\frac{\delta}{4+2\delta}v_i \end{aligned}$$

2.4.2 图2-25所示为一增益线性调节运放电路,试求出该电路的电压增益  $A_v = v_o/(v_{i1} - v_{i2})$  的表达式。



**解**  $A_1, A_2$  组成电压跟随器  $v_{o1} = v_{i1}, v_{o2} = v_{i2}, A_4$  中,  $v_{-4} = v_{+4} = 0$ , 于是

$$\frac{v_{o4}}{R_3} = -\frac{v_o}{R_4}, v_{o4} = -\frac{R_3}{R_4}v_o$$

对于  $A_3$

$$v_{+3} = \frac{v_{o2} - v_{o4}}{R_1 + R_2}R_2 + v_{o1} = \frac{R_2 v_{o2} + R_1 v_{o1}}{R_1 + R_2}$$

$$v_{-3} = \frac{R_2}{R_1 + R_2}v_{o1}$$

因为  $v_{+3} = v_{-3}$ , 且

$$v_{o4} = -\frac{R_3}{R_4}v_o$$

因此

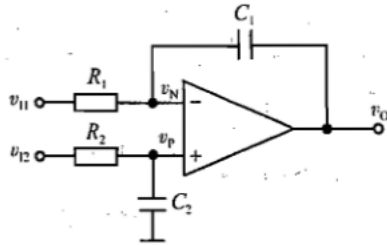
$$R_2 v_{o1} = R_2 v_{o2} + R_1 \left(-\frac{R_3}{R_4}\right)v_o$$

$$v_o = -\frac{R_2 R_4}{R_1 R_3}(v_{o1} - v_{o2}) = -\frac{R_2 R_4}{R_1 R_3}(v_{i1} - v_{i2})$$

故电压增益为

$$A_v = \frac{v_o}{v_{i1} - v_{i2}} = -\frac{R_2 R_4}{R_1 R_3}$$

2.4.10 差分式积分运算电路如图 2-33 所示。设运放是理想的，电容器  $C$  上的初始电压  $v_C(0) = 0$ ，且  $C_1 = C_2 = C, R_1 = R_2 = R$ 。若  $v_{i1}, v_{i2}$  已知，求(1) 当  $v_{i1} = 0$  时，推导  $v_o$  与  $v_{i2}$  的关系；(2) 当  $v_{i2} = 0$  时，推导  $v_o$  与  $v_{i1}$  的关系；(3) 当  $v_{i1}, v_{i2}$  同时加入时，写出  $v_o$  与  $v_{i1}, v_{i2}$  的关系式，并说明电路的功能。



**解** (1) 利用拉普拉斯变换，电容的交流阻抗  $Z_{C2} = \frac{1}{sC_2}$

$$v_+(s) = \frac{\frac{1}{sC_2}}{R_2 + \frac{1}{sC_2}} v_{i2} = \frac{1}{1 + sC_2 R_2} v_{i2}$$

若  $v_{i1} = 0$ ，则

$$v_o(s) = \left[ \frac{1}{\frac{sC_1}{R_1} + 1} \right] v_+(s) = \left( \frac{1}{sR_1 C_1} + 1 \right) v_+(s)$$

于是

$$v_o(s) = \left( 1 + \frac{1}{sR_1 C_1} \right) \left( \frac{1}{1 + sR_2 C_2} \right) v_{i2}(s)$$

$R_1 = R_2 = R, C_1 = C_2 = C$ ，故

$$v_o(s) = \frac{1}{sRC} v_{i2}(s)$$

由拉氏逆变换

$$v_o = \frac{1}{RC} \int_0^t v_{i2} dt$$

(2)  $v_{i2} = 0$ ，为反相积分电路，列 KCL 方程

$$\frac{v_{i1}(s) - 0}{R_1} = \frac{0 - v_o(s)}{\frac{1}{sC_1}}$$

于是

$$v_o(s) = -\frac{1}{sR_1 C_1} v_{i1}(s)$$

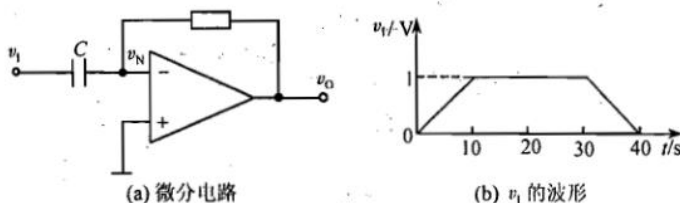
经拉氏逆变换有

$$v_o(t) = -\frac{1}{RC} \int_0^t v_{i1} dt$$

(3)  $v_{i1}, v_{i2}$  均不为“0”时，由叠加原理

$$v_o(t) = v_{o1}(t) + v_{o2}(t) = \frac{1}{RC} \int_0^t (v_{i2} - v_{i1}) dt \text{ 为差分积分器。}$$

2.4.11 微分电路如图 2-34(a) 所示，输入电压  $v_i$  如图 2-34(b) 所示，设电路  $R = 10 \text{ k}\Omega$ ， $C = 100 \text{ }\mu\text{F}$ ，设运放是理想的，试画出输出电压  $v_o$  的波形，并标出  $v_o$  的幅值。



**解** 首先推导  $v_0(t) = -RC \frac{dv_1(t)}{dt}$

(a) 由虚短, 则  $v_+ = v_- = 0$ , 所以  $i_c = \frac{v_1}{sC}$ , 故

$$v_0(s) = -i_c R = -sCRv_1(s) \text{ (虚断概念)}$$

拉氏逆变换后,

$$v_0(t) = -RC \frac{dv_1(t)}{dt}$$

或者:

$$(b) \quad i_c(t) = \frac{-v_0(t)}{R}, v_1(t) = \frac{1}{C} \int_0^t i_c dt = -\frac{1}{RC} \int_0^t v_0(t) dt$$

则

$$v_0(t) = -RC \frac{dv_1(t)}{dt}$$

于是, 当  $t = 0 \sim 10\text{s}$  时,  $v_1 = \frac{1}{10}t$ ,  $\frac{dv_1}{dt} = 0.1$ , 于是  $v_0 = -RC \frac{dv_1}{dt} = -0.1\text{V}$

当  $t = 10 \sim 30\text{s}$  时,  $v_1 = 1$ ,  $\frac{dv_1}{dt} = 0$ , 于是  $v_0 = 0\text{V}$

当  $t = 30 \sim 40\text{s}$  时,  $v_1 = -\frac{1}{10}(t-40)$ ,  $\frac{dv_1}{dt} = -0.1$

$$v_0 = -RC \frac{dv_1}{dt} = 0.1\text{V}$$

$v_0$  波形如图 2-35 所示。

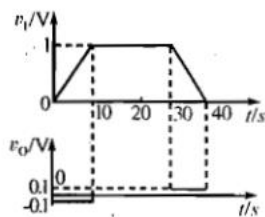
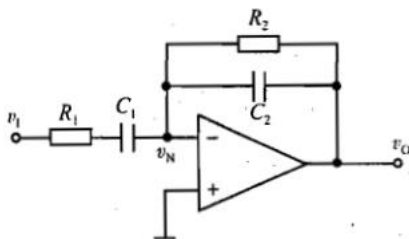


图 2-35

**2.4.12** 一实用微分电路如图 2-36 所示, 它具有衰减高频噪声的作用。(1) 确定电路的传递函数  $V_0(s)/V_i(s)$ ; (2) 若  $R_1$

$= R_2 = R, C_1 = C_2 = C$ , 试问应当怎样限制输入信号  $v_1$  的频率, 才能使电路不失去微分的功能?



**解** (1) 由于  $v_+ = v_- = 0$  (虚短概念), 所以

$$V_i(s) = I(s) \left( R_1 + \frac{1}{sC_1} \right).$$

$$V_0(s) = -I(s) \left( R_2 \parallel \frac{1}{sC_2} \right) = -I(s) \frac{\frac{R_2}{sC_2}}{R_2 + \frac{1}{sC_2}} = -I(s) \frac{R_2}{1 + sR_2C_2}$$

于是, 传递函数为

$$H(s) = \frac{V_0(s)}{V_i(s)} = \frac{-\frac{R_2}{1 + sR_2C_2}}{R_1 + \frac{1}{sC_1}} = \frac{-sR_2C_1}{(1 + sR_1C_1)(1 + sR_2C_2)}$$



(2)  $R_1 C_1 = R_2 C_2$  时, 设为  $RC$ , 则

$$H(s) = -\frac{sRC}{(1+sRC)^2} \frac{R_2}{R_1}$$

令  $s = j\omega$  即由  $s$  域  $\rightarrow f$  频域

$$H(j\omega) = -\frac{j\omega RC}{(1+j\omega RC)^2} \frac{R_2}{R_1}$$

令  $\omega_H = \frac{1}{RC}$ , 则

$$H(j\omega) = -\frac{j \frac{\omega}{\omega_H}}{1 - \left(\frac{\omega}{\omega_H}\right)^2 + 2j \frac{\omega}{\omega_H}} \frac{R_2}{R_1}$$

功能分析:

①  $\omega = \omega_H$  时,  $H(j\omega) = -\frac{1}{2} \frac{R_2}{R_1}$  为比例运算电路。

②  $\omega \gg \omega_H$  时

$$H(j\omega) \approx -\frac{R_2}{R_1} \frac{j \frac{\omega}{\omega_H}}{2j \frac{\omega}{\omega_H} - \left(\frac{\omega}{\omega_H}\right)^2} = -\frac{R_2}{R_1} \frac{1}{2 + j \frac{\omega}{\omega_H}}$$

分母有理化:

$$H(j\omega) = -\frac{R_2}{R_1} \frac{2 - j \frac{\omega}{\omega_H}}{4 + \left(\frac{\omega}{\omega_H}\right)^2} \approx -\frac{R_2}{R_1} \frac{-j \frac{\omega}{\omega_H}}{\left(\frac{\omega}{\omega_H}\right)^2} = -\frac{R_2}{R_1} \frac{1}{j \frac{\omega}{\omega_H}}$$

$s = j\omega, \omega_H = \frac{1}{RC}, H(s) \approx -\frac{R_2}{R_1} \frac{1}{sRC}$  即为反相积分器。

③  $\omega \ll \omega_H$  时

$$H(j\omega) \approx -\frac{j \frac{\omega}{\omega_H}}{1 + 2j \frac{\omega}{\omega_H}} \frac{R_2}{R_1}$$

分母有理化:

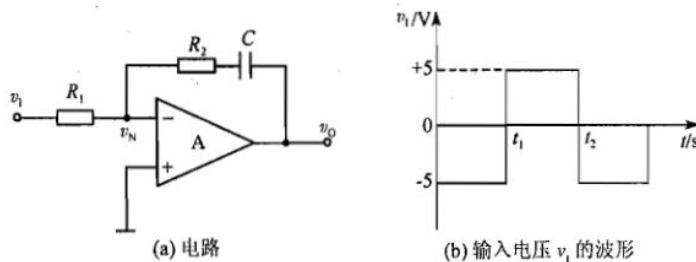
$$H(j\omega) = -\frac{j \frac{\omega}{\omega_H} + 2\left(\frac{\omega}{\omega_H}\right)^2}{1 + 4\left(\frac{\omega}{\omega_H}\right)^2} \frac{R_2}{R_1} \approx -j \frac{\omega}{\omega_H} \frac{R_2}{R_1}$$

传递函数  $H(s) = -sRC \frac{R_2}{R_1}$ , 即为反向微分器。

为了使用电路不失去微分功能, 输入信号  $v_s$  的频率  $f \ll f_H = \frac{1}{2\pi RC}$

**2.4.13** 电路如图 2-37(a) 所示,  $A$  为理想运放, 当  $t = 0$  时, 电容器  $C$  的初始电压  $v_C(0) = 0$ 。(1) 写出电路的电压增益  $A_V(s) = V_o(s)/V_i(s)$  的表达式; (2) 若输入电压  $v_i$  为一方波, 如图 2-37(b) 所示, 试画出  $v_o$  稳态时的波形。

**【分析】** 求出电路的传递函数, 根据传递函数和不同时段的电压大小, 按时段进行分情况讨论。



解 (1)  $v_+ = v_-$ ,  $I_{id} = i_+ = i_- = 0$ , 故

$$\frac{V_0(s)}{V_i(s)} = -\frac{R_2 + \frac{1}{sC}}{R_1}$$

则

$$A_v(s) = \frac{V_0(s)}{V_i(s)} = -\left(\frac{R_2}{R_1} + \frac{1}{sR_1C}\right)$$

$$(2) A_v(s) = -\frac{R_2}{R_1} - \frac{1}{sR_1C}$$

由拉氏反变换

$$v_0(t) = -\frac{R_2}{R_1}v_1(t) - \frac{1}{R_1C}\int_0^t v_1(t)dt + v_0(0)$$

由  $v_c(0) = 0$ , 故  $t = 0$  时,  $v_0(0) = -v_c(0) = 0$ , 所以,

$$v_0(t) = -\frac{R_2}{R_1}v_1(t) - \frac{1}{R_1C}\int_0^t v_1(t)dt$$

令

$$v_{01}(t) = -\frac{R_2}{R_1}v_1(t), v_{02}(t) = -\frac{1}{R_1C}\int_0^t v_1(t)dt$$

则

$$v_0(t) = v_{01}(t) + v_{02}(t)$$

$v_{01}(t)$  为  $v_1(t)$  的反相比例运算输出。

$v_{02}(t)$  为  $v_1(t)$  的反相积分运算输出, 以下以讨论  $v_{02}(t)$  输出为主。

① 当  $0 \leq t \leq t_1$  时,  $v_s(t) = -5V$ , 所以

$$v_{02}(t) = \frac{5}{R_1C}t \text{ V}$$

此时,

$$v_{01}(t) = \frac{R_2}{R_1} \times 5 \text{ V}$$

则

$$v_0(t) = \frac{5R_2}{R_1} + \frac{5t}{R_1C} \text{ V}$$

② 当  $t_1 < t \leq t_2$  时,  $v_s(t) = +5V$ , 所以

$$\begin{aligned} v_{02}(t) &= -\frac{1}{R_1C}\left[\int_{t_1}^t v_1(t)dt + \int_0^{t_1} v_1(t)dt\right] = -\frac{1}{R_1C}\int_{t_1}^t 5dt + v_{02}(t_1) \\ &= \frac{5t_1}{R_1C} - \frac{5}{R_1C}(t - t_1) \text{ V} \end{aligned}$$

此时,  $v_{01}(t) = -\frac{R_2}{R_1} \times 5V$ , 则

$$v_0(t) = -\frac{5R_2}{R_1} + \frac{5}{R_1C}(2t_1 - t) \text{ (V)}$$

③ 当  $t_2 < t \leq t_3$  时,  $v_s(t) = -5V$ , 所以

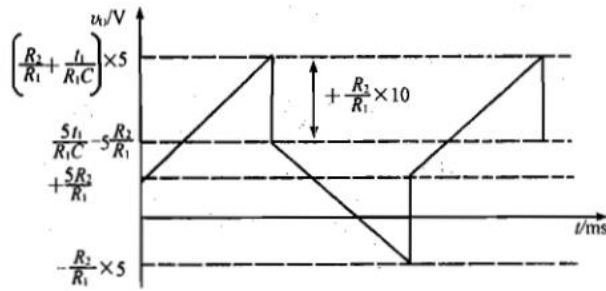
$$v_{02}(t) = -\frac{1}{R_1C}\int_{t_2}^t v_1(t)dt + v_{02}(t_2) = \frac{5}{R_1C}(2t_1 - t_2) + \frac{5}{R_1C}(t - t_2) \text{ V}$$

此时,  $v_{01}(t) = \frac{5R_2}{R_1} \text{ V}$ , 则

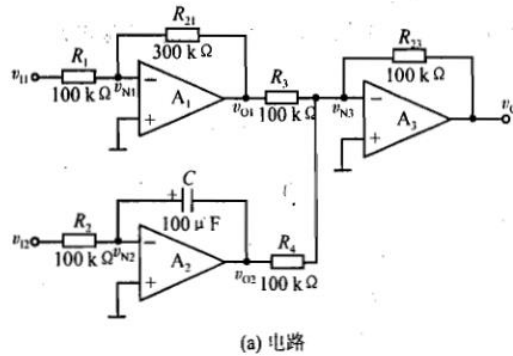
$$v_0(t) = \frac{5R_2}{R_1} + \frac{5}{R_1C}(t + 2t_1 - 2t_2)$$

当  $t_1 = \frac{1}{2}t_2 = \frac{T}{2}$  时, 即  $v_s(t)$  为以  $T$  为周期,  $\frac{1}{2}$  为占空比的方波时,  $v_0(t)$  波形见

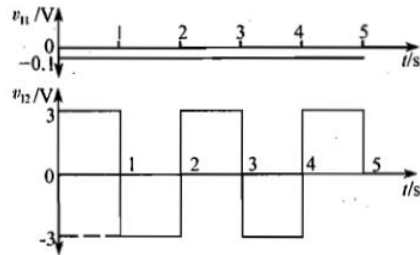
图 2-38。



2.4.14 电路如图 2-39(a) 所示。设运放是理想的，电容器 C 上的初始电压为零  $v_C(0) = 0$ ， $v_{i1} = -0.1 \text{ V}$ ， $v_{i2}$  幅值为  $\pm 3 \text{ V}$ ，周期  $T = 2 \text{ s}$  的矩形波。(1) 求出  $v_{o1}$ 、 $v_{o2}$  和  $v_o$  的表达式；(2) 当输入电压  $v_{i1}$ 、 $v_{i2}$  如图 2-39(b) 所示时，试画出  $v_o$  的波形。



(a) 电路



(b) 输入电压  $v_{i1}$ 、 $v_{i2}$  的波形图

**解** (1)  $A_1$  组成反相比例运算  $v_{o1} = -\frac{R_{21}}{R_1} v_{i1}$

$A_2$  组成反相积分器

$$v_{o2} = -\frac{1}{R_2 C} \int_0^t v_{i2} dt + v_{o2}(0)$$

因为  $v_C(0) = 0$ ，故  $v_{o2}(0) = 0$ ，

$$v_{o2} = -\frac{1}{R_2 C} \int_0^t v_{i2} dt$$

$A_3$  组成反相加法器

$$v_o = -\left(\frac{R_{23}}{R_3} v_{o1} + \frac{R_{23}}{R_4} v_{o2}\right) = \frac{R_{23}}{R_3} \frac{R_{21}}{R_1} v_{i1} + \frac{R_{23}}{R_4} \frac{1}{R_2 C} \int_0^t v_{i2} dt$$

代入数据得

$$v_{o1} = -3v_{i1}$$

$$v_{o2} = -\frac{1}{10} \int_0^t v_{i2} dt$$

$$v_o = 3v_{i1} + \frac{1}{10} \int_0^t v_{i2} dt = -(v_{o1} + v_{o2})$$

(2) 因为  $v_{11} = -0.1\text{V}$ , 所以  $v_{01} = 0.3\text{V}$

讨论  $v_{02}(t)$ :

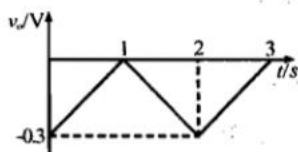
$0 \leq t \leq 1\text{s}$  时,  $v_{02}(t) = -0.3t$ , 则

$$v_0 = (-0.3 + 0.3t)\text{V}$$

$1 < t \leq 2\text{s}$  时,  $v_{02}(t) = 0.3(t-1) + v_{02}(1\text{s}) = (0.3t - 0.6)\text{V}$ , 则

$$v_0(t) = -0.3 + 0.6 - 0.3t = (0.3 - 0.3t)\text{V}$$

由图 2-40 可知,  $v_0$  的周期和  $v_{12}$  相同,  $T = 2\text{s}$



【例 10.3.1】判断下列说法是否正确,用“√”“×”表示判断结果填入空内。

- (1) 直流电源是一种将正弦信号转换为直流信号的波形变换电路。( )
- (2) 直流电源是一种能量转换电路,它将交流能量转换为直流能量。( )
- (3) 在图 10.3.1 所示的电路,若变压器副边电压和负载电阻均相等,则图 (b)所示电路输出电流平均值是图(a)所示电路输出电流平均值的 2 倍。( )  
因此,它们整流管的平均电流之比为 2:1。( )
- (4) 若  $U_2$  为电源变压器副边电压的有效值,图 10.3.1 所示电路中均采用电容滤波,则两个电路在空载时的输出电压均为  $\sqrt{2}U_2$ 。( )
- (5) 电容滤波电路适用于负载电流较小且其变化范围也小的情况。( )  
而电感滤波电路适用于大负载电流的情况。( )
- (6) 在单相桥式整流电容滤波电路中,若有一只整流管断开,输出电压平均值变为原来的一半。( )

(1)×; (2)√; (3)√,×; (4)√; (5)√,√; (6)×;

【例 10.3.2】在图 10.3.2 所示电路中,已知变压器副边电压有效值  $U_2$  为 10V,  $R_L C \geq 3T/2$  ( $T$  为电网电压的周期);可能出现的情况如下:

- |         |            |
|---------|------------|
| A. 工作正常 | B. 电容开焊    |
| C. 负载开路 | D. 一只二极管开焊 |

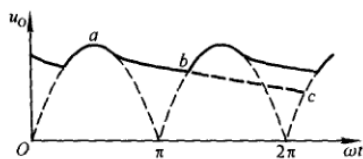


图 10.3.2 桥式整流电容滤波电路产生故障的波形分析

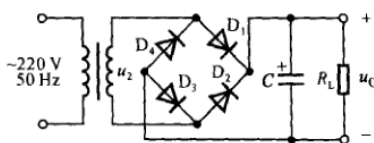


图 10.3.3 例 3.3.2 电路图

测得输出电压平均值  $U_{O(AV)}$ , 选择上述情况的一种填入空内。

- (1) 若  $U_{O(AV)} \approx 14\text{V}$ , 则\_\_\_\_\_;
- (2) 若  $U_{O(AV)} \approx 12\text{V}$ , 则\_\_\_\_\_;
- (3) 若  $6\text{V} < U_{O(AV)} < 12\text{V}$ , 则\_\_\_\_\_;
- (4) 若  $U_{O(AV)} \approx 9\text{V}$ , 则\_\_\_\_\_。

(3) 电路成为半波整流电容滤波电路,参照图 10.3.2 可知,答案为 D。

解答:(1) 因负载开路时  $U_{O(AV)} = \sqrt{2}U_2 \approx 14\text{V}$ , 故答案为 C。

(2) 因电路正常工作时  $U_{O(AV)} \approx 1.2U_2 = 12\text{V}$ , 故答案为 A。 (4) 因无电容滤波时整流电路的  $U_{O(AV)} \approx 0.9U_2 = 9\text{V}$ , 故答案为 B。

【例 10.3.5】 在如图 10.3.6 所示稳压管稳压电路中,已知输入电压  $U_1$  为 15 V,波动范围为  $\pm 10\%$ ;稳压管的稳定电压  $U_Z$  为 6 V,稳定电流  $I_Z$  为 5 mA,最大耗散功率  $P_{ZM}$  为 180 mW;限流电阻  $R$  为 250  $\Omega$ ;输出电流  $I_O$  为 20 mA。回答下列问题:

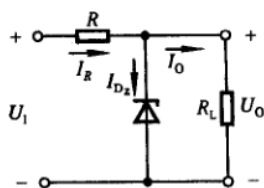


图 10.3.6 例 10.3.5 电路图

(1) 当  $U_1$  变化时,稳压管中电流的变化范围为多少?

(2) 若负载电阻开路,则将发生什么现象?

解答:根据已知条件,输入电压  $U_1$  的波动范围为

$$U_{1\min} = 0.9U_1 = (0.9 \times 15) \text{ V} = 13.5 \text{ V}$$

$$U_{1\max} = 1.1U_1 = (1.1 \times 15) \text{ V} = 16.5 \text{ V}$$

$U_1$  波动时  $R$  中电流的变化为

$$I_{R\min} = \frac{U_{1\min} - U_Z}{R} = \left( \frac{13.5 - 6}{250} \right) \text{ A} = 0.030 \text{ A} = 30 \text{ mA}$$

$$I_{R\max} = \frac{U_{1\max} - U_Z}{R} = \left( \frac{16.5 - 6}{250} \right) \text{ A} = 0.042 \text{ A} = 42 \text{ mA}$$

稳压管的最大稳定电流

$$I_{ZM} = \frac{P_{ZM}}{U_Z} = \left( \frac{180}{6} \right) \text{ mA} = 30 \text{ mA}$$

(1) 由于负载电流为 20 mA,稳压管电流的变化范围是

$$I_{D_2\min} = I_{R\min} - I_L = (30 - 20) \text{ mA} = 10 \text{ mA}$$

$$I_{D_2\max} = I_{R\max} - I_L = (42 - 20) \text{ mA} = 22 \text{ mA}$$

(2) 若负载电阻开路,则稳压管的电流等于限流电阻中的电流,在输入电压升高时稳压管将因电流大于  $I_{ZM}$  而损坏。

【例 10.3.6】 电路如图 10.3.7 所示,已知  $u_2$  的有效值  $U_2$  为 20 V,滤波电

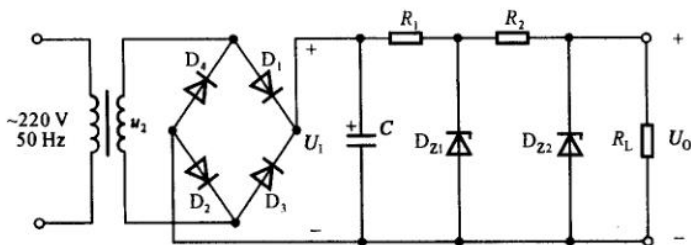


图 10.3.7 例 10.3.6 电路图

容足够大,电网电压波动范围为  $\pm 10\%$ ,输出电压  $U_O = 5 \text{ V}$ ,负载电流  $I_O$  的变化范围为 5~20 mA; $D_{Z1}$  的稳定电压  $U_{Z1} = 12 \text{ V}$ ,两只稳压管电流允许的变化范围为 5~30 mA。

(1) 选取  $R_1$  和  $R_2$  的阻值;

(2) 整流二极管的最大整流平均电流  $I_F$  和最高反向工作电压  $U_R$  至少选取多少?

解答:(1)  $R_2$  和  $D_{Z2}$  组成的稳压电路的输入电压是  $U_{Z1}$ ,基本不变; $U_O = U_{Z2} = 5 \text{ V}$ , $I_O = 5 \sim 20 \text{ mA}$ 。因此, $R_2$  的取值范围

$$R_{2\min} = \frac{U_{Z1} - U_O}{I_{ZM} + I_{O\min}} = \left( \frac{12 - 5}{30 + 5} \times 10^3 \right) \Omega = 200 \Omega$$

$$R_{2\max} = \frac{U_{Z1} - U_O}{I_Z + I_{O\max}} = \left( \frac{12 - 5}{5 + 20} \times 10^3 \right) \Omega = 280 \Omega$$

按照电阻系列的值,可取 240  $\Omega$ 、250  $\Omega$  或 270  $\Omega$  中的一个。实际确定  $R_2 = 270 \Omega$ 。

因而  $R_1$  和  $D_{Z1}$  组成的稳压电路的负载电流

$$I'_O = \frac{U_{Z1} - U_{Z2}}{R_2} = \left( \frac{12 - 5}{270} \right) \text{ A} \approx 0.026 \text{ A} = 26 \text{ mA}$$

基本不变;输入电压  $U_1 \approx 1.2U_2 = 24\text{ V}$ 。  $R_1$  的取值范围

$$R_{1\min} = \frac{1.1 \times U_1 - U_{Z1}}{I_{ZM} + I_O} \approx \left( \frac{1.1 \times 24 - 12}{30 + 26} \times 10^3 \right) \Omega \approx 257 \Omega$$

$$R_{1\max} = \frac{0.9 \times U_1 - U_{Z1}}{I_Z + I_O} \approx \left( \frac{0.9 \times 24 - 12}{5 + 26} \times 10^3 \right) \Omega \approx 310 \Omega$$

按照电阻系列的值,可取  $270 \Omega$ 、 $300 \Omega$  中的一个。实际确定  $R_1 = 300 \Omega$ 。

(2) 由  $U_1$ 、 $R_1$  和  $U_{Z1}$ ,可知整流滤波电路负载电流  $I_L$  的最大值为

$$I_{L\max} = \frac{1.1U_1 - U_{Z1}}{R_1} \approx \left( \frac{1.1 \times 24 - 12}{300} \right) \text{ A} = 0.048 \text{ A} = 48 \text{ mA}$$

由于整流二极管的电流为负载电流的  $1/2$ ,考虑到电网电压的波动,  $I_F$  和  $U_R$  应

$$I_F > \frac{I_{L\max}}{2} = \left( \frac{48}{2} \right) \text{ mA} = 24 \text{ mA}$$

$$U_R > 1.1\sqrt{2}U_2 = (1.1 \times \sqrt{2} \times 20) \text{ V} \approx 31 \text{ V}$$

一个硅二极管在正向电压  $U_D = 0.6\text{ V}$  时,正向电流  $I_D = 10\text{ mA}$ 。若  $U_D$  增大到  $0.66\text{ V}$  (即增加  $10\%$ ),则电流  $I_D$  \_\_\_\_\_。

- 约为  $11\text{ mA}$  (也增加  $10\%$ );
- 约为  $20\text{ mA}$  (增大  $1$  倍);
- 约为  $100\text{ mA}$  (增大到原先的  $10$  倍);
- 仍为  $10\text{ mA}$  (基本不变)。

[答案] c。

对于硅二极管: 1. 在室温下,当反向电流达到其反向饱和电流  $I_S$  的  $95\%$  时,反向电压是多少?

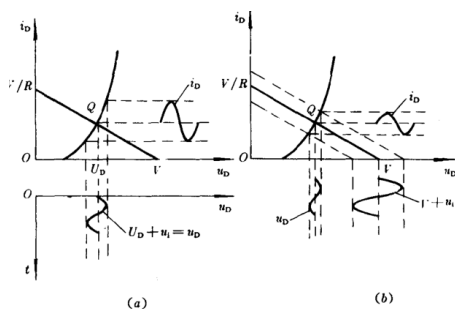
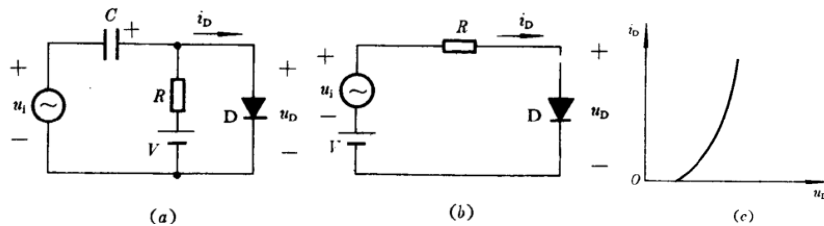
2. 计算偏压为  $+0.1\text{ V}$  和  $-0.1\text{ V}$  时,相应的正向电流和反向电流的比的绝对值。

3. 设反向饱和电流为  $10\text{ nA}$ ,计算电压为  $0.6\text{ V}$  时的电流,并说明此结果与实际不符的原因。

[答案] 1. 由  $I = I_S(e^{U/U_T} - 1)$  得到  $U \approx -78\text{ mV}$  2.  $\left| \frac{e^{100/25} - 1}{e^{-100/26} - 1} \right| \approx e^{100/26} \approx 46.8$

3.  $I \approx 1.05 \times 10^2 \text{ A}$  实际值比理论计算值小。因为理论公式只考虑 PN 结,忽略了二极管正向偏置时的体电阻、引线电阻 和反向偏置时的漏电阻。当正偏电压为  $0.6\text{ V}$  时,被忽略的因素实际起着限流的作用,而且其影响已经比较显著。

二极管 D 的伏安特性如图 1.23-1(c) 所示。用图解法定性地表示当输入为交流小信号电压 (交流峰值  $U_{im}$  远小于二极管静态压降  $U_{DQ}$ ) 时, (a)、(b) 两电路中  $i_D$  和  $u_D$  的变化波形。设电容 C 对交流信号的容抗可忽略不计。



用万用电表的  $R \times 10$  挡和  $R \times 1k$  挡分别测量一个二极管的正向电阻,两次测试结果是否相同?

a. 相同; b. 第一次测试值比第二次大 c. 第一次测试值比第二次小。

[答案] c。

晶体管穿透电流  $I_{CEO}$  是集-基反向饱和电流  $I_{CBO}$  的\_\_\_\_倍。在选用管子时,一般希望  $I_{CEO}$  尽量\_\_\_\_。

[答案]  $\beta+1$ , 小。

1. 通常的 BJT 管在集电极和发射极互换使用时,仍有较大的电流放大作用。( )

2. 通常的 JFET 管在漏极和源极互换使用时,仍有正常的放大作用。( )

[答案] 1.  $\times$ ; 2.  $\checkmark$ 。

1. 温度升高时,晶体管的电流放大系数  $\beta$ \_\_\_\_,反向饱和电流  $I_{CBO}$ \_\_\_\_,正向结电压  $U_{BE}$ \_\_\_\_。(a. 变大, b. 变小, c. 不变)

2. 温度升高时,晶体管的共射输入特性曲线将\_\_\_\_,输出特性曲线将\_\_\_\_,而且输出特性曲线之间的间隔将\_\_\_\_。(a. 上移, b. 下移, c. 左移, d. 右移, e. 增大, f. 减小, g. 不变)

[答案] 1. a, a, b; 2. c, a, e。

增强型绝缘栅场效应管也可以采用与结型管同样的自给偏置方式。 $\times$

1. 输入失调电压  $U_{I0}$  是\_\_\_\_。

2.  $U_{I0}$  越大,表明运放\_\_\_\_。

3. 输入失调电流  $I_{I0}$  是\_\_\_\_。

a. 两个输入端电压之差

a. 放大倍数越大

a. 两个输入端信号电流之差

b. 输入端都为零时的输出电压

b. 输入差放级  $U_{BE}$  的失配越严重

b. 输入电流为零时的输出电流

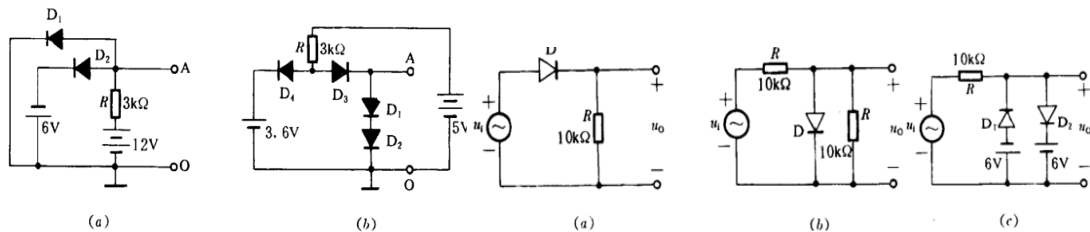
c. 输出端为零时输入端的等效补偿电压 c. 输入差放级  $\beta$  的不对称程度越严重 c. 两个输入端静态电流之差

[答案] 1. c; 2. b; 3. c。

只要是理想运放,不论它工作在线性状态还是非线性状态,其反相输入端和同相输入端之间的电位差都为零。 $\times$

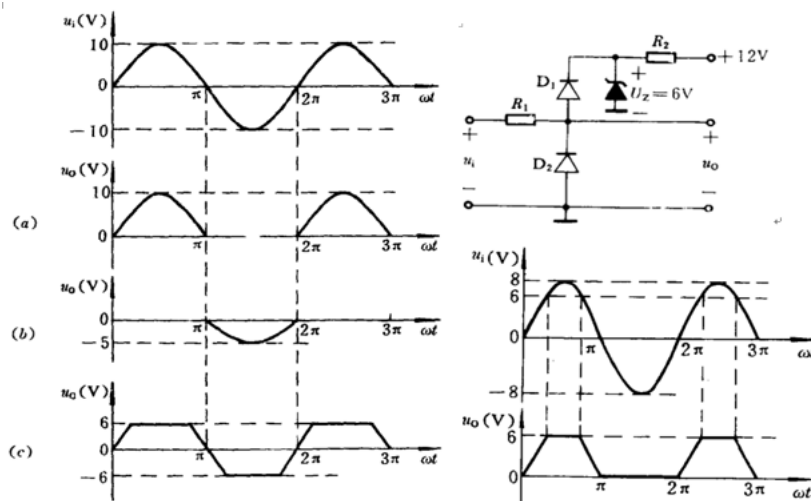
实际运放在开环时,输出很难调整到零电位,只有在闭环时才能调至零电位。 $\checkmark$

判断图 5.3 所示电路中各二极管是否导通,并求 A、O 两端的电压值。设二极管正向压降为 0.7V。



[答案] 图(a):  $D_1$  截止,  $D_2$  导通,  $U_{AO} = -5.3V$ ; 图(b):  $D_1, D_2, D_3$  导通,  $D_4$  截止,  $U_{AO} = 1.4V$ 。

画出图 5.4-1 各电路中的  $u_O$  波形,并分别说明二极管在电路中的作用。设  $u_i = 10\sin\omega t(V)$ ,且二极管具有理想特性。



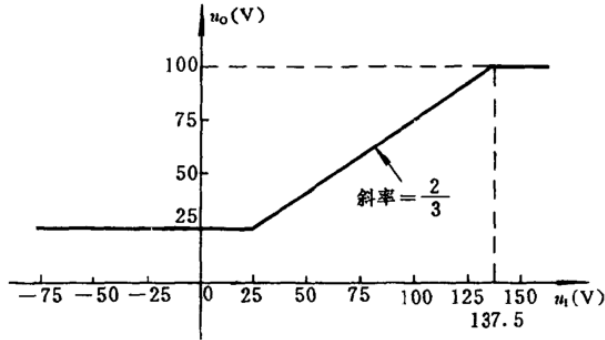
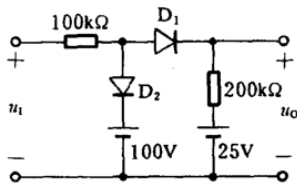
在图 5.8-1 所示的电路中,  $D_1, D_2$  为理想二极管,  $u_i = 8\sin\omega t$  (V), 试画出  $u_i$  和  $u_o$  的对应波形图。设二极管为理想元件, 试画出图 5.11-1 中二极管电路的电压传输特性 ( $u_o-u_i$  曲线)。

[答案] 当  $u_i \leq 25$  V 时,  $D_1, D_2$  均截止,  $u_o = 25$  V; 在  $u_i > 25$  V 的一段范围内,  $D_1$  导通,  $D_2$  仍截止, 故

$$u_o = 25 + (u_i - 25) \frac{200}{300}$$

当  $D_1, D_2$  均导通时,  $u_o = 100$  V, 可算出此时的  $u_i \geq 137.5$  V。

电压传输特性曲线见图 5.11-2。



设图 5.12-1 所示双向限幅器电路中的二极管为理想元件, 输入电压  $u_i$  从 0V 变化到 100V。试画出电路的电压传输特性 ( $u_o-u_i$  曲线)。

[答案] 假设  $D_1, D_2$  均导通, 则由回路方程可得

$$I_{D1} = \frac{3u_i - 120}{200}$$

$$I_{D2} = \frac{80 - u_i}{200}$$

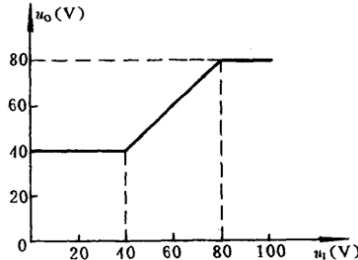
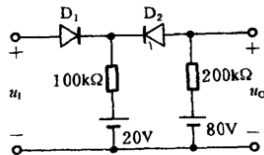
可见,  $D_1$  导通的条件是  $u_i > 40$  V,  $D_2$  导通的条件是  $u_i < 80$  V。因此

当  $u_i \leq 40$  V 时,  $D_1$  截止,  $D_2$  导通,  $u_o = 40$  V;

当  $40 < u_i < 80$  V 时,  $D_1$  和  $D_2$  均导通,  $u_o = u_i$ ;

当  $u_i \geq 80$  V 时,  $D_1$  导通,  $D_2$  截止,  $u_o = 80$  V。

电压传输特性曲线见图 5.12-2。



二极管电路如图 5.13-1(a) 所示。判断二极管  $D_1$  和  $D_2$  是导通还是截止, 并求出  $U_{AO}$ 。若将开关  $S_1$  打开,  $S_2$  合上, 接通  $u_i$ , 其波形如图 5.13-1(b) 所示, 试画出  $u_o$  的波形。设  $D_1, D_2$  均为理想二极管。

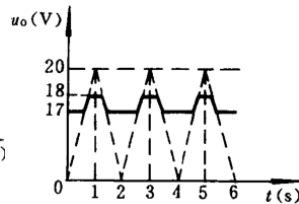
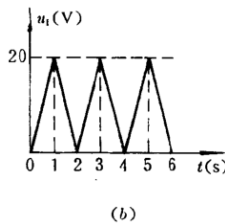
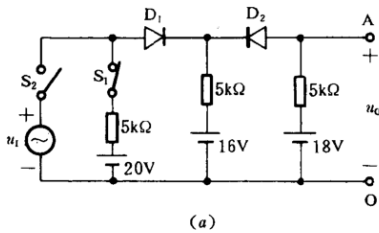
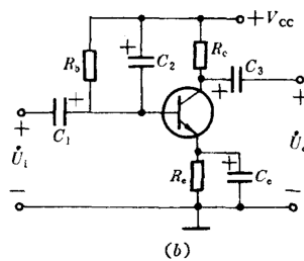
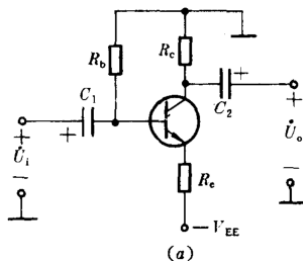
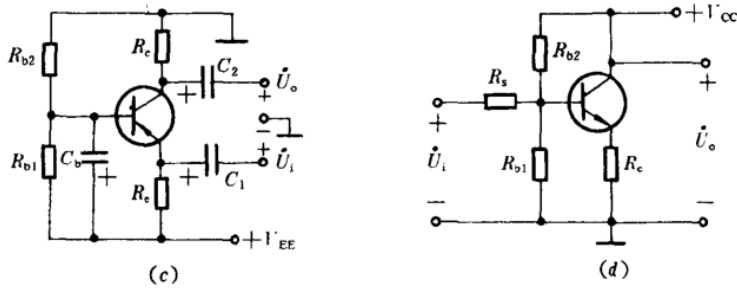


图 6.14 示出了四个电路, 试说明哪些能实现正常放大, 哪些不能, 为什么?

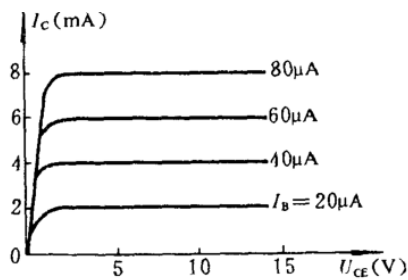






图(a)、(c)两个电路均有正确的静态偏置,交流信号也能流经电路在输出端取出,故能正常放大。图(b)电路中,输入信号被  $C_2$  短路,不能实现放大。图(d)电路无集电极电阻,交流输出  $U_o=0$ ,不能实现放大。

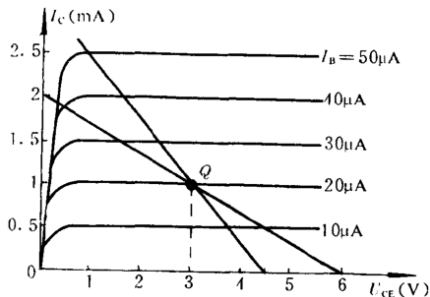
1. 晶体管的输入电阻  $r_{be}$  是一个动态电阻,故它与静态工作点无关。 ( )
  2. 在基本共射放大电路(图 6.8)中,为得到较高的输入电阻,在  $R_b$  固定不变的条件下,晶体管的电流放大系数  $\beta$  应该尽可能大些。 ( )
  3. 在基本共射放大电路中,若晶体管的  $\beta$  增大一倍,则电压放大倍数也相应地增大一倍。 ( )
  4. 对于基极分压式工作点稳定电路(如图 6.72)来说,其电压放大倍数也随  $\beta$  的增大而成正比地增大。 ( )
  5. 共集放大电路的电压放大倍数总是小于 1,故不能用来实现功率放大。 ( )
- 设基本共射放大电路(图 6.8)的  $V_{CC}=15V, R_b=500k\Omega, R_c=3k\Omega, R_L=3k\Omega$ 。晶体管的输出特性如图 6.52 所示。用图解法求 1. 静态工作点( $I_{BQ}$ 用估算值, $U_{BEQ}$ 允许忽略不计); 2. 最大不失真的输出电压有效值(设  $U_{CE(sat)}=0.5V$ )。



[答案] 1.  $I_{BQ}=30\mu A, I_{CQ}=3mA, U_{CEQ}=6V$ ;

图 6.56 画出了某单管共射放大电路中晶体管的输出特性和直流、交流负载线。由此可以得出:

1. 电源电压  $V_{CC} = \underline{\hspace{2cm}}$ ;
2. 静态集电极电流  $I_{CQ} = \underline{\hspace{2cm}}$ , 管压降  $U_{CEQ} = \underline{\hspace{2cm}}$ ;
3. 集电极电阻  $R_c = \underline{\hspace{2cm}}$ , 负载电阻  $R_L = \underline{\hspace{2cm}}$ ;
4. 晶体管的电流放大系数  $\beta = \underline{\hspace{2cm}}$ , 进一步计算可得电压放大倍数  $A_u = \underline{\hspace{2cm}}$ ; ( $r_{bb'}$  取  $200\Omega$ )
5. 放大电路的最大不失真输出正弦电压有效值约为  $\underline{\hspace{2cm}}$ ;
6. 要使放大电路不失真,基极正弦电流的振幅应小于  $\underline{\hspace{2cm}}$ 。



[答案] 1.  $6V$ ; 2.  $1mA, 3V$ ; 3.  $3k\Omega, 3k\Omega$ ; 4.  $50, -50$ ; 5.  $1V$ ; 6.  $20\mu A$ 。

几个同学做基本共射放大电路(由 NPN 管组成)的实验。静态工作点已调整到交流负载线的中央

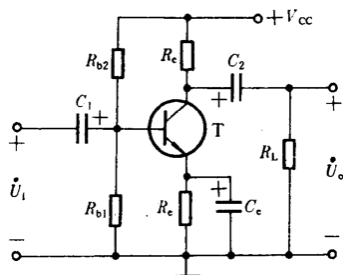
在输入正弦电压  $u_i$  增大的过程中,输出端出现了如图 6.70 所示的失真波形。对于失真的性质  
 a. 截止失真                      b. 饱和失真;                      c. 既饱和又截止的失真;                      d. 频率失真;  
 e. 主要是由晶体管输入特性非线性引起的失真。

[答案] e。

放大电路如图 6.72 所示。试选择以下三种情形之一填空:a. 增大,b. 减小,c. 不变(包括基本不变)

1. 要使静态工作电流  $I_C$  减小,则  $R_{b2}$  应\_\_\_\_\_。
2.  $R_{b2}$  在适当范围内增大,则电压放大倍数(绝对值)\_\_\_\_,输入电阻\_\_\_\_,输出电阻\_\_\_\_。
3.  $R_e$  在适当范围内增大,则电压放大倍数(绝对值)\_\_\_\_,输入电阻\_\_\_\_,输出电阻\_\_\_\_。
4. 从输出端开路到接上  $R_L$ ,静态工作点将\_\_\_\_,交流输出电压幅度要\_\_\_\_(设静态工作点偏低)。
5.  $V_{CC}$  减小时,直流负载线的斜率\_\_\_\_\_。

[答案] 1. a; 2. b,a,c; 3. b,a,c; 4. c,b; 5. c。



在分压式工作点稳定电路(如图 6.72 所示)中, $V_{CC}=12V$ , $R_{b1}=27k\Omega$ , $R_{b2}=100k\Omega$ , $R_c=2.3k\Omega$ , $R_e=5.1k\Omega$ , $R_L=10k\Omega$ 。设  $U_{BE}=0.7V$ , $\beta=100$ , $r_{bb'}$ 、 $I_{CEO}$ 、 $U_{CE(sat)}$  均可忽略不计,各电容在交流通路中可视为短路。

1. 试计算静态工作电流  $I_{CQ}$  及工作电压  $U_{CEQ}$ ;
2. 计算小信号时的  $A_u$ 、 $R_i$  和  $R_o$ ,确定电路的最大不失真输出电压幅度;
3. 若更换晶体管,使其  $\beta=150$ ,你认为这对于  $U_{CEQ}$ 、 $A_u$ 、 $R_i$ 、 $R_o$  以及最大不失真输出电压幅度有何影响?(增大、减小、基本不变)
4. 设更换晶体管,使其  $\beta=15$ ,对  $U_{CEQ}$ 、 $A_u$ 、 $R_i$ 、 $R_o$  和最大不失真输出电压幅度又有何影响?

(第 3、4 两题不要求计算具体数值。)

[提示与答案] 1.  $I_{CQ} \approx 0.8mA$ ,  $U_{CEQ} \approx 6.1V$ 。

2.  $A_u \approx -103$ ,  $R_i \approx 2.8k\Omega$ ,  $R_o \approx 5.1k\Omega$ , 最大不失真输出电压幅度由  $I_{CQ}R'_L$  确定,其峰值约为  $2.7V$ 。

3. 静态的  $I_{CQ}$  和  $U_{CEQ}$  基本不变,  $A_u$ 、 $R_o$  和最大不失真输出电压幅度也基本不变。但由于  $r_{be}$  增大,因此  $R_i$  增大。

4. 若把流过电阻  $R_{b1}$  的电流标为  $I_1$ ,则在一般情况下  $I_1 \approx \frac{V_{CC}}{R_{b1} + R_{b2}} \approx 94\mu A$ 。设晶体管的  $I_{CQ}$  仍为  $0.8mA$  而  $\beta$  减为 15,则得  $I_{BQ} \approx 53\mu A$ ,已不满足  $I_{BQ} \ll I_1$  的条件,因此计算基极电位  $U_B$  时已不能略去  $I_{BQ}$  (按戴维南定理严格计算,可得  $I_{CQ} \approx 0.5mA$ ,  $I_{BQ} \approx 33\mu A$ ,  $I_1 \approx 69\mu A$ ,结论一致)。在此条件下,  $U_B$  将比  $\beta=100$  时为小,  $I_{CQ}$  也变小,因此  $U_{CEQ}$  将增大,  $|A_u| \approx \frac{I_{EQ}R'_L}{26}$  变小,  $r_{be} = \frac{26}{I_{BQ}}$  变小,  $R_i$  变小,最大不失真输出电压幅度随  $I_{CQ}R'_L$  变小,  $R_o$  基本不变。

在如图 6.104 所示的放大电路中, $V_{CC}=12V$ , $R_{b1}=33k\Omega$ , $R_{b2}=100k\Omega$ , $R_c=3k\Omega$ , $R_{e1}=200\Omega$ , $R_{e2}=1.8k\Omega$ , $R_L=4.5k\Omega$ ,晶体管的  $\beta=100$ , $r_{be}=3k\Omega$ ,电容  $C_1$ 、 $C_2$  和  $C_e$  的容抗可以忽略不计。

1. 求电压放大倍数  $A_u$ ;
2. 若输入信号源具有内阻  $R_s=4k\Omega$ ,求源电压放大倍数  $A_{us}$ ;
3. 若  $R_{b2}$  可调,并设  $U_{CE(sat)}=1V$ , $I_{CEO}=0$ ,求该电路最大可能达到的不失真输出电压(有效值)。

[提示与答案] 1.  $A_u \approx -7.8$  2.  $R_i \approx 12k\Omega$ ,  $A_{us} = \frac{R_i}{R_s + R_i} \cdot A_u \approx -5.9$   $U_o \approx 2V$ 。

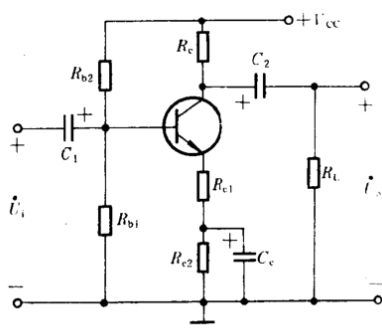
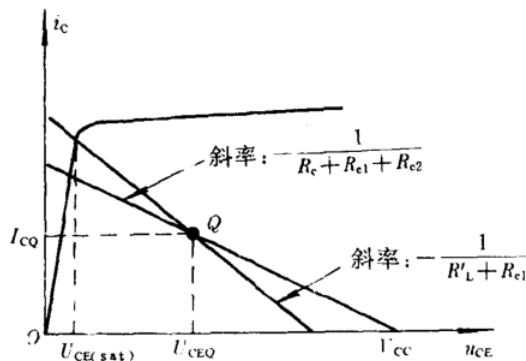


图 6.104



为使输出交流电压尽可能大, Q 点应设在交流负载线的  $U_{CE(sat)}$  右侧部分的中点 即应满足

$$U_{CEQ} - U_{CE(sat)} = I_{CQ}(R_L' + R_{e1}) \quad (1) \quad U_{CEQ} = V_{CC} - I_{CQ}(R_c + R_{e1} + R_{e2}) \quad (2)$$

于是, 可通过解式(1)和(2)得到  $I_{CQ} = \frac{11}{7} \approx 1.57\text{mA}$  由此进一步求得最大输出电压峰值为

$$U_{om} = I_{CQ}R_L' \approx 2.83\text{V} \quad \text{其有效值为} \quad U_o = \frac{1}{\sqrt{2}}U_{om} \approx 2\text{V} \quad U_o \text{ 也可用下面的方法求出:}$$

在由式(1)和(2)解出  $I_{CQ} \approx 1.57\text{mA}$ ,  $U_{CEQ} = 4.14\text{V}$  后, 可知  $U_{cem} = U_{CEQ} - U_{CE(sat)} = 3.14\text{V}$

$U_{om} = U_{cem} - I_{cm}R_{e1} = 2.83\text{V}$  故可得  $U_o \approx 2\text{V}$ 。

在图 6.104 中,  $V_{CC} = 12\text{V}$ ,  $R_{b1} = 6.8\text{k}\Omega$ ,  $R_{b2} = 20\text{k}\Omega$ ,  $R_c = R_L = 2\text{k}\Omega$ ,  $R_{e1} = 470\Omega$ ,  $R_{e2} = 680\Omega$ ,  $\beta = 100$ ,  $r_{be} = 300\Omega$ , 电容值均很大。现已测出各点静态对地电压值为  $U_B = 3\text{V}$ ,  $U_C = 8\text{V}$ ,  $U_E = 2.3\text{V}$ ; 在加  $U_i = 10\text{mV}$  (有效值) 后测出各点交流电压值为  $U_b = 10\text{mV}$ ,  $U_c = 8.5\text{mV}$ ,  $U_e = 9.86\text{mV}$ 。问此电路工作是否正常? 如不正常, 是哪一个元件出了故障 (开路或短路)?

[提示与答案] 经核算, 各点静态电压与所测值基本一致, 但交流电压不正常。该电路的电压放大倍数绝对值应为 2, 由所测值得到的却小于 1。在静态正常而动态不正常的情况下, 通常应在交流电路参数 (本电路仅有电容) 中查找故障。考虑到放大倍数绝对值变小, 估计是射极电阻值过大, 因此可推断出电容  $C_e$  开路。(任一电容短路或  $C_1$ ,  $C_2$  开路都与题意矛盾, 故都是不可能的。)

在图 6.137 所示的放大电路中, 两个负载电阻  $R_L$  的阻值相同, 已知  $\beta \gg 1$  且  $\beta R_c \gg r_{be}$ , 电容  $C_1$ ,  $C_2$  和  $C_3$  都足够大。

1. 写出开关  $S_1$  和  $S_2$  打开时  $\frac{U_{o1}'}{U_i}$  和  $\frac{U_{o2}'}{U_i}$  的表达式, 并回答如何选择电阻参数可使  $\frac{U_{o1}'}{U_i} \approx -\frac{U_{o2}'}{U_i}$ ?

2. 设  $R_c = R_e$ , 写出接通  $S_1$ , 断开  $S_2$  时的  $U_{o1}'$  和接通  $S_2$ , 断开  $S_1$  时的  $U_{o2}'$  表达式, 并回答  $R_L$  满足什么条件可使  $U_{o1}' \approx -U_{o2}'$  (等值反相)? 当  $R_L$  为多大时  $|\frac{U_{o2}'}{U_i}|$  下降到  $\frac{1}{2}$ ? 此时的  $\frac{U_{o1}'}{U_i}$  又有何大?

[提示与答案] 1.  $S_1, S_2$  断开时,

$$A_{u1} = \frac{U_{o1}'}{U_i} = -\frac{\beta R_c}{r_{be} + (1 + \beta)R_e} \approx -\frac{R_c}{R_e}$$

$$A_{u2} = \frac{U_{o2}'}{U_i} = \frac{(1 + \beta)R_e}{r_{be} + (1 + \beta)R_e} \approx 1$$

若选  $R_c = R_e$ , 则  $A_{u1} \approx -A_{u2}$ 。

$$2. U_{o1}' = A_{u1}' \cdot U_i = -\frac{\beta(R_c // R_L)}{r_{be} + (1 + \beta)R_e} \cdot U_i$$

$$\approx -\frac{R_c // R_L}{R_e} \cdot U_i = -\frac{R_L}{R_c + R_L} \cdot U_i$$

$$U_{o2}' = A_{u2}' \cdot U_i = \frac{(1 + \beta)(R_e // R_L)}{r_{be} + (1 + \beta)(R_e // R_L)} \cdot U_i$$

当满足  $R_L \gg R_c = R_e$  时, 仍有  $U_{o1}' \approx -U_{o2}'$ 。

若要使  $|U_{o2}'/U_i| = \frac{1}{2}$ , 则应有

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

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

在此  $R_L$  条件下,  $\frac{U_{o1}'}{U_i} \approx -\frac{r_{be}}{(1 + \beta)R_e}$ 。

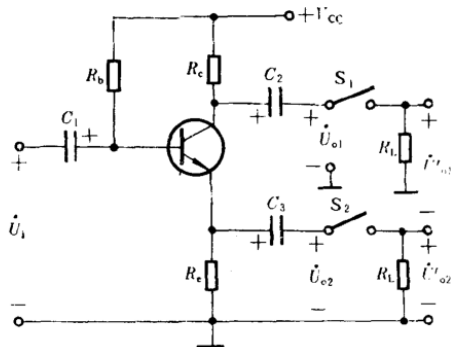


图 6.137

为了把一个内阻极小的电压源(或低阻输出的放大电路)转变为内阻尽可能大的电流源(或高阻输出的放大电路),可以在电压源(或放大电路)后面接入\_\_\_\_\_。

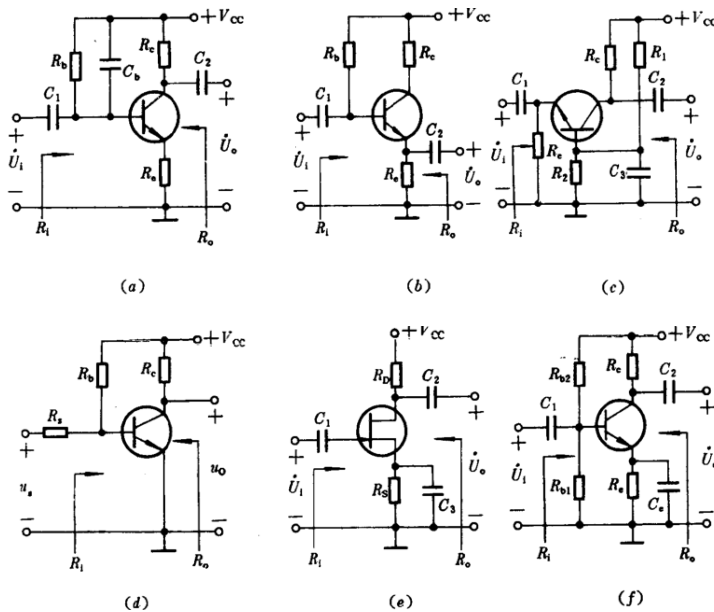
a. 共射电路 b. 共基电路 c. 共集电路 d. 共射-共集串接电路 e. 共基-共集串接电路 b<sub>1</sub>

为了使一个电压信号能得到有效的放大,而且能向负载提供足够大的电流,应在这个信号源后面接入\_\_\_\_\_。

a. 共射电路 b. 共基电路 c. 共集电路 d. 共射-共集串接电路 e. 共射-共基串接电路 d

分析图 6.152 所示的各个电路,回答下列问题(把你认为正确的图号填入空格内):

1. 对交流电压信号不能正常放大的电路是\_\_\_\_\_,能正常放大的是\_\_\_\_\_。
2. 电压放大倍数(绝对值)通常大于 1 的电路是\_\_\_\_\_,小于 1 的是\_\_\_\_\_。
3. 输出电压与输入电压同相的电路是\_\_\_\_\_,反相的电路是\_\_\_\_\_。
4. 输入电阻最大的电路是\_\_\_\_\_,最小的电路是\_\_\_\_\_。
5. 输出电阻最小的电路是\_\_\_\_\_。
6. 能放大缓慢变化或直流信号的电路是\_\_\_\_\_,不能放大缓慢变化或直流信号的电路是\_\_\_\_\_。



[答案] 1. (a, e), (b, c, d, f); 2. (c, d, f), (b); 3. (b, c), (d, f); 4. (b), (c); 5. (b); 6. (d), (b, c, f)。

一个 N 沟道增强型 MOS 场效应管放大电路如图 6.167(a) 所示。

1. 设场效应管漏极特性曲线的间隔是均匀的,用示波器观察电路的输入、输出电压,出现如图(b)所示的失真波形。由此可知,该电路的静态工作点 Q \_\_\_\_\_。

- a. 很靠近管子的可变电阻区;
- b. 很靠近管子的夹断区(截止区);
- c. 已完全进入管子的夹断区(截止区);
- d. 处于交流负载线的中点,输出电压波形的失真这是由于输入信号的幅度过大造成。

2. 已知漏极电流可以表示为  $I_D = I_{DQ} \left( \frac{U_{GS}}{U_{GS(th)}} - 1 \right)^2$ , 其中  $U_{GS(th)}$  为增强型 MOS 管的开启电压,  $I_{DQ}$  是  $U_{GS} = 2U_{GS(th)}$  时的  $I_D$  值。为了得到符合要求的静态工作电流  $I_{DQ}$ , 在  $R_{G1}$  和  $R_{G2}$  不变的条件下, 应选择  $R_S =$  \_\_\_\_\_。

- a.  $\left( \frac{R_{G1} V_{DD}}{R_{G1} + R_{G2}} - 0.7 \right) \cdot \frac{1}{I_{DQ}}$
- b.  $\left( \frac{R_{G1} V_{DD}}{R_{G1} + R_{G2}} - 0.7 \right) \cdot \frac{1}{I_{DQ}} - R_G$
- c.  $\left[ \frac{R_{G1} V_{DD}}{R_{G1} + R_{G2}} - \left( 1 + \sqrt{\frac{I_{DQ}}{I_{DQ}}} \right) \cdot U_{GS(th)} \right] \cdot \frac{1}{I_{DQ}}$
- d.  $\left[ V_{DD} - I_{DQ} R_D - \left( 1 + \sqrt{\frac{I_{DQ}}{I_{DQ}}} \right) \cdot U_{GS(th)} \right] \cdot \frac{1}{I_{DQ}}$

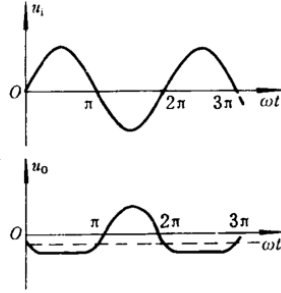
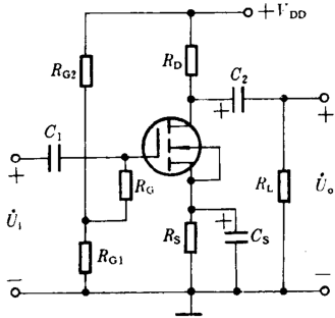
3. 在线性放大条件下,电路的电压放大倍数为\_\_\_\_。(设各电容对交流信号可视为短路,下同)

- a.  $g_m R_L'$ , b.  $-g_m R_L'$ , c.  $-\frac{g_m R_L'}{1+g_m R_S}$ , d.  $-\frac{R_L'}{g_m}$

(式中  $R_L' = R_D // R_L$ )

4. 电路的输入电阻为\_\_\_\_。

- a.  $R_G + (R_{G1} // R_{G2})$ , b.  $R_G // (R_{G1} + R_{G2})$   
c.  $R_G // R_{G1} // R_{G2}$ , d.  $[R_G + (R_{G1} // R_{G2})] // (1+g_m)R_S$



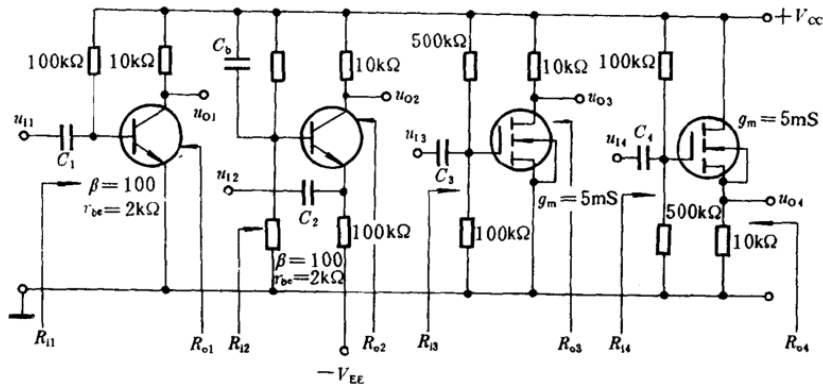
[答案] 1. a; 2. c; 3. b; 4. a.

试比较图 7.24 中的四个电路,将正确的答案(可能不止一个)填写在空格内:

1. 电压放大倍数  $A_{u1} = \frac{U_{o1}}{U_{i1}}$ ,  $A_{u2} = \frac{U_{o2}}{U_{i2}}$ ,  $A_{u3} = \frac{U_{o3}}{U_{i3}}$ ,  $A_{u4} = \frac{U_{o4}}{U_{i4}}$ , 其中绝对值最大的是\_\_\_\_, 最小的是\_\_\_\_, 数值相等的是\_\_\_\_。

2. 在输入电阻  $R_{i1}$ 、 $R_{i2}$ 、 $R_{i3}$  和  $R_{i4}$  中,最大的是\_\_\_\_, 最小的是\_\_\_\_, 数值相等的是\_\_\_\_。

3. 在输出电阻  $R_{o1}$ 、 $R_{o2}$ 、 $R_{o3}$  和  $R_{o4}$  中,最大的是\_\_\_\_, 最小的是\_\_\_\_, 数值基本相等是\_\_\_\_。

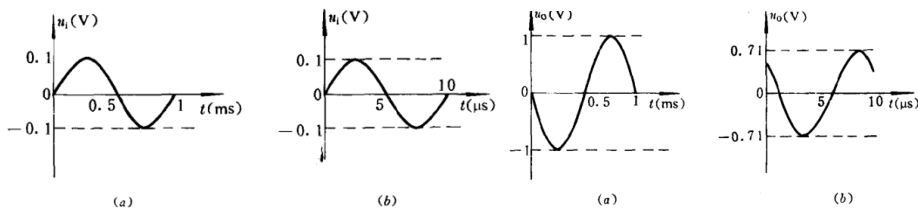


[答案] 1. 最大的是  $A_{u1}$  和  $A_{u2}$ , 最小的是  $A_{u4}$ , 相等的是  $A_{u1}$  和  $A_{u2}$ ;

2. 最大的是  $R_{i3}$  和  $R_{i4}$ , 最小的是  $R_{i2}$ , 相等的是  $R_{i3}$  和  $R_{i4}$ ;

3. 最大的是  $R_{o1}$ 、 $R_{o2}$  和  $R_{o3}$ , 最小的是  $R_{o4}$ , 相等的是  $R_{o1}$ 、 $R_{o2}$  和  $R_{o3}$ 。

一个放大电路的中频电压放大倍数  $A_{um} = -10$ , 下限频率  $f_L = 50\text{Hz}$ , 上限频率  $f_H = 100\text{kHz}$ 。试根据图 8.7-1 中的两个  $u_i$  波形分别画出相应的  $u_o$  波形。



图(a):  $f = 1\text{kHz}$ ,  $A_u = A_{um} = -10$ ; 图(b):  $f = 100\text{kHz}$ ,  $A_u \approx 7.1 \angle -225^\circ$ 。由此得到图 8.7-2 的

$u_o$  波形图。

某单管放大电路电压放大倍数  $A_{u1}$  的波特图如图 9.5 所示, 现用两个这样的单管电路组成两级放大电路。设后级输入电阻很大因而可忽略级间影响, 试画出级联后  $A_u$  的波特图, 写出  $A_u$  的表示式, 并求出  $f_L$  和  $f_H$  的近似值。

[答案] 1.  $A_u$  的波特图为两个单级波特图的叠加。图略。

$$2. A_u = \frac{10^4 (j \frac{f}{20})^2}{(1 + j \frac{f}{20})^2 (1 + j \frac{f}{2 \times 10^6})^2} = \frac{10^4}{(1 - j \frac{20}{f})^2 (1 + j \frac{f}{2 \times 10^6})^2}$$

$$3. f_L = \frac{f_{L1}}{\sqrt{\sqrt{2} - 1}} = \frac{20}{\sqrt{\sqrt{2} - 1}} \approx 31 \text{ Hz}$$

31 Hz  
或  $f_L \approx 1.1 \sqrt{2} f_{L1} = 1.1 \sqrt{2} \times 20 \approx 31 \text{ Hz}$

$$f_H = f_{H1} \sqrt{\sqrt{2} - 1} = 2 \times 10^6 \times \sqrt{\sqrt{2} - 1} \approx 1.3 \text{ MHz}$$

或由  $\frac{1}{f_H} \approx 1.1 \sqrt{\frac{2}{f_{H1}^2}}$ , 得  $f_H \approx 1.3 \text{ MHz}$ 。

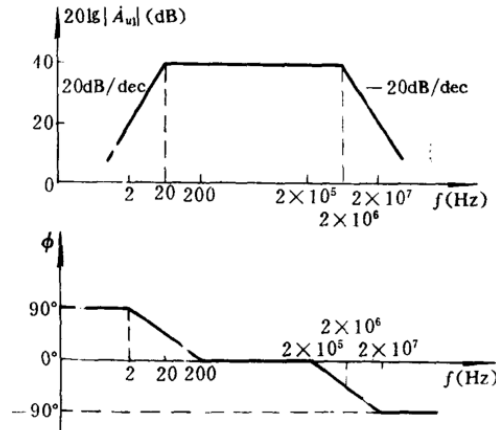


图 9.5

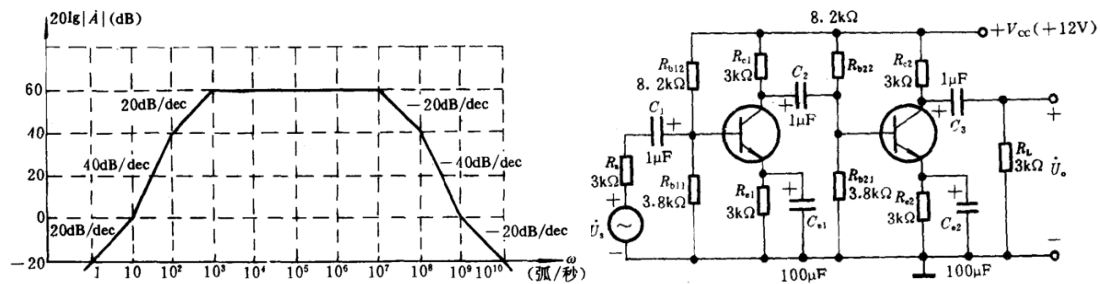
已知某放大电路的增益函数为  $A(s) = \frac{10^3 s(s+10)(s+10^9)}{(s+10^2)(s+10^3)(s+10^7)(s+10^8)}$

分别写出低频段和高频段的增益函数式, 并求出中频增益, 并估算下限和上限截止频率。

低频增益函数  $A_L(s) = \frac{10^3 s(s+10)}{(s+10^2)(s+10^3)}$  高频增益函数  $A_H(s) = \frac{10^9 (s+10^9)}{(s+10^7)(s+10^8)}$

$$A(j\omega) = \frac{0.1j \frac{\omega}{1} (1 + j \frac{\omega}{10}) (1 + j \frac{\omega}{10^9})}{(1 + j \frac{\omega}{10^2}) (1 + j \frac{\omega}{10^3}) (1 + j \frac{\omega}{10^7}) (1 + j \frac{\omega}{10^8})}$$

以  $s = j\omega$  代入  $A(s)$ , 得到 波特图



低频主极点频率  $f_{DL} = \frac{10^3}{2\pi} \approx 159 \text{ Hz}$ , 故  $f_L \approx f_{DL} \approx 159 \text{ Hz}$ ;

高频主极点频率  $f_{DH} = \frac{10^7}{2\pi} \approx 1.59 \times 10^6 \text{ Hz}$ , 故  $f_H \approx f_{DH} \approx 1.59 \text{ MHz}$ 。

为了放大从热电偶取得的反映温度变化的微弱信号, 放大电路应采用\_\_\_耦合方式; 为了实现阻抗变换, 使信号与负载间有较好的配合, 放大电路应采用\_\_\_耦合方式。直接, 变压器。

某两级放大电路如图 10.12 所示。已知  $\beta_1 = \beta_2 = 50, r_{be1} = r_{be2} = 1.6 \text{ k}\Omega$ 。试求:

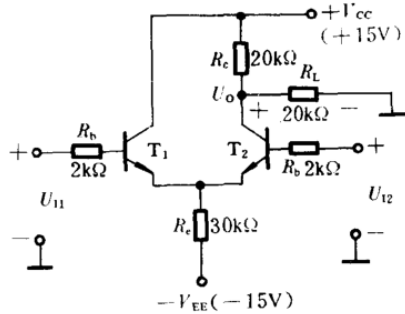
1. 在下限截止频率  $f_L$  处的电压放大倍数  $|A_{us1}|$  为多大? 2. 该放大电路的下限截止频率  $f_L$  是多少?

1.  $A_{u1} \approx -23.1, A_{u2} \approx -46.9, A_{um} \approx 1083, A_{usm} = \frac{R_L}{R_s + R_i} A_{um} \approx 268.7, |A_{us1}|_{f_L} = \frac{|A_{usm}|}{\sqrt{2}} \approx 190;$

2.  $f_{L1} = \frac{1}{2\pi(R_s + R_{b11} // R_{b12} // r_{be1})} \approx 40 \text{ Hz}$   $f_{L2} = f_{L1} \approx 40 \text{ Hz}$   $f_{L3} = \frac{1}{2\pi(R_{e2} + R_L)} \approx 27 \text{ Hz}$

差动放大电路如图 11.29 所示,  $T_1$ 、 $T_2$  两管特性对称,  $\beta=60$ ,  $U_{BE}=0.6\text{V}$ ,  $r_{bb'}=300\Omega$ 。

1. 求  $T_2$  管的静态工作点  $I_{E2}$ 、 $U_{CE2}$ ;
2. 若  $r_{be1}=r_{be2}=6.9\text{k}\Omega$ , 求差模放大倍数  $A_{ud}=\frac{\Delta U_O}{\Delta U_{I1}-\Delta U_{I2}}$ 、共模放大倍数  $A_{uc}$  和共模抑制比  $K_{CMR}$ ;
3. 当  $\Delta U_{I1}=100\text{mV}$ ,  $\Delta U_{I2}=50\text{mV}$  时,  $U_O=?$
4. 若  $T_1$  发射极与电阻  $R_e$  之间脱焊, 求静态电流  $I_{E2}$ , 并指出  $T_2$  是否仍处于放大状态。如能正常放大, 则大致估算放大倍数  $A_u=\frac{\Delta U_O}{\Delta U_{I2}}$  是多少。



[答案] 1.  $I_{E2}\approx 0.24\text{mA}$ ,  $U_{CE2}\approx 5.1\text{V}$  (要注意静态

时  $R_L$  中有电流),  $U_{CE2}\approx 5.7\text{V}$ 。

$$2. A_{ud} = \frac{\beta(R_c // R_L)}{2(R_b + r_{be})} \approx 33.7$$

$$A_{uc} = -\frac{\beta(R_c // R_L)}{R_b + r_{be} + 2R_c(1 + \beta)} \approx -0.164 \text{ (或 } A_{uc} \approx -\frac{R_c // R_L}{2R_c} \approx -0.167)$$

$$K_{CMR} \approx 205.5 \text{ (约 } 46\text{dB)}$$

$$3. \Delta U_O = \Delta A_{ud} \Delta U_{I1} + \Delta A_{uc} \Delta U_{I2} \approx 1.67\text{V}$$

$$U_O = U_{OQ2} + \Delta U_O \approx 6.77\text{V}$$

4.  $I_{E2}$  为原先的 2 倍, 即  $0.48\text{mA}$ 。此时  $U_{CE2}=3.4\text{V}$ ,  $T_2$  仍能正常放大。

$$A_u = -\frac{\beta(R_c // R_L)}{R_b + r_{be} + (1 + \beta)R_e} \approx -\frac{R_c // R_L}{R_e} = -\frac{1}{3}$$

差动放大电路如图 11.40 所示 1. 简述晶体管  $T_3$  的作用; 2. 设  $\beta_1=\beta_2=\beta_3=\beta$ ,  $r_{be1}=r_{be2}=r_{be3}=r_{be}$ , 写出差模电压放大倍数  $A_{ud}$  的表达式。

[提示与答案] 1.  $T_3$  管构成  $T_2$  管的集电极有源负载, 用来代替通常的集电极电阻  $R_c$ 。对于差模信号来说, 一方面由于  $T_3$  管 c-e 极间动态电阻很大, 因此可以使  $T_2$  集电极变化电流几乎全部流入负载电阻  $R_L$ , 从而提高  $T_2$  管的放大能力, 另一方面, 它又把  $T_1$  集电极所获得的增益转移到  $T_2$  集电极输出端上来, 使放大电路在单端输出的条件下大体上能得到双端输出的放大倍数。此外, 对共模成分而言,  $T_3$  把  $T_1$  的共模输出反相后加到  $T_2$  输出端, 因此减小了电路的共模输出。可见  $T_3$  的引入对提高电路的共模抑制比是十分有利的。2. 可用叠加原理, 将  $T_2$  和  $T_1$  (通过  $T_3$ ) 对  $R_L$  的作用相加。

$$\Delta U_{O21} = -\frac{\beta_1 \{R // [r_{be3} + (1 + \beta_3)R]\}}{2(R_b + r_{be1})} \cdot \Delta U_{I1} \approx -\frac{\beta R}{2(R_b + r_{be})} \cdot \Delta U_{I1}$$

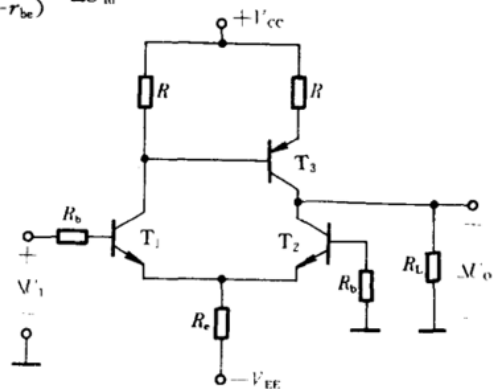
$$\Delta U_{O23} = -\frac{\beta_3 R_L}{r_{be3} + (1 + \beta_3)R} \cdot \Delta U_{O21} \approx \frac{\beta R_L}{2(R_b + r_{be})} \cdot \Delta U_{I1}$$

$$\Delta U_{O22} = \frac{\beta R_L}{2(R_b + r_{be})} \cdot \Delta U_{I2}$$

$$\Delta U_{O2} = \Delta U_{O22} + \Delta U_{O23} \approx \frac{\beta R_L}{R_b + r_{be}} \cdot \Delta U_{I2}$$

$$\text{故 } A_{ud} = \frac{\Delta U_{O2}}{\Delta U_{I2}} \approx \frac{\beta R_L}{R_b + r_{be}}$$

可见  $T_3$  管使差模放大倍数大约增大了一倍。



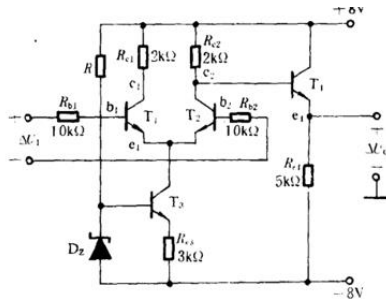
在图 11.79 所示的电路中,  $\beta_1=\beta_2=\beta_3=30$ ,  $\beta_4=100$ ,  $r_{bb'}=300\Omega$ ,  $U_{BE}=0.6\text{V}$ 。稳压管  $D_z$  的稳压值  $U_z=4\text{V}$ 。试计算静态电流  $I_{C1}$ 、 $I_{E4}$ , 静态电位  $U_{C1}$ 、 $U_{E1}$ 、 $U_{E4}$  (均对地) 和电压增益  $A_u=\frac{\Delta U_O}{\Delta U_{I1}}$ 。

$I_{C1}\approx 0.567\text{mA}$ ,  $U_{C1}\approx 6.87\text{V}$ ,  $U_{E1}\approx -0.79\text{V}$ 。在本题的条件下  $I_{B4}$  可忽略不计, 得到  $U_{E4}\approx$

$6.27\text{V}$ ,  $I_{E4}\approx 2.85\text{mA}$ 。  $r_{be1}=r_{be2}\approx 1.72\text{k}\Omega$ ,  $r_{be4}\approx 1.22\text{k}\Omega$ ;  $A_u=A_{u1}\cdot A_{u2}\approx A_{u1}\approx 2.56$ 。

某集成运放的输入级电路如图 11.80 所示。试估算该电路各级静态工作点  $I_{C1}\sim I_{C6}$  以及  $U_{C1}\sim$

$U_{C4}$ (均对地)。设晶体管的  $U_{BE}=0.7V$ , 计算  $U_{C1}\sim U_{C3}$  时可忽略  $I_{B3}$  和  $I_{B4}$  的影响。



[提示与答案] 计算从  $I_{E5}$  入手。

$$I_{E5} \approx \frac{10 - U_{BE5}}{R_5 + R_6} \approx 3.229\text{mA}$$

$$I_{E6} = \frac{R_6}{R_7} I_{E5} \approx 0.646\text{mA}$$

$$I_{C1} = I_{C2} \approx \frac{1}{2} I_{E6} \approx 0.323\text{mA}$$

又  $U_{C1} = U_{C2} = 0.7V$ , 略去  $I_{B3}$  不计, 则

$$U_{C3} = U_{BE3} + I_{C1} R_1 \approx 1.346V$$

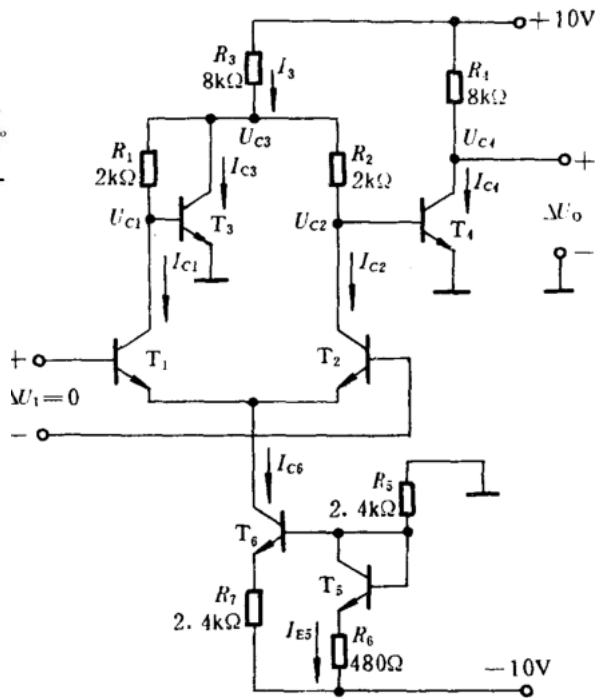
$$I_3 = \frac{10 - U_{C3}}{R_3} \approx 1.082\text{mA}$$

$$I_{C3} = I_3 - (I_{C1} + I_{C2}) \approx 0.436\text{mA}$$

由于  $T_3$  和  $T_4$  的基极偏置相同, 故

$$I_{C4} = I_{C3} \approx 0.436\text{mA}$$

$$U_{C4} = 10 - I_{C4} R_4 \approx 6.512V$$



在负反馈放大电路中, 在反馈系数较大的情况下, 只有尽可能地增大开环放大倍数, 才能有效地提高闭环放大倍数。 ( ) ×

在负反馈放大电路中, 放大级的放大倍数越大, 闭环放大倍数就越稳定。 ( ) ✓

在深度负反馈的条件下, 由于闭环放大倍数  $A_f \approx \frac{1}{F}$ , 与管子参数几乎无关, 因此可以任意选用晶体管来组成放大级, 管子的参数也就没有什么意义了。 ( ) ×

若放大电路的负载固定, 为使其电压放大倍数稳定, 可以引入电压负反馈, 也可以引入电流负反馈。

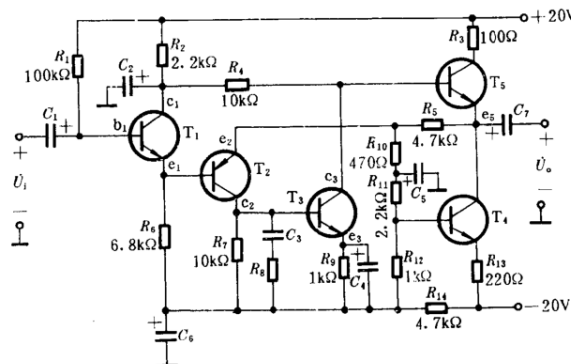
✓

电压负反馈可以稳定输出电压, 流过负载的电流也就必然稳定, 因此电压负反馈和电流负反馈都可以稳定输出电流, 在这一点上电压负反馈和电流负反馈没有区别。 ×

串联负反馈不适用于理想电流信号源的情况, 并联负反馈不适用于理想电压信号源的情况。 ✓

负反馈能减小放大电路的噪声, 因此无论噪声是输入信号中混合的还是反馈环路内部产生的, 都能使输出端的信噪比得到提高。 ×

放大电路如图 14.38 所示。试说明: 1. 晶体管  $T_1$ 、 $T_2$ 、 $T_3$ 、 $T_5$  各组成什么组态 2.  $T_4$  起什么作用?  $R_{14}$ 、 $C_6$  又起什么作用? 3. 电路中有哪些负反馈(级间的与局部的)? 交流反馈为何种组态?



1.  $T_1$ 、 $T_5$  为共集电路,  $T_2$ 、 $T_3$  为共射电路。

2.  $T_4$  构成恒流源, 作为  $T_5$  的射极有源负载。  $R_{14}$ 、 $C_6$  组成去耦电路, 使放大电路前、后级的电源在一定程度上独立, 避免因各级共用一个有内阻的直流电源而产生低频自激振荡。



3. 放大通路从输入端经  $e_1, c_2, c_3$  到  $e_3$  输出, 级间反馈有从输出端经  $R_5$  到  $T_2$  发射极的反馈, 它既是直流负反馈, 又是交流负反馈, 属于电压串联式组态。由  $T_1$  集电极经  $R_4, T_3$  的 e 极、 $R_5, T_2$  的 e 极到  $T_1$  管组成直流正反馈, 但其作用比前面的负反馈回路弱, 故总的效果仍是直流负反馈。局部反馈有:

$R_5$  除了对本级有直流负反馈作用外, 还与  $T_2$  级输入电阻共同作用构成电压串联负反馈;  $R_{10}$  对第二级有直流负反馈作用, 同时构成本级的电流串联负反馈;  $R_9$  仅有直流负反馈作用;  $T_4$  组成的恒流源对末级起电压串联负反馈作用, 也稳定该级的静态工作点。

在图 14.61 所示的电路中, 各晶体管的  $\beta$  均为 100,  $|U_{BE}| = 0.7V, r_{bb'} = 250\Omega$ , 稳压管的稳压值  $U_Z = 6.7V$ 。当输入信号  $\Delta U_i = 0$  时输出直流电位(对地)  $U_{C4} = 0$ 。

1. 求 A、B 两点断开时  $c_1, c_2, e_4$  各点对地的直流电压,  $T_4$  的基极电流可忽略不计;

2. 估算 A、B 两点断开时各级的电压放大倍数  $A_{u1} = \frac{\Delta U_{C1}}{\Delta U_i}, A_{u2} = \frac{\Delta U_{C4}}{\Delta U_{C1}}$ ;

3. 连接 A、B 两点, 电路引入了什么类型的反馈?

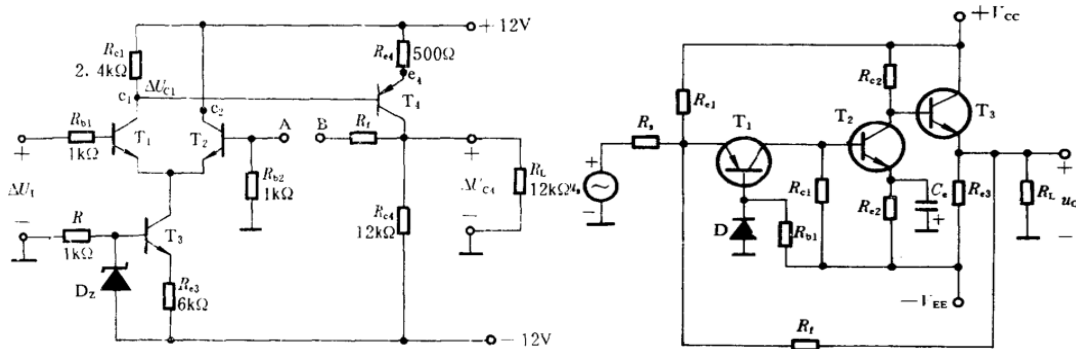
4. 设引入的是深度反馈, 且要求闭环电压放大倍数  $A_{uf} = 10$ , 求电阻  $R_f$  的值。

1.  $I_{C1} = I_{C2} = 0.5mA, U_{C1} = 10.8V, U_{C2} = 12V, U_{E4} = 11.5V$ ; 2.  $r_{be1} = 5.5k\Omega, r_{be4} \approx 2.9k\Omega$

$$A_{u1} = -\frac{\beta_1 \{R_{c1} // [r_{be4} + (1 + \beta_4)R_{e4}]\}}{2(R_{b1} + r_{be1})} \approx -\frac{\beta_1 R_{c1}}{2(R_{b1} + r_{be1})} \approx -18$$

$$A_{u2} = -\frac{\beta_4 (R_{c4} // R_L)}{r_{be4} + (1 + \beta_4)R_{e4}} \approx -\frac{R_{c4} // R_L}{R_{e4}} = -12$$

3. 电压串联负反馈 4.  $R_f = 9k\Omega$ 。



在图 15.6(b)所示的放大电路中, 设  $V_{CC} = 24V, R_{c1} = 17.8k\Omega, R_{e1} = 2.2k\Omega, R_{c2} = 8k\Omega, R_{e2} = 1k\Omega, R_{e3} = 3k\Omega$ , 两个晶体管的  $\beta$  值都为 100,  $U_{BE} = 0.7V$ 。

1. 为了获得  $U_{CE1} = 4V, U_{CE2} = 6V$  的静态工作点, 电阻  $R_f$  应选多大?

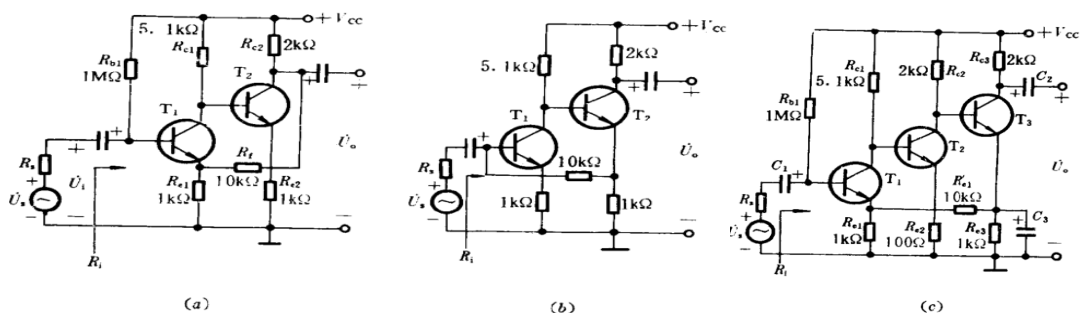
2. 假设由于某种原因使  $T_1$  的集电极电流增大, 试说明这个电路是如何使工作点稳定的。

$$1. I_{C1} \approx I_{E1} \approx \frac{V_{CC} - U_{CE1}}{R_{c1} + R_{e1}} = 1mA \quad I_{C2} \approx I_{E2} \approx \frac{V_{CC} - U_{CE2}}{R_{c2} + R_{e2} + R_{e3}} = 1.5mA \quad R_f = \frac{U_{E2} - U_{B1}}{I_{B1}} = 160k\Omega$$

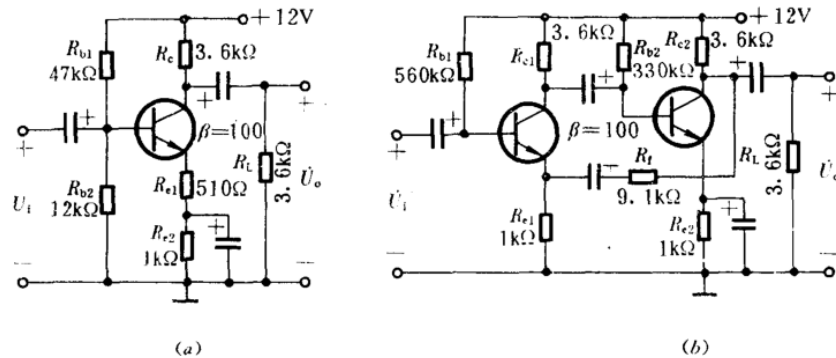
$$2. I_{C1} \uparrow \rightarrow U_{C1} \downarrow \rightarrow I_{E2} \downarrow \rightarrow U_{E2} \downarrow \rightarrow I_{B1} \downarrow$$

$I_{C1} \downarrow \leftarrow$  比较图 15.20 中的三个电路并填空:

从信号源索取电流最小的电路是      带负载能力最强的电路是     



在图 15.29 所示的两个电路中,哪个电路的输出电流较稳定?哪个电路的输出电压较稳定?哪个电路的输出电阻低些?哪个电路的输入电阻高些?哪个电路的电压放大倍数(绝对值)大些?简述理由。



[答案] 图(a)是电流串联负反馈电路,图(b)是电压串联负反馈电路,所以,图(a)电路的输出电流较稳定,输出电阻高些,而图(b)电路的输出电压较稳定,输出电阻低些。

图(a)的偏置电阻  $R_{b1}$ 、 $R_{b2}$  比图(b)的小,射极电阻  $R_{e1}$  也小,即使不考虑图(b)中  $R_f$  的级间负反馈作用也显然是图(a)电路的输入电阻低,图(b)的输入电阻高。

图(a)的放大倍数  $|A_{uf}| \approx \frac{R_c // R_L}{R_{e1}} \approx 3.5$ ,图(b)电路的则为  $|A_{uf}| \approx 1 + \frac{R_f}{R_{e1}} = 10.1$ ,因此,图(b)电路的放大倍数大。

图 15.45 是 MF20 型万用表中的前置放大电路,试分析:

1. 该电路级间有哪些反馈?它们属于什么类型?主要起什么作用?
2. 电路放大倍数  $\frac{U_o}{U_i}$  大约有多大?
3. 若电阻  $R_8$  开路,对电路有何影响?若在  $R_8$  两端并联一个大电容,对电路又有什么影响?
4. 若电容  $C_5$  短路,会出现什么情况?若  $C_5$  脱焊,对  $\frac{U_o}{U_i}$  有什么影响?

[答案] 1. 有两路级间负反馈:一路是从  $T_3$  集电极经  $R_5$ 、 $R_4$  到  $T_1$  基极的直流负反馈,起稳定各级静态工作点的作用;另一路是从  $T_3$  发射极到  $T_1$  发射极的交流和直流负反馈,属于电流串联负反馈组态,主要起提高输入电阻、稳定放大倍数、展宽频带和稳定静态工作点等作用。

$$2. \frac{U_o}{U_i} \approx \frac{U_{ce3}}{U_{e1}} \approx -\frac{R_3 // R_5}{R_8} \approx -3.5$$

3. 若  $R_8$  开路,  $T_1$  与  $T_3$  的发射极悬空,电路将不能正常工作;若  $R_8$  并联电容,则交流负反馈不复存在,电压放大倍数的绝对值将增大,放大倍数的稳定性将降低,输入电阻将减小。

4. 若  $C_5$  短路,  $T_1$  无静态偏置,电路将不能正常工作;若  $C_5$  开路,由于无信号源内阻,由  $R_4$ 、 $R_5$  引回的交流负反馈将不影响  $\frac{U_o}{U_i}$  的值。

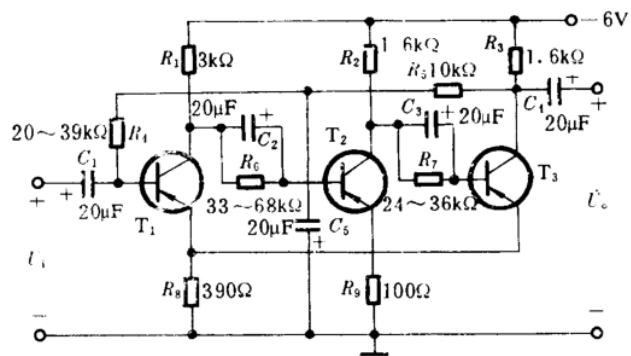


图 15.45

在图 15.51 所示的电路中,已知晶体管的  $U_{BE} = 0.6V$ ,  $T_1$  和  $T_2$  的特性对称,稳压管  $D_2$  的稳压值  $U_Z = 7V$  (具有正温度系数),其他参数如图所示。试问:

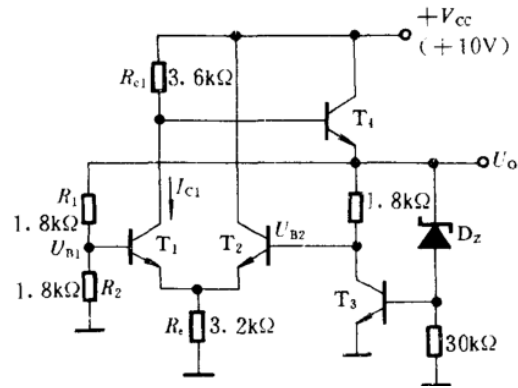
1. 输出电压  $U_o$  和晶体管  $T_1$  的静态工作点  $U_{B1}$ 、 $U_{E1}$ 、 $I_{C1}$  各是多大? (设各基极电流很小可忽略)
2. 温度变化时  $U_o$  能否稳定?如能稳定,是通过什么方式实现的?如不能稳定,是什么原因?电路应如何修改?
3. 采用差动放大电路有什么好处?为什么不把  $T_2$  管省去?
4. 该电路有什么用途?

[答案] 1.  $U_O = U_Z + U_{BE3} = 7.6\text{V}$ ,  $U_{B1} \approx \frac{1}{2}U_O = 3.8\text{V}$ ,  $U_{E1} \approx 3.2\text{V}$ ,  $I_{C1} \approx 0.5\text{mA}$  (负反馈使  $U_{B2} \approx U_{B1}$ ,  $I_{C1} \approx I_{C2}$ );

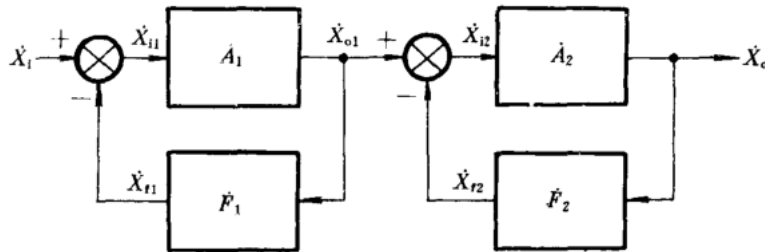
2.  $U_O$  稳定。一是通过负反馈稳压, 例如  $U_O \uparrow \rightarrow U_{B1} \uparrow \rightarrow U_{C1} \downarrow \rightarrow U_O \downarrow$ ; 二是通过温度补偿来稳定输出, 具体说是  $U_{BE3}$  的负温度系数与稳压管的正温度系数相互得到补偿。

3. 差放电路中的  $R_c$  可抑制温漂, 但对差模信号无负反馈作用, 因此具有漂移小而增益大的优点。如省去  $T_2$  管, 则  $R_c$  将使  $T_1$  的放大倍数显著下降, 从而使负反馈深度减小,  $U_O$  的稳定性变差。

4. 可用作基准电压源。



有一多级放大电路包含两个反馈环, 如图 15.68 所示。假定信号源  $X_i$  为恒压源, 要求能稳定输出电压, 试问: 为取得满意的反馈效果, 反馈环(1)和(2)应分别采取何种类型的负反馈(说明有几种可能性)?



环路(1)必须为串联负反馈, 环路(2)必须为电压负反馈, 因此有两种组合的可能性;

1. 环(1)和(2)都采用电压串联负反馈; 2. 环(1)为电流串联负反馈, 环(2)为电压并联负反馈; 负反馈放大电路产生自激振荡的根本原因是电路在某一段频率变成了正反馈。×

由运算放大器组成的电压跟随器电路的电压放大倍数最小(约为 1), 故最不容易产生自激振荡。×;

已知某电压串联负反馈放大电路的开环频率特性如图 16.9 所示。

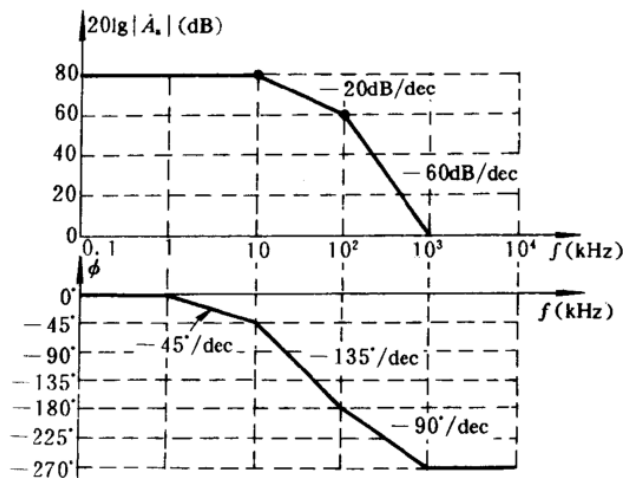
1. 写出基本放大器电压放大倍数  $A_u$  的表达式; 2. 若反馈系数  $F_u = 0.01$ , 判断闭环后电路是否能稳定工作? 如能稳定, 请求出相位裕度; 如产生自激, 则求出在  $45^\circ$  相位裕度下的  $F_u \approx ?$

$$1. A_u = \frac{10^4}{(1+j\frac{f}{10})(1+j\frac{f}{100})^2}$$

(频率单位为 kHz)

2. 当  $\phi = -180^\circ$  时,  $20\lg|A_u| = 60\text{dB}$ , 若  $F_u = 0.01$ , 则  $|AF| > 1$ , 电路将产生自激振荡。(或画一条  $20\lg|\frac{1}{F_u}| = 40\text{dB}$  的水平线, 所得交点处相应的  $|\phi| > 180^\circ$ , 故知会自激)

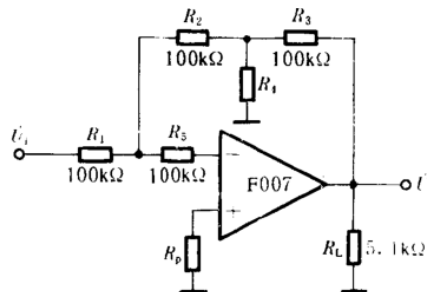
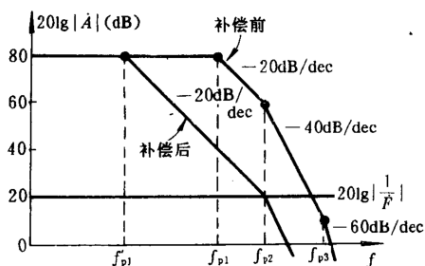
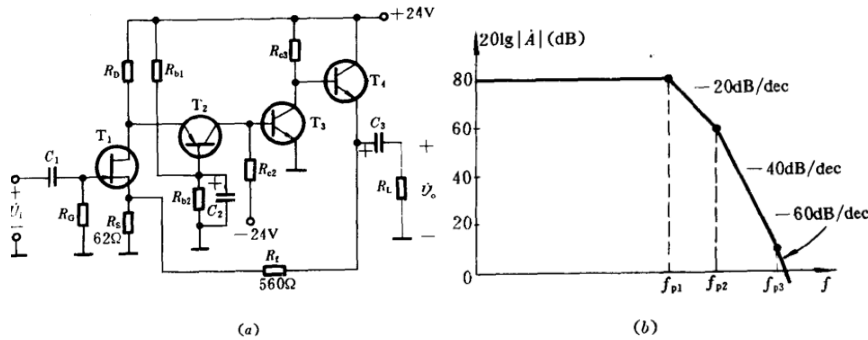
如要求有  $45^\circ$  的相位裕度, 则应使  $\phi = -135^\circ$  时  $|A_u F_u| = 1$ 。由图知此时的  $20\lg|A_u| \approx 66\text{dB}$ , 故  $20\lg|F_u| \approx -66\text{dB}$ , 得到  $F_u \approx \lg^{-1}(-\frac{66}{20}) \approx 0.0005$ 。



一反馈放大电路如图 16.28-1(a) 所示, 其基本放大电路具有如图 (b) 所示的高频特性。

1. 在图(b)中画出该电路的反馈特性  $20\lg|\frac{1}{F}|$ ;
2. 为了使该反馈电路大约有  $45^\circ$  的相位裕度, 需要进行主极点补偿. 试在图(b)中画出补偿后的  $A$  的对数幅频特性;
3. 指出补偿电容  $C$  一般来说接在该电路中的什么位置合适[在图(a)中画出].

1.  $\hat{F} = \frac{R_s}{R_s + R_i}$ ,  $20\lg|\frac{1}{\hat{F}}| \approx 20\text{dB}$  2. 同上图; 3. 接在  $T_2$  集电极  $c_2$  与地之间(图略).



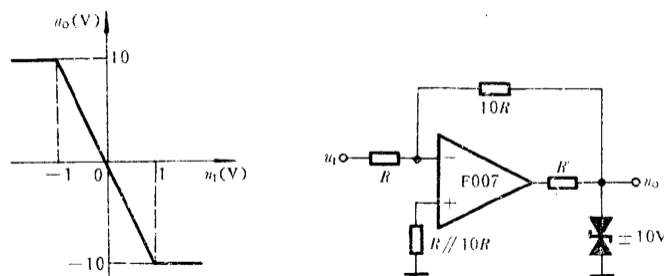
- 处于线性工作状态下的集成运放, 反相输入端可按“虚地”来处理。 ( ) ×
- 反相比例运算电路属于电压串联负反馈, 同相比例运算电路属于电压并联负反馈。 ( ) ×
- 处于线性工作状态的实际集成运放, 在实现信号运算时, 两个输入端对地的直流电阻必须相等, 才能防止输入偏置电流  $I_{ib}$  带来运算误差。 ( ) ×
- 同相求和电路跟同相比例电路一样, 各输入信号的电流几乎等于零。 ( ) ×

在图 21.21 所示的电路中, 为了使电压放大倍数  $\frac{U_o}{U_i} = -50$ , 电阻  $R_4$  应如何选择: 为了避免运放的输入偏置电流产生误差电压, 电阻  $R_p$  又应选多大?

$$\frac{U_o}{U_i} \approx -\frac{1}{R_1} (R_2 + R_3 + \frac{R_2 R_3}{R_4})$$

代入数据, 可得  $R_4 \approx 2.08\text{k}\Omega$   $R_p = R_5 + \{R_1 // [R_2 + (R_3 // R_4)]\}$   
 $\approx R_5 + (R_1 // R_2) = 150\text{k}\Omega$ .

图 21.47-1 是某放大电路的电压传输特性. 试用集成运算放大器和其他有关元件组成这个电路标明必要的元件数值或元件之间的数值比例关系.



试用集成运放及若干电阻设计一个电压放大电路(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  $R_i \geq 10k\Omega$ ;

4. 所用电阻的阻值不超出  $1k\Omega \sim 100k\Omega$  的范围; 5. 只允许用一个集成运放

这是一个用小电阻制作高增益反比例放大电路的问题, 可用 T 形电阻网络作为反馈网络来解决, 电阻的选择有多种可能的情况, 例如  $R_1 = 10k\Omega, R_2 = R_3 = 100k\Omega, R_4 = 1k\Omega, R_p = 9k\Omega$ 。

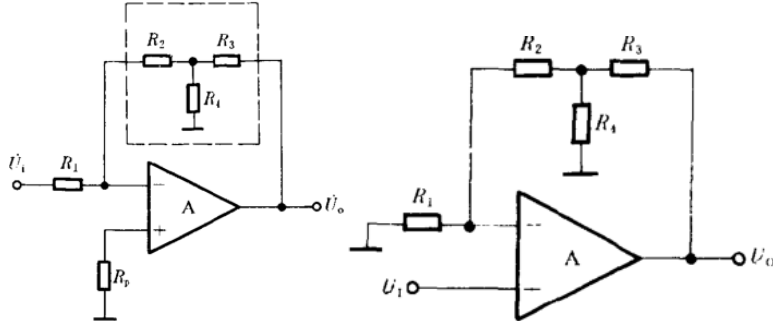
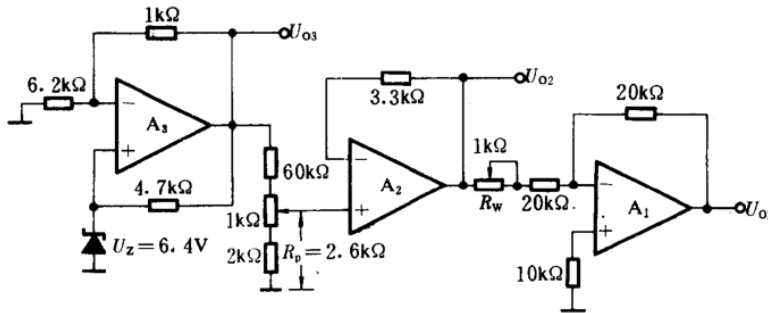


图 21.69 所示为同相比例放大电路采用 T 形电阻反馈网络的情况。设 A 为理想运算放大器, 试推导  $U_o$  与  $U_i$  的关系式。

$$U_i = U_+ = U_- = U_o \cdot \frac{(R_1 + R_2) // R_4}{R_3 + [(R_1 + R_2) // R_4]} \cdot \frac{R_1}{R_1 + R_2}$$

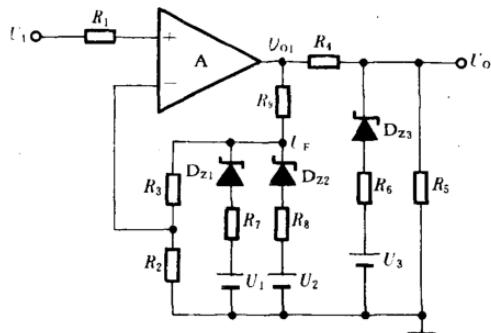
在图 21.72 所示的电路中,  $A_1, A_2, A_3$  均设为理想运放。若  $R_p = 2.6k\Omega, R_w = 0$ , 求  $U_{O1}, U_{O2}, U_{O3}$

$$U_{O3} = U_Z \left(1 + \frac{1}{6.2}\right) \approx 7.43V, \quad U_{O2} = U_{O3} \cdot \frac{R_p}{63} \approx 0.307V, \quad U_{O1} = -U_{O2} \approx -0.307V$$



某设备中有如图 21.86 所示的非线性反馈电路, 以实现输出与输入的非线性关系。设运算放大器是理想的,  $D_{Z1}, D_{Z2}, D_{Z3}$  的稳压值均为  $U_Z$ , 试求:

1. 当  $U_F < U_Z + U_1, U_F < U_Z + U_2, U_O < U_Z + U_3$  时,  $\frac{\Delta U_O}{\Delta U_1} = ?$  (设  $R_2 = R_3 = R$ )
2. 当  $U_F \geq U_Z + U_1, U_F < U_Z + U_2, U_O < U_Z + U_3$  时,  $\frac{\Delta U_O}{\Delta U_1} = ?$  (设  $R_2 = R_3 = R_7 = R$ )
3. 当  $U_F \geq U_Z + U_1, U_F < U_Z + U_2, U_O \geq U_Z + U_3$  时,  $\frac{\Delta U_O}{\Delta U_1} = ?$



[答案] 1.  $D_{Z1}, D_{Z2}, D_{Z3}$  三个稳压管都未反向击穿,  $R_6, R_7, R_8$  三个支路均开路, 故得到

$$\begin{cases} \Delta U_O = \frac{R_5}{R_4 + R_5} \Delta U_{O1} \\ \Delta U_1 = \frac{R_2}{R_2 + R_3 + R_9} \Delta U_{O1} \end{cases}$$

因此

$$\frac{\Delta U_O}{\Delta U_1} = \frac{R_5}{R_4 + R_5} \cdot \frac{R_2 + R_3 + R_9}{R_2} = \frac{R_5(2R + R_9)}{R(R_4 + R_5)}$$

2. 稳压管  $D_{Z1}$  导通, 对变化量可视为短路。

于是有

$$\begin{cases} \Delta U_{O1} = \frac{R_5}{R_4 + R_5} \Delta U_{O1} \\ \Delta U_{I1} = \frac{R_2}{R_2 + R_3} \Delta U_F \\ \Delta U_F = \frac{(R_2 + R_3) // R_7}{R_9 + [(R_2 + R_3) // R_7]} \Delta U_{O1} \end{cases} \quad \text{此}$$

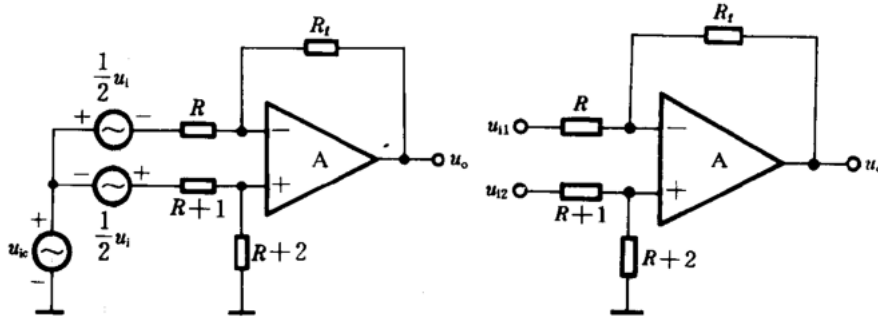
因此  $\frac{\Delta U_{O1}}{\Delta U_{I1}} = \frac{R_5(2R + 3R_9)}{R(R_4 + R_5)}$

3. 稳压管  $D_{Z1}$ 、 $D_{Z3}$  导通, 对变化量而言, 只是比第 2 种情况多一个电阻  $R_6$  与  $R_5$  并联, 因

$$\frac{\Delta U_{O1}}{\Delta U_{I1}} = \frac{(R_5 // R_6)(2R + 3R_9)}{R[R_4 + (R_5 // R_6)]}$$

用理想运算放大器组成的差动运算放大电路如图 21.158-1 所示, 电阻参数的单位为  $k\Omega$

1. 计算该电路的差模电压放大倍数  $A_{ud}$  和共模电压放大倍数  $A_{uc}$ ;
2. 说明该电路应如何选配电阻(指出  $R$  和  $R_f$  的关系), 使  $U_o$  仅与  $U_i$  有关。



1. 思路一: 分别考虑差模与共模输入时的情况。单独考虑差模信号的作用, 则有  $\frac{(U_- + \frac{1}{2}U_i)R_f}{R}$   
 $+ U_- = U_{od}$ , 即  $\frac{[\frac{R+2}{2(2R+3)}U_i + \frac{1}{2}U_i]R_f}{R} + \frac{R+2}{2(2R+3)}U_i = U_{od}$   $A_{ud} = \frac{U_{od}}{U_i} = \frac{R^2 + (3R_f + 2)R + 5R_f}{4R^2 + 6R}$

单独考虑共模信号的作用, 则有  $U_- - \frac{(U_{ic} - U_-)R_f}{R} = U_{oc}$ ,  $\frac{R+2}{2R+3}U_{ic} - \frac{(U_{ic} - \frac{R+2}{2R+3}U_{ic})R_f}{R} = U_{oc}$

$$A_{uc} = \frac{U_{oc}}{U_{ic}} = \frac{R^2 + (2 - R_f)R - R_f}{2R^2 + 3R}$$

思路二: 将输入端星形联接的三个信号源用两个信号源来等效, 令  $u_{i1} = u_{ic} - \frac{1}{2}u_i$ ,  $u_{i2} = u_{ic} + \frac{1}{2}u_i$

$U_o = \frac{R+2}{2R+3}(1 + \frac{R_f}{R})U_{i2} - \frac{R_f}{R}U_{i1}$  再将  $U_{ic}$  及  $U_i$  代换式中的  $U_{i1}$  和  $U_{i2}$ , 则整理后得到

$$U_o = \frac{R^2 + (2 - R_f)R - R_f}{2R^2 + 3R}U_{ic} + \frac{R^2 + (3R_f + 2)R + 5R_f}{2R^2 + 3R} \cdot \frac{U_i}{2} \quad A_{uc} = \frac{R^2 + (2 - R_f)R - R_f}{2R^2 + 3R}$$

$$A_{ud} = \frac{R^2 + (3R_f + 2)R + 5R_f}{4R^2 + 6R}$$

2. 适当选择电阻参数为的是消除共模输出电压。

令  $A_{uc} = 0$ , 即  $R^2 + (2 - R_f)R - R_f = 0$ , 则在舍去不合理根后得到  $R = \frac{(R_f - 2) + \sqrt{R_f^2 + 4}}{2}$ 。

一种可以方便调节增益的差动运算电路如图 21.178 所示。设运算放大器  $\hat{A}$  具有理想的特性,

试推导电路的电压增益  $\frac{U_o}{U_i}$ 。

为便于分析,  $U_+ = U_-$  用  $U_2$  表示, 电位器滑动触点的电位(对地)用  $U_1$  表示, 电位器底端电位

(对地)用  $U_z$  表示。于是可得到下列方程组:

$$\begin{cases} -\frac{1}{2}U_1 - U_z = \frac{U_z - U_1}{R_f} & (1) \end{cases}$$

$$\begin{cases} \frac{1}{2}U_1 - U_z = \frac{U_z - U_2}{R_f} & (2) \end{cases}$$

$$\begin{cases} \frac{U_z - U_1}{R_f} = \frac{U_1 - U_0}{R_f} + \frac{U_1 - U_2}{\alpha R_f} & (3) \end{cases}$$

$$\begin{cases} \frac{U_z - U_2}{R_f} = \frac{U_2}{R_f} - \frac{U_1 - U_2}{\alpha R_f} & (4) \end{cases}$$

整理后改写为

$$\begin{cases} -\frac{U_1}{2R} - (\frac{1}{R} + \frac{1}{R_f})U_z + \frac{U_1}{R_f} = 0 & (5) \end{cases}$$

$$\begin{cases} \frac{U_1}{2R} - (\frac{1}{R} + \frac{1}{R_f})U_z + \frac{U_2}{R_f} = 0 & (6) \end{cases}$$

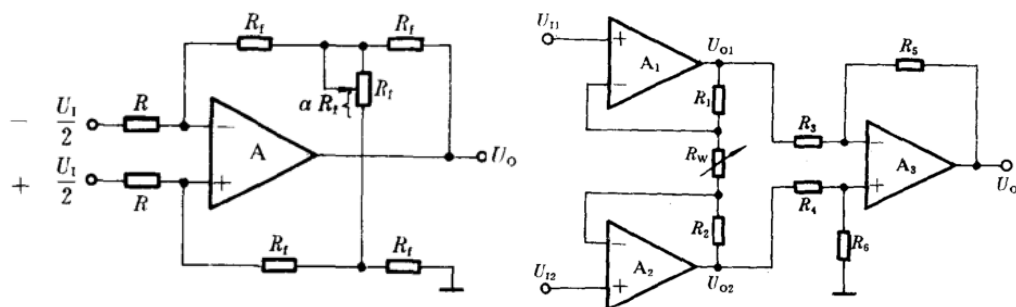
$$\begin{cases} \frac{U_z}{R_f} - (\frac{2}{R_f} + \frac{1}{\alpha R_f})U_1 + \frac{U_2}{\alpha R_f} + \frac{U_0}{R_f} = 0 & (7) \end{cases}$$

$$\begin{cases} \frac{U_z}{R_f} - (\frac{2}{R_f} + \frac{1}{\alpha R_f})U_2 + \frac{U_1}{\alpha R_f} = 0 & (8) \end{cases}$$

(5)-(6)得到  $U_1 - U_2 = \frac{R_f}{R}U_1$  (9)

(8)-(7)得到  $U_0 = 2(1 + \frac{1}{\alpha})(U_1 - U_2)$  (10)

将(9)代入(10)即有  $\frac{U_0}{U_1} = \frac{2R_f}{R}(1 + \frac{1}{\alpha})$



测量放大电路如图 21.198 所示  $A_1, A_2, A_3$  均为理想运算放大器。若  $R_1 = R_2, R_3 = R_4, R_5 = R_6$ , 试分别求  $U_{O1}, U_{O2}, U_O$  对输入信号  $U_{11}, U_{12}$  的函数关系。

$$U_{O1} = U_{11} - \frac{R_1}{R_w}(U_{12} - U_{11}), \quad U_{O2} = U_{12} + \frac{R_2}{R_w}(U_{12} - U_{11})$$

$$U_O = \frac{R_5}{R_3}(U_{O2} - U_{O1}) = \frac{R_5}{R_3}(1 + \frac{2R_1}{R_w})(U_{12} - U_{11})$$

电路如图 21.198 所示, 设  $R_1 = R_2, R_3 = R_4, R_5 = R_6$ 。请为下列各题选择正确的答案填空:

1. 该电路是一个输入电阻 \_\_\_\_\_ (a. 高, b. 低, c. 一般)、共模抑制作用 \_\_\_\_\_ (a. 较好, b. 较差, c. 一般) 的测量放大器。
2. 该电路的增益调节 \_\_\_\_\_ (a. 不便, b. 方便), 其调节特性是 \_\_\_\_\_ (a. 线性的, b. 非线性的)。
3. 由  $A_1, A_2$  组成的平衡对称结构 \_\_\_\_\_ (a. 可以使  $U_{O1}, U_{O2}$  中不再含有从输入电压传递来的共模信号, b. 按 1:1 的比例把输入电压中的共模信号传递到第二级的输入端, c. 将输入共模信号的一部分传递到第二级的输入端); 对于  $A_1, A_2$  的性能参数, \_\_\_\_\_ (a. 不要求彼此匹配, b. 要求尽可能一致, c. 只要求大致匹配)。
4. 从抑制输入共模信号传递到输出端的角度看, 起关键作用的是运放 \_\_\_\_\_ (a.  $A_1, b. A_2, c. A_3$ ); 在通常情况下, 电路输出电压的温度漂移主要取决于运放 \_\_\_\_\_ (a.  $A_1, b. A_2, c. A_3$ )。

1. a, a; 2. b, b; 3. b, b; 4. c, c.

增益可线性调节的同相并联组合的差动运算电路如图 21.206 所示, 设  $A_1 \sim A_4$  均为理想运算放大器

- 若  $R_1 = R_2, R_3 = R_4$ , 试推导  $A_u = \frac{U_o}{U_{11} - U_{12}}$  的表达式;
- 若  $R_1 = R_2 = R_3 = R_4 = 10\text{k}\Omega, R_5 = 0.1\text{k}\Omega, R_6$  在  $1\text{k}\Omega \sim 11\text{k}\Omega$  范围内可调, 求  $A_u$  的调节范围。

1.  $U_{O1} = U_{11}, U_{O2} = U_{12}, U_{O4} = -\frac{R_5}{R_6}U_o$ , 对于  $A_3$  而言, 有  $U_- = \frac{R_3}{R_1 + R_3}U_{11}$

$U_+ = \frac{R_4}{R_2 + R_4}U_{12} + \frac{R_2}{R_2 + R_4}(-\frac{R_5}{R_6})U_o$  根据  $U_- = U_+$ , 得到  $U_o = -\frac{R_3 R_6}{R_2 R_5}(U_{11} - U_{12})$ ,

$A_u = \frac{U_o}{U_{11} - U_{12}} = -\frac{R_3 R_6}{R_2 R_5}$

2.  $A_u = -\frac{R_6}{R_5}$ , 代入数据,  $A_u = -10 \sim -110$ 。

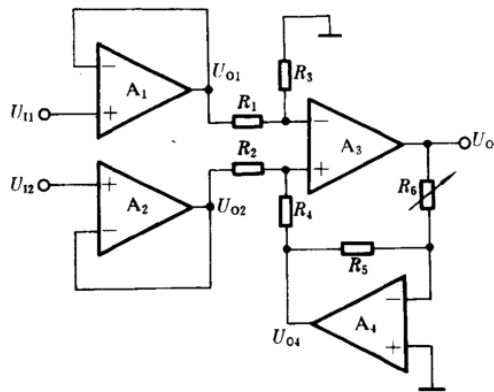
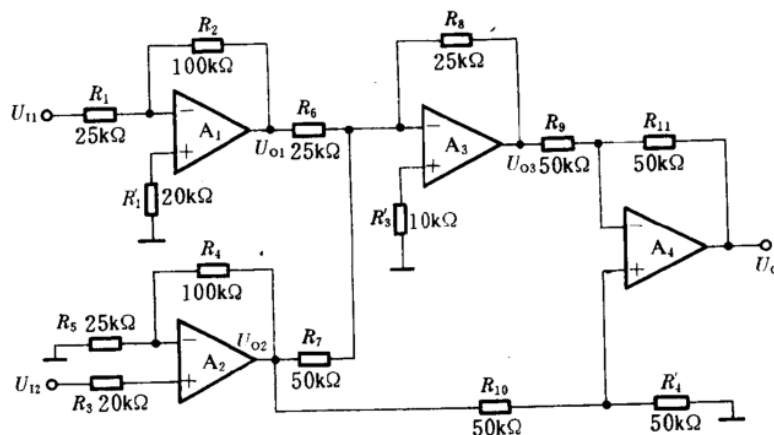


图 21.213 中的集成运放均为理想运算放大器, 试推导输出电压  $U_o$  与输入电压  $U_{11}, U_{12}$  之间的运算关系

$U_{O1} = -4U_{11}, U_{O2} = 5U_{12}, U_{O3} = 4U_{11} - 2.5U_{12}, U_o = U_{O2} - U_{O3} = 7.5U_{12} - 4U_{11}$ 。

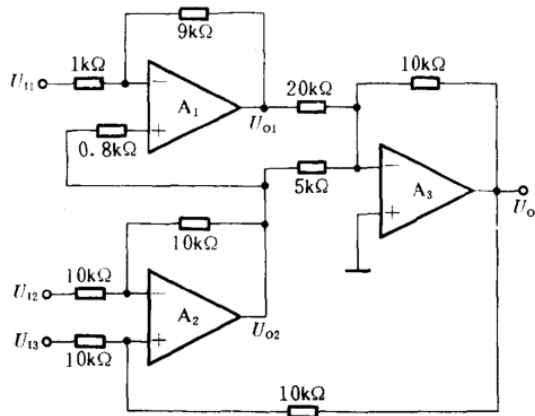


电路如图 21.217 所示, 设  $A_1, A_2, A_3$  为理想运算放大器, 求  $U_o$  与  $U_{11}, U_{12}, U_{13}$  的关系式。

$U_{O1} = -9U_{11} + 10U_{O2}, U_{O2} = -U_{12} + U_{13} + U_o, U_o = -\frac{1}{2}U_{O1} - 2U_{O2}$ , 求解以上各式可得

$U_o = \frac{1}{8}(4.5U_{11} + 7U_{12} - 7U_{13})$





输入电阻自举扩展电路如图 21.229 所示, 设  $A_1, A_2$  为理想运算放大器,  $R_3 = R_2, R_4 = 2R_1$ .

1. 写出  $U_o$  的表达式;
2. 写出输入电阻  $R_i$  的表达式, 并对该式进行讨论, 指出为使电路稳定工作应对有关电阻作何限制;
3. 定性说明该电路能获得高输入电阻的原理。

[答案] 1.  $U_o = -\frac{R_2}{R_1}U_i$ ;

2.  $U_{o1} = -\frac{2R_1}{R_2}U_o = 2U_i$ ,

$$I_i = \frac{U_i}{R_1} - \frac{U_{o1} - U_i}{R} = \left(\frac{1}{R_1} - \frac{1}{R}\right)U_i = \frac{R - R_1}{R_1 R}U_i,$$

故  $Z_i = \frac{U_i}{I_i} = \frac{R_1 R}{R - R_1} = R_i$

若  $R$  稍大于  $R_1$ , 则  $R_i$  很大; 当  $R = R_1$  时,  $R_i = \infty$ ; 但若  $R < R_1$ , 则  $R_i$  为负电阻。为使电路稳定工作, 必须令  $R > R_1$ 。

3. 由  $A_1$  反比例放大器构成的反馈是一个电压并联正反馈(因信号源内阻为零而不影响电路增益), 具有自举补偿作用, 使流入放大器  $A_2$  的输入电流(指流经  $R_1$  的电流)可以由反馈支路电流(指电阻  $R$  中的电流)提供一部分或大部分, 因此, 使输入信号  $U_i$  提供的电流  $I_i$  大大减少, 从而获得很高的输入电阻。

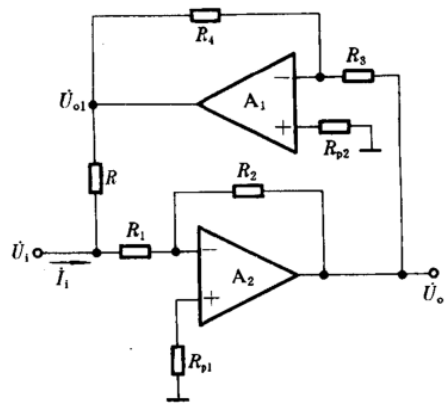
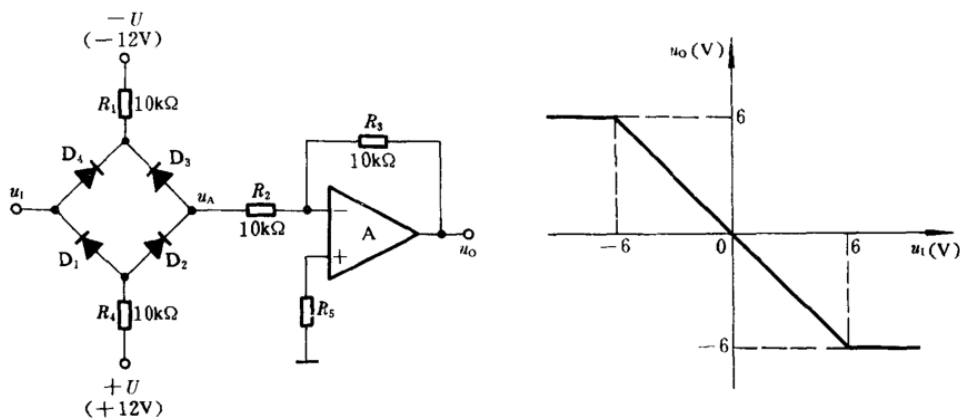


图 21.229

电路如图 21.235-1 所示,  $D_1 \sim D_4$  为理想二极管,  $A$  为理想运算放大器。画出该电路的电压传输特性。



$u_o$  与  $u_i$  的关系与二极管通断情况有关, 而二极管的通断又随  $u_i$  大小的不同而有所不同:

1. 当  $|u_i|$  较小时,  $D_1 \sim D_4$  均导通,  $u_A = u_i$ , 故有  $u_o = -\frac{R_3}{R_2}u_i = -u_i$

2. 当  $u_1$  负得足够大时,  $D_4, D_2$  截止,  $D_1, D_3$  导通, 故有  $u_A = -6V, u_O = +6V$ 。由  $D_2, D_4$  截止条件, 可知此时  $u_1 \leq u_A = -6V$ 。

3. 当  $u_1$  正向足够大时,  $D_1, D_3$  截止,  $D_2, D_4$  导通, 故有  $u_A = +6V, u_O = -6V$ 。由  $D_1, D_3$  截止条件, 可知此时  $u_1 \geq u_A = +6V$ 。

根据上述分析, 得到电压传输特性如图 21.235-2 所示。

电路如图 21.271 所示, 设运算放大器为理想的器件。1. 求  $u_O$  与各输入电压之间的关系式;

2. 设  $R = 10k\Omega, C = 10\mu F, u_{11} = u_{12} = u_{13} = u_{14} = 0.5V$ , 希望通过调整  $k$  值, 在  $0.1s$  后, 使  $u_O$  分别达到  $-3.5V$  和  $-0.5V$ , 试求出这两个对应的  $k$  值。已知  $t=0$  时刻  $u_C(0) = 0$

[答案] 1.  $u_{O2} = -2u_{12} + \frac{3}{2}u_{13} + \frac{3}{2}u_{14},$   
 $u_{O1} = 3u_{O2} - 2u_{11} = -2u_{11}$   
 $-6u_{12} + \frac{9}{2}u_{13} + \frac{9}{2}u_{14},$   
 $u_O = -\frac{1}{RC} \int u_{O1} dt - \frac{1}{kRC} \int u_{O2} dt$   
 $= \frac{1}{RC} \int (2u_{11} + 6u_{12} - \frac{9}{2}u_{13}$   
 $-\frac{9}{2}u_{14}) dt + \frac{1}{kRC} \int (2u_{12}$   
 $-\frac{3}{2}u_{13} - \frac{3}{2}u_{14}) dt.$

2. 将数据代入, 得  $u_O = -0.5 \left( 1 + \frac{1}{k} \right).$

当  $u_O = -3.5V$  时,  $k = \frac{1}{6};$

当  $u_O = -0.5V$  时,  $k = \infty.$

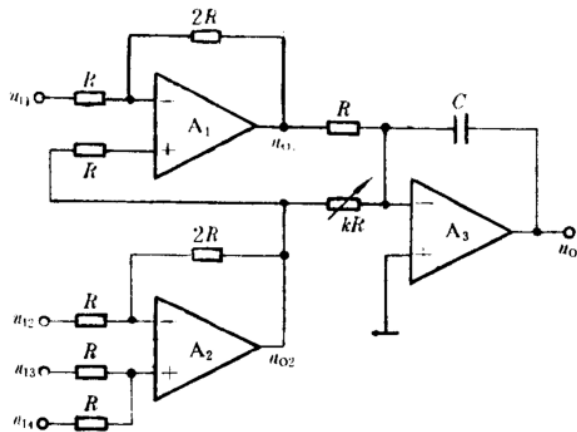
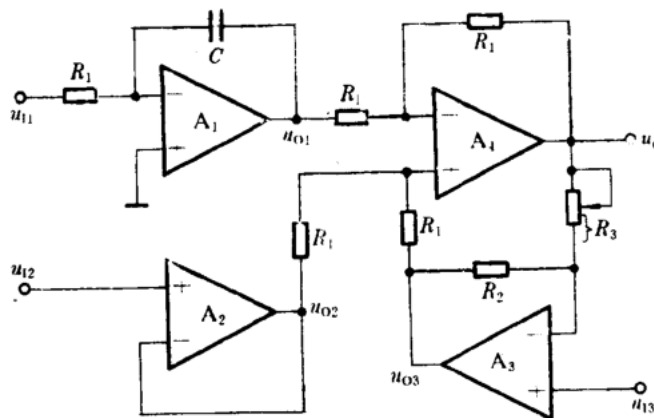


图 21.271

求图 21.278 所示电路中输出电压  $u_O$  的表达式。设  $A_1 \sim A_4$  均为理想运算放大器, 电容器  $C$  上的初始电压为零。

$u_{O1} = -\frac{1}{R_1 C} \int u_{11} dt, u_{O2} = u_{12}, u_{O3} = \frac{R_2 + R_3}{R_3} u_{13} - \frac{R_2}{R_3} u_O$   $A_4$  可看作是以  $u_{O1}, u_{O2}, u_{O3}$  为输入的差动式加减运算电路, 故有  $u_O = -u_{O1} + u_{O2} + u_{O3}$  将此式展开并整理, 得到

$$u_O = \frac{R_3}{R_1(R_2 + R_3)C} \int u_{11} dt + \frac{R_3}{R_2 + R_3} u_{12} + u_{13}$$

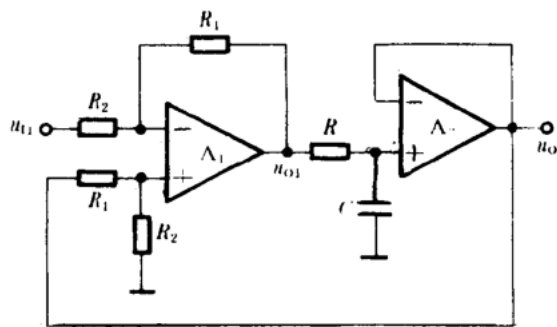


电路如图 21.282(a) 所示, 设  $A_1, A_2$  为理想运算放大器, 电容器上的初始电压  $u_C(0) = 0$ 。

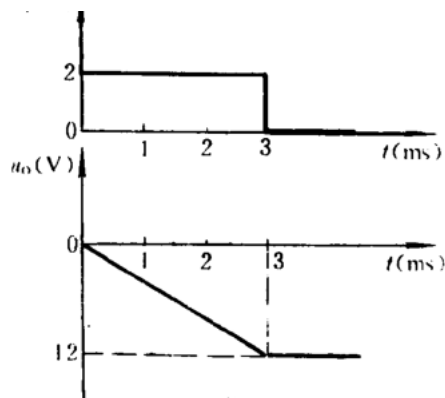
1. 求  $u_O$  的表达式;

2. 若  $R_1 = R = 10k\Omega, R_2 = 5k\Omega$ , 输入和输出电压的波形如图(b)所示, 求电容  $C$  的值; ( $u_1 = u_{11}$ )

3. 定性说明电路的组成与原理。



(a)



(b)

[答案] 1.  $u_{O1} = -\frac{R_1}{R_2}u_{I1} + u_O$

$$u_O = u_C = \frac{1}{C} \int_0^t \frac{u_{O1} - u_O}{R} dt = -\frac{R_1}{R_2 RC} \int_0^t u_{I1} dt$$

2. 将数据代入上式, 解得  $C = 0.1 \mu\text{F}$ 。

3.  $A_1$  组成减法运算电路,  $A_2$  组成电压跟随器,  $RC$  组成积分电路。将  $u_O$  反馈到  $A_1$  的同相输入端是一种“自举”的做法, 其目的是使  $u_{O1}$  中包含  $u_O$  的成分, 当  $u_C$  (即  $u_O$ ) 增加时,  $u_{O1}$  也同样增加, 因此  $R$  两端的电压  $u_{O1} - u_C = -\frac{R_1}{R_2}u_{I1}$  与  $u_C$  无关, 从而实现对电容  $C$  的恒流充电, 完成积分功能。换言之,  $A_1$ 、 $A_2$  的这种联接, 把  $RC$  近似积分环节转化成了积分运算电路。该电路与基本的反相积分运算电路(单运放)相比, 主要特点是允许电容器  $C$  的一端接地。此外, 其等效时间常数  $\frac{R_1}{R_2} \cdot \frac{1}{RC}$  增大到反相积分时的  $\frac{R_1}{R_2}$  倍, 只要  $\frac{R_1}{R_2} \gg 1$ , 就可以选用较小的  $RC$  而获得较大时间常数的效果; 改变  $\frac{R_1}{R_2}$  的比值, 就能在大范围内调节积分时间常数, 而不受  $RC$  取值的限制。

电路如图 21.283-1 所示, 试画出当  $u_1 = 0.5\text{V}$  的直流电压时,  $u_{O1}$ 、 $u_{O2}$  和  $u_O$  的波形。设运算放大器都是理想的,  $t=0$  时刻电容器上的电压  $u_C(0) = 0$ 。

[答案]

$$\begin{cases} u_{O1} = -(u_1 + u_{O2}) \\ u_{O2} = -u_O \\ u_O = -\frac{1}{R_4 C} \int u_{O1} dt \end{cases}$$

故得到  $u_O = \frac{1}{R_4 C} \int (u_1 - u_O) dt$

$$\frac{du_O}{dt} = \frac{1}{R_4 C} (u_1 - u_O)$$

$$R_4 C \frac{du_O}{dt} + u_O = u_1$$

解此微分方程可得

$$u_O = u_1 (1 - e^{-\frac{t}{R_4 C}})$$

其中  $R_4 C = 10\text{ms}$ , 据此画出各所求波形,

如图 21.283-2 所示。

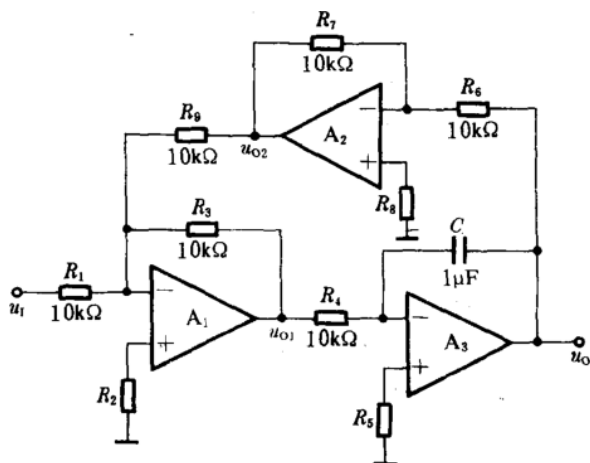
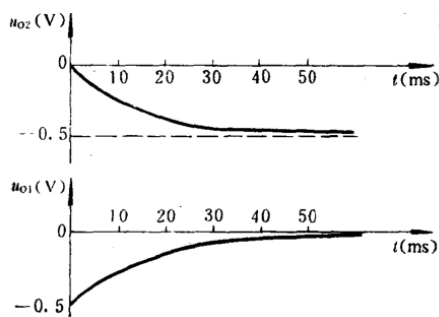
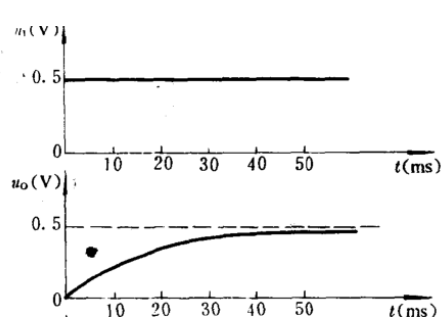
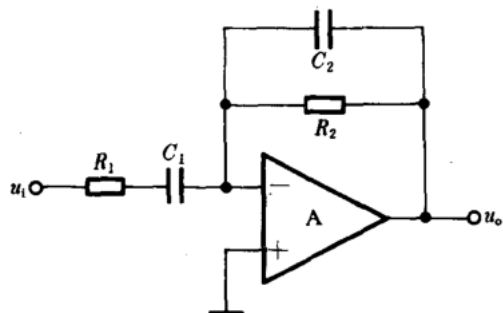


图 21.283-1



电路如图 21.317 所示。设 A 为理想运算放大器,  $R_1C_1 > R_2C_2$ 。

1. 该电路在什么频率范围内具有近似微分、积分的功能?
2. 在什么频率范围内, 在什么参数条件下, 电路具有一个适于放大的平坦的通频带?



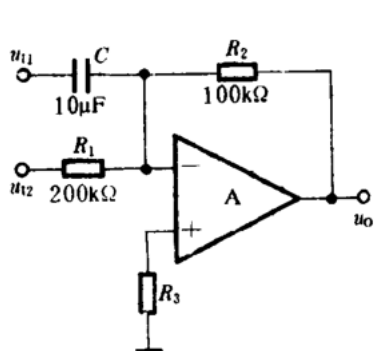
$$A_u = \frac{U_o}{U_i} = -\frac{j\omega R_2 C_1}{(1+j\omega R_1 C_1)(1+j\omega R_2 C_2)} \quad \text{令 } \omega_L = \frac{1}{R_1 C_1}, \quad \omega_H = \frac{1}{R_2 C_2}, \quad \omega_0 = \frac{1}{R_2 C_1} \quad , \text{则原式改写为}$$

$$A_u = -\frac{j \frac{\omega}{\omega_0}}{\left(1+j \frac{\omega}{\omega_L}\right)\left(1+j \frac{\omega}{\omega_H}\right)} \quad \text{当 } \omega \ll \omega_L \text{ 时, } A_u \approx -j\omega R_2 C_1, \text{ 电路具有微分功能,}$$

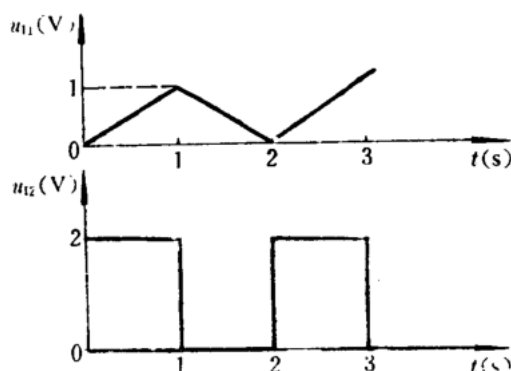
当  $\omega \gg \omega_H$  时,  $A_u \approx -\frac{1}{j\omega R_1 C_2}$ , 电路具有积分功能。

2. 当  $\omega_L < \omega < \omega_H$ ,  $\omega_L \ll \omega_H$ , 且  $\omega_0 = \omega_L$  (即  $R_1 = R_2$ ) 时, 电路可用于放大。

在图 21.319-1(a) 所示的电路中, A 为理想运算放大器。若输入电压  $u_{11}$ 、 $u_{12}$  的波形如图(b)所示, 试画出输出电压  $u_o$  的波形。



(a)



(b)

[答案]  $u_o = -R_2 C \frac{du_{11}}{dt} - \frac{R_2}{R_1} u_{12} = -\frac{du_{11}}{dt} - \frac{1}{2} u_{12}$

$u_{12}$ 。

当  $t = 0 \sim 1\text{s}$  时,  $\frac{du_{11}}{dt} = 1$ ,  $u_{12} = 2\text{V}$ , 故  $u_o = -2\text{V}$ ;

当  $t = 1 \sim 2\text{s}$  时,  $\frac{du_{11}}{dt} = -1$ ,  $u_{12} = 0\text{V}$ , 故  $u_o = 1\text{V}$ ;

$u_o$  波形图见图 21.319-2。

