

# 第 3 章 双极结型晶体管原理及放大电路

双极结型晶体管(Bipolar junction transistor,BJT)又被称为三极管,它是 1948 年由美国科学家在贝尔实验室研究成功,它的出现改变了之前电子真空管(电子管)体积大、耗能高、寿命短的诸多弊端,奠定了现代电子技术全面飞速发展的物质基础,具有里程碑式的重大意义。

本章将针对 BJT 的物理结构、工作条件和原理,各种基本关系和特性,电路的基本形态和作用,静态和动态参数分析的各种方法等进行介绍,其内容均属于模拟电子电路学习的核心基础。

## 3.1 BJT 基础知识及工作原理

### 3.1.1 BJT 的结构及分类

就允许的功耗来说有小功率、中功率和大功率 BJT 管之分;按照工作频率有低频和高频之分;按照材料有硅管和锗管之分;按照结构有 NPN 和 PNP 管之分,在实际使用中应根据不同的环境和需求选择恰当的 BJT 管。常见的 BJT 管外形如图 3.1.1 所示。

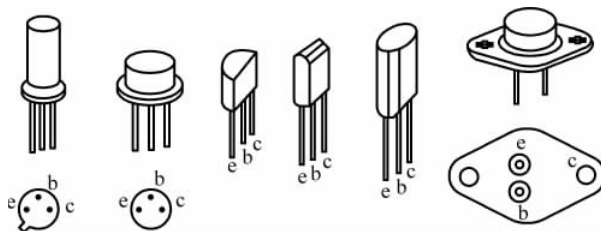


图 3.1.1 常见 BJT 的外形图

图 3.1.2(a)和(b)表示在一块硅或锗的本征半导体基片上,分别制作成 NPN 和 PNP 3 个杂质半导体区,这 3 个杂质区分别被称为集电区、基区和发射区。在这 3 个区分别引出电极并分别命名为集电极 c、基极 b 和发射极 e。

在集电区和基区的交界处形成的 PN 结,因为它和集电区相邻,故称为集电结;在发射区和基区的交界处形成的 PN 结,因为它和发射区相邻,故称为发射结。图 3.1.2(c)和(d)分别是 NPN 型和 PNP 型 BJT 的电路符号图。

### 3.1.2 BJT 的电流放大原理及电极间电压、电流关系

所谓 BJT 具有电流放大作用是指它的基极电流  $I_B$  具有控制集电极电流  $I_C$  的作用,它类似于一个电流控制电流的受控源,其表达式为

$$I_C = \beta I_B \quad (3.1.1)$$

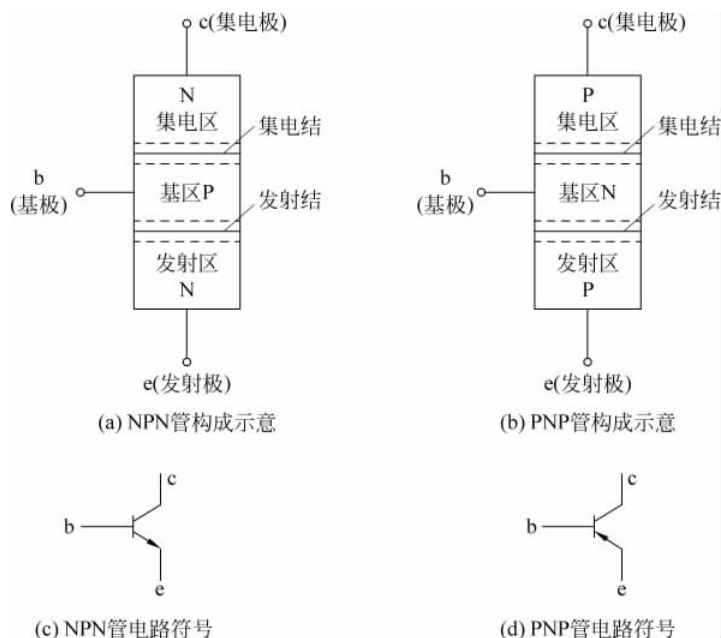


图 3.1.2 BJT 的构成及符号图

$\beta$  被称为三极管(BJT)的电流放大倍数,该数值一般为几十至几百之间的某个常数,具体大小由 BJT 制作工艺决定。参考图 3.1.3 对 NPN 管实现电流放大的原理说明如下。

电源  $V_{BB}$  给发射结提供正偏电压,而电压源  $V_{CC}$  给集电结提供反偏电压,这是 BJT 具有电流放大能力所必须具备的外部条件。而 BJT 在制作时,基区做得很薄,集电区和基区之间有一定的接触表面积,这是 BJT 具有电流放大作用的内在条件。当发射结被加正偏电压时,外电场削弱内电场,使发射结处于导通状态,发射区的自由电子可以大量进入基区(电子流动方向与电流流动方向相反)。但是由于基区很薄,从发射区进入基区的电子很难顺利地从基区这狭窄的通路中到达基极。相比较之下,集电结和基区有很大的接触表面积,从图中可看出集电结所加反偏电压的电场方向正好可以把基区的电子拉入到集电区。这样从发射区进入基区的电子,本应从基极流出,但由于这些电子同时存在着从基极流出和被集电结拉走的两条“出路”,而后者的通路又显得更加宽畅,故进入基区的电子大多数转而被集电极收集走,被集电极收走的电子数量与从基极流出的电子数量,由 BJT 的空间结构决定了存在一个大致比例关系,这个比例值就是电流放大倍数  $\beta$ 。当  $V_{BB}$  减小到死区电压之下时(硅管为 0.5V),发射结处于截止状态,基极电流为零,基区内没有从发射区扩散到基区的自由电子,虽然  $V_{CC}$  电源在集电结形成的电场依然存在,但是由于基区内没有自由电子,故不能从基区把电子拉到集电区,集电极不能形成电流,所以当  $I_B=0$  时,  $I_C=0$ 。

若集电结的反偏电压消失,即失去了向集电区收集电子的能力,发射区进入基区的电子将只剩下由基极流出的唯一出路,  $I_C=\beta I_B$  的结论将不成立。

对于 PNP 型 BJT,当把图 3.1.3 中的  $V_{BB}$  和  $V_{CC}$  的极性颠倒过来时,同样可以构成“发射结正偏、集电结反偏”的外部条件,电流“放大”的机理同样成立,这里不再赘述。总之无论是 NPN 型还是 PNP 型 BJT,如果想使其实现  $I_C=\beta I_B$  的放大作用,一定要满足发射结正

偏、集电结反偏的外部条件。

图 3.1.4 给出了 NPN 管和 PNP 管正常工作时允许电流流动的方向, BJT 发射极箭头的方向代表了发射极允许电流实际流通的方向。发射极电流不可能反过来流通(由发射结单向导电性决定的), 且由对图 3.1.3 的分析可知, 发射极是提供电子的总的源头, 其电子分别流向基极和集电极, 因此有发射极电流等于基极电流与集电极电流之和的关系, 即  $I_E = I_B + I_C$ 。从图 3.1.4 可知, 若  $I_E$  是流入 BJT, 则  $I_B$  和  $I_C$  就必然是流出 BJT; 若  $I_E$  是流出 BJT, 则  $I_B$  和  $I_C$  就必然是流入 BJT。因为基极和集电极电流方向始终是一致的, 故它们之间不存在电流的通路。

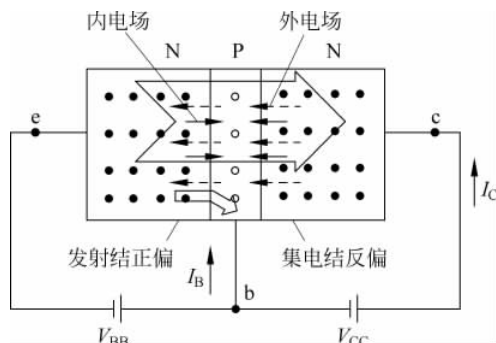


图 3.1.3 BJT 电流“放大”的原理

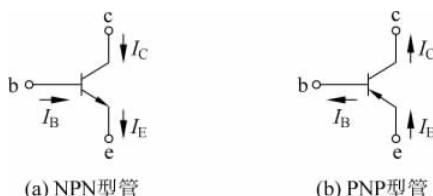


图 3.1.4 BJT 的电流关系

若 BJT 的发射结处于正偏、集电结处于反偏状态, 则在图 3.1.4(a) 的 NPN 型 BJT 中应有  $U_C > U_B$  (集电结反偏),  $U_B > U_E$  (发射结正偏) 的结论; 而在图 3.1.4(b) 的 PNP 型 BJT 管中则应有  $U_C < U_B$  (集电结反偏),  $U_B < U_E$  (发射结正偏) 的结论。

### 3.1.3 习题

1. BJT 是\_\_\_\_\_控制\_\_\_\_\_的器件? 这种控制能力被称为\_\_\_\_\_, 用\_\_\_\_\_表示?
2. 请说明 BJT 的基区为什么要做得很薄?
3. BJT 具有电流放大作用的外部条件是什么? 对 NPN 和 PNP 管此结论都成立吗?
4. 已知某 BJT 处于放大状态,  $U_C = 3\text{V}$ ,  $U_B = 8.3\text{V}$ ,  $U_E = 8.6\text{V}$ , 请判断它是 NPN 型还是 PNP 型 BJT, 它是硅材料还是锗材料 BJT?
5. BJT 发射极箭头的方向是什么含义? 如果发射极电流是流入 BJT, 则基极电流应该是流入还是流出基极, 集电极电流是什么方向?
6. 若 NPN 管的  $U_B > U_C$ , 它的集电结是正偏还是反偏? 对 PNP 管呢?

## 3.2 BJT 的基本工作状态和参数

### 3.2.1 BJT 的基本电路形态及作用

BJT 是一个具有类似于电流控制电流源特性的控制器件, 它本身不是一个电源, 自己不能产生电流, 要想让它发挥电流控制电流源的作用, 需要通过像图 3.2.1 那样组建一个恰

当的外围电路来实现,该电路是 BJT 最基本的应用形式,其他任何形式的 BJT 电路都是在此基础上衍生出来的。

在图 3.2.1 的电路中,可将电路分成两大部分,即基极回路(也被称为输入回路或控制回路)和集电极回路(也被称为输出回路或负载回路)。之所以把基极回路称为输入回路或控制回路,是因为基极回路电流  $I_B$  的大小可以控制集电极回路电流  $I_C$  的大小。输入回路是由电压源  $V_{BB}$ 、限流电阻  $R_b$  和 BJT 的 be 极(发射结)构成的闭合回路。输入回路电流  $I_B$  的表达式为

$$I_B = \frac{V_{BB} - U_{BE}}{R_b} \quad (3.2.1)$$

式中,  $U_{BE}$  是表示 BJT 上 be 结的结电压(在学习二极管电路时,已经介绍了 PN 结电压的分析方法,在 BJT 管分析中仍适用),  $U_{BE}$  的取值可视  $V_{BB}$  电压相对大小和计算精度要求而定,对于恒压降模型法取  $U_{BE} = 0.7V$  (硅管)。

当基极回路中有了基极电流  $I_B$  后,由 BJT 的特性可知,若集电结处于反偏,则集电极回路将产生相应的集电极电流  $I_C$  ( $I_C = \beta I_B$ )。需要说明的是,集电极回路的电流实际上是由电压源  $V_{CC}$  提供,它是集电极电流  $I_C$  的“源头”,没有该电源集电结就不会有反偏电压,因此也就不会有集电极电流  $I_C$ 。但是当 BJT 处于放大状态时,集电极回路电流的大小不受  $V_{CC}$  电压决定,而是由集电极这个“阀门”来控制的,再进一步说是受基极电流  $I_B$  的控制。在图 3.2.1 中,若  $V_{BB} = 5V$ ,  $R_b = 100k\Omega$ ,  $\beta = 100$ ,  $R_c = 1k\Omega$ ,  $V_{CC} = 15V$ ,  $U_{BE} = 0.7V$ ,则可得到以下数据:

$$I_B = \frac{V_{BB} - U_{BE}}{R_b} = \frac{5V - 0.7V}{100k\Omega} = 0.043mA$$

$$I_C = \beta I_B = 4.3mA$$

$$U_{CE} = V_{CC} - I_C R_c = 15V - 4.3mA \times 1k\Omega = 10.7V$$

由以上的计算可以看到,因为  $U_{CE} = 10.7V > U_{BE} = 0.7V$ , 所以有  $V_C > V_B$ , 集电结反偏,且  $I_B \neq 0$ , 所以 BJT 处于放大状态。

在图 3.2.1 中,当 BJT 处于放大状态时,基极和集电极电流的关系为  $I_C = \beta I_B$ , BJT 担当了基极电流  $I_B$  控制集电极电流  $I_C$  的电流控制电流源的角色,串联在集电极回路中的  $R_c$  变化不能影响集电极回路电流的大小(特指放大状态),  $R_c$  是整个电路对  $V_{CC}$  给负载供电大小控制的对象,即  $R_c$  是这个电路的负载。这个 BJT 电路的基本形式,实际上反映了用一个较小的电流(基极电流)控制某个负载上较大电流(集电极电流)的实现方法。

在图 3.2.1 中,还要注意这样一点:发射极是输入回路和输出回路的公共电极。输入电流从基极流入、从发射极流出后,向左回到电源  $V_{BB}$ ; 而输出电流从集电极流入,发射极流出后,向右回到电源  $V_{CC}$ 。

图 3.2.2 给出了 PNP 管的基本电路形态,对比图 3.2.1 可知,对于 PNP 管只需将所有电源的极性予以颠倒,便可实现与图 3.2.1 相同的控制功能。

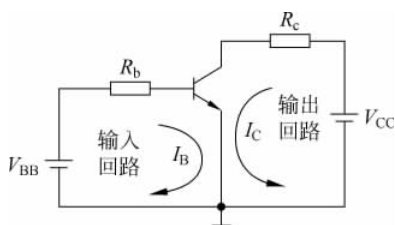


图 3.2.1 NPN 型 BJT 的基本电路形态

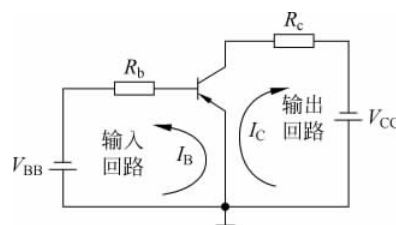


图 3.2.2 PNP 型 BJT 的基本电路形态

### 3.2.2 BJT 的三种工作状态及电路模型

需要特别强调的是,在图 3.2.1 电路中,集电极电流  $I_C$  不会无限制地随着  $I_B$  的增加而一直增加。原因是 BJT 的电流放大(控制)作用是依赖于集电结有反偏电压这一外部条件来实现的。对于 NPN 管来说就是  $U_C$  必须大于  $U_B$ (即  $U_{CE} > U_{BE} = 0.7V$ )。

根据图 3.2.1 可得以下关系

$$U_{CE} = V_{CC} - I_C R_c \quad (3.2.2)$$

由式(3.2.2)可知,  $I_C$  增加则  $U_{CE}$  小,当  $I_C$  大到一定程度时将破坏  $U_{CE} > U_{BE} = 0.7V$ (集电结反偏)的条件要求,从而使 BJT 失去放大能力。

BJT 在放大状态下的集-射极之间的电路模型可用图 3.2.3 的受控电流源表示,BJT 的输入回路(b-e 极之间)暂时先不确定具体的元件模型(待后边的分析中进一步明确),由电流源的性质可知集-射极之间的端电压,是由 c-e 极所连接的外电路确定的。

还需要强调图 3.2.3 中的受控电流源不是能量的提供者,由于  $U_{CE}$  始终大于零(反偏),由  $I_C$  的电流方向可知它的功率始终大于零,处于消耗电能的状态,因此它始终在回路中起到控制电流大小的作用,它是能量的消耗者,而能量是由电压源  $V_{CC}$  提供的。若没有  $V_{CC}$  就没有  $U_{CE} > U_{BE}$ ,就没有  $I_C = \beta I_B$  的关系,“电流放大”就无从说起。现在我们来分析 BJT 的三种工作状态。

#### 1. 截止状态

对于图 3.2.1,当输入回路的激励电压出现  $V_{BB} < 0.5V$  时,发射结电压小于死区电压(硅管),使  $I_B = 0$ ,b-e 极之间呈开路状态,进而有  $I_C = 0$ ,b-e 极之间和 c-e 极之间都呈开路状态。这时称 BJT 处于截止状态,截止状态的等效模型如图 3.2.4 所示。

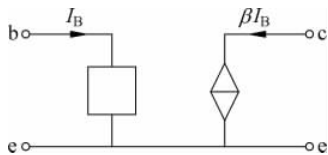


图 3.2.3 BJT 在放大状态下集-射极间的等效模型

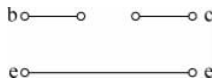


图 3.2.4 BJT 截止状态等效图

对于类似于图 3.2.1 集电极回路串联有电阻负载的电路,可从  $I_C = 0$  或  $U_{CE} = V_{CC}$  这两个条件之一来判断 BJT 是否处于截止状态。

在工程实践中用测量  $U_{CE} = V_{CC}$  的方法判断 BJT 是否截止最为简捷方便。

BJT 进入截止状态的根本原因是  $U_{BE} < 0.5V$  使  $I_B = 0$  所致。

#### 2. 饱和状态

在图 3.2.1 电路中,因为  $U_{CE} = V_{CC} - I_C R_c$ ,随着集电极电流  $I_C$  的增加,  $U_{CE}$  的电压就会随之下降,当下降到  $U_{CE} = 0.7V$  时,  $V_C > V_B$  的放大条件就会消失,开始出现  $I_C < \beta I_B$  的情况,即基极电流  $I_B$  增加时,集电极电流  $I_C$  不再随着增加,而是达到极限值。  $I_C$  的极限值称为饱和电流,记为  $I_{CS}$ ,对应的集-射极间的电压称为饱和电压,记为  $U_{CES}$ ,  $U_{CES}$  的数值一般可小到  $0.2 \sim 0.3V$  甚至更低,但在本书的分析中,在未做特别说明时我们均取  $U_{CES} = 0.7V$ 。

BJT 输出回路饱和电流  $I_{CS}$  的大小由它所连接的外电路决定。BJT 饱和压降  $U_{CES}$  的数值是由 BJT 自身特性确定的。从图 3.2.1 中可以得出,回路的饱和电流的计算公式为

$$I_{CS} = \frac{V_{CC} - U_{CES}}{R_c} \approx \frac{V_{CC}}{R_c} \quad (3.2.3)$$

从式(3.2.3)中可知,BJT 输出回路电流的饱和值(最大值)是由  $V_{CC}$  和  $R_c$  确定的,而  $I_C$  是否已达到饱和值  $I_{CS}$  是由  $I_B$  决定的。所以 BJT 是否发生饱和现象,是由  $V_{CC}$ 、 $R_c$  和  $I_B$  3 个因素共同决定的。在直流电路中,BJT 饱和时的电路等效模型如图 3.2.5 所示,输入回路均等效为 0.7V 电压源,输出回路等效为与饱和电压等值的电压源或近似为短路。

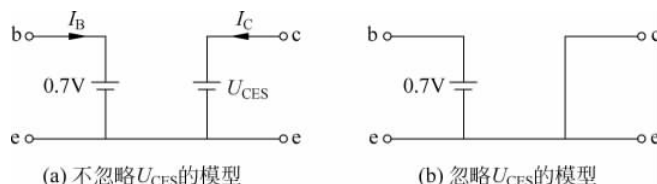


图 3.2.5 BJT 饱和状态时的等效模型

判断电路是否发生饱和,可以用  $I_C = I_{CS}$  或  $U_{CE} = U_{CES}$  这两个条件之一进行判断。

显然,用测量电压  $U_{CE}$  的方法比测量电流  $I_C$  的方法要方便得多。通常 BJT 是否发生饱和是由其基极电流  $I_B$  来控制,增加  $I_B$  使  $I_C$  增加,当  $I_C = I_{CS}$  便发生饱和。BJT 在饱和状态下有  $I_C = I_{CS} < \beta I_B$ ,参考图 3.2.4 和图 3.2.5(b),BJT 在截止和饱和两种状态下其输出回路相当于开关的断开和闭合,该状态广泛应用于对通路的通断控制称为 BJT 开关状态的运用。

### 3. 放大状态

如果 BJT 的集电极电流满足  $0 < I_C < I_{CS}$  的关系则说明 BJT 处于放大状态,放大状态的重要标志就是  $I_C \neq 0$  且  $I_C = \beta I_B$ ,对于图 3.2.1 所示的 BJT 一般电路而言,在放大状态时集电极-发射极之间电压应满足  $U_{CES} < U_{CE} < V_{CC}$ 。

BJT 是否处于放大状态可通过是否满足  $I_C = \beta I_B$  或  $U_{CES} < U_{CE} < V_{CC}$  这两个条件之一进行判断。

在直流电路中,BJT 处于放大状态时的等效模型如图 3.2.6 所示。对于模拟电子电路课程,由于它的基本任务是实现对微小变化的交流信号进行不失真的放大,因此,一般情况下都是研究如何使 BJT 处于放大状态,从而尽可能避免使其进入饱和状态和截止状态。但在数字电路和一些开关控制电路,则是要研究如何使 BJT 很好地处于开关状态(截止和饱和),而尽量避免使其处于放大状态。

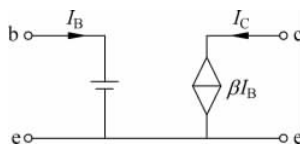


图 3.2.6 BJT 放大状态的等效图

### 3.2.3 BJT 开关状态的运用

BJT 开关状态的运用不是本门课程研究的主要目标,甚至是需要尽量避免的状态,但在工程应用中却大量存在着 BJT 开关状态应用的事例,故本书在此对 BJT 开关状态应用进行简单介绍。

**【例 3.2.1】** 已知某单片机芯片输出电压有高电平(5V)和低电平(0V)两种状态,芯片可输出电流的最大值为 1mA。请设计一电路,使该芯片输出高电平时,使某 220V 供电的照明设备  $R_L$  工作,输出低电平时使该照明设备断电。

**解:** 电路解决方案如图 3.2.7 所示,其中 J 为直流 24V 继电器,它的基本结构由线圈、衔铁和触点三大部分组成。所谓直流 24V 继电器是指它的线圈在加直流 24V 电压时,线圈磁力可以使衔铁吸合带动触点闭合工作。

在对图 3.2.7 的电路参数进行设计计算时,需要知道继电器线圈在加 24V 直流电压时它的工作电流  $I_{J(on)}$  是多少,通常可用线圈工作电压和线圈直流电阻阻值相除来求得。设线圈电阻  $R_J$  为  $1k\Omega$ ,BJT 的  $\beta$  为 100,则计算过程如下。

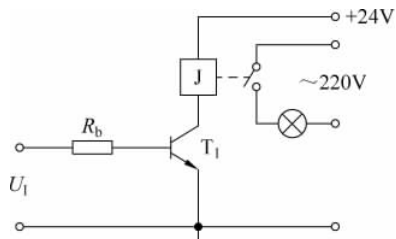


图 3.2.7 利用 BJT 实现的照明控制电路

(1) 确定 BJT 的饱和电流  $I_{CS}$ 。在饱和状态下,c-e 极可看做闭合的开关,相当于继电器线圈连接 24V 的电源,饱和电流为

$$I_{CS} = \frac{V_{CC} - U_{CES}}{R_J} \approx \frac{V_{CC}}{R_J} = \frac{24V}{1k\Omega} = 24mA$$

(2) 确定基极电流  $I'_B$ 。设使 BJT 发生饱和的基极临界电流  $I'_B$  为

$$I'_B = \frac{I_{CS}}{\beta} = \frac{24mA}{100} = 0.24mA$$

为使 BJT 处于深度饱和状态,将实际基极电流  $I_B$  的值比临界值扩大一倍,取

$$I_B = 2I'_B \approx 0.5mA$$

(3) 计算基极电阻  $R_b$ 。根据题目要求可知,当单片机输出电压  $U_I$  为 5V 时,应使  $I_B = 0.5mA$ ,使输出回路处于深度饱和状态。根据输入回路电路知

$$I_B = \frac{U_I - U_{BE}}{R_b}$$

$$R_b = \frac{U_I - U_{BE}}{I_B} = \frac{5V - 0.7V}{0.5mA} = 8.6k\Omega$$

取标准电阻  $R_b = 8.2k\Omega$ 。

当  $U_I = 0V$  时,  $U_{BE} = 0V$ ,  $I_B = 0mA$ ,  $I_C = 0mA$ , BJT 截止,继电器不吸合,照明设备电路断开,满足设计要求。

**【例 3.2.2】** 请设计一个数字信号电平转换电路,使之实现图 3.2.8(a)所示的将 TTL 电平两种电平信号(0V 和 5V),转换成某型号 CMOS 电平要求对应的电平信号(0V 和 12V)(设输出端负载阻抗为无穷大)。

**解:** 电路设计如图 3.2.8(b)所示,其工作原理分析如下。

当  $U_I$  为高电平(5V)时,使  $T_1$  进入深度饱和状态( $U_{CE1}$  为  $0.2 \sim 0.3V$ ),  $T_2$  管基极电压小于  $0.5V$  死区电压,处于截止状态,则  $U_O = U_{CE2} = 12V$ ; 当  $U_I$  为低电平(0V)时,  $T_1$  处于截止状态,  $U_{CE1} = U_{BE2(on)} = 0.7V$ ,  $T_2$  进入深度饱和状态,  $U_O = U_{CE2S}$ , 接近于 0V, 满足设计要求。

设  $\beta_1 = \beta_2 = 100$ , 为使电路深度饱和, 应使  $I_{CS}$  不宜过大(容易做到深度饱和), 同时集电

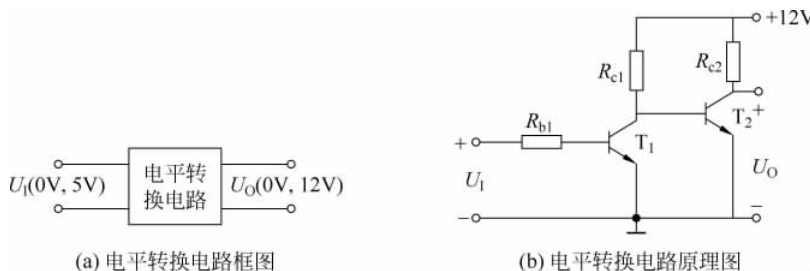


图 3.2.8 电平转换电路

极电阻不宜过大,以有较好的带载能力。本设计取  $I_{CS2} = 2\text{mA}$ ,  $I_{CS1} = 0.2\text{mA}$ , 则

$$R_{c1} = \frac{V_{CC}}{I_{CS1}} = \frac{12\text{V}}{0.2\text{mA}} = 60\text{k}\Omega$$

$$R_{c2} = \frac{V_{CC}}{I_{CS2}} = \frac{12\text{V}}{2\text{mA}} = 6\text{k}\Omega$$

当  $T_1$  截止时

$$I_{B2} = \frac{V_{CC} - U_{BE2}}{R_{c1}} = \frac{12\text{V} - 0.7\text{V}}{60\text{k}\Omega} \approx 0.18\text{mA}$$

$$\beta I_{B2} = 18\text{mA} \gg I_{CS2} = 2\text{mA}$$

满足使  $T_2$  深度饱和的要求。

同样,为使  $T_1$  深度饱和,取

$$\beta I_{B1} = 10 I_{CS1} = 2\text{mA}$$

得

$$I_{B1} = 0.02\text{mA}$$

$$R_{b1} = \frac{5\text{V} - 0.7\text{V}}{I_{B1}} = 215\text{k}\Omega$$

### 3.2.4 BJT 电路静态参数的分析计算

静态参数是指电路仅有直流激励源作用时,对电路中各元件上电压、电流数据的分析。由于电路中没有交流激励源,所求得的各项电压、电流数值均是固定不变的,故称之为“静态”参数。静态参数的字符和下脚标均用大写,为强调它是静态参数,有时还在下脚标后边加上字符 Q,如基极静态电流可用  $I_B$  或  $I_{BQ}$  表示。静态参数是本门课程研究用 BJT 等非线性器件完成信号放大时,十分重要的基本状态数据。在非线性电路中静态参数分析均占有重要地位,也是模拟电路学习者掌握 BJT 性质的重要学习环节和体现,需要读者认真加以研究。

由于 BJT 在三种不同的状态下它们表现的特性和电路模型各不相同,因此在分析 BJT 的静态参数时,应按照以下流程操作:先判断是否截止,若不是截止状态则按照放大状态分析计算,然后用计算结果分析 BJT 是否处于饱和状态,若不是饱和状态则计算结果成立,否则按 BJT 饱和状态下的电路模型重新计算。

**【例 3.2.3】** 已知电路如图 3.2.9(a) 所示。 $\beta = 99$ ,  $R_b = 100\text{k}\Omega$ ,  $R_e = 1\text{k}\Omega$ ,  $V_{CC} = 10\text{V}$ , 请计算  $R_c$  分别为  $500\Omega$  和  $2\text{k}\Omega$  时,对应的  $I_{BQ}$ ,  $I_{CQ}$  及  $U_{CEQ}$ 。

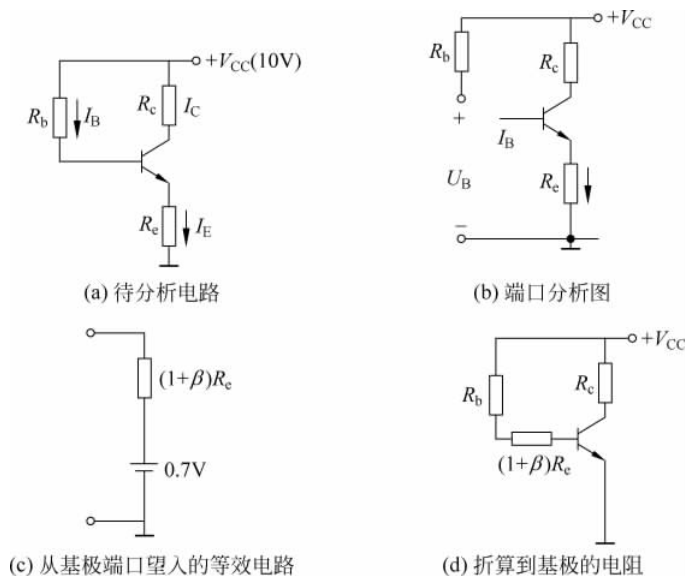


图 3.2.9 例题 3.2.3 电路图

解：

(1) 判断 BJT 是否截止。如图 3.2.9(b), 断开基极, 得给基极供电的电压  $U_B = V_{CC}$ , 由于此时基极开路,  $I_B = I_E = 0$ , 发射极对地电压  $U_E = 0V$ , 这意味着在这种状态下重新连接基极时, 基极和发射极之间将得到  $U_B - U_E = 10V$  的端口电压, 该电压大于死区电压 ( $0.5V$ ), 即基极连接  $R_b$  后 be 结必然导通, 故 BJT 不处于截止状态。

(2) 按电路处于放大状态计算静态参数。由于发射极是基极和集电极的公共回路, 这给单独计算基极回路的电流带来麻烦。为此可以用建立从基极望入的等效电路模型的方法, 把发射极公共回路转换为基极自己单独的回路, 使分析得到简化。

如图 3.2.9(b) 将基极断开, 形成基极和地线之间的单口电路, 写出端口电压  $U_B$  和端口电流  $I_B$  的关系式为

$$U_B = U_{BEQ} + (1 + \beta) I_B R_e \quad (3.2.4)$$

分析式 (3.2.4), 它由两部分电压构成,  $U_{BEQ}$  为 be 结在导通状态下的恒定值  $0.7V$ , 因此可用  $0.7V$  恒压源替代, 第二部分是用电阻  $(1 + \beta) R_e$  这个常数乘以基极电流  $I_B$ , 即等效为电阻值为  $R_e$  的  $(1 + \beta)$  倍的一个电阻 (把射极电阻  $R_e$  扩大了  $1 + \beta$  倍), 这样可得到从基极望入的等效电路, 如图 3.2.9(c) 所示, 该模型告诉我们一个重要结论: BJT 在放大状态时, 当发射极有电阻  $R_e$  时, 在单独分析基极回路时, 可将射极电阻  $R_e$  乘以  $(1 + \beta)$  后, 转移到基极回路, 其转移后的电路如图 3.2.9(d) 所示。根据图 3.2.9(d) 得

$$\begin{aligned} I_{BQ} &= \frac{V_{CC} - U_{BEQ}}{R_b + (1 + \beta) R_e} \\ &= \frac{10V - 0.7V}{100k\Omega + (1 + 99) \times 1k\Omega} \\ &= 0.0465mA \\ I_{CQ} &= \beta I_{BQ} \approx 4.6mA \end{aligned}$$

近似认为  $I_{CQ} = I_{EQ} = 4.6\text{mA}$ , 对于  $R_c = 0.5\text{k}\Omega$  时有

$$\begin{aligned} U_{CEQ} &= V_{CC} - I_{CQ}(R_c + R_e) \\ &= 10\text{V} - 4.6\text{mA}(0.5\text{k}\Omega + 1\text{k}\Omega) \\ &= 3.1\text{V} \end{aligned}$$

由于  $U_{CEQ} > U_{BEQ} = 0.7\text{V}$ , 得  $U_C > U_B$ , 集电结处于反偏, 则 BJT 处于放大状态的假设成立, 计算结果正确。

对于  $R_c = 2\text{k}\Omega$  时, 得

$$\begin{aligned} U_{CEQ} &= V_{CC} - I_{CQ}(R_c + R_e) \\ &= 10\text{V} - 4.6\text{mA}(2\text{k}\Omega + 1\text{k}\Omega) \\ &= -3.8\text{V} \end{aligned}$$

由于  $U_{CEQ} < U_{BEQ} = 0.7\text{V}$ , 得  $U_C < U_B$  集电极处于正偏, 则放大状态的假设不成立,  $I_{CQ} = \beta I_{BQ}$  的电流放大关系不成立, 则需要按 BJT 处于饱和状态的电路模型重新计算。

当可以确定图 3.2.9(a) 所示电路的 BJT 处于饱和状态后, 可以利用在饱和状态下各电极之间电压的关系, 把 BJT 看成一个广义节点, 用节点方程进行求解。设基极电压  $U_B$  为参变量, 利用  $U_E = U_B - 0.7\text{V}$ ,  $U_C = U_B$  (饱和) 的关系, 列广义 KCL 方程如下。

由

$$I_B + I_C = I_E$$

得

$$\begin{aligned} \frac{V_{CC} - U_B}{R_b} + \frac{V_{CC} - U_C}{R_c} &= \frac{(U_B - 0.7\text{V}) - 0\text{V}}{R_e} \\ \frac{10\text{V} - U_B}{100\text{k}\Omega} + \frac{10\text{V} - U_B}{2\text{k}\Omega} &= \frac{U_B - 0.7\text{V}}{1\text{k}\Omega} \\ U_B &= 3.841\text{V} \\ I_{BQ} &= 0.06159\text{mA} \\ I_{CQ} &= 3.0795\text{mA} \\ U_{CEQ} = U_{CES} &= 0.7\text{V} \end{aligned}$$

**【例 3.2.4】** 图 3.2.10(a) 是一个由硅 PNP 管构成的能够稳定静态参数的功能电路, 请完成以下分析:

- (1) 请分析该电路是否会出现饱和或截止现象;
- (2) 求静态参数  $I_{BQ}$ 、 $I_{CQ}$ 、 $U_{CEQ}$ ;
- (3) 若减小  $R_b$  阻值,  $U_C$  和  $U_E$  将如何变化, 求  $U_C$  和  $U_E$  的极限值;
- (4) 如果把  $R_b$  连集电极的一端改接发射极, 请分析静态参数;
- (5) 请分析该电路稳定静态参数的机理。

解:

(1) 工作状态分析。设图 3.2.10(a) 电路处于截止状态,  $I_B = 0$ , 得  $I_E = I_C = 0$ ,  $U_E = 0\text{V}$ ,  $U_C' = U_B' = -20\text{V}$ ,  $U_{EB}' = 20\text{V} > 0.5\text{V}$  (死区电压), 所以 be 结必定导通, 排除了  $I_B = 0$  (截止状态) 的可能; 再假设 BJT 处于饱和状态, 则应有  $U_B = U_C$ , 导致电阻  $R_b$  上的电压  $U_{Rb} = 0\text{V}$ ,  $I_B = 0\text{mA}$ ,  $I_C = 0\text{mA}$  的结论, 这与 BJT 处于饱和状态的假设相悖, 故该电路也不可能处于饱和状态, 由此可以确定该电路只能具有放大这一种状态。

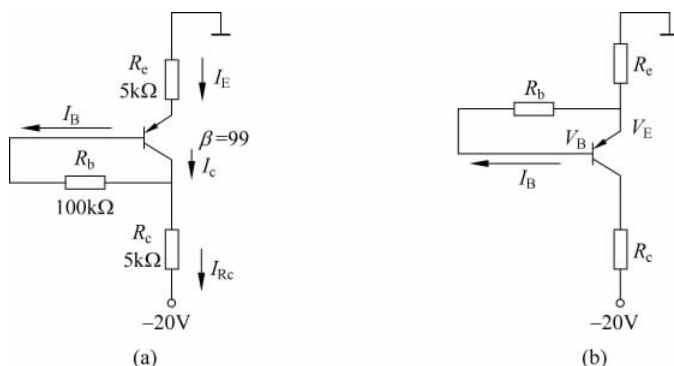


图 3.2.10 例题 3.2.4 的电路图

(2) 计算静态参数。借助放大状态下  $I_C = \beta I_B$  的关系,列 KVL 方程进行求解。由于 e-c 端口具有电流源特性,它的电压大小是由外电路决定的,故列 KVL 方程时应绕开 e-c 端口,其 KVL 方程如下

$$0V - (-20V) = I_E R_e + U_{BEQ} + I_B R_b + (I_C + I_B) R_c$$

将  $I_E = (1 + \beta) I_B$ ,  $I_C = \beta I_B$  代入上式,得

$$20V = (R_e + R_c)(1 + \beta) I_B + U_{BEQ} + I_B R_b$$

$$I_B \approx 0.0175mA$$

$$I_C = \beta I_B = 1.733mA$$

$$U_{EC} = 20V - (R_e + R_c) I_E$$

$$= 20V - (R_e + R_c)(1 + \beta) I_B$$

$$= 20V - 10 \times 100 \times 0.0175V$$

$$= 2.5V$$

(3) 减小  $R_b$  的分析。如果  $R_b$  减小,则  $I_B$  增加,  $I_E$ 、 $I_C$  均增加,  $U_E$  电压下降,  $U_C$  电压上升,当  $R_b$  减小到 0 时,出现  $U_B = U_C$  的情况,  $U_E$  和  $U_C$  的变化达到极限,电路进入饱和状态,  $U_{EC} = U_{ECS} = 0.7V$ ,  $I_E$  电流达到最大值为  $I_{ES}$ 。

$$I_{ES} = (20V - U_{ECS}) / (R_e + R_c)$$

$$= 19.3V / 10k\Omega$$

$$= 1.93mA$$

$U_E$  下降的极限值  $U'_E$  为

$$U'_E = 0V - I_{ES} R_e = -9.65V$$

$U_C$  上升的极限值  $U'_C$  为

$$U'_C = -20V + I_{ES} R_c = -10.35V$$

(4) 对于图 3.2.10(b) 电路,由于 PNP 管的基极电流必须是从基极流出,而依图示方向,电流将经过  $R_b$  流回到发射极,这不符合电流从高电位流向低电位的基本常识,故可以确定该电路的基极电流  $I_B = 0$ ,电路处于截止状态,  $I_B = I_E = I_C = 0$ ,  $U_E = 0V$ ,  $U_C = -20V$ 。

(5) 图 3.2.10(a) 电路能够稳定静态参数的机理分析。

设温度上升造成集电极电流  $I_C$  增加,但该电路会产生出以下连锁反应,最终产生拟制  $I_C$  增加的因素,使  $I_C$  的增加被大大的加以拟制。

$$\text{温度} \uparrow \rightarrow I_C, I_E \uparrow \rightarrow U_{EC} \downarrow \rightarrow (U_{EB} + U_{Rb}) \downarrow \rightarrow I_B \downarrow \rightarrow I_E, I_C \downarrow$$

【例 3.2.5】 已知一硅 BJT 电路及元件参数如图 3.2.11(a)所示：

- (1) 请用节点电压法计算  $I_B$ 、 $I_C$ 、 $U_{CE}$ ；
- (2) 请用戴维宁等效电路求基极电流  $I_B$ ；
- (3) 请用近似算法求各静态参数；
- (4) 请分析该电路稳定静态参数的机理。

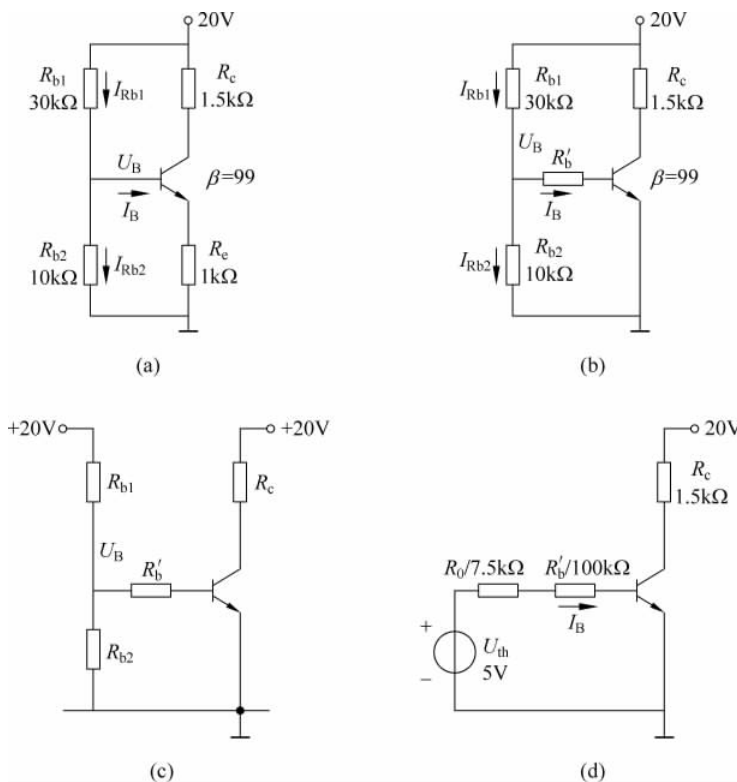


图 3.2.11 例题 3.2.5 电路图

解：

(1) 用节点电压法计算  $I_B$ 。断开 b-e 极，可得端口开路电压为 5V，当恢复 b-e 极连接时，因所连接端电压为 5V，大于 0.7V，故 BJT 不是处于截止状态，可以先按放大状态计算。

在例 3.2.3 中介绍过在放大状态下，可将发射极电阻  $R_e$  扩大  $(1+\beta)$  倍后折算到基极回路中，这样便可得到图 3.2.11(b)电路，其中  $R'_b$  为

$$R'_b = (1 + \beta)R_e = 100\text{k}\Omega$$

对于图 3.2.11(b)，列  $U_B$  点的 KCL 方程：

$$I_{Rb1} = I_{Rb2} + I_B$$

$$\frac{20\text{V} - U_B}{R_{b1}} = \frac{U_B}{R_{b2}} + \frac{U_B - U_{BE}}{R'_b}$$

得

$$U_B = 4.7\text{V}$$

$$I_B = \frac{U_B - U_{BE}}{R'_b} = \frac{4.7\text{V} - 0.7\text{V}}{100\text{k}\Omega} = 0.04\text{mA}$$

$$\begin{aligned}
I_C &= \beta I_B = 3.96 \text{mA} \\
I_E &= (1 + \beta) I_B = 4 \text{mA} \\
U_{CE} &\approx 20 \text{V} - (R_C + R_E) I_E \\
&= 20 \text{V} - (1.5 \text{k}\Omega + 1 \text{k}\Omega) \times 4 \text{mA} \\
&= 10 \text{V}
\end{aligned}$$

因为  $U_{CE} > U_{BE}$ , 得  $U_C > U_B$ , BJT 集电结反偏, 放大状态假设成立, 计算结果可信。

(2) 用戴维宁等效法计算  $I_B$ 。将图 3.2.11(b) 电路等效为图 3.2.11(c), 并将  $R'_b$  左端断开, 求该端口向左望入的戴维宁等效电压  $U_{th}$  为

$$\begin{aligned}
U_{th} &= \frac{R_{b2}}{R_{b1} + R_{b2}} \times 20 \text{V} \\
&= \frac{10 \text{k}\Omega}{30 \text{k}\Omega + 10 \text{k}\Omega} \times 20 \text{V} \\
&= 5 \text{V}
\end{aligned}$$

戴维宁电阻  $R_o$  为

$$R_o = R_{b1} // R_{b2} = 7.5 \text{k}\Omega$$

得等效电路如图 3.2.11(d) 所示, 且有

$$I_B = \frac{U_{th} - U_{BE}}{R_o + R'_b} = \frac{5 \text{V} - 0.7 \text{V}}{2.5 \text{k}\Omega + 100 \text{k}\Omega} = 0.04 \text{mA}$$

可见所得  $I_B$  与节点电压法计算结果一致。由此可知其他各项静态参数也必定一致。

(3) 用近似计算法求各静态参数。在前边计算中已知  $U_B = 4.7 \text{V}$ , 则  $I_{R_{b2}} = 0.47 \text{mA}$ , 而  $I_B = 0.04 \text{mA}$ , 从而得出  $I_{R_{b2}} \gg I_B$  的结论, 这是由于此类电路  $R_{b1}$  和  $R_{b2}$  的电阻值都远小于向基极内望入的等效电阻所致。这样做的目的就是有意减小基极电流  $I_B$  变化对  $U_B$  点电压的影响, 进而把  $U_B$  点的电压近似看成恒定值, 从而使该电路具有较好的稳定静态工作点的作用。在后边的学习中可以看到, 该电路结构被十分广泛地应用在各种放大电路中。这种电路的静态参数计算也大都采用以下的简化方法进行。

• 断开基极求  $U_B$ 。

因为  $I_{R_{b2}} \gg I_B$ , 所以求  $U_B$  时, 可忽略  $I_B$  (把基极看成开路), 得

$$\begin{aligned}
U_B &= \frac{R_{b2}}{R_{b1} + R_{b2}} \times V_{CC} \\
&= \frac{10 \text{k}\Omega}{30 \text{k}\Omega + 10 \text{k}\Omega} \times 20 \text{V} \\
&= 5 \text{V}
\end{aligned}$$

• 计算  $I_E$ 。

若忽略  $U_{BE}$ , 则近似有  $U_E = U_B = 5 \text{V}$ , 则

$$I_E = \frac{U_E}{R_e} = \frac{5 \text{V}}{1 \text{k}\Omega} = 5 \text{mA}$$

• 计算  $U_{CE}$ 。

取  $I_C \approx I_E$ , 则有

$$\begin{aligned}
U_{CE} &= V_{CC} - (R_c + R_e) I_E \\
&= 20 \text{V} - (1.5 \text{k}\Omega + 1 \text{k}\Omega) \times 5 \text{mA} \\
&= 7.5 \text{V}
\end{aligned}$$

显然,这种简化计算方法较前两种简单了许多,计算结果也比较接近真实,是工程计算常采用的方法之一。

(4) 稳定静态工作点机理分析。

$$T(\text{温度}) \uparrow \rightarrow I_E, I_C \uparrow \rightarrow U_E \uparrow \rightarrow U_{BE}(U_B \text{ 不变}) \downarrow \rightarrow I_B \downarrow \rightarrow I_E, I_C \downarrow$$

从上边的机理分析可知,该电路通过闭环负反馈的作用,可以起到抑制静态参数变化的作用。需要说明的是这种抑制只能减小静态参数变化的程度,而不能完全消除它的变化。

**【例 3.2.6】** 电路如图 3.2.12 所示,请分析分别在  $V_{E1}=2\text{V}$  和  $V_{E1}$  开路时,  $R_{b1}$  从无穷大到  $0\Omega$  变化时,  $U_{CE}$  波动的范围是多少?

**解:** 当  $R_{b1} \rightarrow \infty$  时,  $U_B \rightarrow 0\text{V}$ , BJT 截止,  $I_C = I_E = 0$ ,  $U_{CE}$  达到最大值。

对于  $V_{E1}=2\text{V}$  时有

$$U_{CE(\max)} = U_C - U_E = 15\text{V} - 2\text{V} = 13\text{V}$$

对于  $V_{E1}$  开路时,有

$$U'_{CE(\max)} = U_C - U_E = 15\text{V} - 0\text{V} = 15\text{V}$$

当  $R_{b1}=0$  时,  $U_B=V_{CC}=15\text{V}$ ,  $U_E=U_B-0.7\text{V}=14.3\text{V}$ ,  $U_{CE}$  电压达到最小值, BJT 呈现饱和状态,若取饱和电压  $U_{CES}=0.7\text{V}$ , 对于  $V_{E1}=2\text{V}$  和  $V_{E1}$  开路均有

$$\begin{aligned} U_{CE(\min)} &= U_{CES} = U_C - U_E \\ &= 15\text{V} - (15\text{V} - 0.7\text{V}) \\ &= 0.7\text{V} \end{aligned}$$

对于  $V_{E1}=2\text{V}$ , 在  $R_{b1}$  从开路到短路的变化中, 对应的  $U_{CE}$  波动范围是

$$U_{CE(\max)} - U_{CE(\min)} = 13\text{V} - 0.7\text{V} = 12.3\text{V}$$

对于  $V_{E1}$  开路时, 在  $R_{b1}$  从开路到短路的变化中, 对应的  $U_{CE}$  波动范围则是

$$U'_{CE(\max)} - U_{CE(\min)} = 15\text{V} - 0.7\text{V} = 14.3\text{V}$$

可见, 电路中增加  $V_{E1}$  后, 会使  $U_{CE}$  的波动范围变窄。

**【例 3.2.7】** 已知一硅 BJT 电路结构及参数如图 3.2.13(a) 所示, 求  $u_i$  在什么范围内变化, 可使 BJT 处于放大状态?

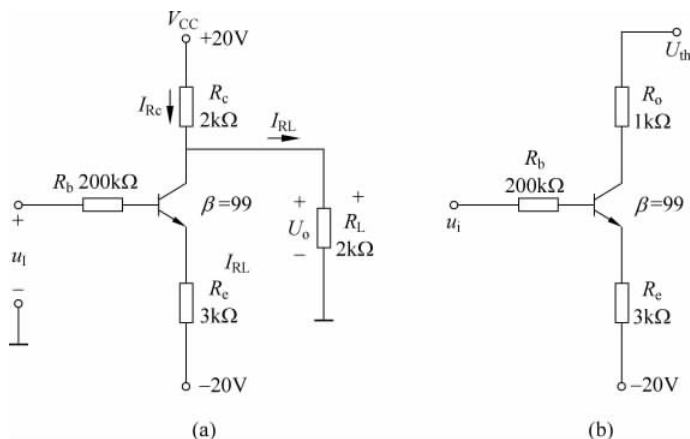


图 3.2.13 例 3.2.7 电路图

**解：**本题的核心问题是要求出使电路进入临界饱和和截止时对应  $u_1$  的值。

(1) 求使电路进入截止状态时的临界值  $u_1'$ 。

由电路可知,构成基极电流  $I_B$  的通路是  $u_1 \rightarrow R_b \rightarrow \text{be 结} \rightarrow R_e \rightarrow -20\text{V}$  电源

要使基极回路形成电流,  $u_1$  电压需比射极电压  $-20\text{V}$  高出  $0.7\text{V}$  即可,因此可得使电路进入截止状态的临界值为  $u_1' = -19.3\text{V}$ 。

(2) 求使电路进入饱和状态时的临界值  $u_1''$ 。

设在饱和临界点时集电极的电压为  $U_c'$ ,对应的电流近似关系为  $I_E = I_C = I_{CS}$ ,由饱和时  $U_{CE} = U_{CES}$ ,可先通过列  $U_c'$  点的 KCL 方程对集电极电压  $U_c'$  进行求解,然后再分别求出  $I_E$ 、 $I_B$  以及  $u_1''$ 。

由电路结构可知,集电极  $U_c'$  点的 KCL 方程为

$$\begin{aligned} I_{R_c} &= I_c + I_{R_L} \\ \frac{V_{CC} - U_c'}{R_c} &= \frac{U_c' - U_{CES} - 20\text{V}}{R_e} + \frac{U_c'}{R_L} \\ \frac{20\text{V} - U_c'}{2\text{k}\Omega} &= \frac{U_c' + 19.3\text{V}}{3\text{k}\Omega} + \frac{U_c'}{2\text{k}\Omega} \\ U_c' &= 2.675\text{V} \end{aligned}$$

射极电流  $I_E$  为

$$\begin{aligned} I_E &= \frac{U_c' - U_{CES} - (-20\text{V})}{R_e} \\ &= \frac{2.675\text{V} + 19.3\text{V}}{3\text{k}\Omega} \approx 7.325\text{mA} \end{aligned}$$

基极电流  $I_B$  为

$$I_B = I_E / (1 + \beta) = 7.325\text{mA} / 100 \approx 0.0733\text{mA}$$

由临界饱和时  $U_B = U_c'$  和基极电流  $I_B$  的值,可得使电路处于临界饱和的输入电压  $u_1''$

$$\begin{aligned} I_B &= \frac{u_1'' - U_B}{R_b} = \frac{u_1'' - U_c'}{R_b} \\ u_1'' &= I_B R_b + U_c' = 0.0733\text{mA} \times 200\text{k}\Omega + 2.675\text{V} \approx 17.335\text{V} \end{aligned}$$

此外,还可以利用戴维宁等效变换的方法求  $u_1''$ 。把图 3.2.13(a)集电极的电路断开,将  $V_{CC}$ 、 $R_c$ 、 $R_L$  部分进行戴维宁等效变换,得到图 3.2.13(b)电路。其中戴维宁电压  $U_{th}$  和电阻  $R_o$  分别为

$$\begin{aligned} U_{th} &= \frac{R_L}{R_L + R_c} V_{CC} \\ &= \frac{2\text{k}\Omega}{2\text{k}\Omega + 2\text{k}\Omega} \times 20\text{V} \\ &= 10\text{V} \end{aligned}$$

$$R_o = R_c // R_L = 1\text{k}\Omega$$

设  $I_C = I_E$ ,BJT 发生临界饱和时的集电极电流为  $I_{CS}$ ,有

$$U_{th} - (-20\text{V}) = I_{CS} R_o + U_{CES} + I_{CS} R_e$$

$$\begin{aligned} I_{CS} &= \frac{U_{th} - (-20\text{V}) - U_{CES}}{R_o + R_e} \\ &= \frac{10\text{V} - (-20\text{V}) - 0.7\text{V}}{1\text{k}\Omega + 3\text{k}\Omega} \\ &= 7.325\text{mA} \end{aligned}$$

则饱和时对应的基极电流  $I_B$  为

$$I_B = I_{CS}/(1 + \beta) = 7.325\text{mA}/100 \approx 0.0733\text{mA}$$

根据输入回路的电压方程

$$u_1'' - (-20\text{V}) = I_B R_b + U_{BE(\text{on})} + I_E R_e$$

得

$$u_1'' = 0.0733\text{mA} \times 200\text{k}\Omega + 0.7\text{V} + 7.325\text{mA} \times 3\text{k}\Omega - 20\text{V} = 17.335\text{V}$$

经上述分析可得使该电路处于放大状态的  $u_i$  取值范围为

$$u_{I(\text{min})} = -19.3\text{V} < u_i < u_{I(\text{max})} = 17.335\text{V}$$

### 3.2.5 BJT 的特性曲线

BJT 的特性曲线是研究各电极之间电压和电流关系的曲线,主要包括输入特性曲线和输出特性曲线,它们是 BJT 伏安特性的完整描述,是使用 BJT 进行放大电路分析与设计的重要依据,这两组曲线可通过 BJT 特性图示仪测得,也可通过伏安特性测试的一般方法得到,图 3.2.14 给出了共发射极放大电路 BJT 特性曲线测试的原理示意图。

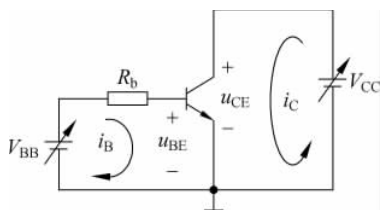


图 3.2.14 BJT 特性曲线测试的原理电路

#### 1. 输入特性曲线

对于图 3.2.14 所示测试电路,输入特性曲线是指在集-射极(输出端口)电压  $u_{CE}$  为某一固定值时,改变基极-发射极(输入端口)电压  $u_{BE}$  时,研究基极电流  $i_B$  与之对应的曲线,即研究  $i_B = f(u_{BE})$  的关系。

图 3.2.15(a)给出的是硅 BJT 的输入特性曲线,它与二极管的正向伏安特性曲线很相似,也存在死区电压  $U_{th}$ ,当  $u_{BE}$  小于死区电压  $U_{th}$  时,BJT 输入端处于截止状态,  $i_B = 0$ ; 当  $u_{BE}$  大于死区电压时,基极电流  $i_B$  开始随着  $u_{BE}$  的增加而增加, BJT 进入导通状态。在图 3.2.15(a)中给出对应输出端电压分别为  $u_{CE} = 0\text{V}$  和  $u_{CE} \geq 1\text{V}$  两条曲线,可以看出  $u_{CE} \geq 1\text{V}$  的输入特性曲线相对  $u_{CE} = 0\text{V}$  右移了一段距离,也就是说对应于相同的输入端口电压  $u_{BE}$ ,在  $u_{CE} \geq 1\text{V}$  的情况下基极电流  $i_B$  减小了。这是由于在  $u_{CE} = 0\text{V}$  时,集电结也处于正偏,相当于发射结和集电结都可以形成基极电流的通路,故在此情况下基极电流明显提高,而当  $u_{CE}$  增加使集电结形成反偏电压后,基极到集电极的通路消失,使基极电流下降。

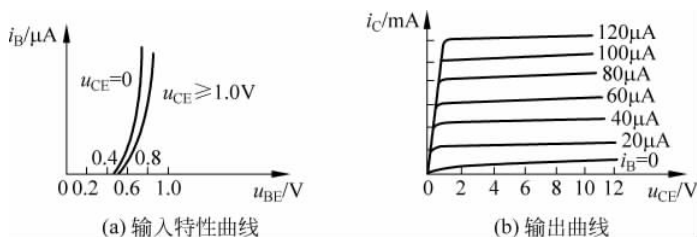


图 3.2.15 BJT 的特性曲线

当  $u_{CE} \geq 1\text{V}$  以后,只要  $u_{BE}$  一定,发射区发射到基区的电子数目就一定,此时再增加  $u_{CE}$  (集电结反偏电压),基极电流  $i_B$  也不再随之发生变化,故对于  $u_{CE} \geq 1\text{V}$  以后的输入特性曲

线基本上是重合的。

在实际放大电路中,一般都满足  $u_{CE} \geq 1V$  的条件,因此 BJT 的输入特性曲线都是指图 3.2.15(a)中右侧的这条曲线。BJT 导通后发射结的导通电压和二极管基本一致,工程计算典型值一般取硅 BJT  $|u_{BE}| = 0.7V$ ,锗 BJT  $|u_{BE}| = 0.2V$ 。

## 2. 输出特性曲线

图 3.2.15(b)所示为共发射极放大电路 BJT 的输出特性曲线,它是反映当基极电流  $i_B$  为某个固定数值时,集电极-发射极之间电压  $u_{CE}$  与集电极电流  $i_C$  之间的伏安关系曲线,即  $i_C = f(u_{CE})$  的函数关系。

不同的基极电流  $i_B$  对应的集电极电流  $i_C$  的曲线不同,因此 BJT 的输出特性曲线实际上是如图 3.2.15(b)所示的一簇曲线。对应于前面介绍过的 BJT 有 3 个工作状态,在 BJT 的输出特性曲线上,可以对应存在 3 个区:放大区、饱和区和截止区。

### (1) 放大区

在图 3.2.15(b)中, $i_C$  曲线较为平坦的部分称为放大区,在放大区内集电极电流  $i_C$  曲线几乎不随  $u_{CE}$  的增加而增加,而仅随基极电流  $i_B$  的变化而变化,故 BJT 的输出端电流  $i_C$  相对于输出端电压  $u_{CE}$  来说具有恒流源特性。利用这个特点 BJT 在模拟电路中被广泛用作受控恒流源。若把图 3.2.15(b)中平坦部分的曲线看成水平的话,可以看出在放大区输出电流  $i_C$  仅与输入电流  $i_B$  产生联系,且满足  $\Delta i_C = \beta \Delta i_B$ ,因而放大区也称为线性区。

### (2) 饱和区

在图 3.2.15(b)接近纵轴部分  $i_C$  曲线处于较为陡直的部分称为饱和区。使 BJT 进入饱和状态的原因是,由于  $u_{CE}$  的减小使集电结由反偏电压进入到正偏电压,集电结收集电子的能力下降使  $i_C$  减小,出现  $i_C < \beta i_B$  的关系,且  $i_C$  会随着  $u_{CE}$  的增减产生明显的增减,而不像在放大区那样具有恒流性。对于小功率 BJT 来说,硅管典型的饱和电压一般取值为  $|U_{CES}| = 0.3V$ ,锗管的饱和电压值为  $|U_{CES}| = 0.1V$ ,本书解题时一般把  $U_C = U_B$  时视为 BJT 饱和与放大状态转换的临界值。

### (3) 截止区

对于图 3.2.15(b),在  $i_B = 0$  的这条曲线和横轴之间的狭窄部分称为截止区,当发射结电压小于死区电压,且集电结处于反向偏置时则 BJT 处于截止状态。对于截止状态,有  $i_B = 0, i_C = I_{CEO} \approx 0, I_{CEO}$  称为 BJT 的穿透电流,该数值非常微小,对于硅管来说通常在微安( $\mu A$ )级以下通常可以忽略。

在输出特性曲线的饱和区和截止区,输出电流  $i_C$  和输入电流  $i_B$  之间不满足  $i_C = \beta i_B$ ,故称饱和区和截止区为非线性区,若需要 BJT 处于线性放大状态,就应避免使其进入非线性区。

## 3.2.6 BJT 的主要参数

BJT 性能的优劣可以通过 BJT 的各项特性参数来反映,这些参数是我们在设计电路时选用 BJT 的重要依据,BJT 的参数主要包含以下几项。

### 1. 共射极电流放大倍数 $\beta$

所谓共射极电流放大倍数,就是如图 3.2.14 所示,把发射极作为输入电流  $i_B$  和输出电

流  $i_c$  的公共端,在  $u_{CE}$  为某一常数的条件下  $i_c$  和  $i_B$  的比值。电流放大倍数一般又分为直流电流放大倍数  $\bar{\beta}$  和交流电流放大倍数  $\beta$ ,其定义为

$$\bar{\beta} = I_C / I_B \quad (3.2.5)$$

在式(3.2.5)中,  $I_C$  和  $I_B$  均为 BJT 的直流电流,  $\bar{\beta}$  反映了 BJT 在某个特定的数值下电流放大能力的强弱,  $\bar{\beta}$  的数值一般在几十到几百之间。

交流电流放大倍数记为  $\beta$ ,其定义为

$$\beta = \Delta i_c / \Delta i_B \quad (3.2.6)$$

式(3.2.6)表明交流放大倍数  $\beta$  反映的是集电极电流波动和与之对应的基极电流波动的比值。通常直流电流放大倍数  $\bar{\beta}$  和交流电流放大倍数  $\beta$  之间差别不是很大,常不加区别均用  $\beta$  表示。使用时需注意不可一味追求  $\beta$  值过高, BJT 的  $\beta$  值过高会造成电路工作不稳定。

## 2. 极间反向电流

极间反向电流的指标可以反映出 BJT 温度稳定性的好坏,常作为判断 BJT 质量的的重要依据,主要包括以下指标。

### (1) 反向饱和电流 $I_{CBO}$

$I_{CBO}$  是指在发射极开路条件下,集电结加反向电压时对应的反向饱和电流,测量电路如图 3.2.16(a)所示,  $I_{CBO}$  受温度影响较明显,通常温度每升高  $10^\circ\text{C}$  其电流值增加一倍,硅管的  $I_{CBO}$  一般在  $10\mu\text{A}$  以下,而锗管的  $I_{CBO}$  要比硅管大一个数量级,所以现在绝大多数情况下都是使用硅管。

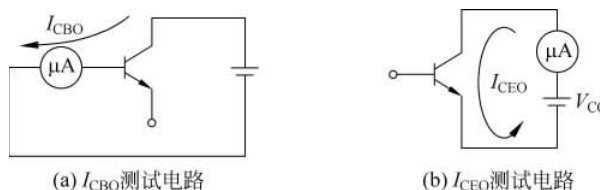


图 3.2.16 反向极间电流的测量

### (2) 穿透电流 $I_{CEO}$

穿透电流  $I_{CEO}$  的测量电路如图 3.2.16(b)所示,它是指在基极开路条件下,集电极与发射极之间形成的电流,  $I_{CEO}$  与  $I_{CBO}$  之间的关系为

$$I_{CEO} = (1 + \beta) I_{CBO} \quad (3.2.7)$$

可见穿透电流受温度影响更为明显,  $I_{CEO}$  大说明 BJT 在截止状态下不能很好地将电路断开。

## 3. 极限参数

为了使 BJT 安全工作,在使用时不得超出 BJT 的极限参数,它主要包含以下几项。

### (1) 集电极最大允许电流 $I_{CM}$

$I_{CM}$  是指 BJT 的性能变化没超过允许值时的最大集电极电流,当集电极电流  $i_c$  超过  $I_{CM}$  时, BJT 的性能将急剧下降,甚至造成永久损坏。需要注意的是  $I_{CM}$  是 BJT 在生产制造过程中由生产工艺确定的,而 BJT 的饱和电流  $I_{CS}$  是由集电极回路中的电源电压和回路中

的电阻  $R_c$  来确定的, 请注意两者之间的本质区别, 并在电路设计中应保证使  $I_{CS} < I_{CM}$ 。

### (2) 反向击穿电压

对于 BJT 的两个 PN 结, 如果给它们施加的反向电压超过规定值时也会发生击穿, 其击穿原理和二极管类似, 但 BJT 的击穿电压, 不仅与管子本身特性有关, 而且还与和外部电路的连接方法有关, 主要有以下几个指标:

$U_{(BR)EBO}$ : 集电极开路时发射极和基极间的反向击穿电压。

BJT 在正常工作状态下(含放大状态和饱和状态)射结是正向偏置的, 但有些场合下, 如工作在大信号或者开关状态时, 发射结就有可能要承受较大的反向电压, 所以要考虑发射结承受反向电压能力的大小。 $U_{(BR)EBO}$  就是反映发射结这一能力的指标, 它的定义是指集电极开路时, 发射极-基极之间所能承受的最大反向击穿电压。

$U_{(BR)CBO}$ : 发射极开路时, 集电极-基极间的反向击穿电压, 它取决于集电结的雪崩击穿电压, 在集电极和基极之间的反向电压值中, 其指标数值相对较高。

$U_{(BR)CEO}$ : 基极开路时, 集电极-发射极之间的反向击穿电压, 这个电压值的大小与 BJT 的穿透电流  $I_{CEO}$  有直接关系, 当管子的  $U_{CE}$  增加时  $I_{CEO}$  明显增大, 将导致集电结出现雪崩击穿, 在 BJT 的极限参数中, 有  $U_{(BR)CEO} \ll U_{(BR)CBO}$  的关系。

在实际情况下, BJT 常常在发射极和基极之间接有电阻, 这时集电极-发射极间的击穿电压用  $U_{(BR)CES}$  表示, 一般  $U_{(BR)CES} > U_{(BR)CEO}$ , 这是因为基极电阻对发射结有分流作用, 延缓了集电结雪崩击穿的产生, 当而  $R_b \rightarrow 0$ , 即发射极和基极之间短路时,  $U_{(BR)CES}$  增至最大, 常用  $U_{(BR)CES}$  表示, 此时  $U_{(BR)CES} \approx U_{(BR)CBO}$ 。

由此可知集电极在各种状态下, 击穿电压的大小有以下关系

$$U_{(BR)CBO} > U_{(BR)CES} > U_{(BR)CER} > U_{(BR)CEO}$$

### (3) 集电极允许最大耗散功率 $P_{CM}$

$P_{CM}$  表示集电极上允许产生的最大消耗功率值, 超过此值就会使管子性能变坏或烧毁。

集电极损耗的功率为

$$P_C = I_C U_{CE} \quad (3.2.8)$$

由式(3.2.8)可以在输出特性上画出管子的耗散功率曲线, 如图 3.2.17 所示。 $P_{CM}$  值与环境温度有关, 若环境温度超过  $P_{CM}$  指标要求的数值, 则 BJT 实际产生的耗散功率值就应该比  $P_{CM}$  限定的数值还要低。此外, BJT 的使用环境温度上限是有要求的, 硅管的上限温度为  $150^\circ\text{C}$ , 而锗管则低得多, 约为  $70^\circ\text{C}$ 。

对于大功率 BJT 管, 为了提高  $P_{CM}$  值常采用增加附加散热装置的办法, 在使用手册中给出的  $P_{CM}$  值是以温度达到  $25^\circ\text{C}$  为条件得出的, 对于大功率管则是在常温下加规定尺寸散热片的条件下确定的。

BJT 发生电压击穿后就不能正常工作, 但并不一定会造成管子损坏, 只要不超过最大耗散功率  $P_{CM}$ , 而且进入击穿的时间很短, 管子的性能就只是暂时变坏, 因此击穿过程还是可逆的, 如果在击穿后继续增大  $i_C$ , 则管子会因为很快会进入二次击穿状态而被永久损坏。

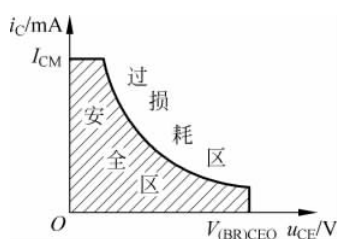


图 3.2.17 BJT 的安全工作区

3.2.7 习题

1. BJT 电路总体上可分为\_\_\_\_\_回路和\_\_\_\_\_回路这两大回路。输入回路是\_\_\_\_\_极和\_\_\_\_\_极之间构成的通路；输出回路是\_\_\_\_\_极和\_\_\_\_\_极之间构成的通路。电路的控制信号应作用在\_\_\_\_\_回路中，电路的负载应连接在\_\_\_\_\_回路中。
2. 为什么在 BJT 的输入回路一般都要串接一个电阻？输出回路的电阻一般是什么性质的作用？
3. BJT 发射极箭头的方向与发射极电流方向是什么关系？NPN 管射极电流应该是流入还是流出 BJT？PNP 管在放大状态下  $U_C$  和  $U_E$  应该谁高谁低？
4. PNP 型 BJT 管在放大状态下  $U_B$ 、 $U_C$  和  $U_E$  三者之间电位的大小关系如何？对 NPN 型 BJT 管  $U_B$ 、 $U_C$  和  $U_E$  三者之间电位的大小关系呢？
5. 用直流电压表分别测得 A、B、C、D 四个 BJT 在放大状态下的三个电极电压如表 3.2.1，请填写表中的电极名称。

表 3.2.1 BJT 电极电压测量数据

| A      |      | B      |      | C      |      | D      |      |
|--------|------|--------|------|--------|------|--------|------|
| 电极电压/V | 电极名称 | 电极电压/V | 电极名称 | 电极电压/V | 电极名称 | 电极电压/V | 电极名称 |
| 2.8    |      | 3.0    |      | 3.0    |      | 7.0    |      |
| 2.1    |      | 2.7    |      | 7.5    |      | 2.0    |      |
| 8      |      | 7.2    |      | 8.2    |      | 7.3    |      |
| 材料     |      | 材料     |      | 材料     |      | 材料     |      |
| 管型     |      | 管型     |      | 管型     |      | 管型     |      |

6. 已知某 BJT 三个电极电流方向规定如图 3.2.18 所示，其电流值分别为  $I_1 = -0.3\text{mA}$ ， $I_2 = 8.6\text{mA}$ ， $I_3 = -8.3\text{mA}$ ，指出三个电流分别是什么电极的电流？该管是什么管型？

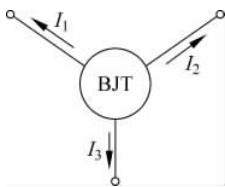


图 3.2.18 3.2.7 节题 6 的图

7. BJT 有几种工作状态？在这些对应的状态下，发射结和集电结的电压应是什么特征？
8. 在什么状态下集电极电流的大小与集电极回路负载的大小和集电极回路电压的大小有关，而与基极电流无关？
9. 在什么状态下集电极电流的大小与集电极回路的负载大小和集电极回路电压的大小无关，而仅与基极电流有关？
10. 在直流分析时，BJT 输入回路的模型可分别等效为开路和恒压源，请指出它们分别对应 BJT 三种状态的哪一种。
11. 在直流分析中，BJT 输出回路的模型可分别等效为开路、恒压源和受控电流源 (CCCS)，请指出它们分别对应 BJT 三种状态的哪一种。
12. 如果用 BJT 控制电灯的点亮与熄灭，请问 BJT 应工作在什么对应的状态？如果是控制电灯的发光强度，它应工作在什么状态？
13. 已知某硅 BJT 的输出回路如图 3.2.19(a) 和图 3.2.19(b) 所示，测得  $U_{CE}$  电压如

表 3.2.2 所示,请指出 BJT 对应的工作状态(设集电结正偏时即为饱和状态)。

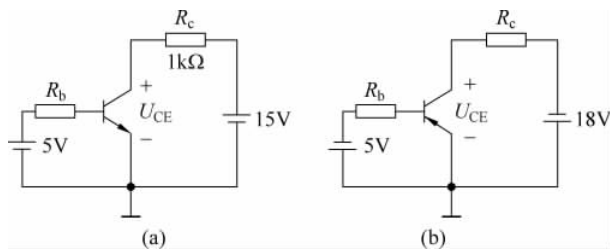


图 3.2.19 3.2.7 节题 13 的图

表 3.2.2 输出回路电压值及状态判断

| 图 3.2.19(a) |    | 图 3.2.19(b) |    |
|-------------|----|-------------|----|
| $U_{CE}/V$  | 状态 | $U_{CE}/V$  | 状态 |
| 15          |    | -18         |    |
| 1.3         |    | -12         |    |
| 0.6         |    | -0.4        |    |

14. 已知图 3.2.20 电路中,  $\beta=100$ ,  $U_{CES}=0.2V$ ,  $U_{BEQ}=0.7V$ , 求欲使 BJT 处于饱和状态,  $R_b$  的最大值应该是多少?

15. 在分析 BJT 静态参数时, 应按照什么样的状态流程进行分析? 对于硅 NPN 管, 若断开基极电路后, 得到基-射极所接端头的开路电压小于  $0.5V$ , 则可判断该电路处于什么状态? 若所连接端头的开路电压是  $1.5V$ , 则可判断该电路不是处于什么状态? 对于图 3.2.20 电路, 它的基极开路电压是多少伏?

16. 已知 BJT 电路如图 3.2.21 所示,  $\beta=100$ ,  $U_{BEQ}$  忽略, (1) 请指出基极电流  $I_B$  流经哪些部分; (2) 请计算  $I_{BQ}$ 、 $I_{CQ}$  和  $U_{CEQ}$  的值; (3) 请判断 BJT 的状态。

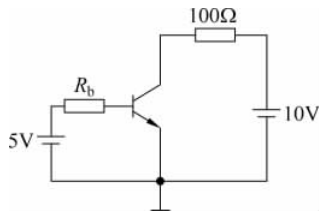


图 3.2.20 3.2.7 节题 14 的图

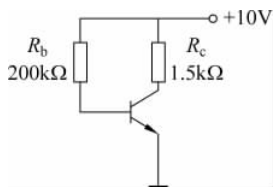


图 3.2.21 3.2.7 节题 16 的图

17. 已知分压偏置电路如图 3.2.22 所示,  $\beta=99$ ,  $U_{BEQ}=0.7V$ ,  $I_C$  和  $I_E$  近似相等, (1) 请画出  $B$  点和  $G$  点向左边望入的戴维宁等效变换电路图, 并计算戴维宁电压  $U_{th}$  和戴维宁电阻  $R_o$  的值; (2) 请计算射极电阻  $R_e$  折射到基极回路电阻  $R'_b$  的值, 并用戴维宁等效电路和折算的基极电阻  $R'_b$ , 画出求基极回路电流的等效电路图; (3) 请计算  $I_{BQ}$ 、 $U_{EQ}$ 、 $U_{CQ}$  和  $U_{CEQ}$ , 指出该电路处于什么工作状态。

18. 对于题 17 所示的电路, 请以  $B$  点电压为  $U_B$  为求解参数, (1) 列出  $B$  点的 KCL 方程并计算  $U_B$  的电压值; (2) 求  $I_{BQ}$  和  $U_{CEQ}$  的值(设  $I_C=I_E$ )。

19. 电路如图 3.2.22 所示, 请用分压近似计算法计算  $U_B$  及  $U_E$  和  $U_{CEQ}$ 。

20. 已知电路如图 3.2.23 所示,  $\beta=99$ ,  $U_{BEQ}=0$ , 求  $U_{CEQ}$  的值。

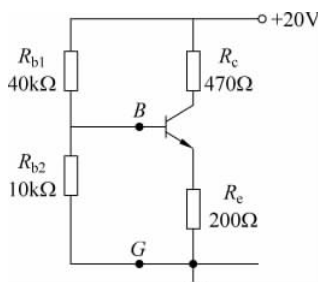


图 3.2.22 3.2.7 节题 17 的图

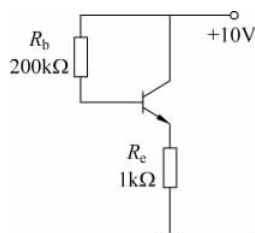


图 3.2.23 3.2.7 节题 20 的图

21. 已知电路如图 3.2.24 所示,  $\beta=99$ ,  $U_{BEQ}=0.7V$ , 求  $U_{CEQ}$  的值。

22. 已知电路如图 3.2.25 所示,  $\beta=20$ ,  $U_{BEQ}=0.7V$ ,  $U_{CES}=0.7V$ , 求使电路进入截止和饱和的临界电压值  $u_{I1}$  和  $u_{I2}$  的值。

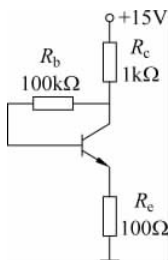


图 3.2.24 3.2.7 节题 21 的图

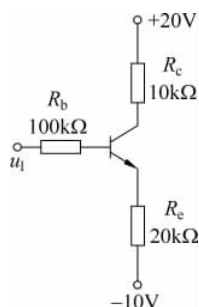


图 3.2.25 3.2.7 节题 22 的图

23. 已知电路如图 3.2.26 所示,  $\beta=20$ ,  $U_{BEQ}=0.7V$ ,  $U_{CES}=0.7V$ , 求使电路进入截止和饱和的临界电压值  $u_{I1}$  和  $u_{I2}$  的值。

24. BJT 输入曲线是研究\_\_\_\_\_极和\_\_\_\_\_极端口之间\_\_\_\_\_和\_\_\_\_\_之间参数的关系?

25. BJT 输出曲线是研究\_\_\_\_\_极和\_\_\_\_\_极端口之间\_\_\_\_\_和\_\_\_\_\_之间参数的关系?

26. 请解释 BJT 输出曲线水平部分可等效成什么电路模型, 理由是什么?

27. 若 BJT 输出曲线水平部分并不十分平坦, 而是随  $u_{CE}$  增加略微上翘, 请问可用什么样的电路模型进行等效?

28. 请解释为什么 BJT 输出曲线靠近纵轴部分的电流变成了比较陡峭的斜线? 这个斜线反映的是什么现象?

29. BJT 的最大集电极电流  $I_{CM}$  和集电极饱和电流  $I_{CS}$ , 谁是器件自身限定的参数? 谁是外围电路限定的参数? 谁的数值应该更大一些?

30. 在图 3.2.21 所示电路中, 可能出现  $R_c$  改变则  $i_c$  随之改变的情况吗? 为什么? 反

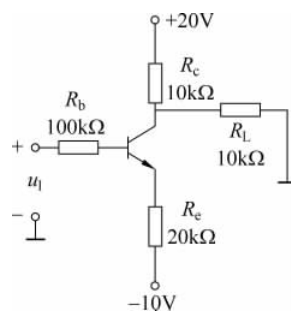


图 3.2.26 3.2.7 节题 23 的图

之  $R_c$  改变而  $i_c$  不变的情况可能吗? 为什么?

31. 已知某 BJT 管的  $I_{CM}=50\text{mA}$ ,  $V_{(BR)CEO}=30\text{V}$ ,  $P_{CM}=1\text{W}$ 。请问在以下几种情况下, BJT 是否处于安全工作区内: (1)  $I_C=60\text{mA}$ ,  $U_{CE}=3\text{V}$ ; (2)  $I_C=10\text{mA}$ ,  $U_{CE}=40\text{V}$ ; (3)  $I_C=50\text{mA}$ ,  $U_{CE}=30\text{V}$ ; (4)  $I_C=40\text{mA}$ ,  $U_{CE}=20\text{V}$ 。

### 3.3 放大电路概述

#### 3.3.1 放大电路基本概念

电信号在能被利用完成某项任务之前往往都需要对其进行放大,例如,检测人体心电电流时其电流值只有几个皮安( $\text{pA}$ ,  $10^{-12}\text{A}$ )量级,通常需要把它放大到几十至几百毫安的量级才能驱动仪器的打印头;若需要对信号进行数字化处理,则还须把信号电压放大到几伏的数量级才能被模数转换器所接收。

图 3.3.1 是以扩音机为例的放大电路作用示意图,通过话筒(传感器)将微弱的声音信号转换成较弱的电信号,给放大电路提供输入(控制)信号,利用放大电路的控制作用,输入信号控制具有较强功率输出能力的直流电源,使其按照输入信号变化的规律,给扬声器提供一个无论是电压还是电流都比输入信号幅度大得多的输出电信号,该输出信号驱动扬声器(执行机构)发出比麦克风端更大的声音,即扬声器所获得的输出能量(输出功率),远大于话筒提供的能量(输入功率)。可见放大电路的实质就是依照输入信号的变化规律,对直流电源向负载提供能量的大小实施控制。具体来讲,放大电路是利用了 BJT 或场效应管可等效受控源的作用,将直流电源的能量转换成随输入信号规律变化而变化的交流能量提供给负载。

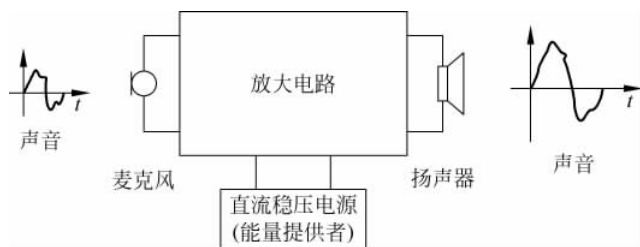


图 3.3.1 放大电路作用示意图

#### 3.3.2 放大电路的主要技术指标

##### 1. 放大倍数(增益)

放大电路可以将输入信号的电压或电流幅度进行放大,按照图 3.3.2 对放大电路端口电压和电流的定义,放大电路的工作形式可以表现为电压放大、电流放大、互阻放大、互导放大以及功率放大。在研究放大器主要技术参数时,端口信号都是取正弦量的形式,所以在图 3.3.2 中信号的书写符号采用相量形式。之所以用正弦量描述端口参数,是因为正弦量便于产生和测量,其次对于任意波形都可以看

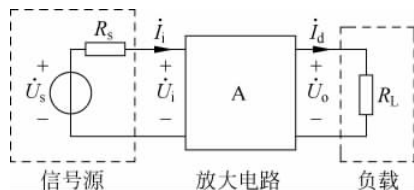


图 3.3.2 放大器端口信号

作是由不同频率的正弦波叠加而成,对任何波形信号的放大都可以看成是对这些正弦波的放大,因此对于任意波形信号能否正常放大,我们只要关心能否对与它对应的正弦量进行正常放大就可以。

若放大器的输入电压对输出电压形成控制作用,则用电压放大倍数来描述控制关系;若放大器的输入电流对输出电流形成控制作用,则用电流放大倍数来描述控制关系;若放大器的输入电压对输出电流形成控制作用,则用互导放大倍数来描述控制关系;若放大器的输入电流对输出电压形成控制作用,则用互阻放大倍数来描述控制关系,这些放大倍数的定义为

$$\text{电压放大倍数} \quad \dot{A}_u = \frac{\dot{U}_o}{\dot{U}_i} \quad (3.3.1)$$

$$\text{电流放大倍数} \quad \dot{A}_i = \frac{\dot{I}_o}{\dot{I}_i} \quad (3.3.2)$$

$$\text{互导放大倍数} \quad \dot{A}_g = \frac{\dot{I}_o}{\dot{U}_i} \quad (3.3.3)$$

$$\text{互阻放大倍数} \quad \dot{A}_r = \frac{\dot{U}_o}{\dot{I}_i} \quad (3.3.4)$$

此外,功率放大倍数的定义为

$$A_p = \frac{P_o}{P_i} = \frac{\dot{U}_o \dot{I}_o}{\dot{U}_i \dot{I}_i} \quad (3.3.5)$$

对于线性放大电路来说,在信号变化的一个周期内,信号的输出量必须要和信号的输入量之间保持某个固定的比例常数,否则称之为出现“失真”。

## 2. 输入电阻

放大器输入电阻如图 3.3.3 所示,它是指从放大器的输入端向里望的等效电阻,研究输入电阻的意义是,它可以反映放大器输入端从信号源接收电压或电流能力的大小。输入电阻用  $R_i$  表示,其定义为

$$R_i = \frac{\dot{U}_i}{\dot{I}_i} \quad (3.3.6)$$

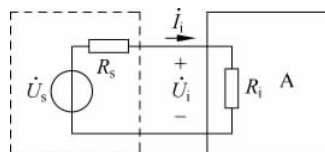


图 3.3.3 放大器输入阻抗

如果放大器输入端需要接收信号源的电压信号,则输入电阻  $R_i$  应该越大越好;如果放大器输入端需要接收信号源的电流信号,则输入电阻  $R_i$  就应该越小越好。

## 3. 输出电阻

放大器输出电阻  $R_o$  如图 3.3.4(a) 所示,它是指从放大器的输出端向里望的戴维宁等效电阻,图中的受控电压源  $\dot{A}_u \dot{U}_i$  反映了放大器的输出电压是由放大器把输入电压  $\dot{U}_i$  放大了  $\dot{A}_u$  倍所产生的关系,受控电压源  $\dot{A}_u \dot{U}_i$  和输出阻抗  $R_o$  相串联,构成了放大器输出端的戴维宁等效电路。根据戴维宁电路最大输出功率定理可知

$$P_{o(\max)} = \frac{(A_u U_i)^2}{4R_o} \quad (3.3.7)$$

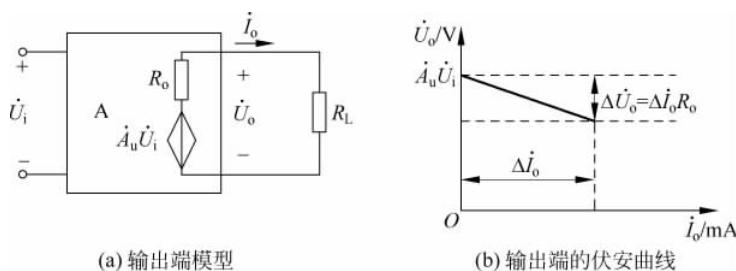
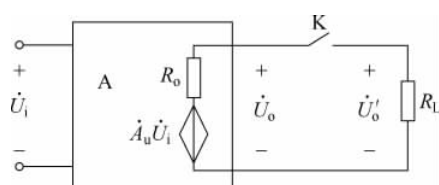


图 3.3.4 放大电路的输出阻抗

由式(3.3.7)可知输出电阻  $R_o$  的大小决定了它可以向负载提供最大输出功率的大小,  $R_o$  越小则可以输出的最大功率就越大。放大器输出端的伏安特性曲线如图 3.3.4(b) 所示, 若输出阻抗  $R_o$  等于零, 则在放大器输出电流变化过程中输出电压将保持恒定, 表现为理想电压源特性(如图 3.3.4(b) 中顶端虚线所示); 若输出阻抗  $R_o$  不等于零, 则在放大器输出电流增加过程中, 输出电压将出现线性下降的现象,  $R_o$  越大则下降越快。图中斜率的大小即为输出电阻。由此得输出电阻的定义为

$$R_o = \left| \frac{\Delta \dot{U}_o}{\Delta \dot{I}_o} \right| \quad (3.3.8)$$

图 3.3.5 输出阻抗  $R_o$  的带载测量法

输出电阻还可以用带载法通过实际测试得到, 图 3.3.5 给出了测试电路图, 其操作步骤为: 在输出波形不失真的前提下, 保持输入信号  $\dot{U}_i$  不变, 在开关 K 断开的情况下测量输出端电压  $\dot{U}_o$ , 由于此时输出回路没有电流, 电压  $\dot{U}_o$  就是受控源电压  $\dot{A}_u \dot{U}_i$ , 之后连接开关测得输出端电压  $\dot{U}'_o$ , 由分压定理

$$\dot{U}'_o = \frac{R_L}{R_L + R_o} \dot{U}_o \quad (3.3.9)$$

得

$$R_o = \left( \frac{\dot{U}_o}{\dot{U}'_o} - 1 \right) R_L \quad (3.3.10)$$

应特别注意的是放大倍数、输入电阻及输出电阻, 通常都是针对在正弦激励信号作用下且放大电路处于线性放大状态下的数据。

#### 4. 通频带

由于各种原因放大电路中不可避免会存在电容或电感等电抗元件, 由于这些元件的电抗值是频率的函数, 这将导致放大电路的放大倍数(也称为增益)还会受到频率变化的影响, 通常用  $A(f)$  来表示增益受频率影响的关系, 对于一般放大器在低频段和高频段, 放大倍数通常都要明显下降, 而中频段的增益相对较大。图 3.3.6 给出了放大器增益随频率

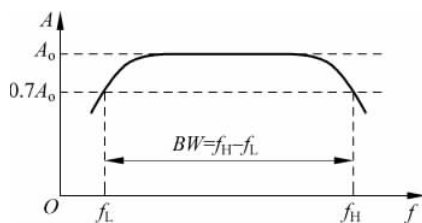


图 3.3.6 放大器通频带及定义

变化的一般规律,当增益降到最大增益(中频电压放大倍数) $A_0$ 的 $1/\sqrt{2}$ (半功率点)时,即

$$A(f_L) = A(f_H) = \frac{A_0}{\sqrt{2}} = 0.707A_0 \quad (3.3.11)$$

对应的频率 $f_L$ 称为下限频率, $f_H$ 称为上限频率,通频带的定义为

$$BW = f_H - f_L \quad (3.3.12)$$

### 3.3.3 交流小信号放大电路工作的基本原理

对于微小变化的输入信号(微变信号),一般都是用幅度很小(一般在几十毫伏以下)的正弦波来做信号的模型,放大器的任务就是要把它幅度放大到足够大,实现这一功能的核心器件是BJT或场效应管。以图3.3.7所示的用BJT放大输入信号所设想的电路来说,放大过程的基本思路就是要让微变信号 $u_i$ 作用在BJT的输入端b-e极上,使BJT产生输入回路的响应电流 $i_b$ ,再利用BJT的电流放大作用,在集电极回路产生放大了 $\beta$ 倍的输出电流 $i_c$ ,让输出电流流经输出回路中的电阻,就可以在电阻上得到放大的电压 $u_o$ 。但由于受BJT器件非线性的特性所限,图3.3.7所设想的电路还存在着严重的缺陷,主要需要考虑以下几个问题:

#### 1. 解决BJT输入特性中死区电压的问题

设图3.3.7中作用在b-e极之间的输入信号 $u_i$ 的波形如图3.3.8下面的图形所示,它是一个不含直流电压,以时间轴为原点波动的纯交流小信号,假设其幅度为10mV,表达式为 $u_i = 10\sin\omega t$  mV,由于BJT输入回路的死区电压 $U_{th} = 0.5$  V,在图3.3.8左上角的BJT输入特性曲线中可以看出,在 $u_i$ 波动的全过程中由于它始终小于死区电压 $U_{th}$ ,所以基极回路始终无法得到响应电流 $i_b$ 。而对于 $u_i$ 而言,它是在 $u_i$ 纯交流信号的基础上,叠加了一个直流电压 $U_{BEQ}$ ,从图3.3.8下边的图形可以看出, $U_{BEQ}$ 是一个大于死区电压 $U_{th}$ 的直流电压, $u_i$ 的表达式为

$$u_i = U_{BEQ} + u_i = U_{BEQ} + 10\sin\omega t \text{ mV}$$

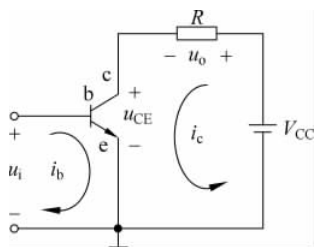


图 3.3.7 BJT 放大信号的设想电路

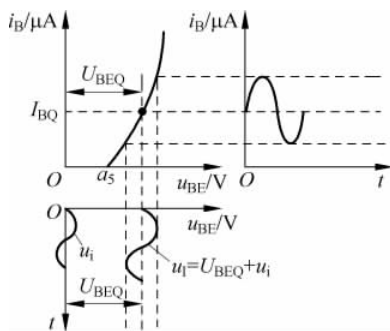


图 3.3.8 信号波动原点与响应的关系

从图中可以看出,必须要让微变信号有一个恰当的波动原点,使微变信号在波动的整个过程中始终大于死区电压,而波动信号原点的位移就是给它叠加的直流电压 $U_{BEQ}$ 的大小,只要 $U_{BEQ}$ 取值恰当,就可以保证微变信号在波动的全过程中,基极回路始终可以得到响应

电流  $i_b$  (见图 3.3.8 右上波形)。

## 2. 建立恰当的集电极电流波动原点

集电极电流  $i_c$  不可能像图 3.3.9(a)那样在正负两个方向对正弦波都做出响应,这是因为集电极电流只允许有一个方向的流动,如 NPN 管只允许集电极电流流入集电极(把这个方向定义为  $i_c$  的正方向),因此集电极是在建立某个直流(静态)电流基础上,然后通过对该直流电流的大小进行控制,实现对正弦信号的响应。图 3.3.9(b)给出了集电极电流对正弦波信号产生响应的过程,设需要得到响应的集电极正弦波电流表达式为  $i_c = I_{cm} \sin \omega t$ ,为了解决在正弦波响应的过程中集电极电流  $i_c$  必须始终大于零的问题,需要让集电极事先存在一个大小为  $I_{CQ}$  的直流电流,  $I_{CQ}$  与回路的饱和电流  $I_{CS}$  及正弦电流幅值  $I_{cm}$  应满足以下关系

$$I_{CQ} > I_{cm} \quad (3.3.13)$$

$$I_{CQ} + I_{cm} < I_{CS} \quad (3.3.14)$$

图 3.3.9(b)中实线的表达式为  $i_c = I_{CQ} + I_{cm} \sin \omega t$ ,通过隔直电路便可去掉表达式中的  $I_{CQ}$  得到纯粹的正弦交流电流,显然只要满足式(3.3.13)和式(3.3.14)的条件,就可以保证集电极电流  $i_c$  始终为正值的要求。同理,对于基极和发射极也需要通过相同的办法实现对交流信号的响应,由于这 3 个电极的电流之间存在比例关系,所以只要基极存在直流电流,其余电极也必定会有相应的直流电流。

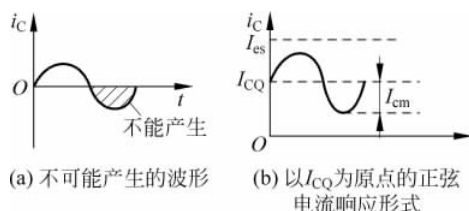


图 3.3.9 集电极响应正弦电流的解决方法

## 3. 建立恰当的静态电压 $U_{CEQ}$

对于图 3.3.7,集电极正弦电流波动造成电阻上电压  $u_o$  也作相应的正弦波动,且根据 KVL 定理有

$$V_{CC} = u_o + u_{CE} \quad (3.3.15)$$

因为  $V_{CC}$  是固定值,由式(3.3.15)知  $u_{CE}$  电压也将产生与  $u_o$  幅度相等但相位相反的正弦波电压。以 NPN 管为例,因为它的集电极电压必须高于发射极电压(即  $u_{CE}$  必须始终为正值)才能正常工作,所以不允许出现如图 3.3.10(a)所示的正弦波响应电压,而必须按照图 3.3.10(b)的模式进行响应。

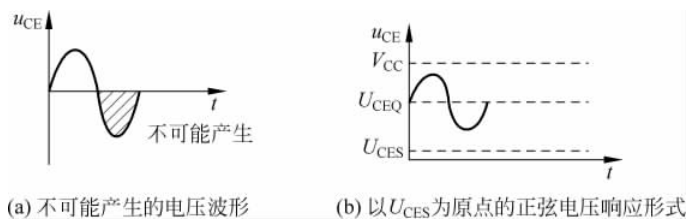


图 3.3.10  $u_{CE}$  正弦信号波动原点的建立

归纳图 3.3.10(b)  $u_{CE}$  可对正弦波形产生合理响应的电压区间为

$$V_{CC} > u_{CE} > U_{CES} \quad (3.3.16)$$

显然为了使  $u_{CE}$  电压能对正弦波激励信号有最大的不失真响应,  $u_{CE}$  电压波动的原点,即静态直流电压  $U_{CEQ}$  应按式取值

$$U_{CEQ} = \frac{V_{CC} - U_{CES}}{2} + U_{CES} \quad (3.3.17)$$

若忽略饱和电压  $U_{CES}$ , 则可取静态电压  $U_{CEQ} = V_{CC}/2$ 。

综上所述, 无论是基极电流  $i_B$ 、集电极电流  $i_C$  还是集-射极电压  $u_{CE}$ , 它们都只是被允许在一个限定的单极性区间内波动, 为了让它们能对具有双极性的正弦信号产生响应, 并在这个区间内得到最大的波动响应, 就一定要在这个区间内设计好它们波动的原点, 使信号以该原点为中心增大或减小, 该原点参数就是在没有激励信号(输入信号为零)时  $i_B$ 、 $i_C$  和  $u_{CE}$  中的直流电流和电压, 故又被称为静态电流和静态电压, 也被称为静态参数  $Q$  (英文 quiescence 的首字母)。

### 3.3.4 放大电路的组态

BJT 是由输入回路和输出回路两部分构成, 输入回路是指基极和发射极之间形成的通路, 输出回路则是指集电极和发射极之间形成的通路。这样在给 BJT 加输入信号时, 就存在着把输入信号是加在基极还是加在发射极的两种选择; 同样对于输出回路也存在着是把负载接在集电极还是接在发射极的两种选择。排除了把信号接在发射极、负载也接在发射极的这种不合理的连接方法后, 在输入和输出信号接法的组合上就存在着以下三种组合形式: 基极接输入信号、集电极接输出信号(共射极放大电路组态, CE); 基极接输入信号、发射极接输出信号(共集电极放大电路组态, CC); 发射极接输入信号、集电极接输出信号(共基极放大电路组态, CB)。图 3.3.11 给出了这三种组态的一些常见电路形式的例子(由于电容有通交隔直作用, 在分析信号通路时电容均可看作短路)。不同组态其电路特性有很大的不同, 根据不同的需求选择恰当的电路组态, 可以达到良好的工作效果, 反之将会带来许多问题。

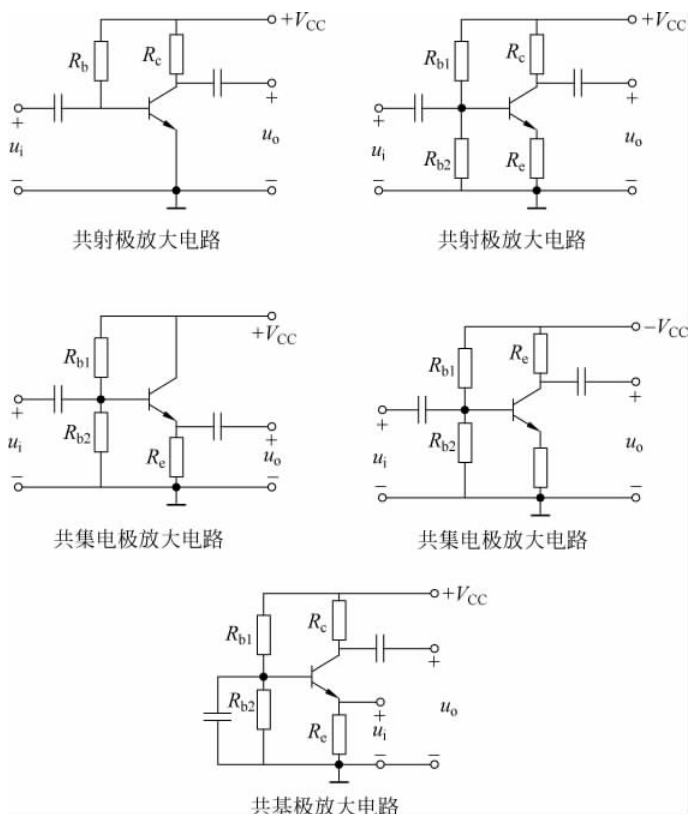


图 3.3.11 放大电路三种组态示例

### 3.3.5 习题

1. 若放大电路输出和输入信号的电压幅度之比为 20, 则说明它的电压放大倍数是\_\_\_\_\_倍, 如果在一个周期内该比例系数不能恒定, 则说明放大电路出现了\_\_\_\_\_。
2. 放大器输出端的功率可否大于输入端的功率? 如果可以请解释为什么?
3. 电压放大器的本质是\_\_\_\_\_控制\_\_\_\_\_的受控源, 它依赖放大器内部的\_\_\_\_\_元件, 该元件\_\_\_\_\_能量提供者, 放大电路输出端口的能量主要是\_\_\_\_\_提供的。
4. 一个电流放大器的功能实际上相当于\_\_\_\_\_控制\_\_\_\_\_的器件?
5. 在研究放大器输入端口特性时, 为什么我们要关注端口上的阻抗特性? 换句话说, 为什么我们要把输入端口等效为电阻?
6. 放大器输入端口阻抗是怎样定义的? 从接收信号源电压的角度讲, 输入阻抗大些好还是小些好?
7. 放大器输出端模型和实际电压源的模型是否一样, 这说明什么问题?
8. 放大器输出阻抗大小和可输出的最大功率之间是什么关系?
9. 硅管 BJT 输入回路的死区电压  $U_{th}=0.5V$ , 在放大电路中是如何使它对微小信号产生响应的?
10. 微变信号波动的原点相当于什么参量? 改变微变信号波动原点的方法是什么?
11. BJT 可以使基极电流产生正反两个方向的电流吗? 正弦波信号正反两个方向的电流是如何得以在基极上实现的?
12. 若在基极上为了实现对幅度为  $10\mu A$  的正弦波电流的响应, 则基极上的静态电流  $I_{BQ}$  应不小于多少?
13. 请写出图 3.3.12 中波形  $u_1$  和  $u_2$  的关系表达式。
14. 如果要想 BJT 的各极对微变信号的一个周期产生完整的响应, 则就必须要让 BJT 的各极预先有一定的直流电流或电压分量存在。请问这个说法对吗? 为什么?
15. 小信号放大器对信号实现放大的现象, 实际上是使 BJT 中的各种直流分量在某个外部信号的作用下均发生波动。你认为这种说法对吗?
16. 基极是在 BJT 的输入还是输出回路上? 可否在基极上取输出信号? 集电极是在输入还是输出回路上? 可否在集电极加输入信号?
17. 把外部信号加到 BJT 上, 使 BJT 的各直流分量产生波动的位置有哪几个可选之处?
18. 小信号放大器有几种组态? 它们的输入输出信号分别应怎样组合?

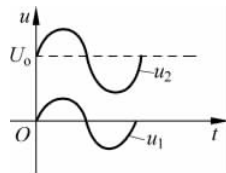


图 3.3.12 3.3.5 节题 13 的图

## 3.4 共射极放大电路

### 3.4.1 共射极放大电路的组成及原理

图 3.4.1 给出了最基本的共射极放大电路的原理图, 在图中输入信号  $u_i$  通过耦合电容  $C_1$  加在基极和地之间, 输出信号通过耦合电容  $C_2$  在集电极和地之间提取, 发射极成为输入

和输出信号通路的公共极,共射极放大电路称谓由此而来。和所有的微变信号放大电路一样,共射极放大电路也必须由直流通路和交流通路这两大部分组成。所谓直流通路就是给放大电路提供一些恰当的直流电压或电流,也统称为静态工作点;交流通路则是专门研究输入输出信号运行的通路。通过合适的直流通路设计,使放大电路得到恰当的静态工作点,以便电路中各部位的交流信号均能够以该静态工作点为原点产生波动,进而实现对信号的放大。电路中的  $C_1$  和  $C_2$  被称为耦合电容,作用是利用电容的通交隔直特性,达到在不影响电路直流参数状态的情况下,使放大电路的输入和输出信号得以传递。

要使耦合电容很好地起到通交隔直的作用,就必须要让耦合电容在电路中的时间常数要足够大,即满足

$$CR_{eq} \gg T_{\max} \quad (3.4.1)$$

式(3.4.1)中  $R_{eq}$  是由电容两端向外电路望入的等效电阻,  $T_{\max}$  是微变信号有效频谱成分中频率最低信号的周期。在此条件下当信号电压波动时,就可近似认为电容上的电压保持恒定不变,因此可以近似地把耦合电容当成直流电压源来进行等效变换。

图 3.4.2 给出分析基本共射极放大电路工作原理的波形图,该波形图分为在  $t_0$  时刻之前未加输入信号( $u_i=0$ )的直流状态,和  $t_0$  时刻之后提供输入信号( $u_i \neq 0$ )形成交直流叠加的两种情况进行分析。

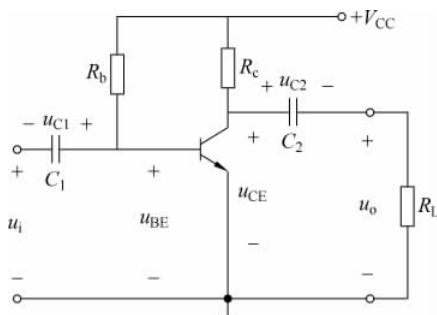


图 3.4.1 基本共射极放大电路

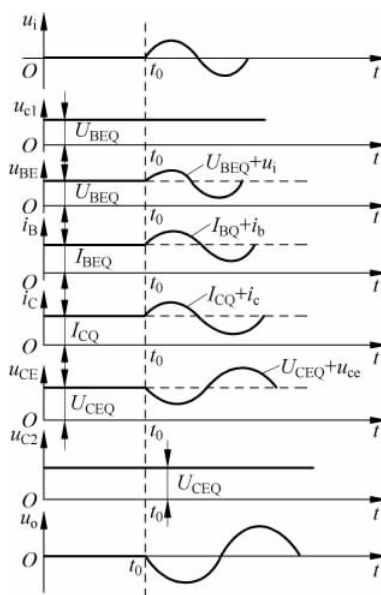


图 3.4.2 电路波形图

对于图 3.4.2, 由于在  $t_0$  时刻之前没有交流输入信号, 电路中的所有电压和电流都是直流成分静止不变, 故其波形全部是直线, 耦合电容  $C_1$  和  $C_2$  中没有直流电流只有被充满电荷的直流电压。电压源  $V_{CC}$ 、基极偏置电阻  $R_b$ 、BJT 的 b-e 极构成了基极输入回路的直流通路, 基极直流电流用  $I_{BQ}$  表示, 其波形见  $i_B$  参数  $t < t_0$  时段; 由 BJT 输入特性曲线可知, 当基极通过一定的直流电流  $I_{BQ}$  时, 必定会有相应的直流电压  $U_{BEQ}$  与之对应(该电压一般在 0.7V 左右, 通常均近似为 0.7V), 其波形见  $u_{BE}$  参数  $t < t_0$  时段; 由于输入耦合电容  $C_1$  与

b-e 极是并联关系( $u_i=0$  时,  $C_1$  的左端相当于接地), 故电容电压  $U_{C1}=U_{BEQ}$ , 其波形见  $u_{C1}$  参数  $t < t_0$  时段; 集电极直流电流用  $I_{CQ}$  表示, 它是基极静态电流的  $\beta$  倍, 其波形见  $i_c$  参数  $t < t_0$  时段; 集-射结的静态(直流)电压用  $U_{CEQ}$  表示(由图 3.4.1 可知  $U_{CEQ}=V_{CC}-I_{CQ}R_c$ ), 其波形见  $u_{CE}$  参数  $t < t_0$  时段; 由于在直流(静态)状态下没有交流信号, 输出耦合电容中同样没有电流, 故负载  $R_L$  上电压为零,  $C_2$  右端相当接地, 故电容  $C_2$  电压  $U_{C2}=U_{CEQ}$ , 其波形见  $u_{C2}$  参数  $t < t_0$  时段。

接下来分析在  $t > t_0$  时段, 输入端得到一个微小输入信号  $u_i=U_{im}\sin\omega t$  情况下, 电路中各部分参数的响应情况。首先由图 3.4.1 给出的电路结构可知  $u_{BE}=u_{C1}+u_i$ , 由于  $C_1$  所在电路的时间常数远远大于信号周期, 故在信号  $u_i$  波动的一个周期内  $u_{C1}$  电压值几乎始终等于  $U_{BEQ}$  不变, 从而可以得到  $u_{BE}$  的表达式:

$$u_{BE} = u_{C1} + u_i = U_{BEQ} + u_i \quad (3.4.2)$$

由式(3.4.2)可知, 对于图 3.4.1 所示电路结构, BJT 输入端的电压  $u_{BE}$ , 是由该端点的直流电压  $U_{BEQ}$  和微变信号  $u_i$  相叠加而成的, 这样只要  $U_{BEQ}$  足够大, 就可以保证  $u_{BE}$  在微小信号  $u_i$  波动的整个周期内始终大于 b-e 结的死区电压  $U_{th}$ , 从而使 b-e 结能够对微小信号  $u_i$  的波动产生完整的基极响应电流  $i_B$ , 其波形见  $i_B$  参数  $t > t_0$  的时段; 由于基极对信号产生了响应电流, 集电极则会随之产生  $\beta$  倍的响应电流, 其波形见  $i_c$  参数  $t > t_0$  的时段; 由图 3.4.1 的输出回路结构, 可得关系式

$$u_{CE} = V_{CC} - i_c R_c \quad (3.4.3)$$

由式(3.4.3)得出  $i_c$  增加则  $u_{CE}$  减小, 即  $u_{CE}$  和  $i_c$  的相位关系相差  $180^\circ$ , 其波形见  $u_{CE}$  参数  $t > t_0$  的时段, 通过对  $u_{CE}$  波形的分析可以看出, 在  $t > t_0$  时段,  $u_{CE}$  是以  $U_{CEQ}$  为原点进行上下波动的。因为

$$\begin{aligned} i_c &= I_{CQ} + i_c \\ i_c &= I_{cm}\sin\omega t \end{aligned}$$

将上式代入式(3.4.3)得

$$\begin{aligned} u_{CE} &= V_{CC} - (I_{CQ} + I_{cm}\sin\omega t)R_c \\ &= V_{CC} - I_{CQ}R_c - I_{cm}R_c\sin\omega t \\ &= U_{CEQ} - U_{cem}\sin\omega t \end{aligned} \quad (3.4.4)$$

式(3.4.4)中  $U_{cem}$  是集-射结之间正弦电压波动的幅值, 它告诉我们  $u_{CE}$  电压是以直流电压  $U_{CEQ}$  为原点进行波动的正弦信号, 考虑到  $u_{CE}$  电压不能出现负值, 所以集-射结之间的静态电压  $U_{CEQ}$  必须要大于期望得到的正弦电压的幅值  $U_{cem}$ ; 从式(3.4.4)中还可以看出,  $u_{CE}$  电压中始终包含了一个直流电压  $U_{CEQ}$ , 为了在输出端得到不含有直流电压成分的纯交流输出电压  $u_o$ , 在图 3.4.1 电路的输出端上, 增加了输出耦合电容  $C_2$ , 同样由于  $C_2$  的充放电时间远远大于信号周期, 在信号的波动周期内,  $u_{C2}$  的电压也是可以看成近似不变的, 恒等于没有信号时的电压  $U_{CEQ}$ 。由于

$$u_{CE} = u_{C2} + u_o = U_{CEQ} + u_o$$

得

$$\begin{aligned} u_o &= u_{CE} - U_{CEQ} \\ &= (U_{CEQ} - U_{cem}\sin\omega t) - U_{CEQ} \\ &= -U_{cem}\sin\omega t \end{aligned} \quad (3.4.5)$$

式(3.4.5)是一个纯交流信号,其幅值为  $U_{cem} = I_{cm}R_c$ ,可见只要有恰当的集电极电流波动的幅值  $I_{cm}$  和集电极电阻  $R_c$ ,就可以得到所需要的输出电压的幅度,实现对输入电压的放大功能。此外,式(3.4.5)中的负号反映出了共射极放大电路输出电压和输入电压之间相位相反的关系。

从图 3.4.2 中  $t > t_0$  的区间中可以看出,所有的信号波动都是以静态信号为原点进行波动的,若静态工作点参数偏高或偏低,都会影响波形波动的范围区间,因此对放大电路进行参数设计的一项重要,就是要确保放大电路有合理的静态参数。

### 3.4.2 共发射极放大电路的静态分析

静态分析就是要在输入信号  $u_i$  为零的情况下,得到放大电路中直流参数的分析结果,目的是要得到电路主要元件上交流电压或电流波动的原点参数。对于一般的放大电路而言,需要计算的直流参数分别为基极电流  $I_{BQ}$ 、集电极电流  $I_{CQ}$  和集-射结电压  $U_{CEQ}$ 。

在求解直流参数的时候,首先需要得到该电路仅仅对直流产生响应的直流等效图。画直流等效图时应遵循的原则是:①所有电容开路、所有电感短路;②BJT 按所认定的状态用相应的直流等效模型带入。而在认定 BJT 的状态时,应按照先判定是否是截止状态,若不是截止状态则暂按照放大状态分析,然后根据集-射极电压  $u_{CE}$  是否低于饱和电压  $U_{CES}$  来确定放大状态的假设是否成立,若不成立,则最终确定 BJT 是处于饱和状态。

#### 1. 基本共发射极放大电路的静态分析

以下将通过例 3.4.1 的介绍,来了解基本共发射极放大电路静态参数的分析方法。

**【例 3.4.1】** 在图 3.4.1 所示基本共射极放大电路中:

(1) 设基极电阻  $R_b = 200\text{k}\Omega$ ,集电极电阻  $R_c = 1\text{k}\Omega$ , $\beta = 100$ , $V_{CC} = 10\text{V}$ ,请分析静态工作点;

(2) 设  $R_c = 3\text{k}\Omega$ ,求静态工作点参数。

解:

(1) 将电容  $C_1$  和  $C_2$  摘除,得该电路的直流通路如图 3.4.3(a)所示,在把基极断开状态下,基-射极可得到的端口电压为  $10\text{V}$ ,大于死区电压,因此可排除 BJT 处于截止状态的可能,故按 BJT 是处于放大状态进行模型变换,最终得线性化的直流等效图如图 3.4.3(b)。

根据图 3.4.3(b)可得基极电流  $I_{BQ}$  为

$$I_{BQ} = \frac{V_{CC} - U_{BEQ}}{R_b} = \frac{10\text{V} - 0.7\text{V}}{200\text{k}\Omega} = 46.5\mu\text{A}$$

$$I_{CQ} = \beta I_{BQ} = 4.65\text{mA}$$

$$U_{CEQ} = V_{CC} - I_{CQ}R_c = 10\text{V} - 4.65\text{mA} \times 1\text{k}\Omega = 5.35\text{V}$$

由于  $U_{CEQ} = 5.35\text{V}$  大于  $U_{BEQ} = 0.7\text{V}$ ,集电极电压高于基极电压,集电结反偏,BJT 处于放大状态的假设成立,结论可信。

(2) 分析  $R_c = 3\text{k}\Omega$  时的静态工作点参数。

因为  $R_c$  不在 BJT 的输入回路,所以改变  $R_c$  并不能改变 BJT 不是截止状态的判断结果,因此图 3.4.3(b)的等效图依然有用,只是需要在此基础上判断 BJT 是否真正处于放大状态而已。因此前面计算的  $I_{BQ}$  和  $I_{CQ}$  的值还要继续使用,在此基础上计算  $U_{CEQ}$  的值

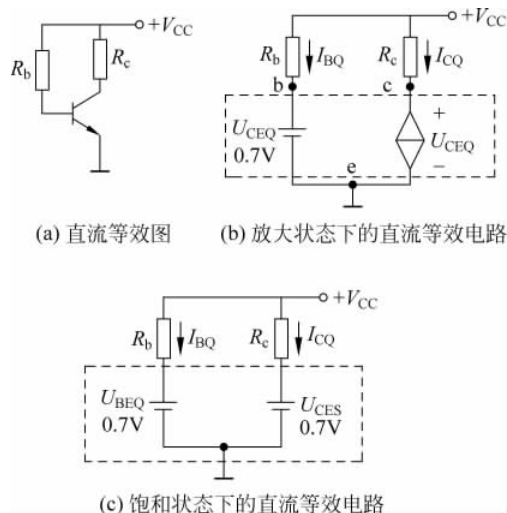


图 3.4.3 例 3.4.1 的直流等效电路图

$$U_{CEQ} = V_{CC} - I_{CQ}R_c = 10V - 4.65mA \times 3k\Omega = -3.95V$$

由于  $U_{CEQ} = -3.95V$  小于  $U_{BEQ} = 0.7V$ , 集电极电压低于基极电压, 集电结正偏, BJT 处于放大状态的假设不成立, 则 BJT 只能处于剩下的唯一选项——饱和状态。

确定了 BJT 处于饱和状态, 就需要用图 3.4.3(c) 所示的 BJT 饱和时的直流模型做直流等效图。在饱和状态下  $I_{BQ} = 46.5\mu A$  不变,  $U_{CE} = U_{CES}$  (取  $0.7V$ ), 集电极静态电流  $I_{CQ}$  为

$$I_{CQ} = \frac{V_{CC} - U_{CES}}{R_c} = \frac{10V - 0.7V}{3k\Omega} = 3.1mA$$

## 2. 射极偏置共射极放大电路

图 3.4.1 所示的基本共射极放大电路, 具有电路结构简单、使用元件数目少的优点; 但由于 BJT 对温度变化敏感, 当温度变化时, 管子的穿透电流、放大倍数等参数, 都会随之变化, 在 BJT 的端口上表现为  $i_c$  随着温度的升高而增加, 这对电路静态工作点的稳定十分不利, 是必须要加以抑制的问题。图 3.4.4 给出了具有稳定静态工作点功能的射极偏置共射极放大电路, 因为该电路输入信号是接在基极, 输出信号取自集电极, 故它属于共射极放大电路组态。该电路稳定静态工作点的原理和静态参数的计算方法在例 3.2.5 中已有介绍, 在此不再赘述。

能够自动稳定静态工作的电路还有其他一些电路形式, 它们的共同之处是利用在 BJT 输出回路中串联的电阻可以在输出回路电流变化时得到相应的电压变化, 再将变化的电压作用到 BJT 的输入端, 使输入端得到的这个电压可以起到抑制输出回路电流变化的作用。图 3.4.5(a) 和图 3.4.5(b) 也是具有稳定静态工作点的电路, 其工作机理留给读者自行分析。

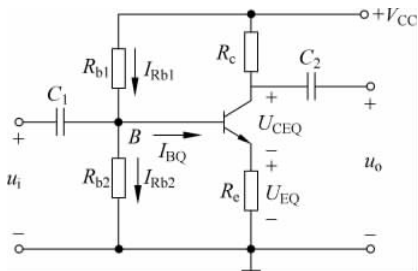


图 3.4.4 射极偏置共射极放大电路

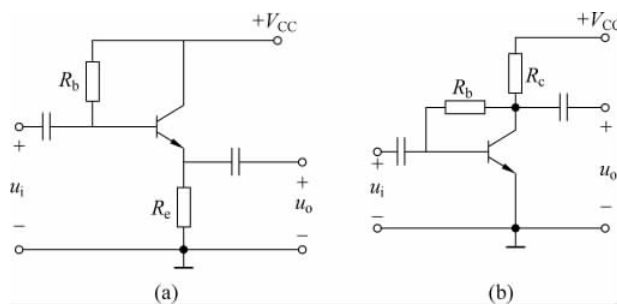


图 3.4.5 可以稳定静态工作点的电路示例

### 3.4.3 共发射极放大电路的动态分析

所谓动态分析就是指放大电路对输入信号响应情况的分析,由于输入信号是交流信号,而放大电路中的一些元件对交流信号和直流信号的响应各不相同,因此在做电路等效图时就会出现除了需要直流等效图外,还需要用到交流等效图的情况。

在画交流等效图时,应对以下器件进行交流等效变换:

- ① 耦合电容,耦合电容对交流信号可视为短路,故作交流等效图时用短路线替换;
- ② 恒压源,当电路中同时存在输入信号源和另外一个恒压源时,当我们仅仅需要分析输入信号对电路产生的影响时,根据叠加定理须将电路中其他电压源进行置零处理,即把电压源进行短路处理(把  $V_{CC}$  用短路线替换),还可以把这个结论进行一般概括:在任何电路中直流电压源对于交流信号等效为短路;

③ BJT,由于 BJT 的非线性和内部存在结电容的原因,它对于高频或低频、小信号或大信号的交流信号模型将各不相同。由于本门课程中所研究的信号均是限定在低频范围内(几千赫以下)且波动幅度微小的交流信号,所以 BJT 中的结电容可以被忽略,而发射结伏安特性的非线性,也可以因为激励信号的动态范围仅局限在静态工作点附近很小的区间内,所以可以如图 3.4.6 所示,将该区间的非线性曲线进行线性化处理,即对于微变信号可把输入端等效为一个电阻,记为  $r_{be}$ 。由图 3.4.6 可以看出, $r_{be}$  的定义为  $r_{be} = \Delta u_{BE} / \Delta i_B$ ,这样便得出 BJT 的低频小信号模型可用图 3.4.7 所示电路替换的结论,该模型被称为 BJT 低频小信号模型。

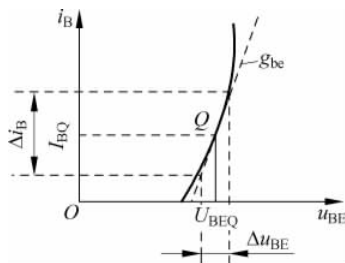


图 3.4.6 发射结微变信号等效电阻示意图

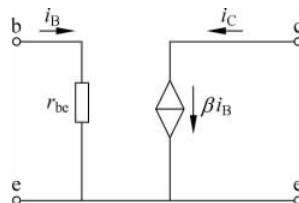


图 3.4.7 BJT 低频小信号模型

图 3.4.8 是根据 BJT 的物理结构得出的  $r_{be}$  电阻构成成分的示意图,其中  $r_{bb'}$  是表示基区自身的电阻,根据 BJT 不同, $r_{bb'}$  一般在几十~几百欧姆之间, $r_{b'e}$  是指基区和发射区之间的电

阻,该电阻的大小可以由 PN 结的伏安关系表达式求得。因为

$$i_{BQ} = I_S (e^{u_{BEQ}/U_T} - 1)$$

令

$$g_{b'e} = \frac{1}{r_{b'e}} = \frac{di_{BQ}}{du_{BEQ}} = \frac{I_S e^{u_{BEQ}/U_T}}{U_T} \approx \frac{I_{BQ}}{U_T}$$

所以

$$r_{b'e} = \frac{U_T}{I_{BQ}} \quad (3.4.6)$$

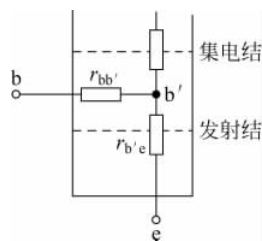


图 3.4.8  $r_{be}$  电阻构成示意图

式(3.4.6)中,  $U_T$  是 PN 结的温度电压当量,在温度为 300K 条件下,其电压值为 26mV,静态电流  $I_{BQ}$  越大,则  $r_{b'e}$  阻值越小。而  $r_{be}$  的表达式为

$$r_{be} = r_{bb'} + r_{b'e} \quad (3.4.7)$$

### 1. 基本共射极放大电路的交流分析

对于图 3.4.9(a)所示的基本共射极放大电路,参考以上对有关器件交流模型的介绍,

可得它的交流等效图如图 3.4.9(b)所示。在画交流等效图时先画出 BJT 的交流模型,然后再确定地电位点、输入端和输出端这几个重要参考位置,最后再确定各元件和它们之间的连接关系会比较方便。

在交流分析中主要是要求得到放大电路的输入阻抗  $R_i$ 、电压放大倍数  $A_u$  和输出阻抗  $R_o$ 。这 3 个主要参数。

#### (1) 输入阻抗 $R_i$ 的计算

输入阻抗是指从输入端往里望的对交流信号所表现的交流阻抗,对于图 3.4.9(b)所示的交流等效电路来说,输入阻抗是由  $R_b$  和  $r_{be}$  这两个电阻并联构成,因此有

$$R_i = R_b // r_{be} \quad (3.4.8)$$

由于通常情况下  $R_b \gg r_{be}$ , 所以有  $R_i \approx r_{be}$ 。

#### (2) 电压放大倍数 $A_u$ 的计算

根据  $A_u = u_o / u_i$  的定义,可以从输出端得到电压  $u_o$  的原因并依次往前推导,直到和输入电压  $u_i$  建立联系:

$$\begin{aligned} u_o &= -i_c (R_c // R_L) = -i_c R'_L \quad (R'_L = R_c // R_L) \\ -i_c &= \beta i_b \\ i_b &= \frac{u_i}{r_{be}} \end{aligned}$$

由此可得

$$\begin{aligned} u_o &= -\beta \frac{u_i R'_L}{r_{be}} \\ A_u &= \frac{u_o}{u_i} = -\beta \frac{R'_L}{r_{be}} \end{aligned} \quad (3.4.9)$$

式(3.4.9)中的负号反映了输出电压和输入电压之间相位相差  $180^\circ$  的反相关系。

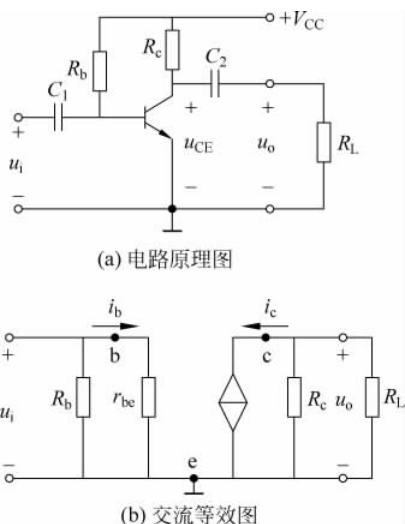


图 3.4.9 基本共射极放大电路交流分析

### (3) 输出电阻 $R_o$ 的计算

输出电阻是指在输出端摘除负载电阻  $R_L$  的条件下,从输出端口向里望进去的戴维宁等效电阻。

根据求戴维宁等效电阻的基本法则,在求戴维宁电阻时,电路内部的独立源应全部置零,即此时的输入电压  $u_i$  应处于被置零的状态。因为  $u_i=0$ ,所以有  $i_b=0$ 、 $i_c=0$ ,从交流等效图中可以看出,在  $i_c=0$ (受控电流源开路)情况下,从输出端口向里望入的电阻,仅有集电极电阻  $R_c$  这一条支路,因此有

$$R_o = R_c \quad (3.4.10)$$

从式(3.4.9)可知  $R_c$  增加有利于提高电压放大倍数,但是由式(3.4.10)可知, $R_c$  增加又会提高输出阻抗  $R_o$ ,这将直接导致放大电路向负载输出电压和最大可输出功率的下降,显然这两者之间存在着矛盾,因此在设计电路时应根据情况合理确定  $R_c$  的取值。

### 2. 射极偏置共射极放大电路的交流分析

图 3.4.10(a)和图 3.4.10(b)是射极偏置共射极放大电路原理图和交流等效图,由于该电路在射极上串接了电阻  $R_e$ ,导致分析方法产生了一些变化,其结论具有很普遍的适用性。

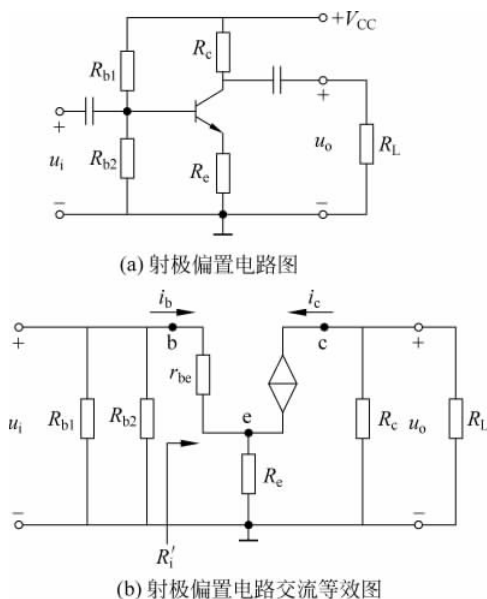


图 3.4.10 射极偏置共射极放大电路交流等效图介绍

#### (1) 输入阻抗 $R_i$ 的分析

与图 3.4.9(b)所示交流等效图的输入阻抗分析方法不同,图 3.4.10(b)中的电阻  $R_e$  同时跨接在输入和输出两个回路中,因此在分析从输入端望入的电阻时, $R_e$  不是和  $r_{be}$  构成串联关系,需要将  $R_e$  的阻值进行变换后再和  $r_{be}$  串联。对于图 3.4.10(b)所示的端口电阻  $R'_i$ ,可用电压与电流之比来求得:

$$\begin{aligned} R'_i &= \frac{u_i}{i_b} = \frac{u_{be} + u_e}{i_b} \\ &= \frac{i_b r_{be} + (1 + \beta) i_b R_e}{i_b} = r_{be} + (1 + \beta) R_e \end{aligned} \quad (3.4.11)$$

从式(3.4.11)的分析结论可以看出,依据  $i_c$  和  $i_b$  之间  $\beta$  倍的关系,将  $R_e$  扩大  $(1+\beta)$  后,便可将  $R_e$  从输入和输出的公共回路剥离出来、使其成为单独存在于输入回路的电阻。该结论具有非常广泛的应用价值。

经过以上分析可得,输入电阻  $R_i$  是由以下三个部分(支路)并联而成

$$R_i = R_{b1} // R_{b2} // [r_{be} + (1+\beta)R_e] \quad (3.4.12)$$

(2) 电压放大倍数  $A_u$  的计算

依然是根据  $u_o$  的产生条件并依次向输入端推导得到  $u_i$  和  $u_o$  的关系式:

$$u_o = -i_c R'_L \quad (R'_L = R_c // R_L)$$

$$i_c = \beta i_b$$

$$i_b = \frac{u_i}{R'_i} = \frac{u_i}{r_{be} + (1+\beta)R_e}$$

$$A_u = \frac{u_o}{u_i} = -\beta \frac{R'_L}{r_{be} + (1+\beta)R_e} \quad (3.4.13)$$

比较式(3.4.9)和式(3.4.13)可以看出,由于  $R_e$  的存在造成电压放大倍数  $A_u$  的大幅下降,这是射极偏置电路需要克服的弊端。

(3) 输出电阻  $R_o$  的计算

由于计算输出电阻时要求电路内部的独立源必须置零,在此情况下  $i_b=0, i_c=0$ ,受控源呈现开路状态。断开负载后从输出端往里望的电阻只有  $R_c$  自己,故仍然有

$$R_o = R_c \quad (3.4.14)$$

### 3. 分压偏置放大电路的改进

分压偏置放大电路中  $R_e$  的存在有利于稳定电路的静态工作点  $Q$ ,但却大大降低了对交流信号的放大能力。为了解决这一矛盾,如图 3.4.11(a)在电阻  $R_e$  两端并联一个容量较大的电容  $C_e$ ,由于电容器具有通交隔直的作用,对于随温度而变化的电压或电流,因其变化缓慢可以视其为直流参数不能通过电容  $C_e$ ,相当于没有接  $C_e$ ,因此  $C_e$  对稳定电路静态参数的功能不产生影响;而对于交流信号,由于  $C_e$  可视为短路线,  $R_e$  被  $C_e$  短路变为零,式(3.4.13)中  $R_e$  对交流电压放大倍数的影响被消除了。由于  $C_e$  并联在  $R_e$  旁边,专为交流信号提供通路,故称  $C_e$  为“旁路电容”。

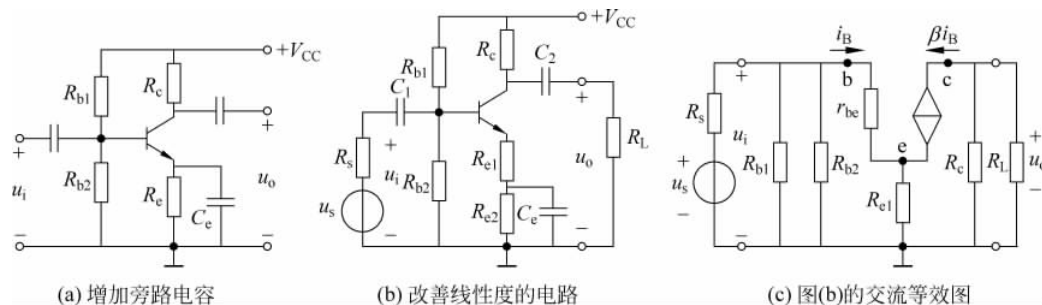


图 3.4.11 射极偏置电路的改进电路

图 3.4.11(b)是图 3.4.11(a)电路的改进型,它把  $R_e$  拆分成  $R_{e1}$  和  $R_{e2}$  两部分,旁路电容只把  $R_{e2}$  短路掉而保留  $R_{e1}$ 。适当选择  $R_{e1}$  的阻值,使  $(1+\beta)R_{e1} \gg r_{be}$ ,则式(3.4.13)就可以得

到以下的近似表达式：

$$\begin{aligned}
 A_u &= -\beta \frac{R'_L}{r_{be} + (1 + \beta)R_{e1}} \\
 &\approx -\beta \frac{R'_L}{(1 + \beta)R_{e1}} \\
 &\approx \frac{R'_L}{R_{e1}} \quad (3.4.15)
 \end{aligned}$$

与基本共射极放大电路电压放大倍数表达式(3.4.9)相比较,改进型射极偏置电路的电压放大倍数表达式(3.4.15)与  $r_{be}$  和  $\beta$  均无关系,而仅仅是电阻之间的比值。虽然放大倍数有所降低,但可避免 BJT 各种参数随温度、电流等变化而变化,造成放大倍数不稳定的严重弊端,大大改善电路的线性度。

**【例 3.4.2】** 已知改进型射极偏置共射极放大电路如图 3.4.11(b)所示,元件参数为  $R_{b1} = 50\text{k}\Omega$ ,  $R_{b2} = 10\text{k}\Omega$ ,  $R_c = 3\text{k}\Omega$ ,  $R_{e1} = 200\Omega$ ,  $R_{e2} = 1\text{k}\Omega$ ,  $R_L = 3\text{k}\Omega$ ,  $\beta = 100$ ,  $V_{CC} = 18\text{V}$ ,  $R_s = 10\text{k}\Omega$ ,  $U_{sm} = 50\text{mV}$ ,  $r_{bb'} = 200\Omega$ 。(1)计算电路静态参数;(2)画出交流等效图;(3)求输入、输出阻抗及电压放大倍数;(4)求输入端电压幅度  $U_{im}$  及源电压放大倍数  $A_{us}$  ( $A_{us} = u_o/u_s$ )。

解：

(1) 求静态参数  $I_{BQ}$ 、 $I_{CQ}$  及  $U_{CEQ}$ 。

射极折算到基极回路的电阻  $R_{e \rightarrow b}$  为

$$\begin{aligned}
 R_{e \rightarrow b} &= (1 + \beta)(R_{e1} + R_{e2}) \\
 &\approx \beta(R_{e1} + R_{e2}) = 100 \times 1.2\text{k}\Omega = 120\text{k}\Omega
 \end{aligned}$$

因为  $R_{e \rightarrow b} \gg R_{b2}$ , 所以计算  $U_{BQ}$  时可忽略  $R_{e \rightarrow b}$  把基极看作开路

$$\begin{aligned}
 U_{BQ} &= \frac{R_{b2}}{R_{b1} + R_{b2}} V_{CC} \\
 &= \frac{10\text{k}\Omega}{50\text{k}\Omega + 10\text{k}\Omega} 18\text{V} = 3\text{V}
 \end{aligned}$$

射极静态电压  $U_{EQ}$  为

$$U_{EQ} = U_{BQ} - U_{BEQ} = 3\text{V} - 0.7\text{V} = 2.3\text{V}$$

集电极静态电流  $I_{CQ}$  为

$$I_{CQ} \approx I_{EQ} = \frac{U_{EQ}}{R_{b1} + R_{b2}} = \frac{2.3\text{V}}{1.2\text{k}\Omega} \approx 1.92\text{mA}$$

集-射极静态电压  $U_{CEQ}$  为

$$\begin{aligned}
 U_{CEQ} &= V_{CC} - I_{CQ}R_c - I_{EQ}(R_{e1} + R_{e2}) \\
 &\approx V_{CC} - I_{CQ}(R_c + R_{e1} + R_{e2}) \\
 &= 18\text{V} - 1.92\text{mA} \times 4.2\text{k}\Omega \approx 9.94\text{V}
 \end{aligned}$$

因为  $U_{CEQ} > U_{BEQ}$ , 集电结反偏, 所以 BJT 处于放大状态假设成立, 结论成立。

(2) 画交流等效图。

交流等效图见图 3.4.11(c)。

(3) 求交流参数。

① BJT 输入回路的小信号电阻  $r_{be}$  为

$$r_{be} = r_{bb'} + r_{b'e} = 200\Omega + \frac{U_T}{I_{BQ}} = 200\Omega + \frac{26\text{mV}}{19.2\mu\text{A}} \approx 1.55\text{k}\Omega$$

② 求放大器的输入阻抗  $R_i$ 。

由电路结构可知,该放大器的输入阻抗  $R_i$  是由  $R_{b1}$ 、 $R_{b2}$  以及基极回路电阻  $R_b$  并联构成,其中  $R_b$  为

$$\begin{aligned} R_b &= r_{be} + (1 + \beta)R_{e1} \\ &\approx 1.55\text{k}\Omega + 100 \times 0.2\text{k}\Omega \\ &= 21.55\text{k}\Omega \\ G_i &= G_{b1} + G_{b2} + G_b \\ &= \frac{1}{50\text{k}\Omega} + \frac{1}{10\text{k}\Omega} + \frac{1}{21.55\text{k}\Omega} \\ &\approx 0.166\text{mS} \\ R_i &= \frac{1}{G_i} = \frac{1}{0.166\text{mS}} \approx 6\text{k}\Omega \end{aligned}$$

③ 求输出阻抗  $R_o$ 。

由交流等效图知输出阻抗  $R_o$  即为集电极电阻  $R_c$ ,即

$$R_o = R_c$$

④ 求电压放大倍数  $A_u$ 。

依据  $A_u = u_o / u_i$  的定义及推导,可得

$$\begin{aligned} A_u &= -\beta \frac{R_c // R_L}{r_{be} + (1 + \beta)R_{e1}} \\ &\approx -100 \times \frac{1.5\text{k}\Omega}{1.55\text{k}\Omega + 100 \times 0.2\text{k}\Omega} \approx -6.96 \end{aligned}$$

(4) 求输入端口信号幅度  $U_{im}$  及源电压放大倍数  $A_{us}$ 。

输入端口信号幅度的大小是信号源电压  $u_s$  经信号源内阻  $R_s$  与放大器端口的输入阻抗  $R_i$  之间分压所形成,所以求  $U_{im}$  的表达式为

$$\begin{aligned} U_{im} &= \frac{R_i}{R_s + R_i} U_{sm} \\ &= \frac{6\text{k}\Omega}{10\text{k}\Omega + 6\text{k}\Omega} 50\text{mV} \approx 18.8\text{mV} \end{aligned}$$

因为

$$A_{us} = \frac{u_o}{u_s} = \frac{u_o}{u_i} \cdot \frac{u_i}{u_s} = A_u \frac{u_i}{u_s}, \quad u_i = \frac{R_i}{R_s + R_i} u_s$$

所以有

$$A_{us} = \frac{R_i}{R_s + R_i} A_u$$

可见输入阻抗  $R_i$  越小,则源电压放大倍数  $A_{us}$  就越小,这就是为什么总是希望电压放大器的输入阻抗  $R_i$  大些的原因。

#### 4. 放大电路输出信号波动范围的分析

电压放大倍数  $A_u$  是指在电路允许输出电压波动的上下限范围内,输出和输入电压之间的比例关系,受电路结构、BJT 特性、电容时间常数等因素的影响,输出电压在以静态工作点为原点进行波动时,其波动的幅度是受放大电路所允许  $u_{CE}$  变化的上下限范围限制的,为此需要对这个范围的界限进行研究。

## (1) 基本共射极放大电路输出电压、电流动态范围分析

对于图 3.4.12(a), 由于耦合电容  $C_2$  连接负载, 所以在静态时  $C_2$  的电压  $U_{C2}$  已被充电至  $U_{CEQ}$ , 考虑到  $C_2$  的充放电时间常数远远大于信号周期, 在信号波动时  $C_2$  的电压  $U_{C2} \approx U_{CEQ}$  几乎不变, 根据互易定理可以将  $C_2$  用电压值为  $U_{CEQ}$  的恒压源进行等效变换, 形成图 3.4.12(b) 所示等效电路。当 BJT 截止时  $u_{CE}$  电压达到最大值  $u_{CE(\max)}$ , 集电极电流  $i_C$  达到最小值  $i_{C(\min)}$ , 对应的表达式为

$$\begin{aligned} u_{CE(\max)} &= i_{RL} R_L + U_{CEQ} \\ &= \frac{V_{CC} - U_{C2}}{R_c + R_L} R_L + U_{CEQ} \\ &= \frac{V_{CC} - U_{CEQ}}{R_c + R_L} R_L + U_{CEQ} \end{aligned} \quad (3.4.16)$$

$$i_{C(\min)} = 0$$

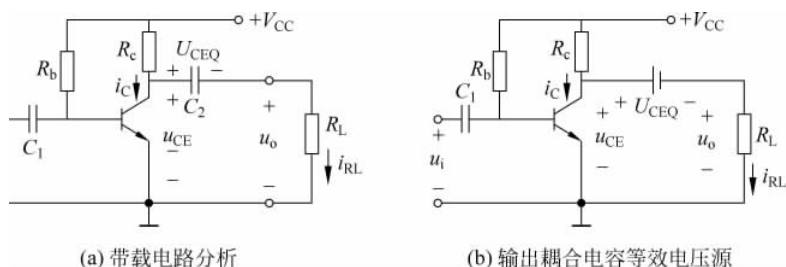


图 3.4.12 基本共射放大电路的动态分析

对于式 (3.4.16), 在  $R_L = 0$  的条件下, 有  $u'_{CE(\max)} = U_{CEQ}$ , 即  $u_{CE}$  在  $U_{CEQ}$  的基础上向上可波动的幅度为零; 当  $R_L \rightarrow \infty$  时, 有  $u''_{CE(\max)} = V_{CC}$ ,  $u_{CE}$  在  $U_{CEQ}$  的基础上向上可波动的幅度为  $V_{CC} - U_{CEQ}$ ; 当  $0 < R_L < \infty$  时,  $u_{CE}$  可向上波动的最大值  $u_{CE(\max)}$  的取值区间为

$$U_{CEQ} < u_{CE(\max)} < V_{CC} \quad (3.4.17)$$

当 BJT 饱和时,  $u_{CE}$  电压的波动可达到最小值  $u_{CE(\min)}$ , 集电极电流  $i_C$  达到最大值  $i_{C(\max)}$ , 对应的表达式为

$$u_{CE(\min)} = U_{CES} \approx 0 \quad (3.4.18)$$

$$\begin{aligned} i_{C(\max)} &= i_{RC} - i_{RL} \\ &= \frac{V_{CC} - U_{CES}}{R_c} + \frac{U_{CEQ} - U_{CES}}{R_L} \\ &\approx \frac{V_{CC}}{R_c} + \frac{U_{CEQ}}{R_L} \end{aligned} \quad (3.4.19)$$

分析式 (3.4.19) 可以发现, 在带载情况下集电极最大电流  $i_{C(\max)}$  将会大于该电路在静态状态下的饱和电流  $I_{CS}$  ( $I_{CS} \approx V_{CC}/R_c$ ), 尤其是当  $R_L$  很小时  $i_{C(\max)}$  将有十分显著的增加。

根据  $u_{CE}$  的最大波动范围  $\Delta u_{CE(\max)} = u_{CE(\max)} - u_{CE(\min)}$  的定义和式 (3.4.16) 及式 (3.4.18), 可得  $\Delta u_{CE(\max)}$  的表达式为

$$\begin{aligned} \Delta u_{CE(\max)} &= \frac{V_{CC} - U_{CEQ}}{R_c + R_L} R_L + U_{CEQ} - U_{CES} \\ &\approx \frac{V_{CC} - U_{CEQ}}{R_c + R_L} R_L + U_{CEQ} \end{aligned} \quad (3.4.20)$$

分析式(3.4.20)可知,当空载时,因为 $[R_L/(R_c+R_L)]=1$ ,所以有 $\Delta u_{CE(max)} \approx V_{CC}$ ,可波动范围达到最大值;而在带载情况下,因为 $0 < [R_L/(R_c+R_L)] < 1$ ,所以有 $\Delta u_{CE(max)} < V_{CC}$ 的结论,即放大电路带载后 $u_{CE}$ 的最大可波动范围变小了。

依照理想静态工作点 $U'_{CEQ}$ 应该是 $u_{CE(max)}$ 和 $u_{CE(min)}$ 的中间值的要求,可得图3.4.12(a)所示电路的 $U'_{CEQ}$ 取值的计算式为

$$\begin{aligned}
 U'_{CEQ} &= \frac{u_{CE(max)} + u_{CE(min)}}{2} \\
 &= \frac{1}{2} \left( \frac{V_{CC} - U_{CEQ}}{R_c + R_L} R_L + U_{CEQ} + U_{CES} \right) \\
 &\approx \frac{1}{2} \left( \frac{V_{CC} - U_{CEQ}}{R_c + R_L} R_L + U_{CEQ} \right) \\
 &= \frac{R_L}{R_c + 2R_L} V_{CC}
 \end{aligned} \quad (3.4.21)$$

## (2) 射极偏置放大电路输出电压电流波动态范围分析

同样道理,在图3.4.13(a)中,由于 $C_e$ 和 $C_2$ 的容量足够大,因此可以将 $C_e$ 等效为恒压源 $U_{EQ}$ , $C_2$ 等效为恒压源 $U_{C2}$ ,由此得到分析该电路 $u_{CE}$ 最大可波动范围的等效图3.4.13(b)。与图3.4.12(b)不同的是,该电路的射极在等效变换后相当于串接了一个直流电压源 $U_{EQ}$ ,这势必造成 $u_{CE}$ 电压波动区间的进一步减小。以下对 $u_{CE}$ 的最大可波动区间和理想的静态电压值 $U'_{CEQ}$ 的计算方法进行介绍。

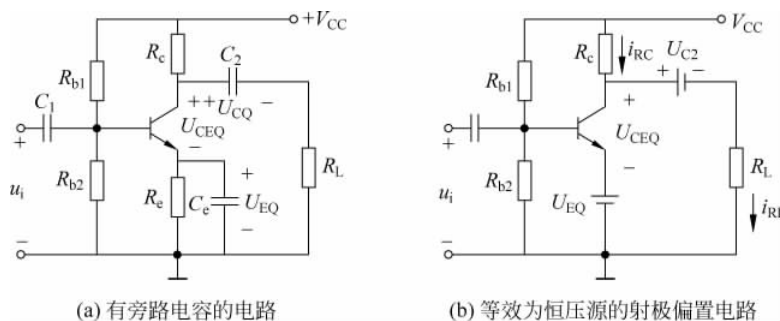


图 3.4.13 射极偏置电路输出动态分析

由图3.4.13(b)可知,当BJT截止时, $u_{CE}$ 电压达到最大值 $u_{CE(max)}$ ,集电极电流 $i_C$ 达到最小值 $i_{C(min)}$ ,对应的表达式为

$$\begin{aligned}
 u_{CE(max)} &= i_{RL} R_L + U_{C2} - U_{EQ} \\
 &= \frac{V_{CC} - U_{C2}}{R_c + R_L} R_L + U_{C2} - U_{EQ} \\
 &= \frac{V_{CC} - (U_{CEQ} + U_{EQ})}{R_c + R_L} R_L + U_{CEQ}
 \end{aligned} \quad (3.4.22)$$

$$i_{C(min)} = 0$$

当BJT饱和时 $u_{CE}$ 电压达到最小值 $u_{CE(min)}$ ,集电极电流 $i_C$ 达到最大值 $i_{C(max)}$ ,对应的表达式为

$$u_{CE(min)} = U_{CES} \approx 0 \quad (3.4.23)$$

$$\begin{aligned}
i_{C(\max)} &= i_{RC} - i_{RL} \\
&= \frac{V_{CC} - (U_{CES} + U_{EQ})}{R_c} + \frac{U_{C2} - (U_{CES} + U_{EQ})}{R_L} \\
&\approx \frac{V_{CC} - U_{EQ}}{R_c} + \frac{U_{C2} - U_{EQ}}{R_L}
\end{aligned} \quad (3.4.24)$$

根据  $u_{CE}$  的最大波动范围  $\Delta u_{CE(\max)} = u_{CE(\max)} - u_{CE(\min)}$  的定义和式(3.4.22)及式(3.4.23), 得  $\Delta u_{CE(\max)}$  的表达式为

$$\begin{aligned}
\Delta u_{CE(\max)} &= \frac{V_{CC} - (U_{CEQ} + U_{EQ})}{R_c + R_L} R_L + U_{CEQ} - U_{CES} \\
&\approx \frac{V_{CC} - (U_{CEQ} + U_{EQ})}{R_c + R_L} R_L + U_{CEQ}
\end{aligned} \quad (3.4.25)$$

分析式(3.4.25)可知,在空载情况下,因为  $[R_L/(R_c + R_L)] = 1$ , 有  $\Delta u_{CE(\max)} = V_{CC} - U_{EQ}$ ; 而在带载情况有,因为  $0 < [R_L/(R_c + R_L)] < 1$ , 所以可得出在带载情况下有  $\Delta u_{CE(\max)} < (V_{CC} - U_{EQ})$  的结论,即放大电路带载后  $u_{CE}$  的可波动范围变窄了。比较式(3.4.25)和式(3.4.20)我们可以看出,在有旁路电容  $C_e$  的情况下,集-射极电压的最大可波动范围  $\Delta u_{CE(\max)}$  由于  $U_{EQ}$  的原因被减小了。因此在设计射极偏置电路时,  $U_{EQ}$  的取值一般会限制在  $V_{CC}/4 \sim V_{CC}/3$  之间,当  $V_{CC}$  较大时则控制在  $3 \sim 4V$  之下。

依照理想静态工作点电压  $U'_{CEQ}$  应该是  $u_{CE(\max)}$  和  $u_{CE(\min)}$  的中间值的要求,可得图 3.4.13(a) 电路  $U'_{CEQ}$  的表达式为

$$\begin{aligned}
U'_{CEQ} &= \frac{u_{CE(\max)} + u_{CE(\min)}}{2} \\
&= \frac{1}{2} \left[ \frac{V_{CC} - (U_{CEQ} + U_{EQ})}{R_c + R_L} R_L + U_{CEQ} + U_{CES} \right] \\
&\approx \frac{1}{2} \left( \frac{V_{CC} - U_{CEQ} - U_{EQ}}{R_c + R_L} R_L + U_{CEQ} \right) \\
&= (V_{CC} - U_{EQ}) \frac{R_L}{R_c + 2R_L}
\end{aligned} \quad (3.4.26)$$

#### 3.4.4 共发射极放大电路的图解分析

还可以利用作图的方法进行放大电路的动态分析,这被称为放大电路的图解法。图解法具有直观和易于理解的优点,在电路分析中具有一定的应用价值。图解分析法是以 BJT 的输入输出特性曲线为基础,通过确定它们的静态工作点以及输入端口参数的波动范围,来得到输入和输出之间的响应关系。下面以图 3.4.14(a)基本共射极放大电路为例,对图解分析法的分析过程进行介绍。

图解分析法一般可以按以下几个环节和步骤进行。

##### 1. 输入回路信号波动的图解分析

关于输入信号波动情况的图解分析,需要从静态工作点的确定和激励及响应波动的范围确定这两个部分进行。

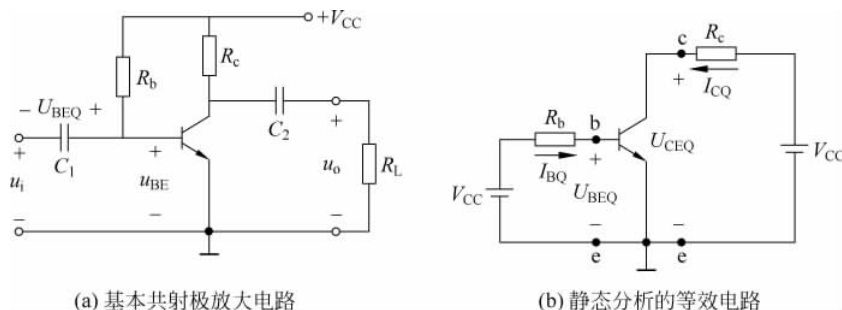


图 3.4.14 静态工作点分析图

(1) 输入回路静态工作点( $I_{BQ}$ 和 $U_{BEQ}$ )的确定

对图 3.4.14(a),在做静态分析时把  $V_{CC}$  拆成两个电压源,形成 BJT 的输入和输出两个回路并单独分析输入回路的情况。把 b-e 极作为观察的端口来研究直流电源单独作用下的静态参数,便得到图 3.4.14(b)所示的输入回路直流分析等效图。从 b-e 端口分别向左和向右望,它们分别具有各自的伏安关系函数表达式和伏安曲线,b-e 极的伏安曲线如图 3.4.15 中的曲线①,而 b-e 端口向左望的电路的伏安表达式为

$$u_{BE} = V_{CC} - i_B R_b \quad (3.4.27)$$

式(3.4.27)是关于  $u_{BE}$  和  $i_B$  的直线方程,分别令  $i_B = 0$  和  $u_{BE} = 0$ ,可得该直线在横轴和纵轴的交点坐标分别为 A 点( $V_{CC}, 0$ )和 B 点( $0, V_{CC}/R_b$ ),由此得图 3.4.15 中的线段②。由于

$u_{BE}$  和  $i_B$  是图 3.4.14(b)中 b-e 端口两边电路的共同参数,而在图 3.4.15 中曲线①和直线②的交点 Q 上是这两个曲线具有的相同的  $U_{BEQ}$  和  $I_{BQ}$  的数值,故可以得出 Q 点对应的  $U_{BEQ}$  和  $I_{BQ}$  就是图 3.4.14(b)中需要求解的输入端口的静态电压和电流,Q 点被称为输入回路的静态工作点。

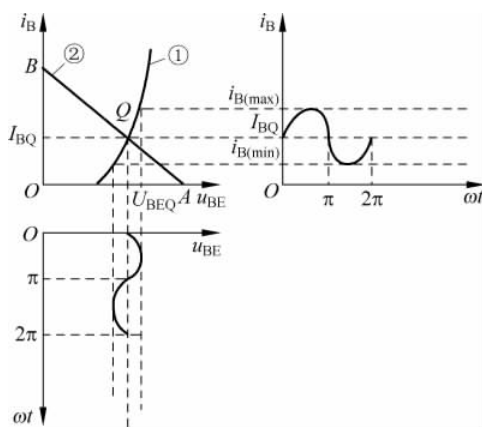


图 3.4.15 输入回路动态分析

## (2) 输入回路信号波动范围的确定

确定输入回路的静态工作点之后,就可以进一步研究输入信号  $u_i$  在围绕静态工作点电压  $U_{BEQ}$  波动时,在输入回路产生电流响应的区间范围。

在输入端有交流信号  $u_i$  作用时,从图 3.4.14(a)电路结构中可以看出,由于有  $u_{BE} = U_{BEQ} + u_i$  的关系,所以可以得到  $u_{BE}$  电压的波动区间如图 3.4.15 中左下部分曲线所示,当  $u_i$  波动到最大值时,对照 b-e 结伏安曲线,可得到图 3.4.15 右上部分给出的基极电流波动的最大值  $i_{B(max)}$  的位置;同理还可以根据  $u_i$  波动的最小值,得到基极电流波动的最小值  $i_{B(min)}$  的位置。如此便可得到在图 3.4.14(a)电路的某静态参数条件下,依据输入信号  $u_i$  的波动区间,得到输入电流  $i_B$  响应情况的分析结果。

## 2. 输出回路信号波动情况的图解分析

同样,对输出信号波动的图解分析,也需要把整个过程分解为输出回路静态工作点的确定和激励与响应波动范围分析这两个部分。

### (1) 输出回路直流负载线(空载线)及静态工作点 $U_{CEQ}$ 的确定

由基极静态电流  $I_{BQ}$  和  $\beta$  可求出集电极静态电流  $I_{CQ}$  的值,但如图 3.4.16(a) 所示,由于 BJT 工作于放大区时,输出曲线处于水平部分(相当于恒流源),在此情况下给出  $I_{CQ}$  后仍无法确定对应的  $U_{CEQ}$ (恒流源的端口电压要由外部电路确定),因此在用图解法求解 BJT 输出端口  $i_C$  和  $u_{CE}$  之间的对应关系时,不能依靠 BJT 输出曲线来实现,还必须要借助以 BJT 的 c-e 极端口为分界的外部电路的伏安曲线来求解。

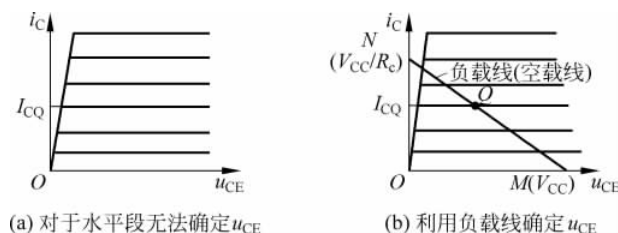


图 3.4.16 放大状态下  $U_{CEQ}$  的确定

观察图 3.4.14(b) c-e 端口右侧的外部电路,通过输出端口电压  $u_{CE}$  与电流  $i_C$  的关系式:

$$u_{CE} = V_{CC} - i_C R_c$$

$$i_C = \frac{V_{CC} - u_{CE}}{R_c} = \frac{V_{CC}}{R_c} - \frac{1}{R_c} u_{CE} \quad (3.4.28)$$

式(3.4.28)是一个关于  $u_{CE}$  和  $i_C$  关系的直线方程,其斜率是输出回路负载电阻  $R_c$  倒数的负数。分别令  $i_C=0$  和  $u_{CE}=0$  时,可得到图 3.4.16(b) 在横轴的 M 点( $V_{CC}$ )和纵轴的 N 点( $V_{CC}/R_c$ )之间的连线 NM,该线段是依据与 BJT 的 c-e 极(输出端口)相连的外部电路端口的伏安关系所得,由图 3.4.14(b) 可知,由于这两个端口连在一起,它们理所应当具有相同的端口电压  $u_{CE}$  和端口电流  $i_C$ ,因此在得到集电极电流  $i_C$  后,就可以不再需要通过 BJT 的输出曲线求  $u_{CE}$ ,而可以直接利用线段 NM 来求得对应的集-射极电压  $u_{CE}$ 。依照这个道理我们可以方便地在图 3.4.16(b) 中,利用已知的静态电流  $I_{CQ}$  在线段 NM 上求出 Q 点的静态电压  $U_{CEQ}$ 。

线段 NM 在一般教材中被称为“直流负载线”。但是需要说明的是,线段 NM 是图 3.4.14(a) 中在把负载  $R_L$  断开条件下,得到的关于  $u_{CE}$  和  $i_C$  关系的全域的解的集合,而不是直流状态下单一的一组数据(平面上的一个点),因此认为把线段 NM 称为“空载负载线”更为准确。在用图解法求输出回路的静态工作点时,考虑到此时没有交流输入信号,输出耦合电容相当于开路(空载),画 BJT 输出回路的负载线时应选用“空载负载线”的作图模式。

### (2) 输出回路交流负载线(带载线)的确定

当我们研究在有输入信号激励时输出端  $i_C$  和  $u_{CE}$  之间的响应关系时,也就是进入交流分析的范畴时,图 3.4.14(a) 的输出耦合电容  $C_2$  因有交流不再呈现开路状态,这样负载  $R_L$  便接入到输出回路中,在研究波动的  $i_C$  将产生怎样的  $u_{CE}$  波动时,我们需要把这个问题分解

成直流信号和交流信号两个部分来分析。即把  $i_c$  分解成直流  $I_{CQ}$  和纯交流  $i_c$ , 把  $u_{CE}$  分解成直流  $U_{CEQ}$  和纯交流  $u_{ce}$ 。关于直流参数  $I_{CQ}$  和  $U_{CEQ}$  的分析已经在空载负载线画法中介绍过, 在分析输出回路  $i_c$  和  $u_{CE}$  的对应关系时, 我们只需要再单独对纯交流信号  $i_c$  和  $u_{ce}$  的对应关系进行分析, 然后再将分析结果与直流信号相叠加即可。

图 3.4.17(a) 给出了分析图 3.4.14(a) BJT 输出回路对于纯交流信号的等效图, 依据该图可得交流响应关系为

$$\begin{aligned} u_{ce} &= -R'_L i_c \quad (R'_L = R_c // R_L) \\ i_c &= -\frac{1}{R'_L} u_{ce} \end{aligned} \quad (3.4.29)$$

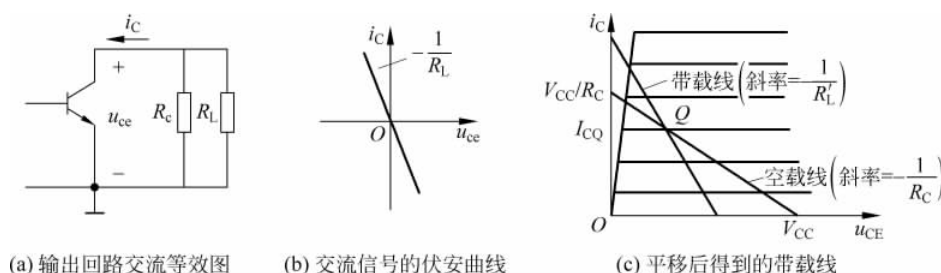


图 3.4.17 输出回路的交流分析

分析式(3.4.29)得出的重要结论是, 交流信号  $i_c$  和  $u_{ce}$  的响应关系是一条穿过坐标原点的斜率为  $-1/R'_L$  的直线, 它的斜率的绝对值大于空载负载线(直流负载线)的斜率绝对值  $1/R_c$ 。需要说明的是, 该直线的位置在 BJT 的工作中是不存在的, 因为 BJT 不能通过纯交流信号, BJT 中的交流信号必须是在与一定量的直流信号相叠加的情况下才能体现。因此对于图 3.4.17(b) 的纯交流信号  $i_c$  与  $u_{ce}$  之间的响应曲线, 必须要再叠加上电路原有的直流分量  $I_{CQ}$  和  $U_{CEQ}$  后, 才能体现出 BJT 输出回路的实际电流  $i_c$  和实际电压  $u_{CE}$  间的响应关系。

如何完成在图 3.4.17(b) 中纯交流参数曲线的基础上再叠加直流分量  $I_{CQ}$  和  $U_{CEQ}$  呢? 根据  $i_c = I_{CQ} + i_c$  (直流分量 + 交流分量),  $u_{CE} = U_{CEQ} + u_{ce}$  (直流分量 + 交流分量) 的基本关系, 当交流信号的波动趋近于零时, 便有

$$i_c = I_{CQ}, \quad u_{CE} = U_{CEQ} \quad (3.4.30)$$

式(3.4.30)告诉我们,  $i_c$  和  $u_{ce}$  为零时, 电路中实际的电流  $i_c$  和实际电压  $u_{CE}$  应该分别为  $I_{CQ}$  和  $U_{CEQ}$ 。显然只要把图 3.4.17(b) 中的原点  $O$  (代表交流信号为零) 的位置上移至  $I_{CQ}$  处 (相当于叠加上静态电流  $I_{CQ}$ ), 同时再将其右移至  $U_{CEQ}$  处 (相当于叠加上静态电压  $U_{CEQ}$ ), 即把图 3.4.17(b) 的原点  $O$  移位到图 3.4.17(c) 中的  $Q$  点, 这样便实现了纯交流信号和直流静态信号的叠加工作。如图 3.4.17(c) 所示, 移动后的线段是一个穿过静态工作点  $Q$  斜率为  $-1/R'_L$  的线段, 它与水平轴的交点小于空载负载线的交点 ( $V_{CC}$ ), 与纵轴的交点大于空载线的交点 ( $V_{CC}/R_c$ ), 在一般教材中该线段被称为“交流负载线”, 但对于交流激励信号而言, 当输出不带负载时, 所谓的“交流负载线”和“直流负载线”是同一个线段不宜区分, 故本教材认为称其为“带载负载线”更为准确。

此外还可以用 3.4.3 节中对输出电路动态范围分析的方法获得图 3.4.14(a) 在带载情况下  $u_{CE}$  和  $i_c$  之间的关系曲线。利用图 3.4.12(c) 的对耦合电容  $C_2$  的等效变换和电路结

构,可得  $i_C$  和  $u_{CE}$  关系的一次函数表达式为

$$i_C = \frac{V_{CC} - u_{CE}}{R_c} - \frac{U_{CEQ} - u_{CE}}{R_L} \quad (3.4.31)$$

分别令式(3.4.31)中  $i_C$  和  $u_{CE}$  为零,可分别在横坐标和纵坐标上得到  $u'_{CE} = (R_L V_{CC} + R_c U_{CEQ}) / (R_L + R_c)$  和  $i'_C = [(V_{CC}/R_c) + (U_{CEQ}/R_L)]$  的两点,用线段连接该两点即得到图 3.4.14(a)电路 BJT 输出端口的“带载负载线”,在对式(3.4.38)的一次函数分析后不难发现,它的斜率为  $-1/R'_L$  ( $R'_L$  为  $R_L$  和  $R_c$  并联的阻值),  $U_{CEQ}$  和  $I_{CQ}$  的对应关系是  $I_{CQ} = (V_{CC} - U_{CEQ})/R_c$ ,这些结构和之前分析的结果完全一致。

### (3) 输出回路信号波动范围的图解分析

在得到输出回路的带载线之后,相当于得到了在输出端口上电流  $i_C$  和电压  $u_{CE}$  之间关系的函数曲线,利用带载线就可以根据集电极电流轻松地找到对应的集-射极电压  $u_{CE}$ ,进而可以根据输入信号  $u_i$  得到输出信号  $u_o$  曲线。作图步骤如图 3.4.18 所示。

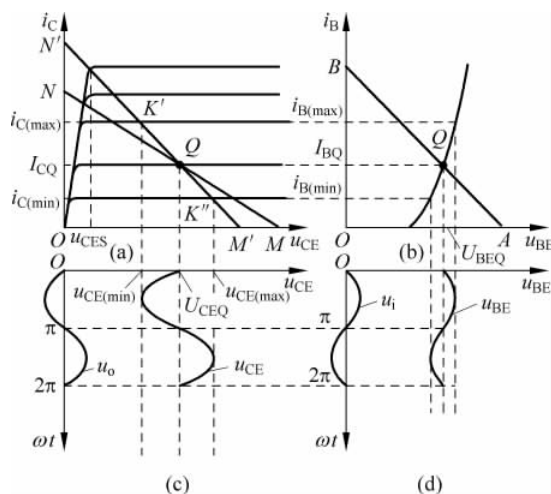


图 3.4.18 图解法作图过程介绍

① 首先如图 3.4.18(b)所示,在 BJT 输入伏安特性曲线的平面坐标上,利用 b-e 极端口所接外电路的伏安关系表达式,得出外电路伏安关系的直线方程,并确定该直线方程在图 3.4.18(b)  $AB$  两点的数值,将  $A$ 、 $B$  两点连接得到线段  $AB$ 。

② 确定线段  $AB$  与输入伏安曲线的交点为输入回路的静态工作点,由此得到  $U_{BEQ}$  的位置。

③ 经图 3.4.18(b)的  $Q$  点向下作垂线,在图 3.4.18(d)中得到输入信号  $u_i$  波动的轴线 ( $U_{BEQ}$ ),将输入信号  $u_i$  向右平移  $U_{BEQ}$  大小的距离,得到电压  $u_{BE}$  波动的区间。

④ 以图 3.4.18(d)中的  $u_{BE}$  波动的最大值和最小值位置为顶点向上作垂线,使在图 3.4.18(b)的 be 结伏安曲线上得到  $u_{BE}$  的最大值和最小值。

⑤ 对应图 3.4.18(b)中  $u_{BE}$  的最大值、最小值以及  $Q$  点的位置,向左边作水平线可分别得到  $i_{B(max)}$ 、 $i_{B(min)}$  和  $I_{BQ}$  的数值。

⑥ 依据 BJT 输出回路中 c-e 极端口对外的空载电路的相关参数,求出空载线的伏安关系表达式,确定空载线与图 3.4.18(a)横轴交点  $M$  及纵轴交点  $N$  的位置,连接  $M$ 、 $N$  两点得

到空载线。

⑦ 在图 3.4.18(a)中根据前面求得的  $I_{BQ}$  找到对应的  $I_{CQ}$  曲线,由该曲线和空载线的相交点得到输出回路的静态工作点  $Q$ ,经  $Q$  点向下作垂线得到  $U_{CEQ}$  的位置。

⑧ 在图 3.4.18(a)中做过  $Q$  点斜率为  $-1/R'_L$  的带载线,因为依照斜率做该线段很不方便,所以做带载线时可以通过  $Q$  和  $M'$  这两个点来确定带载线的位置,由图 3.4.18(a)中  $Q$  点、 $M$  点和  $M'$  点这三点构成的三角形关系,可对  $M'$  点按以下方法分析计算:

因为

$$\frac{1}{R'_L} = \frac{I_{CQ}}{u_{CE(M')} - U_{CEQ}}$$

所以得

$$u_{CE(M')} = U_{CEQ} + R'_L I_{CQ} \quad (3.4.32)$$

⑨ 依据图 3.4.18(b)中得到的  $i_{B(\max)}$  和  $i_{B(\min)}$  值,在图 3.4.18(a)中可以找到对应的  $i_{C(\max)}$  和  $i_{C(\min)}$  的曲线。把  $i_{C(\max)}$  及  $i_{C(\min)}$  的曲线和带载线形成的交点  $K'$ 、 $K''$  及  $Q$  点向下作垂线,得到  $u_{CE(\min)}$ 、 $u_{CE(\max)}$  及  $U_{CEQ}$  的位置。

⑩ 在图 3.4.18(c)中以  $U_{CEQ}$  为中心轴,可画出  $u_{CE}$  随  $i_C$  的增大或减小而产生减小或增大的反相波动的完整波形,再考虑到输出耦合电容的隔直作用,在负载  $R_L$  上  $u_{CE}$  曲线中的直流分量  $U_{CEQ}$  将被隔离掉,使  $u_{CE}$  的波形向左移动  $U_{CEQ}$  大小的距离,形成一个与输入信号  $u_i$  相位相反且被放大的纯粹交流信号电压  $u_o$ 。

从图 3.4.18 中可以看出,在输入信号  $u_i$  波动的一个周期内,集电极电流  $i_C$  均有与之对应的响应关系,我们把这种情况称之为放大电路对输入信号有  $360^\circ$  的响应。若放大电路对输入信号有  $360^\circ$  的响应则称其为甲类放大器。

通过图 3.4.18(a)还可以得出关于  $u_{CE}$  可以达到的最大值和最小值的分析结论。在带载情况下,分析带载线可知  $u_{CE}$  电压波动的范围限制在  $U_{CES} \sim u_{CE(M')}$  之间 ( $u_{CE(M')} = U_{CEQ} + I_{CQ}R'_L$ );而在空载情况下,分析空载线可知  $u_{CE}$  电压波动的范围限制在  $U_{CES} \sim u_{CE(M)}$  之间(由图 3.4.16(b)知,  $u_{CE(M)} = V_{CC}$ ),显然对于带载情况  $u_{CE}$  电压的波动范围变窄了。

为了让  $u_{CE}$  电压有正负均匀的波动区间,应使信号波动的原点  $U_{CEQ}$  设置在  $u_{CE}$  电压的最大值和最小值之间的中间点上。对于空载线来说(电路未接负载),  $U_{CEQ}$  约为  $V_{CC}/2$  为好;而对于带载线来说(电路接有负载),  $U_{CEQ}$  则应按照下述计算公式取值:

$$U_{CEQ} = \frac{R_L}{R_C + 2R_L} V_{CC} \quad (3.4.33)$$

若  $U_{CEQ}$  取值过小或过大,则输出信号都不能获得均匀的可波动区间。以图 3.4.19(a)和图 3.4.19(b)给出的波形为例,设  $V_{CC} = 10V$ ,  $U_{CES} = 1V$ ,  $U_{CEQ1} = 2V$ ,  $U_{CEQ2} = 8V$ 。对于图 3.4.19(a)来说,  $u_{CE}$  电压在减小的过程中受饱和电压  $U_{CES}$  的限制,可减小的最大幅度是  $U_{CEQ1} - U_{CES} = 1V$ ,而  $u_{CE}$  可增加的最大幅度是  $V_{CC} - U_{CEQ1} = 8V$ ,显然由于静态电压  $U_{CEQ}$  的不对称,导致了信号正负波动的波形出现了不对称,因为这种失真由于  $u_{CE}$  电压进入到了饱和区所引起的,故称其为“饱和失真”,也被称为“削底失真”。而对于图 3.4.19(b)来说,  $u_{CE}$  减小的最大幅度是  $U_{CEQ2} - U_{CES} = 7V$ ,而  $u_{CE}$  电压在增加的过程中受到电源电压  $V_{CC}$  的限制,可增加的最大幅度是  $V_{CC} - U_{CEQ2} = 2V$ ,显然这也出现了信号正负波动的波形不对称的情况,由于这种失真是由于 BJT 进入到了截止区所引起的,故称其为“截止失真”,也被称为“削顶失真”。

由上述分析可知,一个放大电路可获得的最大不失真输出幅度  $U_{om}$  为  $u_{CE}$  可增加或减小

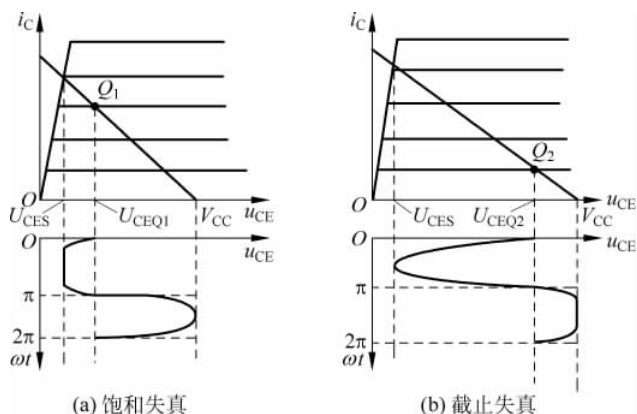


图 3.4.19 饱和失真与截止失真波形图

的最大值中相对较小的那个数值(参考图 3.4.18(a)),即

$$U_{om} = \begin{cases} U_{CEQ} - U_{CES} & (U_{CEQ} - U_{CES} < R'_L I_{CQ}) \\ R'_L I_{CQ} & (R'_L I_{CQ} < U_{CEQ} - U_{CES}) \end{cases} \quad (3.4.34)$$

若不要求  $u_{CE}$  有太大的波动区间,从降低电能损耗的角度讲可以适当降低  $I_{CQ}$  的取值、提高  $U_{CEQ}$  的取值为好。

### 3.4.5 习题

1. 对于共射极放大电路,输入端和输出端分别用的是 BJT 的哪两个极?
2. 对于图 3.4.1 所示共射极放大电路,若耦合微变信号的电容  $C_1$  短路,则电路的静态电流将全部变为零,请解释原因。
3. 对于图 3.4.20,请写出计算输入耦合电容  $C_1$  时间常数的表达式。
4. 请指出为什么图 3.4.2 中  $u_{C1}$  的波形是一条直线?
5. 请分析图 3.4.20 中输入耦合电容  $C_1$  上的静态电压  $U_{C1Q}$  和  $U_{BEQ}$  之间的关系。
6. 请根据图 3.4.20 所示电路结构,指出表达式  $u_{BE} = U_{BEQ} + u_i$  是怎样得出的,该表达式对于微变信号  $u_i$  和基极响应电流  $i_b$  之间关系有什么重要影响?
7. 要得到图 3.4.21 所示  $u_{CE}$  的波形,请问对  $U_{CEQ}$  的取值有什么要求?

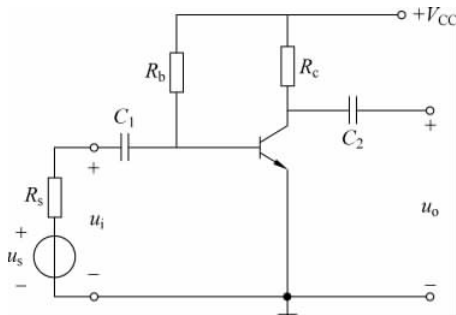


图 3.4.20 3.4.5 节题 3 的图

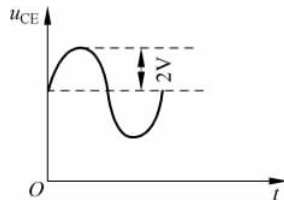


图 3.4.21 3.4.5 节题 7 的图

8. “在微变信号放大电路中,如果没有基极和集电极静态电流,就不可能实现对微变信号的放大”。请问此话对吗? 请指出图 3.4.1 电路中电阻  $R_b$  和  $R_c$  的作用各是什么?

9. 图 3.4.22 所示电路中,有两个电路造成输入信号短路,有两个电路没有基极静态电流,有一个电路将造成 BJT 烧坏,有两个是  $V_{CC}$  极性接错,有一个有放大的电流却没有放大的电压,请指出它们对应的图号。

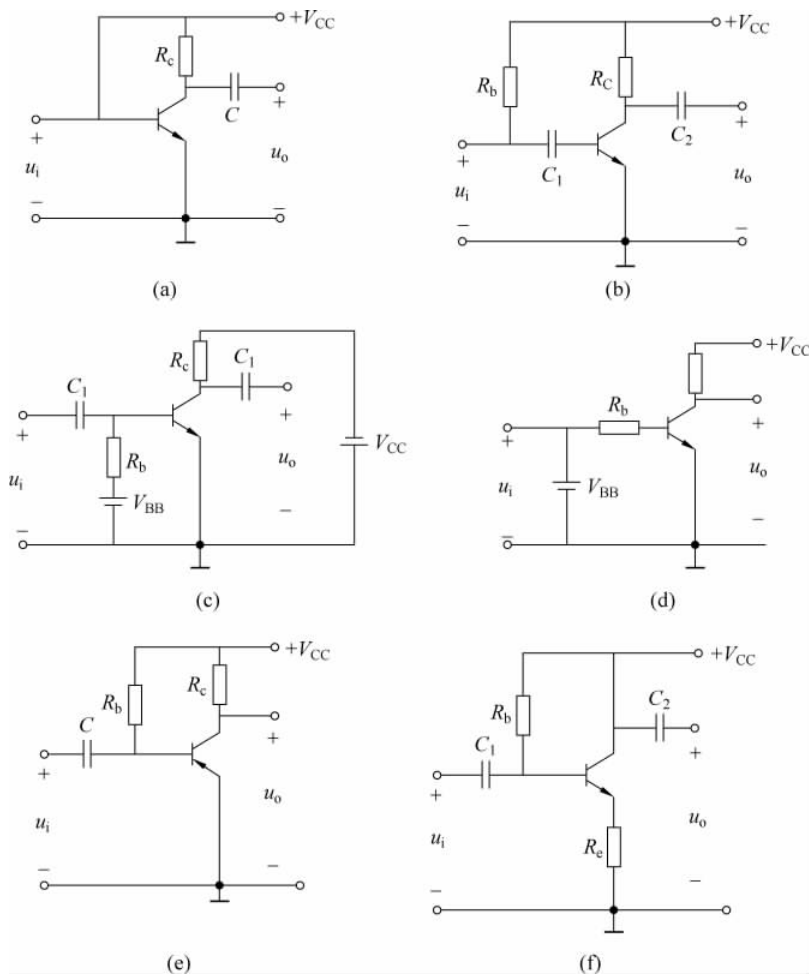


图 3.4.22 3.4.5 节题 9 的图

10. 已知一基本共射极放大电路如图 3.4.20 所示,  $\beta = 100$ ,  $R_c = 1\text{k}\Omega$ ,  $r_{bb'} = 200\Omega$ ,  $U_{BEQ} = 0.7\text{V}$ ,  $U_{CES} = 0.7\text{V}$ ,  $V_{CC} = 10\text{V}$ 。(1)请确定  $U_{CEQ}$  的数值,以使输出电压  $u_o$  可以有最大的波动范围;(2)请计算  $R_b$  相应的阻值;(3)请计算相应的输入阻抗  $R_i$  和电压放大倍数  $A_u$ ;(4)请计算在输出不发生截止和饱和失真的前提下,允许输入信号幅度的最大值  $U_{im}$  是多少?(5)请问输出阻抗  $R_o$  是多少?(6)输出端接  $1\text{k}\Omega$  负载,在  $u_i = 1\text{mV}$  时,求输出信号  $u_o$  的电压值?

11. 已知图 3.4.20 所示电路的输出曲线和空载线(直流负载线)如图 3.4.23 所示。

(1) 求  $V_{CC}$ 、 $R_c$ 、 $R_b$  的数值 (设  $U_{BEQ} = 0.7V$ )；(2) 设  $U_{CES} = 0.7V$ , 求最大不失真输出电压幅度  $U_{om}$ ；(3) 若该电路接上  $3k\Omega$  负载, 求最大不失真输出电压幅度  $U'_{om}$ ；(4) 如果希望在此基础上进一步提高  $U'_{om}$  的值, 请问该如何调节偏置电阻  $R_b$  的阻值；(5) 设  $r_{bb'} = 200\Omega$ , 求接  $3k\Omega$  负载后的电压放大倍数。

12. 对于图 3.4.20 所示电路中的电阻  $R_b$  和  $R_c$ , 请回答以下问题: (1) 谁能影响电压放大倍数? 什么关系? (2) 谁能影响输入阻抗? 什么关系? (3) 谁能影响输出阻抗? 什么关系? (4) 谁能影响最大不失真输出电压幅度?

13. 电路如图 3.4.24 所示, 请画出它们的交流等效图。

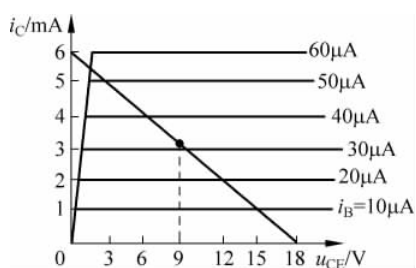


图 3.4.23 3.4.5 节题 11 的图

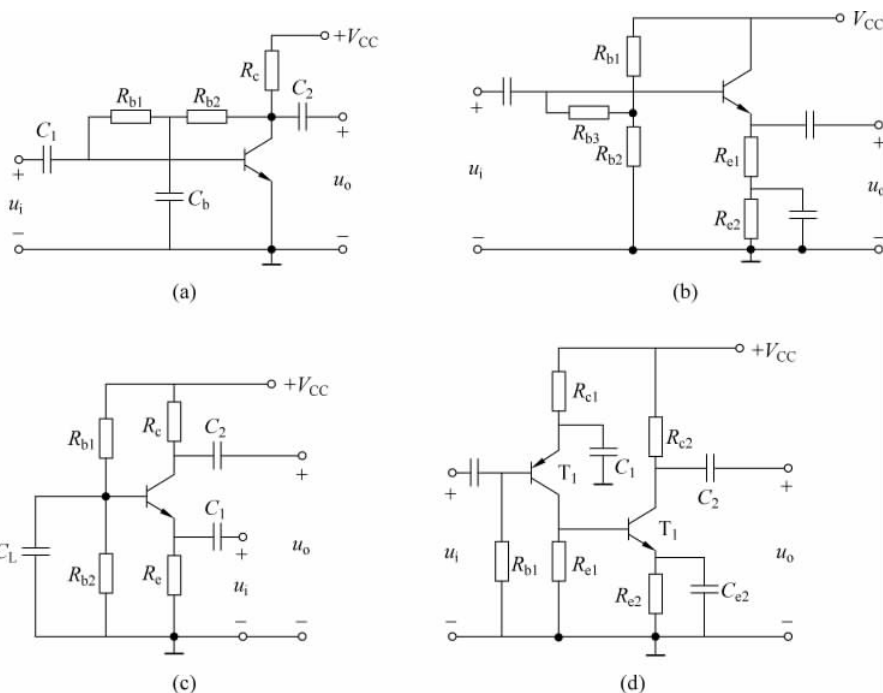


图 3.4.24 3.4.5 节题 13 的图

14. 图 3.4.25 是一个反相信号分离电路, 其作用是得到一对大小相等极性相反的输出信号。若欲使  $u_{o1} = -u_{o2}$ , 请确定  $R_c$ 、 $R_e$  和  $\beta$  之间的关系。

15. 已知一正弦波输入信号经图 3.4.20 电路后, 所得波形分别如图 3.4.26(a)、(b)、(c) 所示三个波形, 请分析应怎样消除失真?

16. 图 3.4.27 是一个把 NPN 型 BJT 改换成 PNP 型 BJT 的放大电路, 请问该电路还需要做其他哪些相应改动, 才可以使其正常工作。

17. 对于图 3.4.20 电路存在如图 3.4.28(a) 所示的缩顶失真, 请分析其原因; 对于图 3.4.28(b) 所示电路, 请分析表达式  $A_u \approx -R'_L/R_{e1}$  可以很好地克服缩顶失真的原因。(提示: 请关注  $r_{be}$  的非线性。)

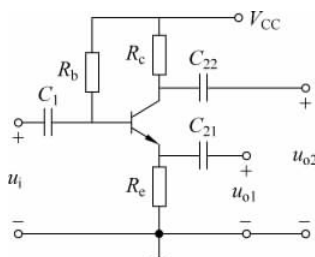


图 3.4.25 3.4.5 节题 14 的图

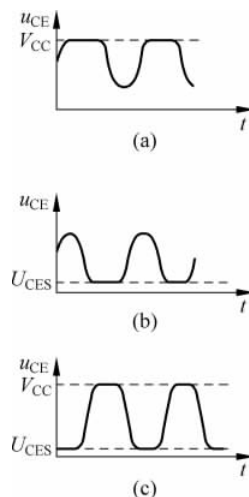


图 3.4.26 3.4.5 节题 15 的图

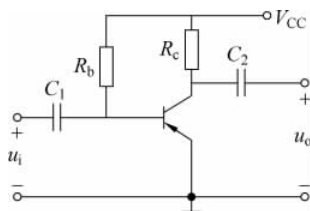


图 3.4.27 3.4.5 节题 16 的图

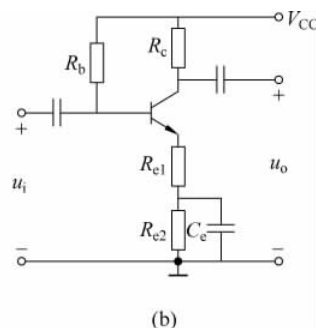
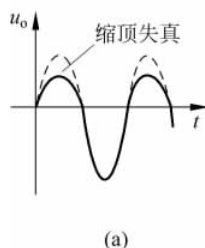


图 3.4.28 3.4.5 节题 17 的图

18. 对于图 3.4.20 所示电路, 设  $\beta=100$ ,  $R_c=1\text{k}\Omega$ ,  $R_L=2\text{k}\Omega$ ,  $R_b=200\text{k}\Omega$ ,  $U_{BEQ}=0\text{V}$ ,  $U_{CES}=0.7\text{V}$ ,  $V_{CC}=15\text{V}$ ,  $C_1$ 、 $C_2$  容量足够大。(1)请分析在输入信号  $u_i$  波动的过程中,  $u_{CE}$  电压波动所能达到的最大值  $u_{CE(\max)}$  和最小值  $u_{CE(\min)}$ ; (2)请问在分析  $u_{CE(\max)}$  和  $u_{CE(\min)}$  时, 对于耦合电容  $C_2$  而言, 是把它按电路的静态分析方法开路处理, 还是按动态分析的方法短路处理, 还是用瞬时值的方法(交直流叠加的方法)当做电压源进行分析的? (3)请计算该电路的理想静态电压  $U'_{CEQ}$  的值。

19. 对于放大电路图解分析法请分析以下说法是否正确: (1)当我们得到空载线或带载线后, 只要知道集电极电流  $i_c$  便可以得到  $u_{CE}$  电压, 而与 BJT 的输出曲线无关。(2)图解分析法中用到 BJT 的输出曲线, 主要是为了找到基极电流  $i_b$  和集电极电流  $i_c$  的对应关系。

20. 图 3.4.29 所示电路中  $\beta=100$ ,  $r_{bb'}=100\Omega$ ,  $U_{BEQ}=-0.7\text{V}$ ,  $U_{CES}=0\text{V}$ ,  $V_{CC}=-15\text{V}$ ,  $R_b=470\text{k}\Omega$ ,  $R_c=2\text{k}\Omega$ ,  $R_L=1\text{k}\Omega$ 。(1)请指出该电路的组态并求  $U_{CEQ}$  的值; (2)求电压放大倍数  $A_u$  和输出阻抗  $R_o$ 。

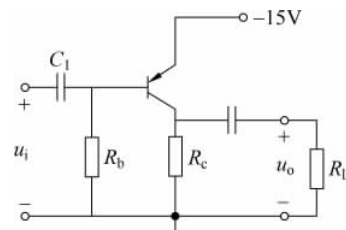


图 3.4.29 3.4.5 节题 20 的图

### 3.5 共集电极与共基极放大电路

共发射极放大电路(CE)既具有电压放大能力又具有电流放大能力,因此它相对于共集电极电路(CC)和共基极电路(CB)来说,可以获得最大的功率增益,是放大信号的首选电路。但是从其他一些问题的解决效果上来看,它又存在一些相对的不足之处,而共集电极或共基极放大电路可以较好地弥补这些不足,这就是为什么需要研究共集电极和共基极放大电路的原因。

#### 3.5.1 共集电极放大电路

##### 1. 共集电极放大电路功能介绍

共集电极放大电路通常也被称为射极跟随器(简称射随器)。射随器没有电压放大能力,它的电压放大倍数略小于1,通常近似认为  $A_u=1$ ,但它有两个极其突出的优点。

第一,射随器可使  $R_i \gg R_L$ ,起到显著减小高阻信号源端口电压衰减的作用。在图 3.5.1(a)中若  $R_L \ll R_s$ ,则依据分压关系在端口将会出现  $u_o \ll u_s$  的不利情况。若如图 3.5.1(b)所示,在图 3.5.1(a)的信号源和负载之间插入一个射随器(CC),利用射随器可以使  $R_i \gg R_L$  的特性,使图 3.5.1(b)中信号源端口提供的电压  $u_i$  和图 3.5.1(a)中提供的电压  $u_o$  比较,呈现使  $u_i \gg u_o$  的作用,这意味着射随器可以显著提高信号源端口输出电压的能力。利用射随器电压放大倍数  $A_u=1$  的特性,可得到图 3.5.1(b)中  $u_i=u'_o$  的关系,即负载  $R_L$  所得电压  $u'_o$  相对图 3.5.1(a)中  $u_o$  大为提高。

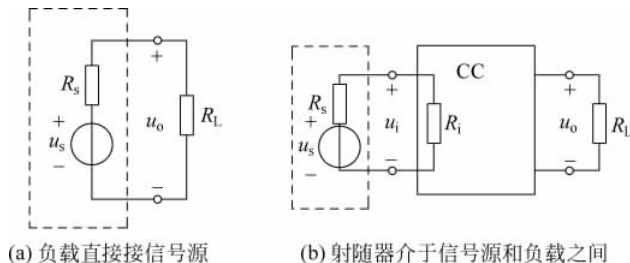


图 3.5.1 射随器提高负载电阻介绍

射随器第二个突出优点是  $R_o \ll R_s$  的特性。从图 3.5.2 所示放大器输出端口的电路模型和戴维宁最大输出功率定理,可知信号源能够输出的最大功率  $P_{O(\max)}$  为

$$P_{O(\max)} = \frac{(A_u U_{im})^2}{4R_o} \quad (3.5.1)$$

为提高放大器最大输出功率,可分别采取提高输出电压  $A_u u_i$  和减小输出电阻  $R_o$  两种途径。但提高输出电压意味着需要提高电源电压,这显然并不可取,因此降低  $R_o$  就成为提高放大器最大输出功率的首选方案。图 3.5.3 给出了用射随器降低信号源内阻关系的示意图。

设图 3.5.3(a)信号源的内阻  $R_s$  很大,若如图 3.5.3(b)所示,用射随器连接信号源,射随器的输出端作为新的信号源,利用射随器输出端电阻  $R_o \ll R_s$  的特性,便可极大地提高电路的最大可输出功率值。

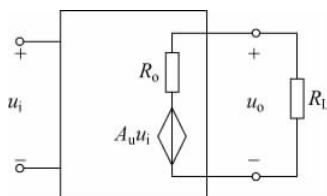


图 3.5.2 放大器输出端口模型

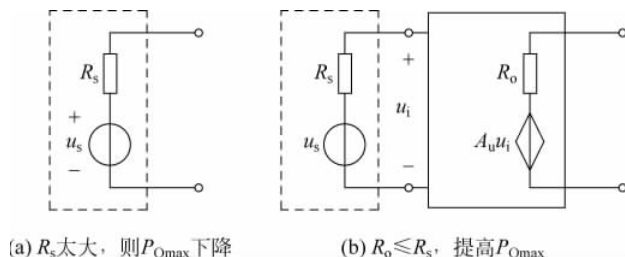


图 3.5.3 射随器降低信号源内阻示意图

射随器的这两大优点可归纳为它能提高放大器的输入阻抗、降低放大器的输出阻抗，简称为“阻抗变换”。

## 2. 射随器的电路结构及直流分析

射随器电路结构的关键特征是输出信号从发射极取出，输入信号没有其他选项只能是加在基极。图 3.5.4(a) 是一个最基本的射随器电路，与共发射极放大电路中射极是输入和输出信号的公共通路（故取名为共发射极放大电路）不同，共集电极放大电路（射随器）的集电极并不是输入和输出信号的公共极，之所以被取名为“共集电极电路”，是因为对交流信号而言，输入和输出信号的一端以及集电极都共同和“地”相连。

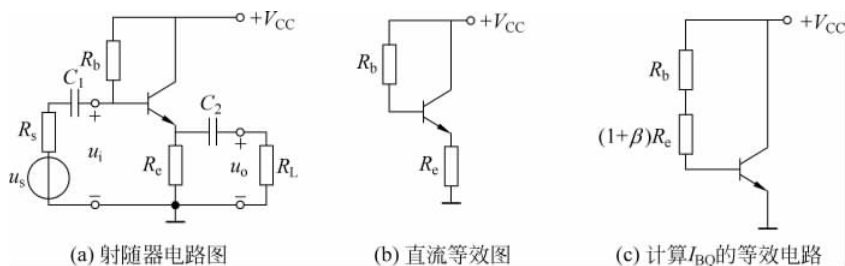


图 3.5.4 共集电极（射随器）电路及直流等效图

射随器的直流通路等效图如图 3.5.4(b) 所示，它的静态分析方法及过程如下。

### (1) 基极静态电流 $I_{BQ}$ 的计算

利用 KVL 得电压方程

$$V_{CC} = U_{R_b} + U_{BEQ} + U_{R_e}$$

以  $I_{BQ}$  为参变量进行交换得

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

$$I_{BQ} = \frac{V_{CC} - U_{BEQ}}{R_b + (1+\beta)R_e} \quad (3.5.2)$$

分析式(3.5.2)分母中  $R_b + (1+\beta)R_e$  项具有电阻量纲，由  $R_b$  和  $(1+\beta)R_e$  是两项相加的关系，可知它们是串联结构，所以可得计算  $I_{BQ}$  的等效电路如图 3.5.4(c) 所示。

图 3.5.4(c) 的电路再次告诉我们，在单独计算基极通路时，可把射极电阻扩大  $(1+\beta)$  后，折算到基极电路中以简化计算过程。

### (2) 射极静态电流 $I_{EQ}$ 的值由 $I_{EQ} = (1+\beta)I_{BQ}$ 的关系得出。

根据图 3.5.4(a) 的电路结构得  $U_{CEQ} = V_{CC} - I_{EQ}R_e$ 。

### 3. 射随器的交流参数分析

图 3.5.4(a) 所示射随器电路的交流等效图如图 3.5.5 所示。

(1) 求输入阻抗  $R_i$

观察图 3.5.5 的电路结构可知,输入电阻  $R_i$  是由  $R_b$  和从基极与地之间的端口向右望入的等效电阻  $R'_i$  并联所得,其中  $R'_i$  需要利用端口电压与电流的比值来确定。

令

$$R'_L = R_e // R_L \quad (3.5.3)$$

由图 3.5.5 电路结构得

$$\begin{aligned} u_i &= i_b r_{be} + (1 + \beta) i_b R'_L \\ &= i_b [r_{be} + (1 + \beta) R'_L] \end{aligned}$$

$$R'_i = \frac{u_i}{i_b} = [r_{be} + (1 + \beta) R'_L] \quad (3.5.4)$$

$$R_i = R_b // [r_{be} + (1 + \beta) R'_L] \quad (3.5.5)$$

对于式(3.5.5),由于通常  $R_b$  数值较大,输入阻抗  $R_i$  的大小主要取决于  $[r_{be} + (1 + \beta) R'_L]$  这一项,同时由于通常  $R_L$  较小使  $R'_L$  随之较小,但是通过  $(1 + \beta) R'_L$  的变换关系就可以有效地提高射随器的输入阻抗  $R_i$ ,它体现了图 3.5.1(b) 中射随器利用阻抗变换使  $R_i \gg R_L$  的特性,从而使信号源输出的电压  $u_i$  远远大于图 3.5.1(a) 中的输出电压。

(2) 输出阻抗  $R_o$ 。

输出阻抗是在输出端不接负载  $R_L$  时从输出端口向里望入的戴维宁电阻,因此在分析  $R_o$  时信号源电压  $u_s$  需要被短路处理。

在图 3.5.5 中输出电阻  $R_o$  可以看成是由三部分电阻并联而成,它们分别是  $R_e$ 、以  $R_e$  两端为端口的左边部分  $R'_o$  和右边部分  $R''_o$ ,  $R'_o$  的表达式为

$$R'_o = (R_s // R_b) + r_{be}$$

而  $R''_o$  实际上是受控电流源  $\beta i_b$  表现出的等效电阻,比较  $R'_o$  和  $R''_o$  电路可以发现它们具有相同的电压,但  $R''_o$  的电流比  $R'_o$  的电流大  $\beta$  倍,故可以得出  $R''_o$  的阻值比  $R'_o$  阻值小  $\beta$  倍。即

$$R''_o = R'_o / \beta \quad (3.5.6)$$

$$R''_o // R'_o = \frac{R'_o}{1 + \beta} = \frac{(R_s // R_b) + r_{be}}{1 + \beta} \quad (3.5.7)$$

由此可得射随器的输出电阻  $R_o$  为

$$R_o = R_e // R''_o // R'_o = R_e // \frac{(R_s // R_b) + r_{be}}{1 + \beta} \quad (3.5.8)$$

分析式(3.5.8)可以发现,由于  $r_{be}$  通常在  $1k\Omega$  左右,当信号源内阻  $R_s$  较大(如几十千欧)时可忽略  $r_{be}$ ,则  $R_o$  是在  $R_s$  首先并联  $R_b$  降低阻值后,又除以  $(1 + \beta)$  进一步减小,再与  $R_e$  相并联进一步减小,可见射随器的输出阻抗相对信号源内阻  $R_s$  被大大降低。

(3) 射随器的电压放大倍数  $A_u$

分析图 3.5.5 的射随器交流等效图可知

$$u_o = (1 + \beta) i_b R'_L \quad (3.5.9a)$$

$$u_i = i_b r_{be} + (1 + \beta) i_b R'_L \quad (3.5.9b)$$

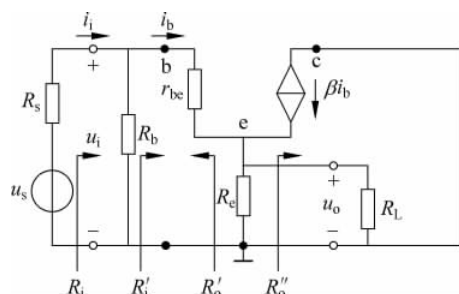


图 3.5.5 射随器的交流等效图

所以有

$$A_u = \frac{u_o}{u_i} = \frac{(1+\beta)i_b R'_L}{i_b r_{be} + (1+\beta)i_b R'_L} = \frac{(1+\beta)R'_L}{r_{be} + (1+\beta)R'_L} \quad (3.5.10)$$

因为

$$(1+\beta)R'_L \gg r_{be}$$

所以有

$$A_u = \frac{(1+\beta)R'_L}{r_{be} + (1+\beta)R'_L} \approx \frac{(1+\beta)R'_L}{(1+\beta)R'_L} = 1 \quad (3.5.11)$$

由式(3.5.11)知射随器输入输出信号相位相同、幅值相等,射极输出信号波形跟随输入信号波形相一致波动,射随器的名称由此而来。

射随器阻抗变换作用的大小(即  $R_i$  和  $R_o$  的数值)与  $\beta$  相关,要想使射随器发挥出优异的阻抗变换作用,就应选用  $\beta$  尽可能大一些的管子。

**【例 3.5.1】** 已知某高阻信号源的内阻为  $50\text{k}\Omega$ ,  $u_s = 5\sin\omega t \text{ V}$ 。射随器电路及参数如图 3.5.6 所示。请分析将负载直接接在信号源和经过射随器阻抗变换后,负载所得功率提高多少倍?(设  $r_{bb'} = 200\Omega$ ,  $U_{BEQ} = 0$ ,  $T = 300\text{K}$ )

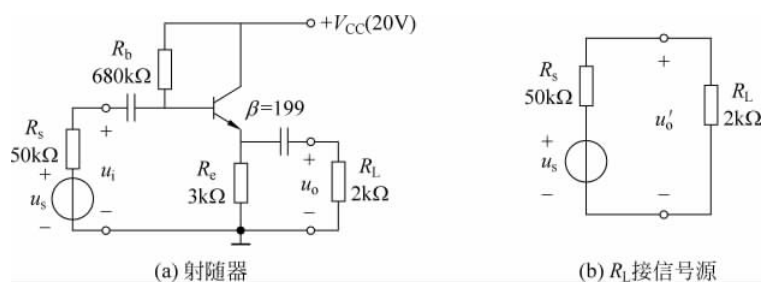


图 3.5.6 例题 3.5.1 电路

解:

(1) 求静态参数

$$I_{BQ} = \frac{V_{CC}}{R_b + (1+\beta)R_e} = \frac{20\text{V}}{680\text{k}\Omega + 200 \times 3\text{k}\Omega} = 15.6\mu\text{A}$$

$$I_{EQ} = (1+\beta)I_{BQ} = 3.12\text{mA}$$

$$U_{CEQ} = V_{CC} - I_{EQ}R_e = 10.64\text{V}$$

(2) 交流分析

输入阻抗  $R_i$

$$r_{be} = 200\Omega + \frac{26\text{mV}}{15.6\mu\text{A}} = 1.86\text{k}\Omega$$

$$R_i = R_b \parallel [r_{be} + (1+\beta)R'_L] \approx 177.4\text{k}\Omega$$

输出阻抗  $R_o$

$$R_o = R_e \parallel \frac{(R_s \parallel R_b) + r_{be}}{1+\beta} = 3\text{k}\Omega \parallel \frac{1.86\text{k}\Omega + 46.6\text{k}\Omega}{200} = 0.22\text{k}\Omega$$

电压放大倍数  $A_u$

$$A_u = \frac{(1+\beta)R'_L}{r_{be} + (1+\beta)R'_L} = \frac{(1+\beta) \times 1.2\text{k}\Omega}{1.86\text{k}\Omega + 200 \times 1.2\text{k}\Omega} \approx 0.99$$

(3) 求负载直接接信号源所得平均功率  $P'$

负载直接接信号源时得到的电压  $u'_o$  为

$$u'_o = \frac{2\text{k}\Omega}{50\text{k}\Omega + 2\text{k}\Omega} 5\sin\omega t \text{ V} \approx 0.19\sin\omega t \text{ V}$$

负载得到的平均功率  $P'_o$  为

$$P'_o = \frac{(U'_{om})^2}{2R_L} = \frac{(0.19\text{V})^2}{4\Omega} \approx 0.009\text{mW}$$

(4) 求经过射随器后负载得到的平均功率  $P_o$ 。

射随器输入端得到的电压  $u_i$  为

$$u_i = \frac{R_i}{R_s + R_i} u_s = \frac{177.4\text{k}\Omega}{50\text{k}\Omega + 177.4\text{k}\Omega} 5\sin\omega t \text{ V} \approx 3.9\sin\omega t \text{ V}$$

射随器输出端的电压  $u_o$  为

$$u_o = A_u u_i = 0.99 \times 3.9\sin\omega t \text{ V} \approx 3.86\sin\omega t \text{ V}$$

负载  $R_L$  上的平均功率  $P_o$  为

$$P_o = \frac{(U_{om})^2}{2R_L} = \frac{(3.86\text{V})^2}{4\Omega} \approx 3.72\text{mW}$$

经过射随器阻抗变换后负载平均功率提高倍数为

$$\frac{P_o}{P'_o} = \frac{3.72\text{mW}}{0.009\text{mW}} = 413$$

### 3.5.2 共基极放大电路

#### 1. 共基极放大电路功能介绍

共基极放大电路具有和共射极放大电路相同的电压放大倍数,但是它的输入阻抗相对共射极放大电路大大降低,造成输入端口接入电压衰减明显是它的主要缺点。但共基极放大电路对高频信号的放大能力明显优于共射极放大电路,因此被广泛应用在高频信号放大电路中。与共集电极电路类似,在共基极电路中,输出信号电流不通过基极回路,基极不是输入和输入信号的公共回路,共基极放大电路的含义是指,基极与输入和输出信号共地。

#### 2. 共基极放大电路分析

图 3.5.7(a) 是典型的共基极放大电路的电路图,图 3.5.7(b) 是它的交流等效图。

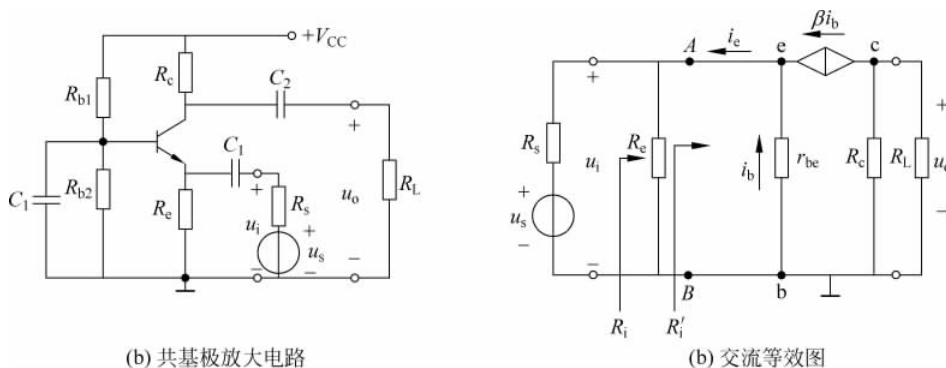


图 3.5.7 基本共基极放大电路

### (1) 直流分析

图 3.5.7(a) 所示的共基极放大电路的直流等效电路, 与图 3.4.4 射极偏置电路的直流等效电路完全相同, 因此它们有着相同的直流分析方法和结论, 在此不做专门介绍。

### (2) 交流分析

图 3.5.7(a) 所示共基极放大电路的交流等效图如图 3.5.7(b) 所示, 它的交流分析如下。

电压放大倍数分析如下。

由图可知

$$u_o = -\beta i_b R'_L \quad (R'_L = R_c // R_L)$$

因为

$$i_b = -\frac{u_i}{r_{be}}$$

所以

$$A_u = \frac{u_o}{u_i} = \beta \frac{R'_L}{r_{be}} \quad (3.5.12)$$

将式(3.5.12)与基本共射极放大电路的电压放大倍数公式相比较可知, 它们的电压放大倍数数值相等, 相位相反, 共基极放大电路的输出与输入信号相位相同。

输入阻抗  $R_i$  分析如下。

$R_i$  是由电阻  $R_c$  和从  $AB$  端向右望入的电阻  $R'_i$  并联构成。其中

$$R'_i = \frac{u_i}{-i_e} = \frac{-i_b r_{be}}{-(1+\beta)i_b} = \frac{r_{be}}{1+\beta}$$

所以

$$R_i = R_c // R'_i = R_c // \frac{r_{be}}{1+\beta} \quad (3.5.13)$$

可见它比共射极电路输入阻抗(约等于  $r_{be}$ )小很多, 通常为几欧姆至几十欧姆之间。

输出阻抗  $R_o$  分析如下。

分析  $R_o$  仍然是要求在  $u_s=0$  条件下进行。此时由于  $i_b$  没有电流, 所以受控电流源的电流也为零, 相当于开路, 在此情况下从输出端口向里望入的阻抗只有  $R_c$ , 因此输出阻抗  $R_o$  为

$$R_o = R_c \quad (3.5.14)$$

## 3.5.3 放大电路三种组态特性的比较

以上我们分析了共射极、共基极和共集电极三种组态的放大电路, 为便于比较, 现将它们的特性列于表 3.5.1 中, 其中共射极电路既有电压增益又有电流增益所以常用于各种放大器的主放大级, 但它的输入和输出阻抗都不理想。对于共集电极放大电路, 虽然它的电压增益为 1, 但它可以提高输入电阻降低输出电阻, 通常用作多级电压放大器的输入或输出级, 用于实现阻抗变换而不是电压放大。共基极放大电路的缺点是输入电阻最小, 输出电阻较大, 电流增益接近于 1, 优点是它具有优良的高频特性, 在高频电路中被广泛使用。由此可见放大电路的三种组态性能各有特点, 在设计放大电路时应根据具体要求合理选择组态形式, 并进行合理组合, 取长补短, 以使放大器的综合性能达到最佳。

表 3.5.1 放大电路三种组态特能比较

|       | 共射极电路                                                            | 共基极电路                                                           | 共集电极电路                                                                             |
|-------|------------------------------------------------------------------|-----------------------------------------------------------------|------------------------------------------------------------------------------------|
| $A_u$ | $-\beta \frac{R'_L}{r_{be}}$<br>放大倍数高(几十至几百)<br>$u_i$ 与 $u_o$ 反相 | $\beta \frac{R'_L}{r_{be}}$<br>放大倍数高(几十至几百)<br>$u_i$ 与 $u_o$ 同相 | $\frac{(1+\beta)R'_L}{r_{be} + (1+\beta)R'_L}$<br>放大倍数低(约等于 1)<br>$u_i$ 与 $u_o$ 同相 |
| $A_i$ | 等于 $\beta$                                                       | 约等于 1                                                           | 等于 $(1+\beta)$                                                                     |
| $R_i$ | 约等于 $r_{be}$<br>阻值中等(几百至几千欧)                                     | 约等于 $\frac{r_{be}}{(1+\beta)}$<br>阻值低(几至几十欧)                    | 约等于 $(1+\beta)R'_L$<br>阻值高(几十千欧)                                                   |
| $R_o$ | 阻值高(约等于 $R_c$ )                                                  | 阻值高(约等于 $R_c$ )                                                 | 阻值低(约等于 $\frac{R'_s}{(1+\beta)}$ )                                                 |
| 高频特性  | 差                                                                | 好                                                               | 好                                                                                  |
| 用途    | 放大电路的中间级                                                         | 高频电路和宽带放大器                                                      | 输入、输出和隔离级                                                                          |

**【例 3.5.2】** 三极管放大电路如图 3.5.8 所示,已知三极管的  $\beta=100, r_{be}=2\text{k}\Omega$ 。对于以下要求:(1) 源电压放大倍数  $|A_{us}|=|u_o/u_s|$  最大;(2)  $u_o \approx -u_s$ ;(3)  $u_o \approx u_s$ ;(4) 同时获得一对幅值相等,极性相反的输出信号。请分析电路应接成什么组态(端点①、②、③应分别如何连接)?

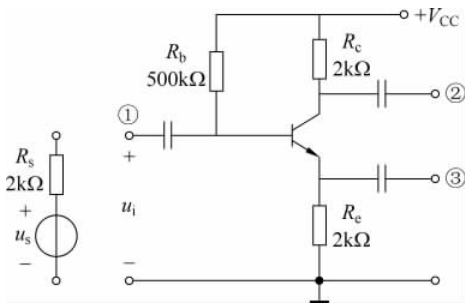


图 3.5.8 例题 3.5.2 电路图

**解:** 对于要求(1)应接成共发射极组态,即①端接信号源,②端作为输出端,③端接地,此时的  $A_{us}$  为

$$A_{us} = \frac{u_o}{u_s} = -\frac{R_i}{R_i + R_s} \frac{\beta R'_L}{r_{be}} \approx -\frac{2}{2+2} \frac{100 \times 2}{2} = -50$$

虽然共基极组态的电压放大倍数也很大,但因为它的输入电阻远远小于共射极组态的输入电阻,信号源电压在端口处衰减严重,故只有共射极放大电路组态满足要求。

对于要求(2),因为要求输入与输出信号相位相反,故只能接成共发射极电路;再考虑要求输入输出信号幅值相等,连接方式应该为①端接信号源,②端作为输出端,③端开路。此时的  $R_i$  和  $A_{us}$  分别为

$$R_i = R_b \parallel [r_{be} + (1+\beta)R_e] = 2 \parallel (2 + 101 \times 2)\text{k}\Omega \approx 145\text{k}\Omega$$

$$A_{us} = \frac{u_o}{u_s} = -\frac{R_i}{R_i + R_s} \frac{\beta R'_L}{r_{be} + (1 + \beta)R_e} \quad (3.5.15)$$

$$= -\frac{145}{145 + 2} \frac{100 \times 2}{2 + 101 \times 2} \approx -1$$

可见该电路的关键是利用了射极上的电阻  $R_e$ ，它一方面使输入电阻  $R_i$  得到了极大的提高，使输入端的电压  $u_i \approx u_s$ ，第二是使电压放大倍数得到降低，从式(3.5.15)右边的分式中可以看出  $A_u \approx R'_L/R_e$  的结论，在本例中令  $R'_L = R_e$ ，便得到  $u_o \approx -u_s$  的结果了。

对于要求(3)，因为要求输入与输出信号相同，这是典型的跟随器电路的要求特征，它的着眼点不是电压放大而是阻抗变换，因此应接成共集电极电路组态，连接方式为①端接信号源，②端接地或悬空，③端为输出端。它的  $R_i$  和  $A_{us}$  分别为

$$R_i = R_b // [r_{be} + (1 + \beta)R_e] = 2 // (2 + 101 \times 2) \text{ k}\Omega \approx 145 \text{ k}\Omega$$

$$A_{us} = \frac{u_o}{u_s} = \frac{R_i}{R_i + R_s} \frac{\beta R'_L}{r_{be} + (1 + \beta)R_e} = \frac{145}{145 + 2} \frac{100 \times 2}{2 + 101 \times 2} \approx 1$$

对于要求(4)，因为要求同时有两个幅值相同、相位相反的输出信号，因此应分别接成共发射极和共集电极两种组态的电路，并使共发射极放大电路组态的放大倍数为 1，它的连接方式为：①端接信号源，②端作为反相输出端，③端作为同相输出端，该电路通常被称为分离倒相器。

### 3.5.4 习题

- 射随器电路结构的最根本特征就是在发射极提取输出信号，对吗？
- 射随器的输入阻抗和负载之间有什么定性关系？输出阻抗和信号源内阻之间有什么定性关系？这些关系统称为\_\_\_\_\_变换。它的重要应用价值是什么？
- 某放大器具有很高的电压放大能力，但是当接上负载后输出电压便会产生显著衰减，应采取什么办法解决此问题？

4. 已知图 3.5.9 电路中  $\beta = 99$ ,  $r_{bb'} = 200 \Omega$ ,  $U_{BEQ} = 0.7 \text{ V}$ ,  $V_{CC} = 15 \text{ V}$ ,  $R_b = 300 \text{ k}\Omega$ ,  $R_e = 1 \text{ k}\Omega$ ,  $R_s = 50 \text{ k}\Omega$ ,  $R_L = 0.5 \text{ k}\Omega$ ,  $u_s = 3 \text{ V}$ 。(1)请指出该电路是什么组态；(2)请计算它的正态参数  $U_{CEQ}$ 、 $R_i$ 、输入电压  $u_i$  及输出电压  $u_o$ 。

5. 对于图 3.5.9 所示电路及参数，设  $C_1$  和  $C_2$  容量足够大， $U_{CES} = 0 \text{ V}$ ，试分析输出电压可达到的最大波动幅度  $U_{om}$ 。

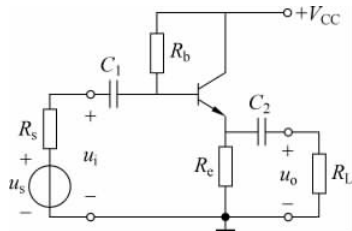


图 3.5.9 3.5.4 节题 4 的图

- 请指出图 3.5.10 中 BJT 分别都是什么组态。
- 基本放大电路如图 3.5.11 中(a)和(b)所示，图 3.5.11(a)虚线内为电路 I，图 3.5.11(b)虚线内为电路 II。由电路 I 和 II 组成的多级放大电路如图 3.5.11(c)、(d)、(e)所示。请说明图 3.5.11(c)、(d)、(e)所示各电路中：
  - 哪些电路的输入电阻比较大？
  - 哪些电路的输入电阻比较小？
  - 哪个电路的源电压放大倍数  $A_{us} = u_o/u_s$  最大？

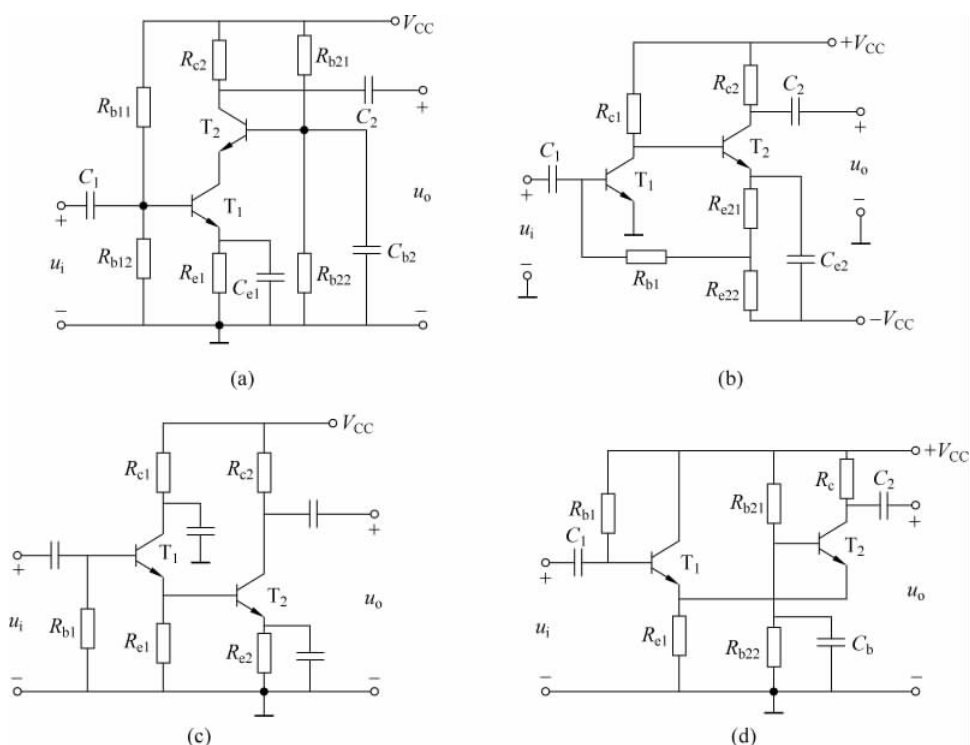


图 3.5.10 3.5.4 节题 6 的图

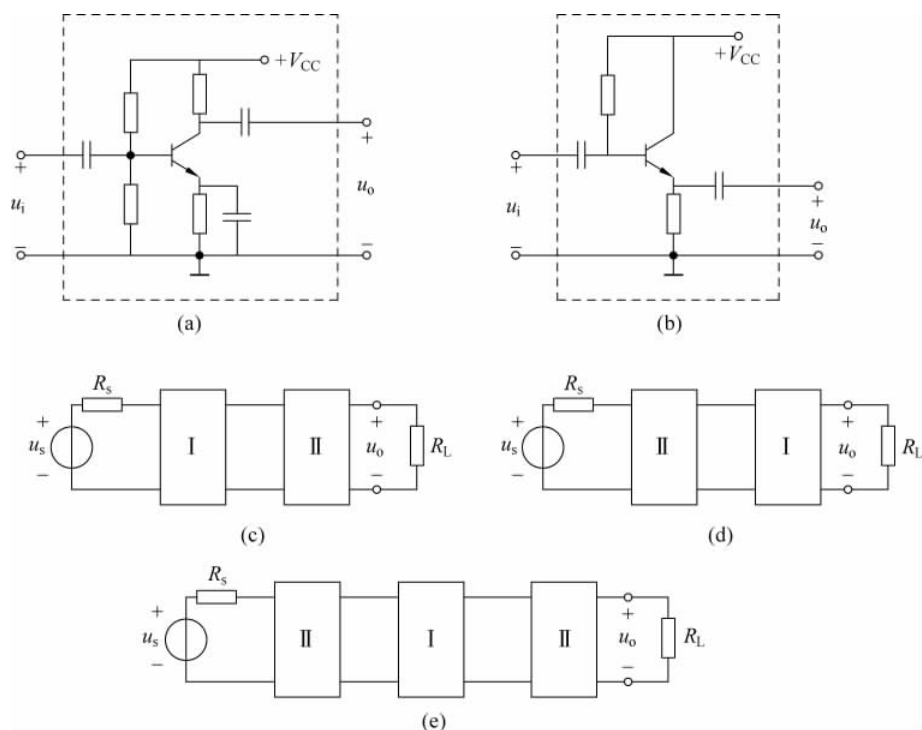


图 3.5.11 3.5.4 节题 7 的图

8. 已知某共基极放大电路如图 3.5.12 所示, 其中  $\beta=80$ ,  $r_{bb'}=200\Omega$ ,  $U_{BEQ}=0.7V$ ,  $V_{CC}=12V$ ,  $R_{b1}=60k\Omega$ ,  $R_{b2}=20k\Omega$ ,  $R_c=3k\Omega$ ,  $R_e=2k\Omega$ ,  $R_s=50\Omega$ ,  $R_L=0.5k\Omega$ ,  $U_{sm}=5mV$ 。(1)求请用近似计算法求静态参数  $I_{BQ}$ 、 $I_{CQ}$  及  $U_{CEQ}$  的值; (2)求动态参数  $R_i$ 、 $R_o$  及  $A_u$  ( $A_u=u_o/u_i$ ) 的值; (3)求  $U_{im}$  和  $A_{us}$  ( $A_{us}=u_o/u_s$ ) 的值。

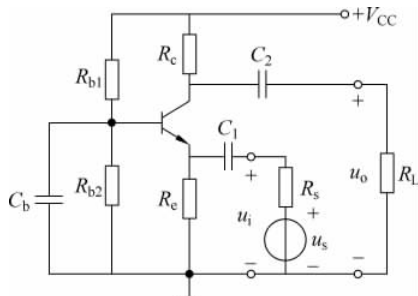


图 3.5.12 3.5.4 节题 8 的图

## 3.6 多级放大电路

每种放大电路组态优缺点兼具, 为了得到满意的放大电路设计效果, 往往需要通过多个组态的放大电路级联(组合)才可满足实际要求。

### 3.6.1 多级放大电路的级间耦合方式

多级放大电路的组成可以由图 3.6.1 所示的框图来表示, 其中输入级的作用是提高放大器的输入阻抗和进行低噪声放大, 中间级用于电压放大, 输出级的作用是通过降低输出阻抗和提高转换效率实现功率放大推动负载。这种划分是按功能进行的, 有时在某一级中(如中间级), 又会由多个电压放大级级联而成。



图 3.6.1 多级放大电路组成的框图

在多级放大电路中, 将级与级之间信号的连接称为信号耦合, 对于交流放大器来说, 级与级之间阻断直流信号只通过交流信号, 被称为“交流耦合”; 对于直流放大器来说, 级与级之间采用交、直流信号全部都能通过的传输方法, 被称为“直接耦合”。交流耦合的最大优点是各级放大电路的静态工作点相互独立、设计简单; 直接耦合放大器各级之间的静态工作点相互牵制, 设计时需要全面考虑, 相对复杂, 优点是它可以放大缓变和直流信号。

#### 1. 阻容耦合

放大器的级与级之间通过电容连接的方式称为阻容耦合方式, 电路如图 3.6.2 所示, 阻容耦合放大电路的设计要点是, 耦合电容与所连接的电路形成的时间常数必须远大于信号最低频率对应的周期。

#### 2. 变压器耦合

通过变压器传输放大器级间信号称为变压器耦合, 其电路如图 3.6.3 所示, 由于变压器

线圈间的直流不能相互传递,故电路的静态工作点参数互不影响,可以分别进行计算和调整。变压器耦合电路的最大优点是,可以利用线圈匝比实现负载和信号源内阻之间的阻抗匹配,使负载上能够得到最大输出功率,在低频放大电路功率输出级以及一些高频电路中,变压器耦合方式得到较多应用。

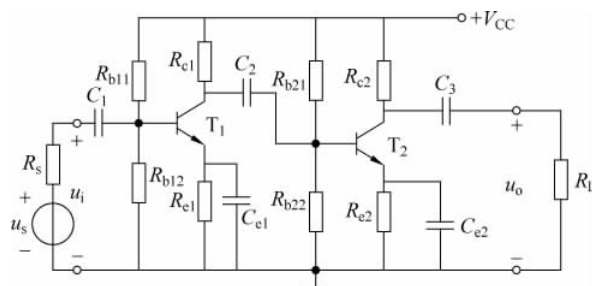


图 3.6.2 阻容耦合多级放大电路

### 3. 直接耦合

直接耦合放大电路如图 3.6.4 所示,优点是节省了电容或变压器元件,可以对低频和直流信号进行放大,缺点是各级静态工作点之间相互影响,会存在零点漂移的现象。

### 4. 光电耦合

图 3.6.5(a)所示为典型的光电耦合器(4N25)的原理图,当电信号施加到光电耦合器的输入端时,发光二极管开始发光,光敏三极管在受到光照后,开始导通产生电流  $i_c$ ; 输入端无信号时发光二极管不亮,光敏三极管则截止。光电耦合器主要有以下特点。

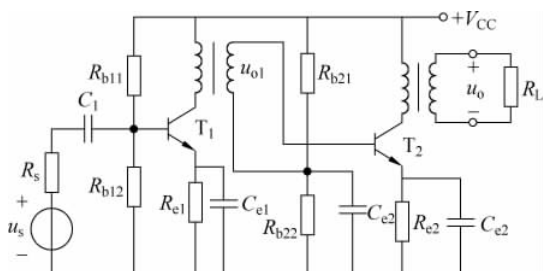


图 3.6.3 变压器耦合多级放大电路

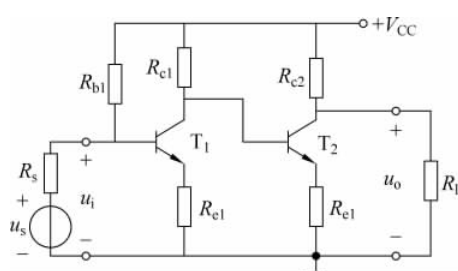


图 3.6.4 直接耦合放大电路

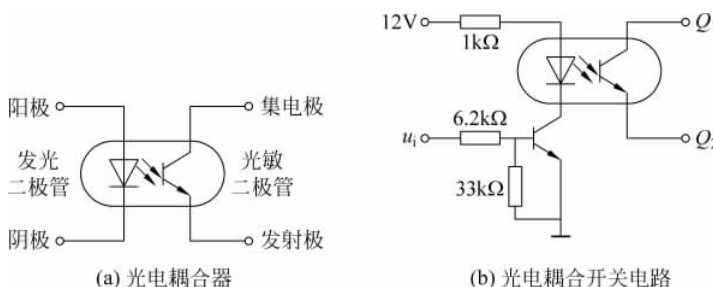


图 3.6.5 光电耦合器件及其应用

(1) 较好的电隔离性。光电耦合器输入回路与输出回路之间没有电路上的连接,也没有共地端,因此可以有效地避免因各接地点之间不能做到阻值绝对为零而造成的干扰。

(2) 安全性好。光电耦合器的输入回路和输出回路之间没有电器元件连接,可以承受几千伏的高压,当前级电路出现异常高电压或大电流时不会造成后级电路的损坏。

(3) 抗干扰能力强。光电耦合器的输入阻抗较小(只有几百欧姆),适合于低阻信号源驱动,因为通常干扰源的阻抗都比较大,较难有效驱动光耦合器的输入回路。

(4) 响应速度快。响应延迟时间只有  $10\mu\text{s}$  左右,适用于对响应速度要求较高的场合。

因光电耦合器具有体积小、寿命长、适用温度范围宽、输入与输出在电气上完全隔离等优点,因而在各种电子设备的隔离电路、负载接口电路及各种家用电器设备中广为应用。

### 3.6.2 组合放大电路

组合放大电路是多级放大电路的形式之一,它的特点是把几种组态电路用一种典型的形式进行组合,形成功能特征突出的应用电路,这些组合主要是共射-共基(CE-CB)组合、共集-共射(CC-CE)组合以及共射-共集(CE-CC)组合,下面简要介绍一下几种常用组合电路的特点。

#### 1. 共射-共基放大电路

图 3.6.6(a)和图 3.6.6(b)是共射-共基放大电路的原理图和交流等效图,其中  $T_1$  管构成共发射极组态, $T_2$  管构成共基极组态,由于  $T_1$  管与  $T_2$  管是串联的故又称为串联或级联放大电路。

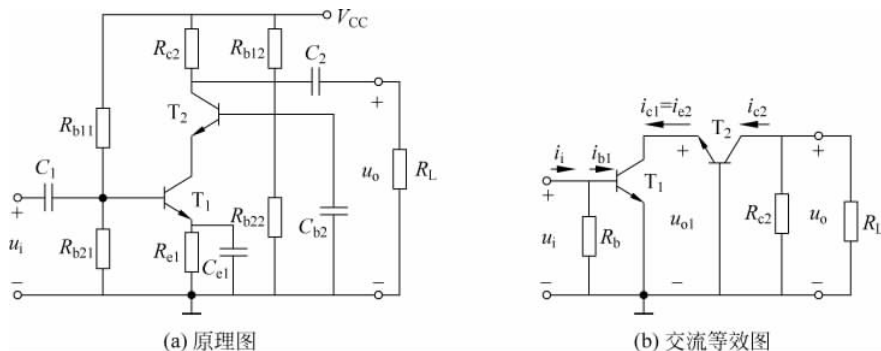


图 3.6.6 共射-共基组合电路

如交流等效图(图 3.6.6(b))可知,第一级的输出电压就是第二级的输入电压,即  $u_{o1} = u_{i2}$ ,由此可推导出电压增益的表达式为

$$A_u = \frac{u_o}{u_i} = \frac{u_{o1}}{u_i} \frac{u_o}{u_{o1}} = A_{u1} A_{u2}$$

其中

$$A_{u1} = -\frac{\beta_1 R'_{L1}}{r_{be1}} = -\frac{\beta_1 r_{be2}}{r_{be1}(1+\beta_2)} \quad A_{u2} = \frac{\beta_2 R'_{L2}}{r_{be2}} = \frac{\beta_1 (R_{c2} // R_L)}{r_{be2}}$$

所以

$$A_u = -\frac{\beta_1 r_{be2}}{(1+\beta_2)r_{be1}} \cdot \frac{\beta_2 (R_{c2} // R_L)}{r_{be2}}$$

通常  $\beta_2 \gg 1$ , 因此有

$$A_u = -\frac{\beta_1 (R_{c2} // R_L)}{r_{be1}} \quad (3.6.1)$$

式(3.6.1)可知,共射-共基级联放大电路的电压增益与单管共射极放大电路的电压增益接近。

共射共基极级联放大电路的重要优点是高频特性好,具有较宽的频带。

## 2. 共集-共射(CC-CE)和共射-共集(CE-CC)组合放大电路

图 3.6.7 给出了直接耦合的共集-共射(CC-CE)和共射-共集(CE-CC)组合放大电路的原理图,  $T_1$  采用共集电极放大电路组态,目的是提高输入端阻抗,使在信号源有较大内阻的情况下,输入端得到较大的接入电压;  $T_2$  采用共射极放大电路组态,作用是可以得到较大的电压放大能力;  $T_3$  采用共集电极放大电路组态,目的是降低输出端阻抗,使对阻值较小的负载有较强的驱动能力。

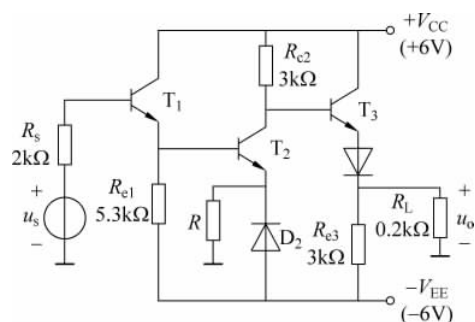


图 3.6.7 CC-CE-CC 组合电路

## 3.6.3 多级放大电路的设计

图 3.6.8 给出了多级放大电路端口参数关系的示意图。

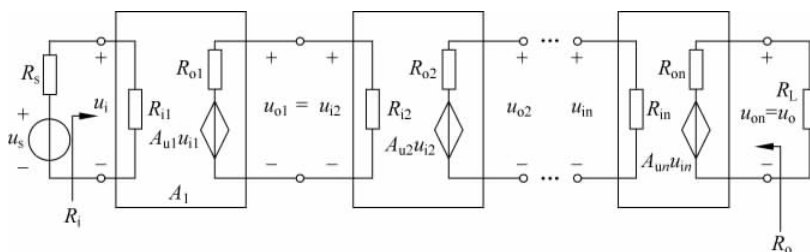


图 3.6.8 多级放大电路端口参数关系示意图

多级放大器总增益和各级放大器增益之间的关系为

$$A_u = A_{u1} \cdot A_{u2} \cdot \dots \cdot A_{un} \quad (3.6.2)$$

多级放大器的输入阻抗  $R_i$  等于第一级的输入阻抗  $R_{i1}$ , 输出阻抗  $R_o$  等于最后一级的输出阻抗  $R_{on}$ 。每一级放大器的输出阻抗  $R_{oi}$ , 就是下一级放大器所接前一级放大器输出端信号源的内阻, 而每一级放大器的输入阻抗  $R_{i1}$ , 又都是上一级放大器所接的负载, 考虑一些组态放大器是可以把信号源的内阻折算到它的输出端, 同时又可以把输出端的负载折算到它的输入端, 因此在分析多级放大器时, 要注意这些因素的影响。

下面就以上提到的综合问题对多级放大电路的设计方法进行介绍。

**【例 3.6.1】** 设麦克风产生的信号电压为  $0 \sim 10\text{mV}$ , 其内阻  $R_s$  为  $20\text{k}\Omega$ , 要求设计一个放大器, 其直流电源电压为  $12\text{V}$ , 要求在  $R_L = 32\Omega$  情况下源电压放大倍数  $A_{us} \geq 300$ , 输入电阻  $R_i \geq 40\text{k}\Omega$ , 输出阻抗  $R_o \leq 10\Omega$ , 最大不失真输出电压幅度不小于  $5\text{V}$ 。

解：根据以上对放大器所提要求，由于要求放大器的输入阻抗  $R_i$  较高，故第一级可采用射随器来提高输入阻抗；由于要求输出阻抗  $R_o$  较小，故最后一级可采用射随器来降低输出阻抗；由于要求电压放大倍数较大，故中间可采取两级共射极放大电路进行电压放大。电路功能构成示意图如图 3.6.9。



图 3.6.9 电路结构功能示意图

设本电路前三级 BJT 的  $\beta=99$ ，第四级复合管  $\beta=10000$ ， $U_{BEQ}=0.7\text{V}$ ，忽略  $r_{be}$ 。

(1) 第一级放大电路的设计

第一级射极跟随器的电路结构如图 3.6.10(a)所示，其中  $R_{i2}$  是第二级共射极放大电路

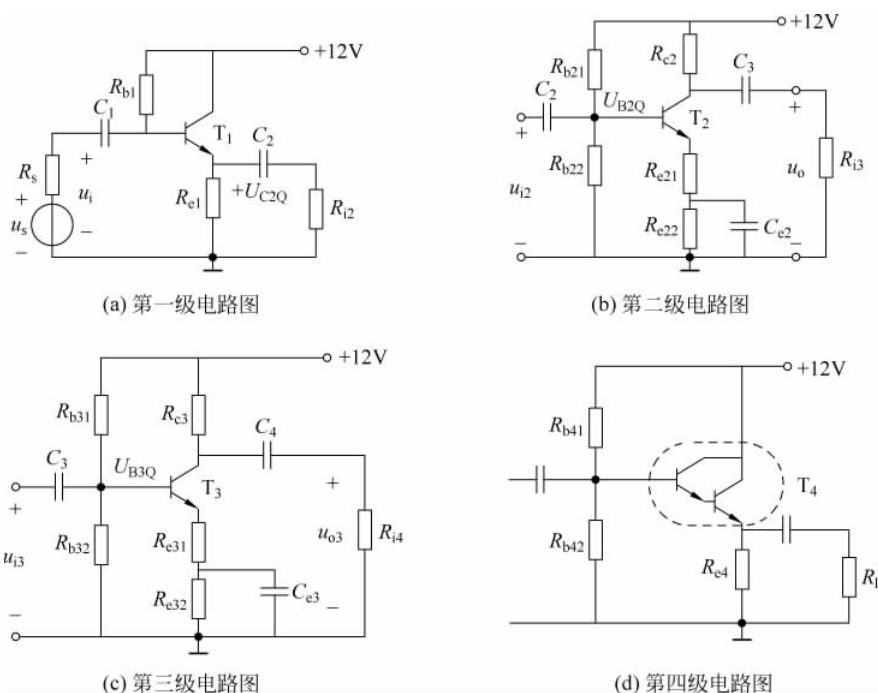


图 3.6.10 多级放大电路原理图

的输入阻抗。设  $R_{i2}=3\text{k}\Omega$ ， $R_{e1}=0.51\text{k}\Omega$ ， $U_{E1Q}=1\text{V}$ ，则

$$I_{E1Q} = \frac{U_{E1Q}}{R_{e1}} = \frac{1\text{V}}{0.51\text{k}\Omega} = 1.96\text{mA}$$

$$I_{B1Q} = \frac{I_{E1Q}}{\beta} = \frac{1.96\text{mA}}{100} = 0.0196\text{mA}$$

$$R_{b1} = \frac{V_{CC} - (U_{E1Q} + U_{BEQ})}{I_{B1Q}} = 525\text{k}\Omega$$

$$R_{i1} = R_{b1} \parallel [(1 + \beta)(R_{e1} \parallel R_{i2})] \approx 40.6\text{k}\Omega$$

$$A_{us1} \approx \frac{R_{i1}}{R_{i1} + R_s} \times A_{u1} \approx \frac{40.6\text{k}\Omega}{40.6\text{k}\Omega + 20\text{k}\Omega} \times 1 \approx 0.67$$

## (2) 第二级放大电路的设计

设第二级和第三级的电压放大倍数  $A_{u2} = A_{u3}$ , 第四级的电压放大倍数  $A_{u4} = 1$ 。根据题目对放大倍数的要求, 有

$$0.67 \times A_{u2} \cdot A_{u3} \times 1 \geq 300$$

近似可得:

$$A_{u2} = A_{u3} \approx 22$$

设计第二级共射极放大电路的结构如图 3.6.10(b)所示。在计算第二级电压放大倍数时, 应按  $A_u$  的计算方法计算, 而不是按计算  $A_{us}$  的方法计算, 这是因为在计算第一级电压放大倍数时, 已经将第二级的输入阻抗  $R_{i2}$  对端口电压的分压关系计算在内了, 否则就将  $R_{i2}$  的影响进行重复计算了。取第二级的基极静态电压  $U_{B2Q} = 3V$ , 集电极静态电流  $I_{C2Q} = 1mA$ ,  $U_{CE2Q} = (V_{CC} - U_{E2Q})/2 = 4.85V$ , 第三级的输入阻抗  $R_{i3} = 1.5k\Omega$ , 则可得以下计算结果

$$U_{E2Q} = U_{B2Q} - U_{BEQ} = 3V - 0.7V = 2.3V$$

$$R_{e2} = R_{e21} + R_{e22} = \frac{U_{E2Q}}{I_{E2Q}} \approx \frac{2.3V}{1mA} = 2.3k\Omega$$

$$U_{RC2Q} = V_{CC} - U_{CE2Q} - U_{E2Q} = 12V - 4.85V - 2.3V = 4.85V$$

$$R_{c2} = \frac{U_{RC2Q}}{I_{C2Q}} \approx \frac{4.85k\Omega}{1mA} = 4.85k\Omega$$

$$R'_{L2} = R_{c2} // R_{i3} = \frac{4.85k\Omega \times 1.5k\Omega}{4.85k\Omega + 1.5k\Omega} = 1.15k\Omega$$

因为

$$A_{u2} = \frac{\beta R'_{L2}}{r_{be} + (1 + \beta)R_{e21}} \approx \frac{R'_{L2}}{R_{e21}} \approx 22$$

所以

$$R_{e21} = \frac{R'_{L2}}{22} \approx \frac{1.15k\Omega}{22} \approx 52\Omega$$

$$R_{e22} = R_{e2} - R_{e21} = 2300\Omega - 52\Omega \approx 2.25k\Omega$$

因为忽略基极电流  $I_{BQ}$ , 有

$$U_{B2Q} = \frac{R_{b22}}{R_{b21} + R_{b22}} \cdot V_{CC} = 3V$$

$$R_{b21} = 3R_{b22}$$

因为

$$R_{i2} = R_{b21} // R_{b22} // [(1 + \beta)R_{e21}] = 3k\Omega$$

得

$$R_{b22} \approx 9.45k\Omega, \quad R_{b21} \approx 28.4k\Omega$$

## (3) 第三级放大电路的设计

设计第三级共射极放大电路的结构如图 3.6.10(c)所示, 它与第二级共射极放大电路的结构完全相同, 只是在静态电流的取值上要适当加大, 以满足向下一级提供较大电流波动幅度的需要; 这也意味着它的集电极电阻  $R_{c3}$  要相应地减小, 使该级的输出阻抗相应减小; 同时随着电压的不断放大, 第三级的  $U_{CE3Q}$  也应适当增加, 以满足电压波动的需要; 第三级的负载电阻  $R_{i4}$  的阻值应比大  $R_{c3}$  的阻值大出数倍以上, 这也是保证第三级的输出电压有足

够波动区间的需要。

综合以上原因,取第三级的  $A_{u3}=22$ ,基极静态电压  $U_{B3Q}=2V$ ,集电极静态电流  $I_{C3Q}=10mA$ ,  $U_{CE3Q}=(V_{CC}-U_{E3Q})/2=5.35V$ ,第四级的输入阻抗  $R_{i4}=3k\Omega$ ,则可得以下计算结果

$$U_{E3Q} = U_{B3Q} - U_{BEQ} = 2V - 0.7V = 1.3V$$

$$R_{e3} = R_{e31} + R_{e32} = \frac{U_{E3Q}}{I_{E3Q}} \approx \frac{1.3V}{10mA} = 130\Omega$$

$$U_{RC3Q} = V_{CC} - U_{CE3Q} - U_{E3Q} = 12V - 5.35V - 1.3V = 5.35V$$

$$R_{c3} = \frac{U_{RC3Q}}{I_{C3Q}} \approx \frac{5.35V}{10mA} = 535\Omega$$

$$R'_{L3} = R_{c3} // R_{i4} = \frac{0.535 \times 3}{0.535 + 3} k\Omega \approx 454\Omega$$

因为

$$A_{u3} = \frac{\beta R'_{L3}}{r_{be} + (1 + \beta)R_{e31}} \approx \frac{R'_{L3}}{R_{e31}} \approx 22$$

所以

$$R_{e31} = \frac{R'_{L3}}{A_{u3}} \approx \frac{454\Omega}{22} \approx 21\Omega$$

$$R_{e32} = R_{e3} - R_{e31} = 130\Omega - 21\Omega = 109\Omega$$

因为忽略基极电流  $I_{BQ}$ ,所以有

$$U_{B3Q} = \frac{R_{b32}}{R_{b31} + R_{b32}} \cdot V_{CC} = 2V$$

$$R_{b31} = 5R_{b32}$$

因为

$$R_{i3} = R_{b31} // R_{b32} // [(1 + \beta)R_{e31}] = 1.5k\Omega$$

得

$$R_{b32} \approx 6.3k\Omega, \quad R_{b31} \approx 31.5k\Omega$$

#### (4) 第四级放大电路的设计

设计第四级共集电极放大电路的结构如图 3.6.10(d)所示,它与第一级共集电极放大电路的结构有所不同。其一,为了能在末级的输入端和输出端均能得到满意的设计结果,采用了两支 BJT 管复合形成复合管的措施,以达到极大地提高 BJT 电流放大倍数的目的,复合管的电流放大倍数近似为两支管的电流放大倍数的乘积;其二,复合管的基极静态电压  $U_{B4Q}$ 是由分压偏置电路提供,  $R_{b42}$ 的存在可以起到释放基极上正电荷的作用,有利于电路工作的稳定性。

在末级电路设计时主要应考虑以下几个方面:静态电压  $U_{CE4Q}$ 的取值要尽量大,使输出电压有足够大的波动区间;静态电流  $I_{E4Q}$ 要足够大,以保证能给负载提供较大电流波动幅度的需要;同时它的发射极电阻  $R_{e4}$ 不可过大,以保证在接上负载后  $u_{CE4}$ 的波动区间不受太大影响。

综合以上原因,取第四级的集-射极静态电压  $U_{CE4Q}=4.5V$ ,集电极静态电流  $I_{E4Q}=0.6A$ ,则可得以下计算结果

$$R_{e4} = \frac{V_{CC} - U_{CE4Q}}{I_{E4Q}} = \frac{12V - 4.5V}{0.6A} \approx 12\Omega$$

$$U_{B4Q} = U_{E4Q} + 2U_{BEQ} = 7.5V + 1.4V = 8.9V$$

由于末级复合管电流放大倍数极大,故可忽略  $I_{B4Q}$  和从基极端望入的电阻,得

$$U_{B4Q} = \frac{R_{b42}}{R_{b41} + R_{b42}} \times 12V = 8.9V$$

$$R_{i4} \approx R_{b42} // R_{b41} = 3k\Omega$$

将上边两式联立求解得

$$R_{b42} \approx 11.6k\Omega, R_{b41} \approx 4k\Omega$$

至此多级放大电路的所有电阻参数的计算全部完成。将图 3.6.10(a)、(b)、(c) 中的等效负载  $R_{i2}$ 、 $R_{i3}$ 、 $R_{i4}$  摘除,分别用图 3.6.10(b)、(c)、(d) 的输入端  $u_{i2}$ 、 $u_{i3}$ 、 $u_{i4}$  替换接入,使得完整的多级放大电路原理图。

#### (5) 耦合电容的容量计算

电容容量与所在电路端口形成的时间常数为  $\tau$  和信号的最低有效频率  $f_{\min}$  对应的周期  $T_{\max}$  应满足以下关系

$$\tau \geq (5 \sim 10)T_{\max} \quad (3.6.3)$$

下边仅以电容  $C_3$  为例,介绍耦合电容的计算方法。

设电路中最低有效频率为  $f_{\min} = 300Hz$ ,对应的周期  $T_{\max} \approx 3.3ms$ ,电容  $C_3$  向左边望入的交流电阻为第二级的输出阻抗  $R_{o2}$  ( $R_{o2} = R_{c2}$ ),向右边望去的交流电阻为第三级的输入阻抗  $R_{i3}$ 。 $R_{o2}$  和  $R_{i3}$  经过地线形成串联关系,令它的时间常数  $\tau_3$  为

$$\tau_3 = C_3(R_{o2} + R_{i3}) = 10T_{\max}$$

将  $R_{o2} = 4.85k\Omega$ ,  $R_{i3} = 1.5k\Omega$ ,  $T_{\max} \approx 3.3ms$  代入上式,得

$$C_3 \approx 5.2\mu F$$

#### (6) 各级放大电路的动态响应范围计算

进行电路设计的最后一步,是分析各级放大电路的动态响应范围,是否满足输出信号幅度的要求,也就是说要分析输出端电压波动所能达到的最大值和最小值,并根据静态工作点,判断输出端能够允许输出的最大不失真信号幅度  $U'_{om}$  是否满足大于信号最大幅度  $U_{om}$  的要求。

根据题目要求信号源的电压最大幅度为  $10mV$ ,依据各级放大电路的电压放大倍数,可得各级输出端输出信号的最大幅度分别为

$$U_{o1m} = U_{sm} A_{us1} = 10mV \times 0.67 = 6.7mV$$

$$U_{o2m} = U_{o1m} A_{u2} = 6.7mV \times 22 = 148mV$$

$$U_{o3m} = U_{o2m} A_{u3} = 148mV \times 22 = 3.26V$$

$$U_{o4m} = U_{o3m} A_{u4} = 3.26V \times 1 = 3.26V$$

在分析各级放大器输出端波动的区间时,因为波动分析是一个交流问题,这样所有耦合电容右端所连接的均应是下一级的输入阻抗  $R_i$ ,对于末级则是负载  $R_L$ 。

第一级放大电路输出端电压波动区间分析:

当  $T_1$  饱和时发射极电压达到最大值  $u_{E(\max)}$

$$u_{E(\max)} = V_{CC} - U_{CES} = 12V - 0.7V = 11.3V$$

当  $T_1$  截止时相当于射极断开,发射极电压达到最小值  $u_{E(\min)}$

$$u_{E(\min)} = \frac{R_{e1}}{R_{e1} + R_{i2}} U_{c2Q} = \frac{R_{e1}}{R_{e1} + R_{i2}} U_{E1Q} = \frac{0.51}{0.51 + 3} \times 1V \approx 0.15V$$

其中,  $U_{c2Q}$  是输出耦合电容  $C_2$  上的静态电压。

第一级放大电路可输出最大不失真电压  $U'_{o1m}$  为  $|U_{E1Q} - u_{E(\min)}|$  与  $|U_{E1Q} - u_{E(\max)}|$  中较小者, 故  $U'_{o1m}$  为

$$U'_{o1m} = |U_{E1Q} - u_{E(\min)}| = 0.85V$$

因为  $U'_{o1m} = 0.85V > U_{o1m} = 6.7mV$ , 所以第一级动态参数设计合理, 不会出现截止或饱和失真。

第二级放大电路输出端电压可波动区间分析:

等效分析电路如图 3.6.11 所示, 在  $T_2$  饱和时集-射极之间电压达到最小值  $u_{CE2(\min)}$ ,  $u_{CE2(\min)} = U_{CES} = 0.7V$ ; 在  $T_2$  截止时集-射极之间电压达到最大值  $u_{CE2(\max)}$ ,  $u_{CE2(\max)} = u_{C2(\max)} - u_{E2(\min)}$ , 因为截止状态下  $i_{E2} = 0$ , 所以有

$$\begin{aligned} u_{E2(\min)} &= U_{Re22Q} = \frac{R_{e22}}{R_{e21} + R_{e22}} U_{E2Q} \\ &= \frac{2.25k\Omega}{0.052k\Omega + 2.25k\Omega} \times 2.3V \approx 2.3V \end{aligned}$$

$u_{C2(\max)}$  的计算表达式为

$$u_{C2(\max)} = u_{Ri3} + U_{c3Q} = \frac{V_{CC} - U_{c3Q}}{R_{c2} + R_{i3}} R_{i3} + U_{c3Q} \quad (3.6.4)$$

式(3.6.4)中  $U_{c3Q}$  是集电极向右侧望入各项直流静态电压折合到耦合电容  $C_3$  的等效电压值, 可以证明在本电路中有  $U_{c3Q} \approx U_{c2Q} = 7.15V$ , 将其代入式(3.6.4), 得

$$u_{C2(\max)} = \frac{12V - 7.15V}{4.85k\Omega + 1.5k\Omega} \times 1.5k\Omega + 7.15V \approx 8.3V$$

$$u_{CE2(\max)} = u_{C2(\max)} - u_{E2(\min)} = 8.3V - 2.3V = 6V$$

第二级放大电路可输出的最大不失真电压为  $U'_{o2m} = |u_{CE2(\max)} - U_{CE2Q}|$  和  $U''_{o2m} = |U_{CE2Q} - u_{CE2(\min)}|$  中较小者, 将  $u_{CE2(\max)} = 6V$ ,  $u_{CE2(\min)} = 0.7V$ ,  $U_{CE2Q} = 4.85V$  代入后, 得

$$U'_{o2m} = |u_{CE2(\max)} - U_{CE2Q}| = |6V - 4.85V| = 1.15V$$

$$U''_{o2m} = |U_{CE2Q} - u_{CE2(\min)}| = |4.85V - 0.7V| = 4.15V$$

第二级可输出最大不失真电压为  $U'_{o2m} = 1.15V$ 。因为  $U'_{o2m} > U_{o2m} = 148mV$ , 所以第二级动态参数设计合理, 不会出现截止或饱和失真。后两级的计算方法与前边相同不再赘述。

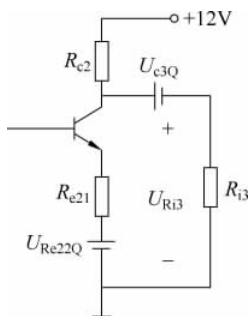


图 3.6.11 第二级输出端电压波动区间分析图

## 3.7 放大电路的频率特性

### 3.7.1 频率特性概述

在前边分析放大电路特性指标时, 都是假设电路输入的信号为单一频率正弦信号, 且电路中所有耦合电容和旁路电容对交流信号都呈现短路状态, BJT 的极间电容、电路中的分布电容均视为零。而实际的输入信号大多含有许多频率成分, 占有一定的频率范围, 如语音信号的频率范围为  $20Hz \sim 20kHz$ , 卫星电视信号的频率范围为  $3.7 \sim 4.2GHz$ 。因为电容的容抗会随信号频率的变化而变化, 从而使放大电路对不同频率的输入信号具有不同的放大能力, 其增益的大小随频率而变化, 输出与输入信号间的相位也会随频率而变化, 即增益和

相角都是输入信号频率的函数,这种函数关系称为放大电路的幅频特性和相频特性。

由于放大电路中不同位置的电容对各自特定的频段产生重要影响,因此在分析频率响应时可将输入信号的频率划分为低频区、中频区和高频区三个频段,在中频段对耦合电容、旁路电容、BJT 的极间电容和负载电容及分布电容的处理同前面分析一样,即电路中人为安置的电容因容量相对较大,对中频信号均视为短路,而元器件和电路因自身具有电容效应而产生的电容量相对很小,对于中频信号均视为开路。这样在中频段电路中就相当于没有电容的存在,放大电路的增益和相位不随频率变化。

放大电路工作在低频段时,器件内的各种等效电容因容量很小继续相当于开路,但人为添加的电容容抗显著增加,不能再将它们视为短路,它们将造成放大电路增益的下降。随着频率的降低输入和输出信号的相位差将逐渐加大。

放大电路工作在高频段时,耦合电容和旁路电容可继续视为短路,但是器件中的各种等效电容不能再视为开路,随着频率的增加这些容量较小的电容开始显现作用,放大器的增益将会随着频率的增加而下降,输出与输入间的相位差也同样会开始产生明显的增加。

为了便于理解和利用工程的简化分析方法分析放大电路的频率响应,我们需要对简单 RC 电路的频率响应加以分析。

### 3.7.2 单时间常数 RC 电路的频率响应

单时间常数 RC 电路是指由一个电阻和一个电容(或者最终可以化简成一个电阻和一个电容)组成的电路,它可分为 RC 高通电路和 RC 低通电路两种类型。

#### 1. RC 高通电路的频率响应

图 3.7.1 所示电路为单时间常数 RC 高通电路,设电压增益为  $\dot{A}_{ul}$ ,由图可知

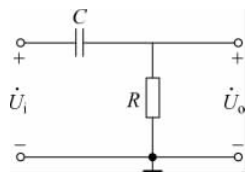


图 3.7.1 RC 高通电路

$$\dot{A}_{ul} = \frac{\dot{U}_o}{\dot{U}_i} = \frac{R}{R + \frac{1}{j\omega C}} = \frac{1}{1 + \frac{1}{j\omega RC}} \quad (3.7.1)$$

令

$$f_L = \frac{1}{2\pi RC} \quad (3.7.2)$$

则式(3.7.1)可写为

$$\dot{A}_{ul} = \frac{\dot{U}_o}{\dot{U}_i} = \frac{1}{1 - j(f_L/f)} \quad (3.7.3)$$

增益的模为

$$|\dot{A}_{ul}| = \frac{1}{\sqrt{1 + (f_L/f)^2}} \quad (3.7.4)$$

相角为

$$\varphi_L = \arctan(f_L/f) \quad (3.7.5)$$

式(3.7.4)称为幅频响应,反映输出端电压幅度随频率而发生变化;式(3.7.5)称为相频响应,表明输出信号与输入信号间的相位关系随频率而发生变化。

## (1) 幅频响应分析

对于式(3.7.4),按下列步骤可画出图 3.7.1 所示电路的幅频响应波特图。

当  $f \gg f_L$  时,因  $(f_L/f)^2 \ll 1$ ,可得

$$|\dot{A}_{uL}| = \frac{1}{\sqrt{1 + (f_L/f)^2}} \approx 1$$

用分贝(dB)表示则有

$$20\lg |\dot{A}_{uL}| = 20\lg 1 = 0\text{dB}$$

当  $f \ll f_L$  时,因  $(f_L/f)^2 \gg 1$ ,可得

$$|\dot{A}_{uL}| = \frac{1}{\sqrt{1 + (f_L/f)^2}} \approx \frac{f}{f_L}$$

用分贝表示则有

$$20\lg |\dot{A}_{uL}| = 20\lg \frac{f}{f_L}$$

如图 3.7.2(a)所示,这是一条斜率为 20dB/十倍频的直线,它与零分贝线在  $f=f_L$  处相交,这两条直线所构成的折线就是如图 3.7.1 所示 RC 高通电路的近似幅频响应曲线,  $f_L$  对应于两条直线的交点,所以  $f_L$  被称为转折频率。由式(3.7.4)可知,当  $f=f_L$  时,  $|\dot{A}_{uL}| = \frac{1}{\sqrt{2}} = 0.707$ ,即在  $f_L$  处输出电压增益下降为中频时的 0.707 倍,用分贝表示则是下降了 3dB,把幅度下降到中频值的  $1/\sqrt{2}$  时所对应的频率  $f_L$  称为下限截止频率,简称为下限频率。

这种用折线表示的幅频响应曲线与实际的幅频曲线(图 3.7.2 中的虚线)存在一定的误差,在  $f=f_L$  处误差最大 3dB,但是这种近似方法在工程计算中完全允许的。

## (2) 相频响应分析

根据式(3.7.5)可做出相频响应的曲线,它可用三条直线来近似描述:

当  $f \gg f_L$  时,  $\varphi_L \rightarrow 0^\circ$  得到一条  $\varphi_L = 0^\circ$  的直线;

当  $f \ll f_L$  时,  $\varphi_L \rightarrow 90^\circ$  得到一条  $\varphi_L = 90^\circ$  的直线;

当  $f=f_L$  时,  $\varphi_L = 45^\circ$ 。

当  $f=0.1f_L$  和  $f=10f_L$  时,相应地可近似得  $\varphi_L = 90^\circ$  和  $\varphi_L = 0^\circ$ ,故可在  $0.1f_L$  和  $10f_L$  之间用一条斜率为  $-45^\circ/\text{十倍频}$  的直线来表示,于是可画得相频响应曲线如图 3.7.2(b)所示。图中的虚线为实际的相频响应曲线,折线作图法与虚线相比较存在一定的相位误差,但作为一种工程近似方法这种误差是被允许的。最大相位误差为  $5.7^\circ$ ,发生在  $f=0.1f_L$  和  $f=10f_L$  处,图 3.7.2(b)给出的相频曲线称为相频波特图。

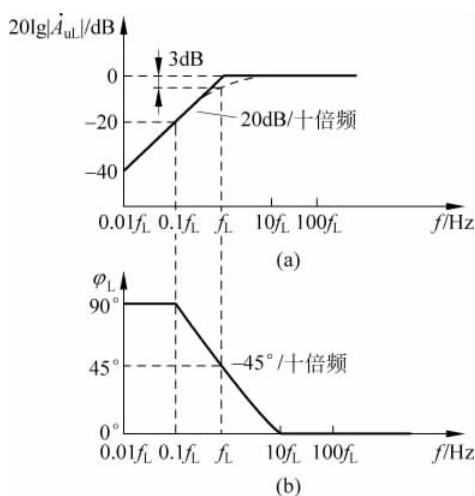


图 3.7.2 RC 高通电路的波特图

由上述分析可知,当输入信号的频率  $f > f_L$ ,  $RC$  高通电路的电压增益的幅值  $|\dot{A}_{uL}|$  最大,而且不随信号频率变化而变化,即  $f > f_L$  的高频信号能不被衰减的传输到输出端,通频带内的电压增益  $\dot{A}_{uL} \approx 1$ ,也不产生明显的相移。 $f = f_L$  时,  $|\dot{A}_{uL}|$  下降 3dB,且产生  $45^\circ$  相移。 $f < f_L$  后,随着  $f$  的下降  $|\dot{A}_{uL}|$  按一定的规律衰减,且相移增大,最终趋于  $90^\circ$ 。

## 2. $RC$ 低通电路的频率响应

图 3.7.3 所示电路为单时间常数  $RC$  低通电路,设电压增益为  $\dot{A}_{uH}$ ,由图可知

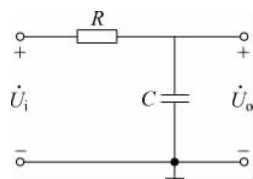


图 3.7.3  $RC$  低通电路

$$\dot{A}_{uH} = \frac{\dot{U}_o}{\dot{U}_i} = \frac{\frac{1}{j\omega C}}{R + \frac{1}{j\omega C}} = \frac{1}{1 + j\omega RC} \quad (3.7.6)$$

令

$$f_H = \frac{1}{2\pi RC} \quad (3.7.7)$$

则式(3.7.6)可写为

$$\dot{A}_{uH} = \frac{1}{1 + j(f/f_H)} \quad (3.7.8)$$

电压增益的模为

$$|\dot{A}_{uH}| = \frac{1}{\sqrt{1 + (f/f_H)^2}} \quad (3.7.9)$$

相角为

$$\varphi_H = -\arctan(f/f_H) \quad (3.7.10)$$

从式(3.7.9)的幅频响应表达式可知,  $f = f_H$  时,  $|\dot{A}_{uH}| = \frac{1}{\sqrt{2}} = 0.707$ , 所以  $f_H$  称为  $RC$  低通电路的上限频率。

参照  $RC$  高通电路波特图的绘制方法,由式(3.7.9)和式(3.7.10)可画出图 3.7.4 所示的  $RC$  低通电路的波特图。

由图 3.7.4 的波特图可知,当输入信号的频率  $f < f_H$ ,  $RC$  低通电路的电压增益的幅值  $|\dot{A}_{uH}|$  最大,而且不随信号频率变化而变化,即  $f < f_H$  的高频信号能不被衰减地传输到输出端,通频带内的电压增益  $\dot{A}_{uH} \approx 1$ ,也不产生明显的相移。 $f = f_H$  时,  $|\dot{A}_{uH}|$  下降 3dB,且产生  $-45^\circ$  相移。 $f > f_H$  后,随着  $f$  的增加,  $|\dot{A}_{uH}|$  按一定的规律衰减,且相移增大,最终趋于  $-90^\circ$ 。

通过以上介绍可以总结出在分析  $RC$  高通和低通电路频率响应分析中,应完成以下主要工作:

- 需要把对频率变化有敏感响应的电容器件画出;
- 写出输出与输入之间响应的关系表达式;
- 需要找到电路的转折频率,即使  $|\dot{A}_u| = 1/\sqrt{2}$  的上限频率  $f_H$  或下限频率  $f_L$  (当信号

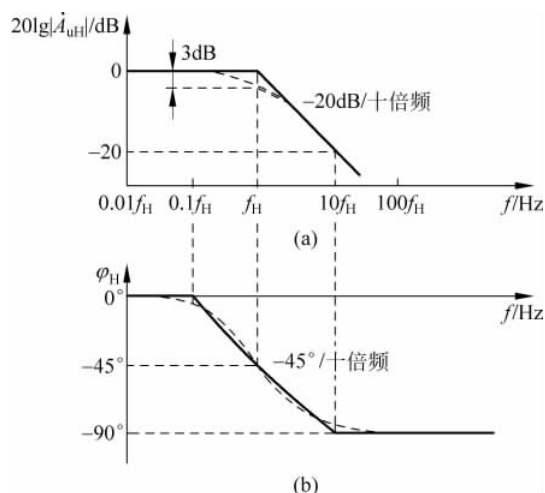


图 3.7.4 RC 低通电路的波特图

的频率等于上限频率  $f_H$  或下限频率  $f_L$  时,电路的增益比通带内的增益下降 3dB), 这个频点取决于相关电容所在回路的时间常数  $\tau(\tau=RC)$ ;

- 分析出在转折点之外信号衰减的速率,即每十倍频程信号衰减的分贝数;
- 得出电路在频带内和频带外的相移分析结论;
- 以转折频率点为界限,用折线分析法得出幅频响应的分析曲线。

### 3.7.3 共射极放大电路的低频响应分析

现以图 3.7.5(a)所示电路为例,讨论共射放大电路的低频特性,分析步骤与 3.7.1 节基本相同。

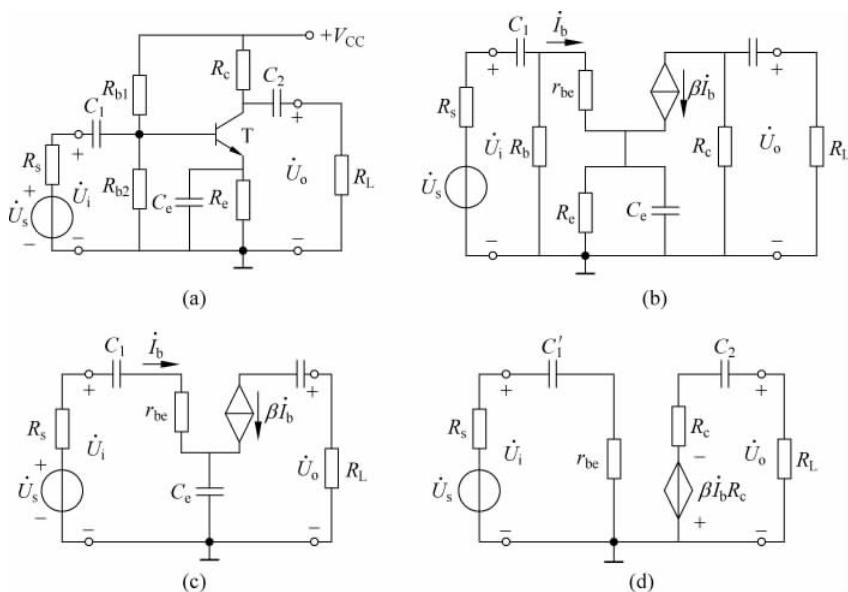


图 3.7.5 共射极放大电路低频响应分析图

在图 3.7.5(b)所示的低频小信号等效电路中,  $R_b = R_{b1} // R_{b2}$ , 为简化分析需对此电路做一些合理的近似等效变换, 首先假设  $R_b$  远大于此放大电路的输入电阻, 所以可以将  $R_b$  的影响忽略(将其摘除), 其次假设  $C_e$  的值足够大, 使在低频范围内它的容抗  $X_c$  远小于  $R_e$  的值, 即

$$\frac{1}{\omega C_e} \ll R_e \quad (3.7.11)$$

故可将  $R_e$  视为开路, 于是得到图 3.7.5(c)所示简化电路, 然后再将电容  $C_e$  折合到基极回路用  $C'_e$  表示, 其容抗扩大  $(1+\beta)$ , 折算后的电容减至  $1/(1+\beta)$ , 为

$$C'_e = \frac{C_e}{1+\beta}$$

$C'_e$  与输入耦合电容  $C_1$  串联, 记为  $C'_1$ :

$$C'_1 = \frac{C_1 C_e}{(1+\beta)C_1 + C_e} \quad (3.7.12)$$

因为  $\dot{I}_e \approx \dot{I}_c$ , 所以  $C_e$  对输出回路基本不存在折算问题, 而可以把它看成是直接串接在输出回路中, 而且一般有  $C_e \gg C_2$ , 故  $C_e$  对输出回路的作用可以忽略(把  $C_e$  作短路处理), 这样就可得图 3.7.5(d)所示的简化电路, 其中还把受控电流源电路转换成受控电压源与  $R_c$  串联的电路形式。

图 3.7.5(d)的输入回路和输出回路, 都与图 3.7.1 所示的 RC 高通电路相似, 可得

$$\begin{aligned} \dot{U}_o &= \frac{R_L}{R_c + R_L + \frac{1}{j\omega C_2}} \beta \dot{I}_b R_c = \frac{\beta R'_L \dot{I}_b}{1 - j \frac{1}{\omega C_2 (R_c + R_L)}} \\ \dot{U}_s &= \left( R_s + r_{eb} - j \frac{1}{\omega C'_1} \right) \dot{I}_{bc} = (R_s + r_{eb}) \left[ 1 - j \frac{1}{\omega C'_1 (R_s + r_{eb})} \right] \dot{I}_{bc} \end{aligned}$$

则该电路对低频信号的源电压增益为

$$\begin{aligned} \dot{A}_{usL} &= \frac{\dot{U}_o}{\dot{U}_s} = \frac{\beta R'}{R_s + r_{eb}} \cdot \frac{1}{1 - j/\omega C'_1 (R_s + r_{eb})} \cdot \frac{1}{1 - j/\omega C_2 (R_c + R_L)} \\ &= \dot{A}_{usM} \cdot \frac{1}{1 - j(f_{L1}/f)} \cdot \frac{1}{1 - j(f_{L2}/f)} \end{aligned} \quad (3.7.13)$$

其中,  $\dot{A}_{usM} = \frac{\beta R'}{R_s + r_{eb}}$  是忽略基极偏置电阻  $R_b$  时的中频源电压增益。

$$f_{L1} = \frac{1}{2\pi C'_1 (R_s + r_{eb})} \quad (3.7.14)$$

$$f_{L2} = \frac{1}{2\pi C_2 (R_c + R_L)} \quad (3.7.15)$$

由此可见图 3.7.5(a)所示的 RC 耦合单级共射极放大电路, 在满足式(3.7.11)的条件下, 它的低频响应是含有  $f_{L1}$  和  $f_{L2}$  二两个转折频率, 如果二者间的比值在 4 倍以上, 则取较大的那个值作为该电路源电压增益的下限频率。

需要指出的是, 由于旁路电容  $C_e$  在射极回路里, 流过它的电流  $\dot{I}_e$  是基极电流  $\dot{I}_b$  的  $(1+\beta)$  倍, 它的大小对电压增益的影响较大, 因此  $C_e$  是影响低频响应的主要因素。

当  $C_2$  很大时, 可只考虑  $C_1$  和  $C_e$  对低频特性的影响, 此时式(3.7.13)将转化为

$$\dot{A}_{usL} = \dot{A}_{usM} \cdot \frac{1}{1 - j(f_{L1}/f)} \quad (3.7.16)$$

其幅频特性为

$$|\dot{A}_{usL}| = \frac{|\dot{A}_{usM}|}{\sqrt{1 + (f_{L1}/f)^2}} \quad (3.7.17)$$

用对数表示为

$$20\lg|\dot{A}_{usL}| = 20\lg|\dot{A}_{usM}| - 20\lg\sqrt{1 + (f_{L1}/f)^2} \quad (3.7.18)$$

其相频特性为

$$\varphi = -180^\circ - \arctan(-f_{L1}/f) = -180^\circ + \arctan(f_{L1}/f) \quad (3.7.19)$$

式(3.7.19)中  $\arctan(f_{L1}/f)$  是输入回路中, 等效电容  $C'_1$  在低频范围内产生的附加相移  $\Delta\varphi$ , 其最大值为  $+90^\circ$ , 当  $f = f_L$  时,  $\Delta\varphi = 45^\circ$ 。

由式(3.7.18)可画出图 3.7.5(a) 所示电路在只考虑  $C_1$  和  $C_e$  对低频特性的影响时的低频响应波特图, 其图形与  $RC$  高通电路的波特图相似。

**【例 3.7.1】** 在图 3.7.5(a) 所示电路中, 设 BJT 的  $\beta = 100$ ,  $r_{be} = 1.2\text{k}\Omega$ ,  $R_s = 100\Omega$ ,  $R_{b1} = 120\text{k}\Omega$ ,  $R_{b2} = 30\text{k}\Omega$ ,  $R_c = 4\text{k}\Omega$ ,  $R_L = R_e = 3\text{k}\Omega$ ,  $C_1 = 30\mu\text{F}$ ,  $C_2 = 1\mu\text{F}$ ,  $C_e = 50\mu\text{F}$ , 请估算该电路源电压增益的下限频率  $f_L$ 。

**解:** 由式(3.7.12)得输入回路的等效电容为

$$C'_1 = \frac{C_1 C_e}{(1 + \beta)C_1 + C_e} \approx 0.5\mu\text{F}$$

由式(3.7.14)及式(3.7.15)可分别求得

$$f_{L1} = \frac{1}{2\pi C'_1 (R_s + r_{be})} = \frac{1}{2 \times 3.14 \times 0.5 \times 10^{-6} \times (100 + 1200)} \text{Hz} \approx 245 \text{Hz}$$

$$f_{L2} = \frac{1}{2\pi C_2 (R_c + R_L)} = \frac{1}{2 \times 3.14 \times 10^{-6} \times (4000 + 3000)} \text{Hz} \approx 23 \text{Hz}$$

由于  $f_{L1}$  和  $f_{L2}$  两个转折频率的比值在 4 倍以上, 故可以忽略掉  $f_{L2}$  的影响, 取  $f_L = f_{L1} \approx 245 \text{Hz}$ 。

### 3.7.4 共射极放大电路的高频响应分析

对放大电路高频响应产生影响的主要原因是 BJT 内部存在的极间电容, 因此本节将首先对 BJT 的高频小信号模型进行分析和介绍, 并得到它的高频频率特性及特征频率  $f_T$ , 进而得到共射极放大电路的高频响应分析。

#### 1. BJT 的高频小信号模型

在之前的学习中我们根据 BJT 的特性, 得出了它在放大区的 H 参数低频小信号模型, 但在高频信号条件下, 必须考虑 BJT 内部的发射结电容和集电极电容对高频信号的影响, 因此可以得到 BJT 的高频小信号模型如图 3.7.6(a) 所示, 现就此模型中的各元件参数作简要说明。

##### (1) 基区体电阻 $r_{bb'}$

图中  $b'$  是对基区综合的一个点,  $r_{bb'}$  表示从基极到这个点的电阻, BJT 的器件手册通常给出  $r_{bb'}$  的值在几十至几百欧之间。

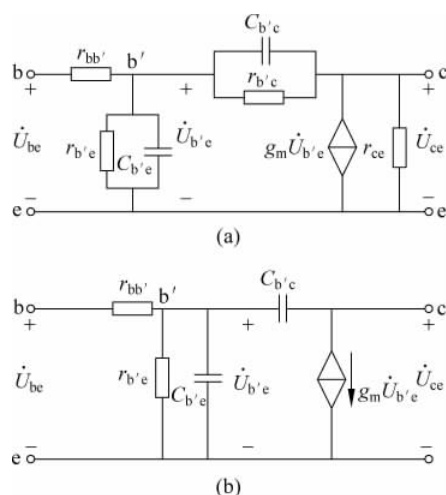


图 3.7.6 BJT 的高频小信号模型

模型中,须如图 3.7.6(a)所示把低频模型中的电流控制电流源模型改换成电压 $\dot{U}_{b'e}$ 控制电流源 $g_m \dot{U}_{b'e}$ 模型,互导 $g_m$ 表示发射结电压对集电极电流 $\dot{I}_c$ 控制能力的大小,其定义为

$$g_m = \left. \frac{\partial i_c}{\partial u_{B'E}} \right|_{u_{CE}} = \left. \frac{\Delta i_c}{\Delta u_{B'E}} \right|_{u_{CE}} \quad (3.7.20)$$

高频小功率 BJT 的 $g_m$ 约为几十毫西,在后续分析中将会看到 $g_m$ 与信号的频率无关。

对于上述所介绍的各元件参数可知,在高频工作时容抗 $1/\omega C_{b'e} \ll r_{b'e}$ ,由于它们是并联关系,故 $r_{b'e}$ 可视为开路;另外一般情况下有 $r_{ce} \gg R_L$ ,也可将 $r_{ce}$ 视为开路。这样便可得到图 3.7.6(b)所示的高频简化模型,被称为 BJT 的 $\pi$ 形高频小信号模型。

## 2. BJT 高频小信号模型中元件参数值的获得

由于 BJT 高频小信号模型中电阻等元件的参数值,在很宽的频率范围内与频率无关,而且在频率较低的情况下,电容 $C_{b'e}$ 和 $C_{b'c}$ 可视为开路,于是图 3.7.6(b)所示的简化模型可变为图 3.7.7(a)的形式,它与图 3.7.7(b)的 H 参数低频小信号模型一样,所以可以由 BJT 的 H 参数低频小信号模型来求得混合 $\pi$ 型小信号模型中的一些与频率无关的参数值。

比较图 3.7.7 所示的两个模型,可得以下关系:

$$r_{be} = r_{bb'} + r_{b'e}$$

$$\dot{U}_{b'e} = \dot{I}_b r_{b'e}$$

而

$$r_{b'e} = (1 + \beta_0) \frac{U_T}{I_{EQ}} \quad (3.7.21)$$

其中 $\beta_0$ 是我们前边所讲的 BJT 在低频情况下的电流放大倍数。对于输出回路有

(2) 电阻 $r_{b'e}$ 和电容 $C_{b'e}$

$r_{b'e}$ 是发射结正偏电阻 $r_e$ 折算到基极回路的等效电阻,即 $r_{b'e} = (1 + \beta)r_e$ , $C_{b'e}$ 是发射结电容,对于小功率管 $C_{b'e}$ 一般在几十至几百皮法之间。

(3) 集电结电阻 $r_{b'c}$ 和电容 $C_{b'c}$

BJT 在放大状态下集电结处于反向偏置,因此 $r_{b'c}$ 数值很大,一般在 $100k\Omega \sim 10M\Omega$ 范围内。 $C_{b'c}$ 主要是势垒电容所致,数值较小,一般在 $2 \sim 10pF$ 范围内。

(4) 受控电流源 $g_m \dot{U}_{b'e}$

由于 BJT 工作在放大区时,3 个电极的电流实质上均受控于发射结上所加的电压,由于电容 $C_{b'e}$ 对 $\dot{I}_b$ 存在旁路作用,在高频条件下它将明显影响到发射结所得电压的大小,因而在高频小信号

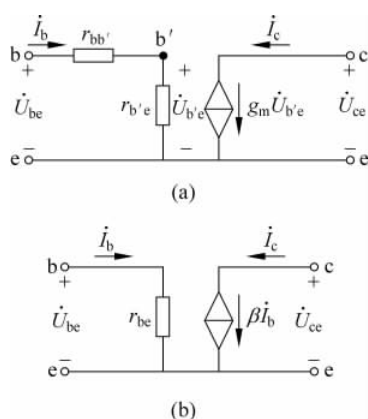


图 3.7.7 BJT 低频状态下两种模型比较



$$= \left( \frac{1}{r_{b'e}} + j\omega C_{b'e} + j\omega C_{b'c} \right) \dot{U}_{b'e} \quad (3.7.26)$$

由式(3.7.25)和式(3.7.26)可得  $\dot{\beta}$  的表达式为

$$\dot{\beta} = \frac{\dot{I}_c}{\dot{I}_b} = \frac{g_m - j\omega C_{b'c}}{\frac{1}{r_{b'e}} + j\omega C_{b'e} + j\omega C_{b'c}}$$

在 BJT 工作的频率范围内通常有  $g_m \gg \omega C_{b'c}$ , 所以有

$$\dot{\beta} = \frac{g_m r_{b'e}}{1 + j\omega(C_{b'e} + C_{b'c})r_{b'e}}$$

由式(3.7.22)给出的  $g_m r_{b'e} = \beta_0$  的关系, 得

$$\dot{\beta} = \frac{\beta_0}{1 + j\omega(C_{b'e} + C_{b'c})r_{b'e}} = \frac{\beta_0}{1 + j \frac{f}{f_\beta}} \quad (3.7.27)$$

式中

$$f_\beta = \frac{1}{2\pi(C_{b'e} + C_{b'c})r_{b'e}} \quad (3.7.28)$$

其幅频响应和相频响应的表达式为

$$|\dot{\beta}| = \frac{\beta_0}{\sqrt{1 + (f/f_\beta)^2}} \quad (3.7.29)$$

$$\varphi = -\arctan \frac{f}{f_\beta} \quad (3.7.30)$$

$f_\beta$  称为 BJT 的共射极截止频率, 是使  $|\dot{\beta}|$  下降为 0.707 倍的  $\beta_0$  时的信号频率, 其值主要由 BJT 内部结电容大小决定。

图 3.7.9 是依据式(3.7.27)所作的  $\dot{\beta}$  的波特图, 其中的  $f_T$  称为 BJT 的特征频率, 它是指使  $|\dot{\beta}|$  的增益下降到 0dB ( $|\dot{\beta}| = 1$ ) 时的信号频率。特征频率  $f_T$  的大小与 BJT 的制造工艺有关, 其数值在器件手册中可以直接查到, 一般在 300~1000MHz 之间, 一些用特殊工艺制作的器件, 可以达到几吉赫兹。

对于式(3.7.29), 令

$$|\dot{\beta}| = \frac{\beta_0}{\sqrt{1 + (f/f_\beta)^2}} = 1$$

得

$$f_T = \beta_0 f_\beta \quad (3.7.31)$$

将  $\beta_0 = g_m r_{b'e}$  及式(3.7.28)代入式(3.7.31), 得

$$f_T = \frac{g_m}{2\pi(C_{b'e} + C_{b'c})} \quad (3.7.32)$$

因为在一般情况下有  $C_{b'e} \gg C_{b'c}$ , 所以有

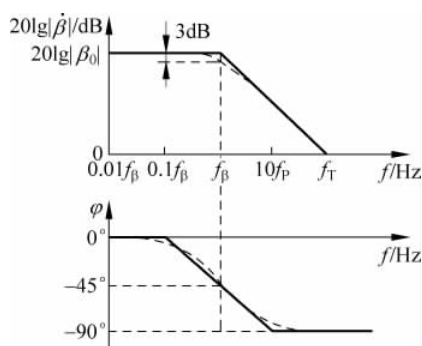


图 3.7.9 BJT 的波特图

$$f_T = \frac{g_m}{2\pi C_{b'e}} \quad (3.7.33)$$

需要说明的是,图 3.7.6 所示的 BJT 高频小信号模型,只能适用于频率在  $f_T/3$  频段之下,对于更高的频率,则需要使用更为精确的模型进行分析。

#### 4. 共射极放大电路的高频分析

对于图 3.7.10(a)给出的共射极放大电路,其高频特性的分析可按以下步骤进行。

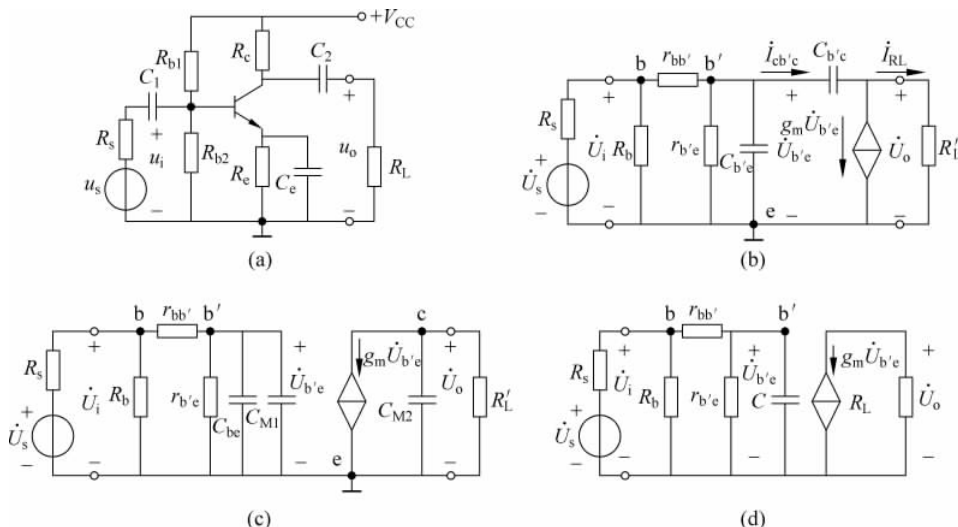


图 3.7.10 共射极放大电路及高频小信号等效电路

##### (1) 画出高频小信号等效电路图

对于放大电路所有的耦合及旁路电容,其容抗相对 BJT 内结电容的容抗都非常小,故可视为短路,由此可得高频等效电路如图 3.7.10(b),其中  $R_b = R_{b1} // R_{b2}$ ,  $R'_L = R_L // R_c$ 。

##### (2) 求密勒电容

由于图 3.7.10(b)中的电容  $C_{b'e}$  跨接在输入和输出两个回路之间,对于我们习惯的输入输出回路彼此独立时计算输出响应的方法来说造成一定麻烦。为此需要借用密勒定理,将该电容分别等效到输入和输出各自的回路中,这样便得到了图 3.7.10(c)所示的  $C_{M1}$ 、 $C_{M2}$ 。依据密勒定理  $C_{M1}$  和  $C_{M2}$  的计算公式为

$$C_{M1} = (1 - \dot{A}'_u) C_{b'e} \quad (3.7.34)$$

$$C_{M2} = \left(1 - \frac{1}{\dot{A}'_u}\right) C_{b'e} \quad (3.7.35)$$

式中的  $\dot{A}'_u$  是图 3.7.10(b) 未做密勒变换之前的  $\dot{U}_o$  对  $\dot{U}_{b'e}$  的电压增益

$$\dot{A}'_u \approx -g_m R'_L \quad (3.7.36)$$

将式(3.7.36)代入式(3.7.34)和式(3.7.35)之中,便可得到密勒变换后的等效电容值,由于通常情况下  $\dot{A}'_u \gg 1$ ,所以可知  $C_{b'e}$  对输入回路的影响较大,对输出回路的影响则较小。

### (3) 高频响应分析

用戴维宁定理将图 3.7.10(d) 所示电路进一步变化为图 3.7.11 所示的电路形式, 其中

$$\dot{U}'_s = \frac{r_{b'e}}{r_{bb'} + r_{b'e}} \dot{U}_i = \frac{r_{b'e}}{r_{be}} \frac{R_b // r_{be}}{R_s + (R_b // r_{be})} \dot{U}_s$$

$$R = r_{b'e} // [r_{bb'} + (R_b // R_s)]$$

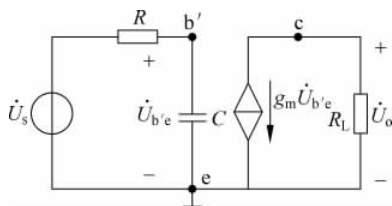


图 3.7.11 图 3.7.10(d) 的等效电路

由此可以得到图 3.7.10(a) 所示电路的高频源电压增益表达式为

$$\dot{A}_{usH} = \frac{\dot{U}_o}{\dot{U}_s} = \frac{\dot{U}_o}{\dot{U}_{b'e}} \cdot \frac{\dot{U}_{b'e}}{\dot{U}_s} \cdot \frac{\dot{U}_s}{\dot{U}_s} \approx \dot{A}_{usM} \cdot \frac{1}{j\omega RC} = \frac{\dot{A}_{usM}}{1 + j \frac{f}{f_H}} \quad (3.7.37)$$

其中,  $f_H$  是上限频率

$$f_H = \frac{1}{2\pi RC} \quad (3.7.38)$$

其中,  $\dot{A}_{usM}$  是通带内电压增益, 其表达式为

$$\begin{aligned} \dot{A}_{usM} &= -g_m R'_L \cdot \frac{r_{b'e}}{r_{be}} \cdot \frac{R_b // r_{be}}{R_s + (R_b // r_{be})} \\ &= \frac{\beta_0 R'_L}{r_{be}} \cdot \frac{R_b // r_{be}}{R_s + (R_b // r_{be})} \end{aligned} \quad (3.7.38)$$

通过上述分析, 共射极电路的上限频率主要取决于输入回路的时间常数, 由于密勒效应的影响, 所以共射电路的上限频率  $f_H$  比较低, 要提高  $f_H$ , 应首先减小输入回路的时间常数, 与之相关的主要元件及参数是  $R_s$ 、 $r_{bb'}$ 、 $C_{b'e}$ 、 $C_{M1}$  和负载电阻  $R_L$ , 为此需要选择  $r_{bb'}$  小、 $C_{b'e}$  小且  $f_T$  高的 BJT, 降低信号源的  $R_s$ 。由此可见共射极放大电路对高频信号的放大能力受到较多因素的制约, 因此并不是最好的组态形式, 射极跟随器和共基极电路具有比共射极电路性能更加优越的高频特性。由于频率分析并不是本教材的主要学习目标, 故在此不对射极跟随器和共基极电路的高频特性进行更多的分析。

### 3.7.5 习题

1. 在图 3.7.12 所示电路中,  $V_{CC} = 5V$ ,  $R_s = 100\Omega$ ,  $R_b = 200k\Omega$ ,  $R_c = 1k\Omega$ ,  $R_L = 5k\Omega$ ,  $C_1 = 1\mu F$ ,  $C_2 = 1.5\mu F$ ,  $\beta = 100$ ,  $r_{bb'} = 200\Omega$ ,  $U_{BEQ} = 0.7V$ 。求该电路的中频源电压增益  $\dot{A}_{usM}$  和源电压增益的下限频率  $f_L$ 。

2. 在图 3.7.13 所示电路中, 已知  $\beta = 40$ ,  $C_{b'e} = 100pF$ ,  $C_{b'c} = 3pF$ ,  $r_{bb'} = 100\Omega$ ,  $r_{b'e} = 500\Omega$ ,  $R_s = 0.1k\Omega$ ,  $R_{b1} = 100k\Omega$ ,  $R_{b2} = 20k\Omega$ ,  $R_c = 2k\Omega$ ,  $R_L = 5k\Omega$ 。求 (1) 画出高频小信号等效电路; (2) 求上限频率  $f_H$ 。

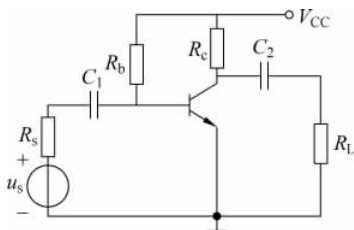


图 3.7.12 3.7.5 节题 1 的图

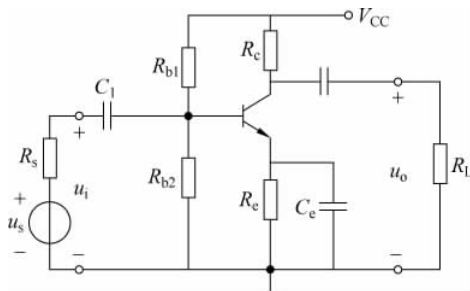


图 3.7.13 3.7.5 节题 2 的图

## 本章小结

(1) BJT 是由两个 PN 结构成的,可以分为 NPN 和 PNP 两个类型,BJT 在用于放大作用时,不管是 NPN 还是 PNP,它们均必须满足发射结处于正偏状态、集电结处于反偏状态的要求。

(2) BJT 的核心功能是基极电流控制集电极电流。

(3) BJT 有放大、饱和和截止三个状态,在不同的状态下发挥的电路功能完全不同。

(4) 对于微变信号放大电路,必须要有适合于小信号波动的恰当静态工作点。

(5) 根据输入和输出信号耦合位置的不同,BJT 有共射极、共基极和共集电极三种组态。

(6) 对放大电路的分析可分为静态和动态两大部分,动态分析又分为图解分析法和模型分析法两种,模型分析法不但可以计算电压增益还可以求出输入阻抗和输出阻抗。

(7) 由于电流放大作用发射极电阻折算到基极回路后阻值被扩大 \$(1+\beta)\$ 倍。

(8) 射极跟随器是一个十分有用的电路形态,它具有提高输入阻抗和降低输出阻抗的功能,常用于阻抗变换或负载隔离。

(9) 射极跟随器电路结构的显著特点是输出信号从发射极取出,只要满足该条件即可判断该电路是射极跟随器。

(10) 共基极放大电路是一个同相放大电路,具有较好的高频特性,缺点是需要较大的信号电流。

(11) 若需要提高放大电路的综合指标需要采用多种组态构成的多级放大电路实现。

(12) 放大电路另一重要指标是频率响应特性,它包含幅频特性和相频特性。在分析中是将电路等效成基本的 RC 低通滤波电路和 RC 高通电路的分析模型,在分析低频特性时主要研究耦合电容对电路的影响,而把 BJT 内部的结电容忽略;在分析高频特性是主要是研究 BJT 内部的结电容对电路的影响,而把电路中的耦合电容忽略。