

本章首先讨论双极结型晶体管(BJT)的结构、工作原理、特性曲线、主要参数及电路模型。接着引入放大电路的基本概念,包括放大电路的组成原则,主要性能指标等。随后讨论放大电路的常用分析方法——图解法和等效电路法,重点讨论了BJT放大电路的三种基本组态。最后介绍了多级放大电路的有关问题。由于本章所涉及的问题具有普遍性,所以,是学习后续各章及其他电子电路的基础。

3.1 双极结型晶体管

双极结型晶体管(Bipolar Junction Transistor,用BJT表示),它是通过一定的工艺,将两个PN结结合在一起的器件。由于PN结之间的相互作用,它表现出不同于单个PN结的特性,从而使PN结的应用发生了质的飞跃。本节将围绕BJT具有电流放大作用这一核心问题,讨论其结构、各极电流的形成、特性曲线及参数等问题。

3.1.1 BJT 的分类、结构及符号

BJT的种类很多。按频率分,有高频管、低频管;按功率分,有大功率管、中功率管及小功率管;按材料分,有硅管、锗管;按导电类型分,有NPN管、PNP管等。无论何种类型的BJT,从外形来看都有三个电极,常见的BJT外形如图3.1所示。

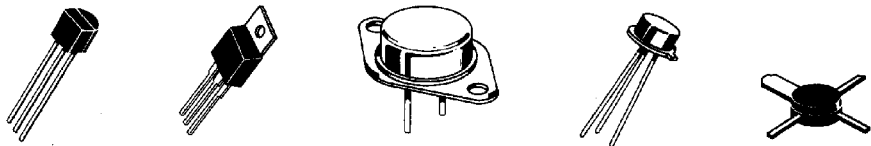


图 3.1 几种 BJT 的外形

BJT的结构示意图和电路符号如图3.2所示。由图可见,BJT是由三层半导体制成的。NPN型BJT由两个N区和中间很薄的一个P区组成。相反地,PNP型BJT由两个P区和中间很薄的一个N区组成。从三块半导体上各自接出一根引线就是BJT的三个电极,它们分别叫做发射极E(Emitter)、基极B(Base)和集电极C(Collector),对应的三块半导体分别称为发射区、基区和集电区。三块半导体的交界面形成了两个PN结:发射区与基区交界处的PN结称为发射结(J_e),集电区与基区交界处的PN结称为集电结(J_c)。

特别值得注意的是,虽然发射区和集电区都是同种类型的半导体,但器件不是电对称

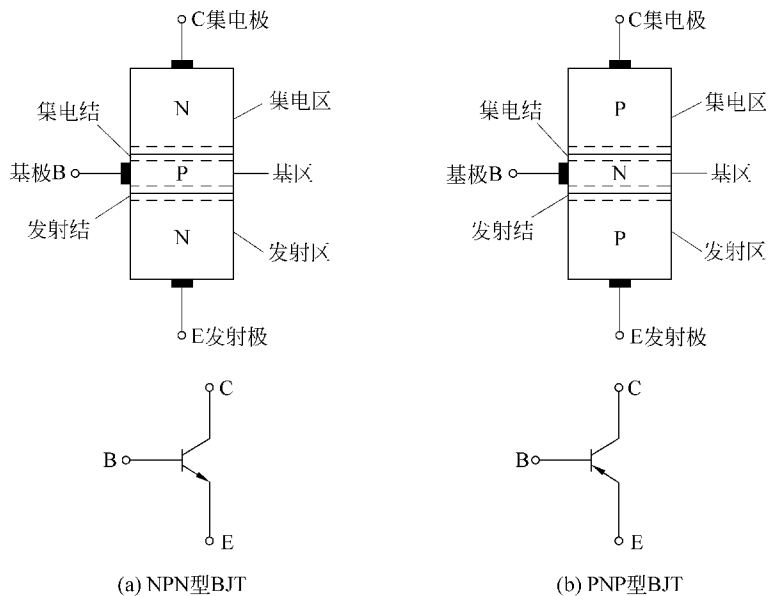


图 3.2 BJT 的结构及符号

的,这种不对称是因为三个区域的掺杂浓度明显不同,其中,发射区的掺杂浓度高于集电区,基区的掺杂浓度最低。例如,发射区、集电区、基区的掺杂浓度分别为 10^{19} cm^{-3} 、 10^{17} cm^{-3} 、 10^{15} cm^{-3} 。此外,在几何尺寸上,基区很薄,集电区的面积比发射区大。正是这种结构特点,构成了 BJT 具有电流放大作用的物质基础。

NPN 型 BJT 和 PNP 型 BJT 电路符号的区别在于发射极所标箭头的指向,发射极箭头的指向表明了 BJT 导通时发射极电流的实际流向。

实际 BJT 的结构要比图 3.2 复杂得多,图 3.3 是集成电路中典型的 NPN 型 BJT 的结构剖面图。图中,衬底若用硅材料,则为硅管;若用锗材料,则为锗管。

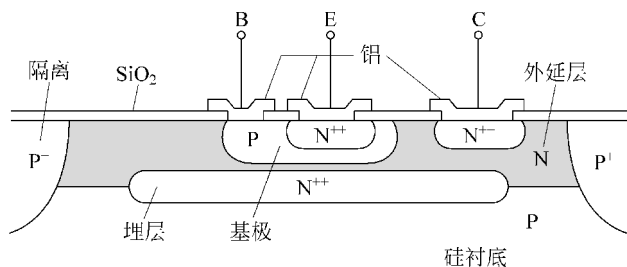


图 3.3 常用集成电路中 NPN 型 BJT 的结构剖面图

3.1.2 BJT 的电流分配与放大作用

BJT 的电流放大作用是由内、外两种因素决定的,其内因就是 3.1.1 节中所述的结构特点,而外因是必须给 BJT 加合适的偏置电压,即给发射结加正向偏置电压,集电结加反向偏置电压。

1. BJT 内部载流子的传输过程

以 NPN 型 BJT 为例,在发射结正偏,集电结反偏的条件下,BJT 内部载流子的运动情况可用图 3.4 说明。

1) 发射区向基区注入电子

由于发射结 J_e 正偏,所以 J_e 两侧多子的扩散占优势,因而发射区的电子源源不断地越过 J_e 注入到基区,形成电子注入电流 I_{EN} ;与此同时,基区的空穴也向发射区注入,形成空穴注入电流 I_{EP} 。由于发射区相对于基区是重掺杂,所以发射区电子的浓度远大于基区空穴浓度,因而满足 $I_{EN} \gg I_{EP}$,若忽略 I_{EP} ,发射极电流 $I_E \approx I_{EN}$,其方向与电子注入方向相反。

2) 电子在基区边扩散边复合

注入基区的电子,成为基区的非平衡少数,它在 J_e 处浓度最大,而在 J_c 处浓度最小(J_c 反偏,其边界处电子浓度近似为零),因此,在基区形成了非平衡电子的浓度差。在该浓度差的作用下,由发射区注入基区的电子将继续向 J_c 扩散。在扩散过程中,非平衡电子会与基区中的多子空穴相遇,使部分电子因复合而失去。但由于基区很薄且掺杂浓度又低,所以在基区被复合掉的电子数极少,绝大部分电子都能扩散到 J_c 边沿。基区中与电子复合的空穴由基极电源提供,形成基区复合电流 I_{BN} ,它是基极电流 I_B 的主要部分。

3) 扩散到集电结的电子被集电区收集

由于集电结 J_c 反偏,形成了较强的电场,所以,扩散到 J_c 边沿的电子在该电场作用下漂移到集电区,形成集电区的收集电流 I_{CN} 。该电流是构成集电极电流 I_C 的主要部分。此外,集电区和基区的少数在 J_c 反偏压的作用下,向对方漂移形成 J_e 的反向饱和电流 I_{CBO} ,并流过集电极和基极支路,构成 I_B 和 I_C 的另一部分电流。

通过以上讨论可以看出,在 BJT 中,薄的基区将发射结和集电结紧密地联系在一起。它能把发射结的正向电流几乎全部地传输到反偏的集电结回路中去。这正是 BJT 实现放大作用的关键所在。

2. BJT 的电流分配关系

由以上分析可知,BJT 三个电极的电流与内部载流子的传输形成的电流之间有如下关系。

$$\begin{cases} I_E = I_{EN} + I_{EP} = I_{BN} + I_{CN} + I_{EP} \approx I_{BN} + I_{CN} & (3-1a) \end{cases}$$

$$\begin{cases} I_B = I_{EP} + I_{BN} - I_{CBO} \approx I_{BN} - I_{CBO} & (3-1b) \end{cases}$$

$$\begin{cases} I_C = I_{CN} + I_{CBO} & (3-1c) \end{cases}$$

式(3-1)表明:在 J_e 正偏, J_c 反偏的条件下,BJT 三个电极上的电流不是孤立的,它们能反映非平衡少数在基区扩散与复合的比例关系。这一比例关系主要由基区宽度、掺杂浓度等因素决定,BJT 做好后就基本确定了。一旦知道了这个比例关系,就不难确定三个电极电流之间的关系,从而为定量分析 BJT 电路提供了方便。

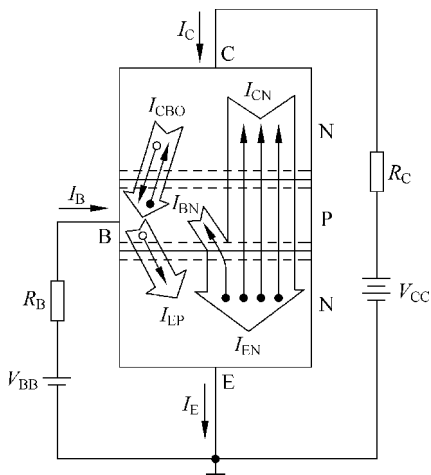


图 3.4 BJT 内部载流子的传输示意图

为了反映扩散到集电区的电流 I_{CN} 与基区复合电流 I_{BN} 之间的比例关系,定义共发射极直流电流放大系数 $\bar{\beta}$ 为

$$\bar{\beta} = \frac{I_{CN}}{I_{BN}} = \frac{I_C - I_{CBO}}{I_B + I_{CBO}} \quad (3-2)$$

其含义是:基区每复合一个电子,则有 $\bar{\beta}$ 个电子扩散到集电区去。 $\bar{\beta}$ 值一般为 20~200。

确定了 $\bar{\beta}$ 值后,由式(3-1)和式(3-2)可得 BJT 三个电极电流的表达式如下:

$$\begin{cases} I_E = I_B + I_C & (3-3a) \end{cases}$$

$$\begin{cases} I_C = \bar{\beta}I_B + (1 + \bar{\beta})I_{CBO} = \bar{\beta}I_B + I_{CEO} & (3-3b) \end{cases}$$

$$\begin{cases} I_E = (1 + \bar{\beta})I_B + (1 + \bar{\beta})I_{CBO} = (1 + \bar{\beta})I_B + I_{CEO} & (3-3c) \end{cases}$$

式中

$$I_{CEO} = (1 + \bar{\beta})I_{CBO} \quad (3-4)$$

称为穿透电流。由于 I_{CBO} 很小,常忽略其影响,所以有

$$\begin{cases} I_C \approx \bar{\beta}I_B & (3-5a) \end{cases}$$

$$\begin{cases} I_E \approx (1 + \bar{\beta})I_B & (3-5b) \end{cases}$$

式(3-5)是以后电路分析中常用的关系式。

为了反映扩散到集电区的电流 I_{CN} 与发射极电流 I_E 之间的比例关系,定义共基极直流电流放大系数 $\bar{\alpha}$ 为

$$\bar{\alpha} = \frac{I_{CN}}{I_E} = \frac{I_C - I_{CBO}}{I_E} \quad (3-6)$$

它表征了发射极电流 I_E 转化为集电极电流 I_C 的能力。显然, $\bar{\alpha} < 1$, 一般为 0.97~0.99。

引入 $\bar{\alpha}$ 后,由式(3-1)和式(3-6)可得 BJT 三个电极电流的表达式如下:

$$\begin{cases} I_E = I_B + I_C & (3-7a) \end{cases}$$

$$\begin{cases} I_C = \bar{\alpha}I_E + I_{CBO} \approx \bar{\alpha}I_E & (3-7b) \end{cases}$$

$$\begin{cases} I_B = (1 - \bar{\alpha})I_E - I_{CBO} \approx (1 - \bar{\alpha})I_E & (3-7c) \end{cases}$$

由于 $\bar{\beta}$ 和 $\bar{\alpha}$ 都是反映 BJT 基区中电子扩散与复合的比例关系,只是选取的参考量不同,所以两者之间必然有内在的联系。由 $\bar{\beta}$ 和 $\bar{\alpha}$ 的定义可得

$$\bar{\beta} = \frac{I_{CN}}{I_{BN}} \approx \frac{I_{CN}}{I_E - I_{CN}} = \frac{\bar{\alpha}I_E}{I_E - \bar{\alpha}I_E} = \frac{\bar{\alpha}}{1 - \bar{\alpha}} \quad (3-8)$$

$$\bar{\alpha} = \frac{I_{CN}}{I_E} \approx \frac{I_{CN}}{I_{EN}} = \frac{I_{CN}}{I_{BN} + I_{CN}} = \frac{\bar{\beta}I_{BN}}{I_{BN} + \bar{\beta}I_{BN}} = \frac{\bar{\beta}}{1 + \bar{\beta}} \quad (3-9)$$

3. BJT 的放大作用

BJT 的放大作用可用图 3.4 来说明,假设在图中 V_{BB} 上叠加一幅度为 100mV 的正弦电压 Δv_1 , 则引起 BJT 发射结电压产生相应的变化,因而发射极会产生一个较大的注入电流

Δi_E , 例如为 1mA 。若 $\bar{\beta}=99$, 则基极复合电流 Δi_B 约为 $10\mu\text{A}$, 集电极收集的电流 Δi_C 约为 0.99mA 。若取 $R_C=2\text{k}\Omega$, 则 R_C 上得到的信号电压 $\Delta v_O=\Delta i_C \cdot R_C=0.99 \times 2\text{V}=1.98\text{V}$, 相比之下, 信号电压放大了约 20 倍。另外, R_C 得到的信号功率为

$$P_O = \frac{1}{2} \cdot \Delta i_C \cdot \Delta v_O = \frac{1}{2} \times 0.99 \times 10^{-3} \times 1.98\text{W} \approx 1\text{mW}$$

约为信号源的输入功率

$$P_I = \frac{1}{2} \cdot \Delta i_B \cdot \Delta v_I = \frac{1}{2} \times 10 \times 10^{-6} \times 100 \times 10^{-3}\text{W} = 0.5\mu\text{W}$$

的 2000 倍。信号功率的放大, 体现了 BJT 的放大作用, 也是它区别无源元件的电流和电压变化(如变压器)的主要特征。

3.1.3 BJT 的伏安特性曲线

BJT 的伏安特性曲线是描述其各电极电压与电流之间关系的曲线, 它是 BJT 内部载流子运动的外部表现。从使用角度来看, 了解 BJT 的伏安特性曲线比了解其内部载流子的运动过程显得更为重要。

由于 BJT 有三个电极, 所以它的伏安特性比二极管要复杂得多。作为三端器件, 通常用其中的两个端子分别作为输入和输出端, 第三个端子作为公共端, 这样可以构成输入和输出两个回路。图 3.5 示出了 BJT 的三种基本接法, 也称为组态, 分别称为共发射极(Common Emitter, CE)、共集电极(Common Collector, CC)和共基极(Common Base, CB)。其中, 共发射极接法更具代表性, 所以下面主要讨论 BJT 的共发射极伏安特性曲线。

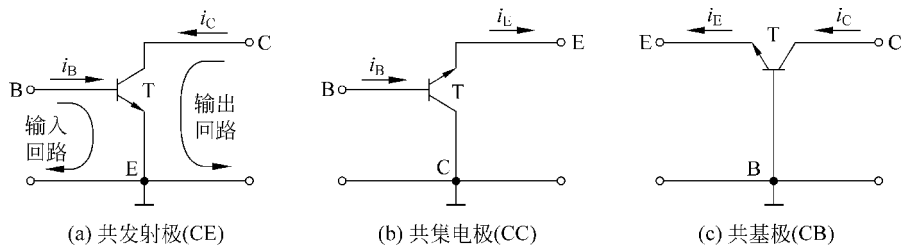


图 3.5 BJT 的三种基本接法

1. 共发射极输入特性曲线

输入特性曲线描述了在集电极-发射极(集-射)压降 v_{CE} 一定的情况下, 基极电流 i_B 与基极-发射极(基-射)压降 v_{BE} 之间的函数关系, 即

$$i_B = f(v_{BE}) \Big|_{v_{CE}=\text{常数}}$$

图 3.6 是 NPN 型硅 BJT 的输入特性曲线。由图可见, 它与二极管的正向特性曲线相似。图中示出了 v_{CE} 分别为 0V 、 1V 、 10V 三种情况下的输入特性曲线, 可以看出, 当 v_{CE} 增大时, 曲线逐渐右移。或者说, 当 v_{BE} 一定时, 随着 v_{CE} 的增大, i_B 将减小。

当 $v_{CE}=0\text{V}$ 时, 相当于集电极与发射极短路, 即发射结与集电结并联, 这时, BJT 相当于两个并联的 PN 结, 其输

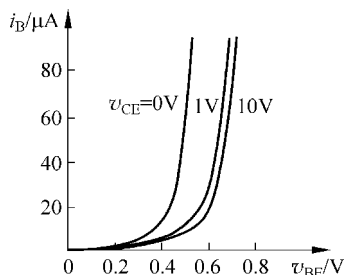


图 3.6 BJT 的共发射极输入特性曲线

入特性曲线与PN结的伏安特性相似,呈指数关系。

当 v_{CE} 较小(如 $v_{CE} < 0.7V$)时,集电结处于正偏或反偏压很小的状态,收集电子的能力很弱,而基区的复合作用较强,所以在 v_{BE} 相同的情况下, i_B 较大。当 v_{CE} 增至 $1V$ 左右时,集电结上的反偏电压加大,内电场增强,收集电子的能力增强,电子在基区复合的机会减小,从而使 i_B 减小。由图 3.6 可以看出, $v_{CE} = 10V$ 时的输入特性曲线,与 $v_{CE} = 1V$ 时的输入特性曲线非常接近。这是因为只要保持 v_{BE} 不变,则从发射区扩散到基区的电子数目不变,而 v_{CE} 增大到 $1V$ 以后,集电结的电场已足够强,能够把发射到基区的绝大部分电子收集到集电结,以至于再增加 v_{CE} , i_B 也不再明显减小。因此,可近似认为在 $v_{CE} > 1V$ 后的所有输入特性曲线基本上是重合的。对于小功率 BJT,可以用 v_{CE} 大于 $1V$ 的任何一条输入特性曲线来代表 v_{CE} 大于 $1V$ 的所有输入特性曲线。

2. 共发射极输出特性曲线

输出特性曲线描述了在基极电流 i_B 一定的情况下,集电极电流 i_C 与集-射压降 v_{CE} 之间的函数关系,即

$$i_C = f(v_{CE}) \Big|_{i_B = \text{常数}}$$

图 3.7 是 NPN 型硅 BJT 的输出特性曲线。由图可见,对于每一个确定的 i_B , 都有一条曲线,所以输出特性是一簇曲线,各条特性曲线的形状基本相同。整个曲线族可划分为四个区域。

(1) 放大区 BJT 工作在放大区的条件是 J_e 正偏、 J_c 反偏。在放大区, BJT 具有以下两个特点。

① 集电极电流 i_C 主要受基极电流 i_B 的控制,即 i_B 有很小的变化量 Δi_B 时, i_C 就会有很大的变化量 Δi_C 。为此,用共发射极交流电流放大系数 β 来表示这种控制能力。 β 定义为

$$\beta = \frac{\Delta i_C}{\Delta i_B} \Big|_{v_{CE} = \text{常数}} \quad (3-10)$$

反映在特性曲线上,为两条不同 i_B 曲线之间的间隔。

② 集电极电流 i_C 受集-射压降 v_{CE} 的影响较小。在特性曲线上表现为, i_B 一定而 v_{CE} 增大时,曲线略有上翘(i_C 略有增大)。这是因为,当 v_{CE} 增大时,集电结的反向电压增大,导致集电结阻挡层展宽,从而使基区的实际宽度 W_B 减小,如图 3.8 所示。这样,基区中电子与空穴复合的机会减少,从而使 i_B 减少,而要保持 i_B 不变, i_C 将略有增大。通常将 v_{CE} 引起基

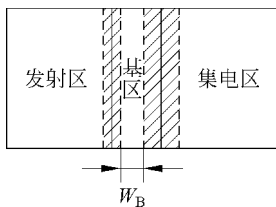


图 3.8 基区宽度调制效应

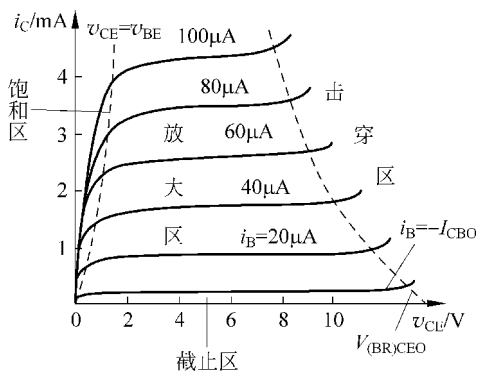


图 3.7 BJT 的共发射极输出特性曲线

区实际宽度变化而导致电流变化的效应称为基区宽度调制效应(Base-Width Modulation Effect)。由于基区宽度调制效应很微弱,所以 v_{CE} 在很大范围内变化时 i_C 基本不变。因此,当 i_B 一定时,集电极电流具有恒流特性。

(2) 饱和区 BJT 工作在饱和区的条件是 J_e 、 J_c 均正偏。通常把 $v_{CE} = v_{BE}$ (即集电结零偏压)的情况称为临界饱和,对应点的轨迹为临界饱和线。当 $v_{CE} < v_{BE}$ 时,管子进入饱和区。此时,

由于 J_c 正偏,不利于集电区收集电子,造成基区复合电流增大。这样,一方面,当 i_B 一定时, i_C 的数值比放大时要小;另一方面,当 v_{CE} 一定而 i_B 增大时, i_C 基本不变。因此,在饱和区, i_C 不受 i_B 的控制。在特性曲线上表现为,不同 i_B 的曲线在饱和区汇集。BJT 饱和时, C、E 之间的电压称为饱和压降,记作 $V_{CE(sat)}$ 。深度饱和时, $V_{CE(sat)}$ 很小,对于小功率硅管约为 0.3V,小功率锗管约为 0.1V。管子饱和后,三个电极间的电压很小,这时,各极电流主要由外电路决定。

(3) 截止区 BJT 工作在截止区的条件是 J_e 、 J_c 均反偏。此时 $i_B \approx 0$ (严格来说 $i_B = -I_{CBO}$), $i_C \approx 0$ (严格来说 $i_C = I_{CBO}$)。BJT 截止时,相当于各电极之间开路,这时各极电位将主要由外电路决定。

(4) 击穿区 随着 v_{CE} 增大, J_c 的反偏压增大。当 v_{CE} 增大到一定值时, J_c 发生反向击穿,造成集电极电流 i_C 剧增。由于集电结是轻掺杂的,所以击穿类型主要是雪崩击穿,击穿电压较大。由图 3.7 可见,反向击穿电压随 i_B 的增大而减小,原因是: i_B 增大, i_C 相应增大,通过集电结的载流子增多,碰撞机会增大,因而产生雪崩击穿的电压减小。当 $i_E = 0$, 即 $i_C = I_{CBO}$, $i_B = -I_{CBO}$ 时,击穿电压最大,记为 $V_{(BR)CEO}$ 。

3.1.4 BJT 的主要参数

BJT 的参数是用来表征管子性能优劣和适应范围的,它是选用 BJT 的依据。了解这些参数的意义,对于合理使用和充分利用 BJT 以达到设计电路的经济性和可靠性是十分必要的。BJT 的参数可大致分为以下四大类且其值具有明显的温敏性。

1. 表征放大能力的参数

1) 共发射极直流电流放大系数 $\bar{\beta}$ 和交流电流放大系数 β

$\bar{\beta}$ 和 β 分别由式(3-2)和式(3-10)定义,显然其含义是不同的。 $\bar{\beta}$ 反映静态(直流工作状态)时集电极电流与基极电流之比,而 β 反映动态(交流工作状态)时的电流放大特性。它们的数值可以从输出特性曲线上求出。

例如,在图 3.9 中,静态点 Q 处的 $I_C = 1.5\text{mA}$, $I_B = 40\mu\text{A}$, 所以

$$\bar{\beta} = \frac{I_C}{I_B} = \frac{1.5}{0.04} = 37.5$$

过 Q 点作一条垂线,当 i_B 从 $40\mu\text{A}$ 增加到 $60\mu\text{A}$ 时,相应的 i_C 从 1.5mA 增加到 2.3mA , 所以

$$\beta = \frac{\Delta i_C}{\Delta i_B} = \frac{2.3 - 1.5}{0.06 - 0.04} = 40$$

一般地,在小信号工作情况下,可以认为

$\bar{\beta} \approx \beta$,故本书以后不再加以区分。

应当指出, β 值与测量条件有关。一般来说,在 i_C 过小或过大时, β 值较小。只有当 i_C 在中间值时, β 值才比较大,且基本不随 i_C 而变化。因此,在查手册时应注意 β 值的测试条件。尤其是大功率管更应强调这一点。

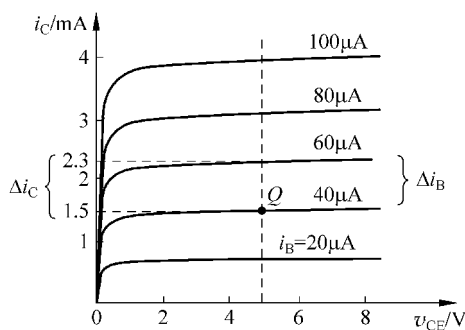


图 3.9 BJT $\bar{\beta}$ 和 β 的含义

2) 共基极直流电流放大系数 $\bar{\alpha}$ 和交流电流放大系数 α

$\bar{\alpha}$ 由式(3-6)定义。而 α 定义为, v_{CB} 为常数时, 集电极电流变化量与发射极电流变化量之比, 即

$$\alpha = \left. \frac{\Delta i_C}{\Delta i_E} \right|_{v_{CB}=\text{常数}} \quad (3-11)$$

2. 表征稳定性能的参数——极间反向电流

1) 集电极-基极反向饱和电流 I_{CBO}

I_{CBO} 指发射极开路, 流过集电结的反向饱和电流。测量 I_{CBO} 的电路如图 3.10 所示, 它实际上和单个 PN 结的反向饱和电流是一样的, 因此, 其值取决于温度和少数载流子的浓度。在一定温度下, 其数值基本上是一个常数。

I_{CBO} 的值一般很小, 小功率硅管的 I_{CBO} 小于 $1\mu\text{A}$, 小功率锗管的 I_{CBO} 约为 $10\mu\text{A}$ 。因为 I_{CBO} 随温度的增加而增加, 因此在温度变化范围大的工作环境应选用硅管。

2) 集电极-发射极反向饱和电流 I_{CEO}

I_{CEO} 指基极开路, 由集电区穿过基区流向发射区的反向饱和电流, 又叫**穿透电流**。测量 I_{CEO} 的电路如图 3.11(a) 所示。由于 I_{CEO} 从集电区穿过基区流至发射区, 所以它不是单纯的 PN 结的反向饱和电流。

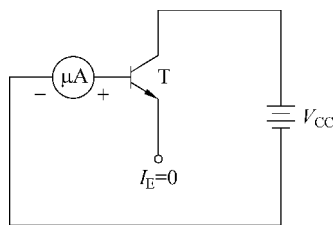


图 3.10 I_{CBO} 的测量

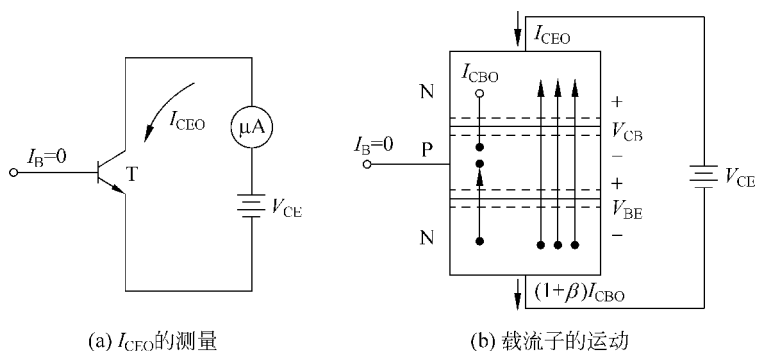


图 3.11 穿透电流 I_{CEO}

当基极开路, 加在集电极和发射极之间的正值电压 V_{CE} 被分配到两个结上, 即 $V_{CE} = V_{CB} + V_{BE}$, 如图 3.11(b) 所示。此时, J_c 处于正向偏置, J_e 处于反向偏置, BJT 仍工作在放大状态, 具有电流控制作用。这时被控制的电流为 I_{CBO} , 其值被放大了 β 倍, 加上集电结本身的 I_{CBO} , 则有

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

I_{CEO} 和 I_{CBO} 都是衡量 BJT 质量的重要参数, 由于 I_{CEO} 比 I_{CBO} 大得多, 测量起来比较容易, 所以平时测量 BJT 时, 常常把测量 I_{CEO} 作为判断管子质量的重要依据。小功率硅管的 I_{CEO} 在几微安以下, 而小功率锗管的 I_{CEO} 则大得多, 为几十微安以上。 I_{CEO} 和 I_{CBO} 一样, 也随温度的增加而增加。

3. 表征安全工作区域的参数——极限参数

1) 集电极最大允许电流 I_{CM}

BJT 的 β 与 I_C 有关,随着 I_C 的增大, β 值会减小。 I_{CM} 一般指 β 值下降到正常值的 2/3 时所对应的集电极电流。当 $I_C > I_{CM}$ 时,管子性能将显著下降,甚至有烧坏管子的可能。BJT 线性应用时, I_C 不应超过 I_{CM} 。

2) 集电极最大允许耗散功率 P_{CM}

BJT 工作在放大状态时, J_c 承受着较高的反向电压,同时流过较大的电流。因此在 J_c 上要消耗一定的功率,从而导致 J_c 发热,结温升高。当结温过高时,管子的性能下降,甚至会烧坏管子,因此需要规定一个功耗限额。 P_{CM} 就是 J_c 上允许损耗功率的最大值。由 $P_{CM} = V_{CE} I_C$ 可知, P_{CM} 在输出特性曲线上为一条 V_{CE} 与 I_C 乘积为定值的双曲线,称为 P_{CM} 功耗线,如图 3.12 所示。

3) 反向击穿电压

BJT 有两个 PN 结,当所加的反向电压超过规定值时,也会发生反向击穿,其击穿机理与二极管相似,但 BJT 的击穿电压不仅与管子本身特性有关,而且还取决于外部电路的接法,常用的有以下几种。

(1) $V_{(BR)EBO}$ $V_{(BR)EBO}$ 是指集电极开路时,发射极-基极之间的反向击穿电压。它是发射结本身的击穿电压。普通三极管的 $V_{(BR)EBO}$ 值比较小,一般只有几伏。

(2) $V_{(BR)CBO}$ $V_{(BR)CBO}$ 是指发射极开路时,集电极-基极之间的反向击穿电压。它决定于集电结的雪崩击穿电压,其数值较高,通常为几十伏,有些管子可达几百伏甚至上千伏。

(3) $V_{(BR)CEO}$ $V_{(BR)CEO}$ 是指基极开路时,集电极-发射极之间的反向击穿电压。其大小与 BJT 的穿透电流有直接的关系,当管子的 V_{CE} 增加时, I_{CEO} 明显增大,导致集电结发生雪崩击穿。在实际电路中,BJT 的发射极-基极之间常接有基极电阻 R_B ,这时集电极-发射极之间的反向击穿电压用 $V_{(BR)CER}$ 表示,其中, $R_B = 0$ 时的反向击穿电压用 $V_{(BR)CES}$ 表示。由于 R_B 对发射结有分流作用,所以延缓了集电结雪崩击穿的产生。

上述几种击穿电压之间的关系为

$$V_{(BR)EBO} < V_{(BR)CEO} < V_{(BR)CER} < V_{(BR)CES} < V_{(BR)CBO}$$

通常将 I_{CM} 、 P_{CM} 、 $V_{(BR)CEO}$ 三个参数所限定的区域称为 BJT 的安全工作区 (Safe Operation Area),如图 3.12 所示。为了确保管子正常、安全工作,使用时不应超出这个区域。

4. 表征频率特性的参数——结电容

当 BJT 在高频应用时,应考虑其结电容效应。BJT 的结电容包括发射结电容 $C_{b'e}$ 和集电结电容 $C_{b'c}$ 。关于其详细讨论可参见第 5 章。

5. 温度对 BJT 参数的影响

严格来讲,温度对 BJT 的所有参数几乎都有影响,但受影响最大的是 β 、 I_{CBO} 和 $V_{BE(on)}$ 。

温度每升高 1°C , β 值增大 $0.5\% \sim 1\%$;

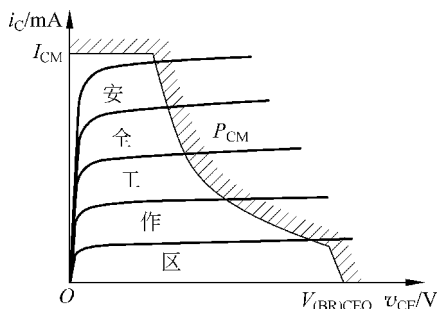


图 3.12 BJT 的安全工作区

温度每升高 1°C , $V_{\text{BE(on)}}$ 值减小 $2\sim 2.5\text{mV}$;

温度每升高 10°C , I_{CBO} 值约增大一倍, 即 $I_{\text{CBO}}(T_2) = I_{\text{CBO}}(T_1) \times 2^{(T_2 - T_1)/10}$ 。

3.1.5 BJT 的模型

由 BJT 的伏安特性曲线可知, BJT 是一种复杂的非线性器件。其非线性主要表现为三种截然不同的工作状态: 放大、截止和饱和。在实际应用中, 根据电路所实现功能的不同, 通常要通过外电路将 BJT 偏置在某一特定状态。因此, 在 BJT 应用电路的分析中, 关键问题就是如何根据实际情况建立 BJT 的电路模型, 下面将详细讨论 BJT 的建模问题。

1. 放大状态下 BJT 的模型

1) 数学模型

当 BJT 被偏置在放大状态时, 其集电极电流 i_{C} 与基极电流 i_{B} 之间的关系是线性的, 所以有人称 BJT 是电流控制器件。实际上, 从 BJT 内部载流子的传输过程来看, i_{E} 是受发射结电压 v_{BE} 控制的, 且作为 PN 结, 它们之间服从以下指数关系:

$$i_{\text{E}} = I_{\text{EBS}}(e^{v_{\text{BE}}/V_{\text{T}}} - 1) \approx I_{\text{EBS}}e^{v_{\text{BE}}/V_{\text{T}}} \quad (3-12)$$

式中, I_{EBS} 为发射结的反向饱和电流。相应的集电极电流 i_{C} 可近似表示为

$$i_{\text{C}} = \alpha i_{\text{E}} \approx \alpha I_{\text{EBS}}e^{v_{\text{BE}}/V_{\text{T}}} = I_{\text{S}}e^{v_{\text{BE}}/V_{\text{T}}} \quad (3-13)$$

式中

$$I_{\text{S}} = \alpha I_{\text{EBS}} \quad (3-14)$$

为发射结的反向饱和电流 I_{EBS} 转化到集电极上的电流值。当 BJT 各区的掺杂浓度和基区宽度一定时, 其值与发射结面积成正比。

2) 直流简化电路模型

当外电路将 BJT 偏置在放大状态时, $V_{\text{BE}} = V_{\text{BE(on)}}$, 并有基极电流 I_{B} 流入基极, 由图 3.7 可知, 若忽略基区宽度调制效应, 集电极电流 I_{C} 具有恒流特性, 且受控于基极电流 I_{B} 。此时, C、E 间相当于接有一个大小为 βI_{B} 的受控电流源, 相应的电路模型如图 3.13 所示。

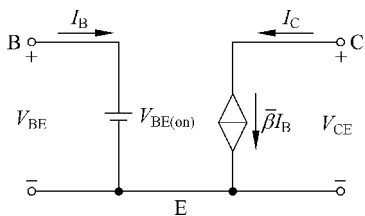


图 3.13 BJT 的直流放大电路模型

图中, $V_{\text{BE(on)}}$ 称为发射结导通电压。对于硅管, 其值为 $0.6\sim 0.7\text{V}$; 对于锗管, 其值为 $0.2\sim 0.3\text{V}$ 。

3) 交流小信号电路模型

当 BJT 被偏置在放大状态并输入交流信号时, 将会引起 BJT 各电极电流和极间电压的变化。认识这些变化量的大小及其相互关系, 是分析 BJT 电路交流性能的基础。其实质就是确定在 Q 点处因交流输入引起的电流和电压的偏移量, 若交流输入信号很小, 信号的偏移量不

大, 在 Q 点附近便可用直线关系近似 BJT 的伏安特性曲线, 从而把非线性的 BJT 等效成线性元件来处理, 这就是 BJT 小信号建模的基本思想。这种把非线性问题线性化的处理方法, 在第 2 章对二极管进行建模时曾经使用过。下面将对 BJT 进行小信号建模, 读者会看到, 其过程比二极管要复杂得多。

关于 BJT 的小信号建模, 通常有两种方法: 一种是已知网络的特性方程, 按此方程画出

小信号模型；另一种则是从网络所代表的 BJT 的物理结构出发加以分析,用电阻、电容、电感等电路元件来模拟其物理过程,从而得出模型。以下从 BJT 的特性方程出发,结合特性曲线建立其小信号电路模型。

BJT 是一个有源双口网络,有输入端和输出端两个端口,如图 3.14(a)所示。通常可以通过端口电压 v_{BE} 、 v_{CE} 及端口电流 i_B 、 i_C 来研究其特性,选择其中的两个参数作为自变量,其余两个作为应变量,可得到不同的网络参数,如 Z 参数(开路阻抗参数), Y 参数(短路导纳参数)和 H 参数(混合参数)等。其中, H 参数的物理意义明确,测量的条件容易实现,加上它在低频范围内为实数,所以得到了广泛的使用。 H 参数模型是选取 i_B 和 v_{CE} 为自变量的,因此有

$$v_{BE} = f_1(i_B, v_{CE}) \quad (3-15a)$$

$$i_C = f_2(i_B, v_{CE}) \quad (3-15b)$$

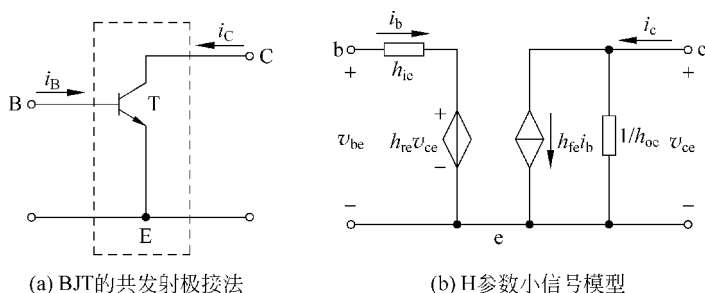


图 3.14 BJT 的 H 参数小信号电路模型

式中, v_{BE} 、 i_B 、 v_{CE} 、 i_C 代表各电量的瞬时总量。为了研究低频小信号作用下各变化量之间的关系,在 Q 点处,对式(3-15)取全微分,得

$$dv_{BE} = \left. \frac{\partial v_{BE}}{\partial i_B} \right|_{V_{CEQ}} di_B + \left. \frac{\partial v_{BE}}{\partial v_{CE}} \right|_{I_{BQ}} dv_{CE} \quad (3-16a)$$

$$di_C = \left. \frac{\partial i_C}{\partial i_B} \right|_{V_{CEQ}} di_B + \left. \frac{\partial i_C}{\partial v_{CE}} \right|_{I_{BQ}} dv_{CE} \quad (3-16b)$$

式中, dv_{BE} 、 di_B 、 dv_{CE} 、 di_C 代表各电量的变化量,即 v_{be} 、 i_b 、 v_{ce} 、 i_c ,这样,式(3-16)可写成

$$\begin{cases} v_{be} = h_{ie}i_b + h_{re}v_{ce} \end{cases} \quad (3-17a)$$

$$\begin{cases} i_c = h_{fe}i_b + h_{oe}v_{ce} \end{cases} \quad (3-17b)$$

或

$$\begin{bmatrix} v_{be} \\ i_c \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} h_{ie} & h_{re} \\ h_{fe} & h_{oe} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_b \\ v_{ce} \end{bmatrix} \quad (3-18)$$

式中,下标 e 表示共发射极接法, h_{ie} 、 h_{re} 、 h_{fe} 、 h_{oe} 的含义如下。

$h_{ie} = \left. \frac{\partial v_{BE}}{\partial i_B} \right|_{V_{CEQ}}$ 表示输出端交流短路时的输入电阻,单位为欧姆(Ω);

$h_{re} = \left. \frac{\partial v_{BE}}{\partial v_{CE}} \right|_{I_{BQ}}$ 表示输入端交流开路时的反向电压传输比,无量纲;

$h_{fe} = \left. \frac{\partial i_C}{\partial i_B} \right|_{V_{CEQ}}$ 表示输出端交流短路时的正向电流传输比或电流放大系数,无量纲;

$h_{oe} = \left. \frac{\partial i_C}{\partial v_{CE}} \right|_{I_{BQ}}$ 表示输入端交流开路时的输出电导,单位为西门子(S)。

式(3-17a)表明:输入电压 v_{be} 由两部分组成,第一项表示输入电流 i_b 在 h_{ie} 上的电压降;第二项表示输出电压 v_{ce} 对输入回路的反作用,可用一个受控的电压源来代表。式(3-17b)表明:输出电流 i_c 也由两部分组成,第一项表示输入电流 i_b 引起的 i_c ,可用一个受控的电流源来代表;第二项表示输出电压 v_{ce} 加在输出电阻 $1/h_{oe}$ 上引起的 i_c 。由此得到包含四个 H 参数的 BJT 的小信号电路模型,如图 3.14(b)所示。

图 3.15 示出了四个 H 参数与 BJT 特性曲线的关系,可以帮助读者进一步理解其物理意义。

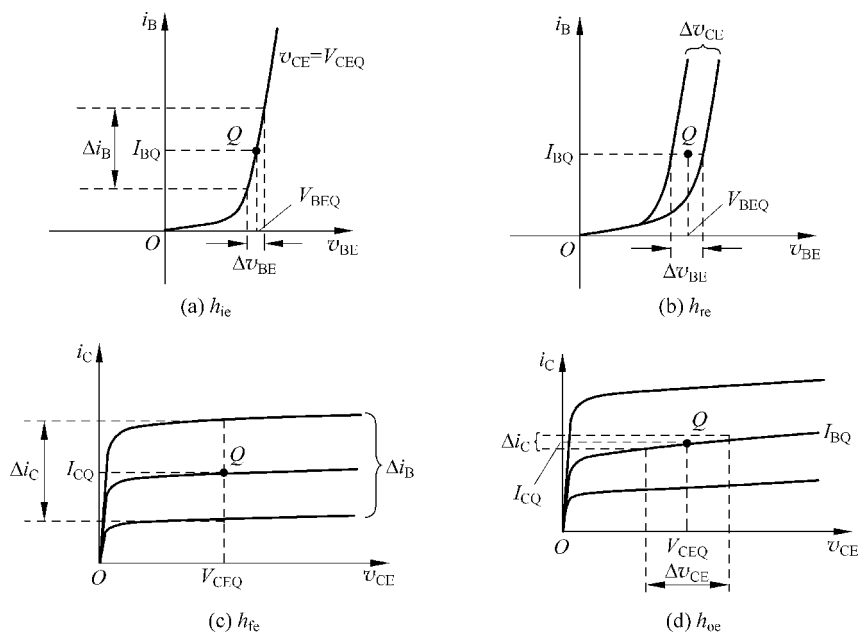


图 3.15 BJT H 参数的物理意义及求解方法

值得注意的是:BJT 的小信号电路模型虽然没有直接反映直流量,但小信号参数是基于 Q 点求出的,所以它们实际上是和管子的静态值有关系的,各小信号参数反映了 Q 点附近的工作情况。

对于共发射极接法的 BJT 小信号电路模型,其 H 参数的数量级一般为

$$[h]_e = \begin{bmatrix} h_{ie} & h_{re} \\ h_{fe} & h_{oe} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 10^3 \Omega & 10^{-3} \sim 10^{-4} \\ 10^2 & 10^{-5} \text{ S} \end{bmatrix}$$

可见, h_{re} 和 h_{oe} 相对而言是很小的,所以在模型中常常忽略 h_{re} 和 h_{oe} ,这在工程计算上不会带来显著的误差。同时采用习惯符号,用 r_{be} 代替 h_{ie} ,用 β 代替 h_{fe} ,便可得到图 3.16 所示的简化 H 参数电路模型。在低频段,利用这个简化模型来表示 BJT,将使 BJT 放大电路的分析大为简化。

在图 3.16 中,可以通过实测得到 BJT 工作在 Q 点处的 β 值,而 r_{be} 的计算则可通过以下分析得到。

如图 3.17 所示,BJT 基-射之间的交流输入电阻 r_{be} 由基区体电阻 $r_{bb'}$ 、发射结电阻 $r_{b'e'}$ 和发射区体电阻 r_e 三部分组成。其中, $r_{b'e'}$ 和 r_e 仅与杂质浓度及制造工艺有关,由于基区很薄且轻掺杂(多数载流子浓度较低),所以 $r_{b'e'}$ 数值较大,对于小功率管,多在几十欧到几百

欧,其具体数值可通过查阅手册得到。由于发射区为重掺杂,多数载流子浓度很高,所以 r_e 数值很小,一般只有几欧,故可忽略。因此,可列出 BJT 输入回路的 KVL 方程为

$$\dot{V}_{be} \approx \dot{I}_b r_{bb'} + \dot{I}_e r_{b'e'}$$

其中

$$\begin{aligned} \frac{1}{r_{b'e'}} &= \left. \frac{di_E}{dv_{BE}} \right|_Q = \left. \frac{d}{dv_{BE}} [I_{EBS} (e^{v_{BE}/V_T} - 1)] \right|_Q \\ &= \frac{1}{V_T} [I_{EBS} e^{v_{BE}/V_T}] \Big|_Q \approx \frac{I_{EQ}}{V_T} \end{aligned}$$

即

$$r_{b'e'} \approx \frac{V_T}{I_{EQ}}$$

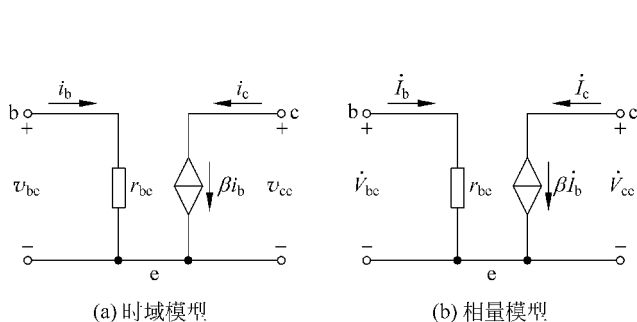


图 3.16 BJT 的低频简化 H 参数电路模型

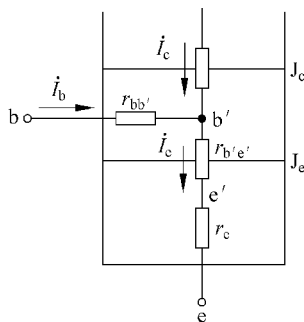


图 3.17 BJT 交流输入电阻 r_{be} 的分析

所以,输入回路的 KVL 方程可表示为

$$\dot{V}_{be} \approx \dot{I}_b r_{bb'} + (1 + \beta) \dot{I}_b \frac{V_T}{I_{EQ}}$$

因此,得到 b-e 之间的交流输入电阻 r_{be} 为

$$r_{be} = \frac{\dot{V}_{be}}{\dot{I}_b} \approx r_{bb'} + (1 + \beta) \frac{V_T}{I_{EQ}} \quad (3-19)$$

最后需要说明的是,若图 3.15(d)中曲线的上翘程度比较严重,则在图 3.16 所示的模型中应考虑 h_{oe} 的影响。对于 h_{oe} ,常用下述方法进行估算。

由于基区宽度调制效应,当 i_b 一定时, i_c 随 v_{CE} 的增大略有上翘,若将每条共射极输出特性曲线向左方延长,它们将与 v_{CE} 负轴近似相交于一点,该点对应的电压称为厄尔利电压 (Early Voltage),用 V_A 表示,如图 3.18 所示。显然, V_A 为负值, $|V_A|$ 越大,曲线上翘程度就越小,表明基区调宽效应越弱。对于小功率 BJT, $|V_A|$ 值一般大于 100V。由图 3.18 不难求出在 Q 点处的 h_{oe} ,即

$$h_{oe} = \left. \frac{\Delta i_c}{\Delta v_{CE}} \right|_Q = \frac{I_{CQ}}{V_{CEQ} + |V_A|} \Big|_{I_{BQ}} \approx \frac{I_{CQ}}{|V_A|} \quad (3-20)$$

由于 h_{oe} 表示 BJT 的交流输出电导,所以 $1/h_{oe}$ 即为 BJT 的交流输出电阻,习惯上常用 r_{ce} 表示。由式(3-20)可得

$$r_{ce} = \frac{1}{h_{oe}} \approx \frac{|V_A|}{I_{CQ}} \quad (3-21)$$

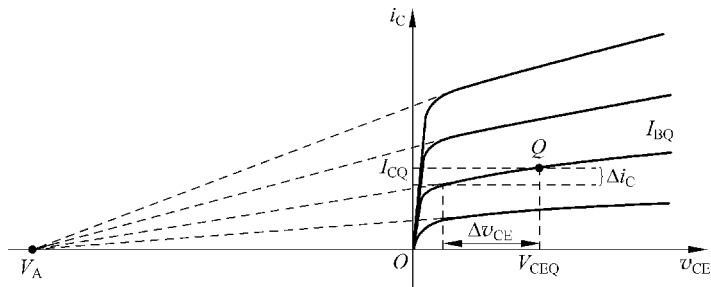


图 3.18 利用厄尔利电压求 h_{oe}

当考虑 h_{oe} 的影响时,常采用图 3.19 所示的电路模型。

若考虑基区宽度调制效应,式(3-13)可修正为

$$i_c = I_S e^{v_{BE}/V_T} \left(1 - \frac{v_{CE}}{V_A} \right) \quad (3-22)$$

2. 饱和状态下 BJT 的电路模型

当外电路将 BJT 偏置在饱和状态时, $V_{BE} = V_{BE(on)}$, $V_{CE} = V_{CE(sat)}$, 此时,相当于 C、E 极间接了一个大小为 $V_{CE(sat)}$ 的恒压源,其电路模型如图 3.20 所示。若忽略 $V_{CE(sat)}$,可认为 C、E 极间近似短路。

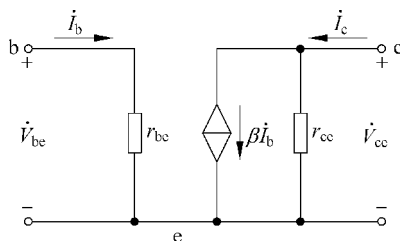


图 3.19 实用的低频 H 参数电路模型

3. 截止状态下 BJT 的电路模型

当外电路将 BJT 偏置在截止状态时, $I_B \approx 0$, $I_C \approx 0$ 。此时,相当于 B、E 极间和 C、E 极间均开路,其电路模型如图 3.21 所示。

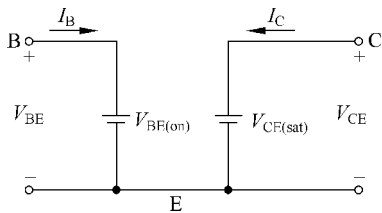


图 3.20 BJT 饱和状态下的电路模型

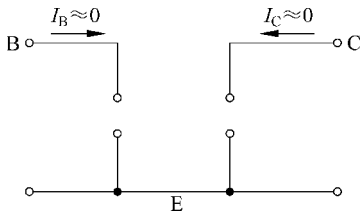


图 3.21 BJT 截止状态下的电路模型

3.2 放大电路概述

放大电路(Amplifier)是应用最为广泛的一类电子电路,其功能是将输入信号进行不失真地放大。它是现代通信、自动控制、电子测量、生物电子等设备中不可缺少的组成部分。放大电路的类型很多,所涉及的问题也很多,这些问题将在后续章节中陆续进行讨论。本节首先讨论有关放大电路的一些基本概念。

3.2.1 放大电路的基本概念

来自特定信源的微弱信号在被“利用”之前往往需要放大,例如,细胞电生理实验中所检测到的细胞膜离子单通道电流只有皮安(pA , 10^{-12} A)量级,它既无法直接显示,一般也很难

进一步作分析处理。通常必须把它放大到数百毫伏量级,才能用传统的指针式仪表显示出来。若需要对信号进行数字化处理,则必须把信号放大到数伏量级才能被一般的模/数转换器所接受。某些电子系统需要输出较大的功率,如家用音响系统往往需要把音频信号功率提高到数瓦或数十瓦。下面通过一个简单的放大电路来认识电子学中“放大”的实质。

1. 放大电路的实质

图 3.22 所示为扩音机的原理框图。话筒(传感器)将微弱的声音信号转化转换成电信号,经过放大电路放大成足够强的电信号后,驱动扬声器(执行机构),使其发出较原来强得多的声音。扬声器所获得的能量(或输出功率)远大于话筒送出的能量(输入功率),可见,电子电路放大的基本特征是功率放大,其实质是能量的控制和转换。具体来讲,放大电路是利用半导体有源器件双极结型晶体管(BJT)或场效应晶体管(FET)的放大和控制作用,将直流电源的能量转换成负载所获得的能量。

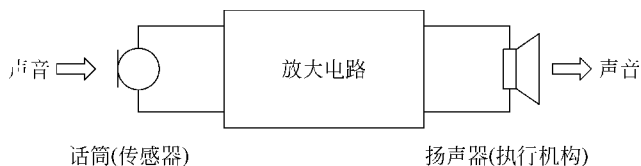


图 3.22 扩音机示意图

放大的前提是不失真,即只有在不失真的情况下放大才有意义。因此,要求放大器件必须工作在合适的区域(如 BJT 应工作在放大区),以保证放大电路的输出量与输入量始终保持线性关系,防止输出信号产生失真。

2. 放大电路的组成原理

无论何种类型的放大电路,均由三大部分组成,如图 3.23 所示。第一部分是具有放大作用的半导体器件,如 BJT、FET,它是整个电路的核心。第二部分是直流偏置电路,其作用是保证半导体器件工作在线性放大状态。第三部分是耦合电路,其作用是将输入信号源和输出负载分别连接到放大管的输入端和输出端。

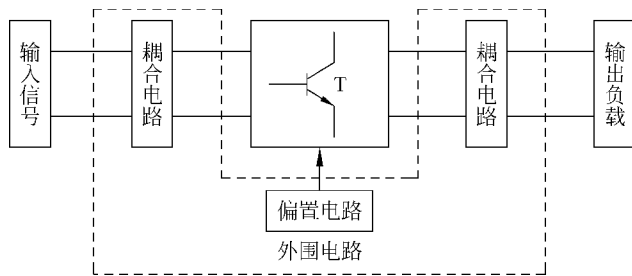


图 3.23 放大电路的组成框图

下面简述偏置电路和耦合电路的特点。

1) 偏置电路

(1) 在分立元件电路中,常用的偏置方式有分压偏置、自偏置等。其中,分压偏置电路适用于任何类型的放大器件;而自偏置电路只适合于耗尽型场效应晶体管(如结型场效应管及耗尽型 MOS 管)。

(2) 在集成电路中,广泛采用电流源偏置方式。

偏置电路除了为放大管提供合适的静态点(Q点)外,还应具有稳定Q点的作用。

2) 耦合方式

为了保证信号不失真地放大,放大电路与信号源、放大电路与负载以及放大电路的级与级之间的耦合方式必须保证交流信号正常传输,且尽量减小有用信号在传输过程中的损失。实际电路有两种耦合方式。

(1) 电容耦合、变压器耦合 这种耦合方式具有隔直流的作用,故各级Q点相互独立,互不影响,但不易集成,因此常用于分立元件放大电路中。

(2) 直接耦合 这是集成电路中广泛采用的一种耦合方式。这种耦合方式存在的两个主要问题是电平配置问题和零点漂移问题。解决电平配置问题的主要方法是加电平位移电路;解决零点漂移问题的主要措施是采用低温漂的差分放大电路。

3.2.2 放大电路的主要性能指标

放大电路的性能指标是衡量其品质优劣的标准,并决定其适用范围。

任何一个放大电路都可以看成一个二端口网络,图3.24所示为放大电路的示意图。其中,左边为输入端口,当内阻为 R_s 的正弦波信号源 \dot{V}_s 作用时,放大电路得到输入电压 \dot{V}_i ,同时产生输入电流 \dot{I}_i ;右边为输出端口,输出电压为 \dot{V}_o ,输出电流为 \dot{I}_o , R_L 为负载电阻。

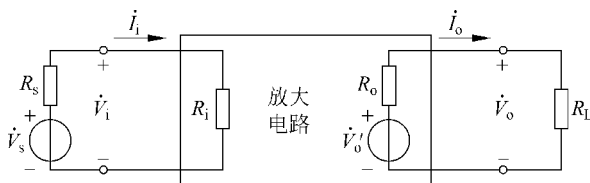


图 3.24 放大电路示意图

不同放大电路在信号源和负载相同的条件下, \dot{I}_i 、 \dot{V}_o 、 \dot{I}_o 将不同,说明不同放大电路对同样信号源的放大能力不同;同一放大电路在幅值相同、频率不同的信号源作用下,输出也将不同,即对不同频率的信号,放大电路的放大能力也存在差异。为了反映放大电路各方面的性能,本节主要讨论放大电路的增益、输入电阻、输出电阻、通频带、非线性失真系数等几项主要指标。

1. 增益

增益(Gain)是用来衡量放大电路放大能力的重要指标,也称为放大倍数。它定义为输出量 \dot{X}_o (\dot{V}_o 或 \dot{I}_o)与输入量 \dot{X}_i (\dot{V}_i 或 \dot{I}_i)之比,根据需要处理的输入和输出电量的不同,有四种不同的增益,分别是

(1) 电压增益

$$\dot{A}_v = \frac{\dot{V}_o}{\dot{V}_i} \quad (\text{无量纲}) \quad (3-23)$$

(2) 电流增益

$$\dot{A}_i = \frac{\dot{I}_o}{\dot{I}_i} \quad (\text{无量纲}) \quad (3-24)$$

(3) 互阻增益

$$\dot{A}_r = \frac{\dot{V}_o}{\dot{I}_i} \quad (\text{量纲为电阻}) \quad (3-25)$$

(4) 互导增益

$$\dot{A}_g = \frac{\dot{I}_o}{\dot{V}_i} \quad (\text{量纲为电导}) \quad (3-26)$$

为了表征输入信号源对放大电路激励的大小,常常引入源增益的概念。其中,源电压增益定义为

$$\dot{A}_{vs} = \frac{\dot{V}_o}{\dot{V}_s} \quad (3-27)$$

它与电压增益 \dot{A}_v 的关系为

$$\dot{A}_{vs} = \dot{A}_v \frac{R_i}{R_i + R_s} \quad (3-28)$$

式中, R_i 为放大电路的输入电阻,稍后将作介绍。

源电流增益定义为

$$\dot{A}_{is} = \frac{\dot{I}_o}{\dot{I}_s} \quad (3-29)$$

它与电流增益 \dot{A}_i 的关系为

$$\dot{A}_{is} = \dot{A}_i \frac{R_s}{R_i + R_s} \quad (3-30)$$

为了表征负载对增益的影响,通常还引入负载 R_L 开路时的增益。其中,负载 R_L 开路时的电压增益定义为

$$\dot{A}_{vo} = \frac{\dot{V}'_o}{\dot{V}_i} = \dot{A}_v \Big|_{R_L=\infty} \quad (3-31)$$

式中, \dot{V}'_o 为负载开路时的输出电压。 \dot{A}_{vo} 与 \dot{A}_v 的关系为

$$\dot{A}_v = \dot{A}_{vo} \frac{R_L}{R_L + R_o} \quad (3-32)$$

式中, R_o 为放大电路的输出电阻,稍后将作介绍。

负载 R_L 短路时的电流增益定义为

$$\dot{A}_{in} = \frac{\dot{I}'_o}{\dot{I}_i} = \dot{A}_i \Big|_{R_L=0} \quad (3-33)$$

式中, \dot{I}'_o 为负载短路时的输出电流。 \dot{A}_{in} 与 \dot{A}_i 的关系为

$$\dot{A}_i = \dot{A}_{in} \frac{R_o}{R_L + R_o} \quad (3-34)$$

除上述四种增益外,还常用到功率增益,其定义为

$$A_p = \frac{|\dot{V}_o \dot{I}_o|}{|\dot{V}_i \dot{I}_i|} = |\dot{A}_v \dot{A}_i| \quad (3-35)$$

以上讨论的各种增益中,电压增益、电流增益和功率增益都没有量纲,在工程上常用分贝(dB)表示,定义为

$$\text{电压增益} = 20\lg |\dot{A}_v| \text{ (dB)} \quad (3-36)$$

$$\text{电流增益} = 20\lg |\dot{A}_i| \text{ (dB)} \quad (3-37)$$

$$\text{功率增益} = 10\lg |A_p| \text{ (dB)} \quad (3-38)$$

2. 输入电阻

输入电阻 R_i 是从放大电路输入端口看进去的等效电阻,它定义为放大电路输入电压 \dot{V}_i 和输入电流 \dot{I}_i 的比值,即

$$R_i = \frac{\dot{V}_i}{\dot{I}_i} \quad (3-39)$$

R_i 表征了放大电路对信号源的负载特性,其值与电路参数、负载电阻 R_L 有关。对输入为电压信号的放大电路, R_i 越大,放大电路对信号源的影响越小;而对输入为电流信号的放大电路, R_i 越小,放大电路对信号源的影响越小。因此,放大电路输入电阻的大小应视需要而定。

3. 输出电阻

输出电阻 R_o 是表征放大电路带负载能力的一个重要参数。它定义为输入信号电压源短路或电流源开路(但保留其内阻),并断开负载时,从放大电路输出端口看进去的等效电阻,即

$$R_o = \left. \frac{\dot{V}_T}{\dot{I}_T} \right|_{\dot{V}_s=0} \quad (3-40)$$

式中, \dot{V}_T 为负载断开处加入的电压; \dot{I}_T 表示由 \dot{V}_T 引起的流入放大电路输出端口的电流。 R_o 不仅与电路参数有关,还与信号源内阻 R_s 有关。对输出为电压信号的放大电路, R_o 越小,放大电路的带载能力越强;而对输出为电流信号的放大电路, R_o 越大,放大电路的带载能力越强。

如上所述,放大电路有四种增益表达式,可参见式(3-23)~式(3-26),因此,相应有四种类型的放大电路,它们的区别集中表现在对 R_i 和 R_o 的要求上,如表 3.1 所示。

表 3.1 放大电路的类型

类 型	模 型	增益,源增益	对 R_i 的要求	对 R_o 的要求
电压放大器		\dot{A}_v, \dot{A}_{vs}	$R_i \gg R_s$ ($R_i \rightarrow \infty$)	$R_o \ll R_L$ ($R_o \rightarrow 0$)
电流放大器		\dot{A}_i, \dot{A}_{is}	$R_i \ll R_s$ ($R_i \rightarrow 0$)	$R_o \gg R_L$ ($R_o \rightarrow \infty$)

续表

类 型	模 型	增益,源增益	对 R_i 的要求	对 R_o 的要求
互阻放大器		\dot{A}_r, \dot{A}_{rs}	$R_i \ll R_s$ ($R_i \rightarrow 0$)	$R_o \ll R_L$ ($R_o \rightarrow 0$)
互导放大器		\dot{A}_g, \dot{A}_{gs}	$R_i \gg R_s$ ($R_i \rightarrow \infty$)	$R_o \gg R_L$ ($R_o \rightarrow \infty$)

4. 通频带

通频带用于衡量放大电路对不同频率信号的放大能力。由于放大电路中电容、电感及半导体器件结电容等电抗元件的存在,使得放大电路的性能必然和信号的频率有关。图 3.25 所示为某放大电路增益的幅值与信号频率的关系曲线,称为幅频特性曲线。

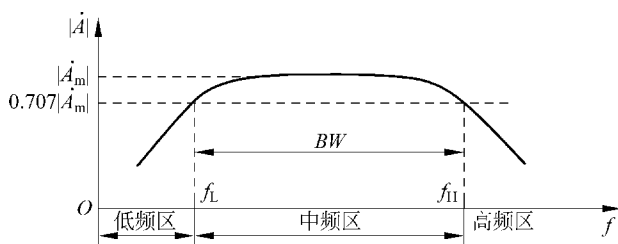


图 3.25 放大电路的频率特性

由图可见,在幅频特性的中间部分,放大电路增益的幅值保持为常数, $|\dot{A}_m|$ 称为中频增益。当信号频率上升或下降到一定程度时,增益的幅值明显下降,使增益幅值下降为 $0.707|\dot{A}_m|$ 所对应的两个频率点分别称为上限截止频率 f_H (Upper Cutoff Frequency) 和下限截止频率 f_L (Lower Cutoff Frequency)。一般定义 f_H 与 f_L 之差为通频带,即

$$BW = f_H - f_L \quad (3-41)$$

f 小于 f_L 的部分称为放大电路的低频区, f 大于 f_H 的部分称为放大电路的高频区。

通频带越宽,表明放大电路对不同频率信号的适应能力越强。

5. 非线性失真系数

由于放大器件的非线性实质,使得它们的线性放大范围有一定的限度,当输入信号的幅值超过一定值后,输出波形将会产生非线性失真(Nonlinear Distortion)。放大电路非线性失真的大小用非线性失真系数 THD (Total Harmonic Distortion) 来衡量。

$$THD = \frac{\sqrt{\sum_{n=2}^{\infty} V_{on}^2}}{V_{o1}} \quad (3-42)$$

式中, V_{o1} 为输出电压信号基波分量的有效值; V_{on} 为高次谐波分量的有效值; n 为正整数。

非线性失真对某些放大电路的性能指标显得比较重要,例如,高保真度的音响系统和广播电视系统即是常见的例子。随着电子技术的进步,目前即使增益较高,输出功率较大的放大电路,其非线性失真系数也可做到不超过 0.01%。

除了上述五种主要性能指标外,针对不同用途的放大电路,还常会提出一些其他指标,如最大不失真输出电压、最大输出功率、效率、信噪比等。

3.3 基本放大电路的工作原理

基本的 BJT 放大电路有三种组态——共发射极、共集电极和共基极。本节以共发射极放大电路为例,讨论基本放大电路的组成及其工作原理。

3.3.1 基本共发射极放大电路的组成

1. 电路结构

图 3.26(a)是基本的共发射极放大电路,它由 NPN 型硅管和若干电阻、电容等组成。整个电路分为输入回路和输出回路两部分。AO 端为放大电路的输入端,用于接收待放大的信号;BO 端为放大电路的输出端,用于输出放大后的信号;图中“⊥”表示公共端,也称为“地”(注意,实际上这一点并不真正接大地),是整个电路的零电位点(参考电位点)。

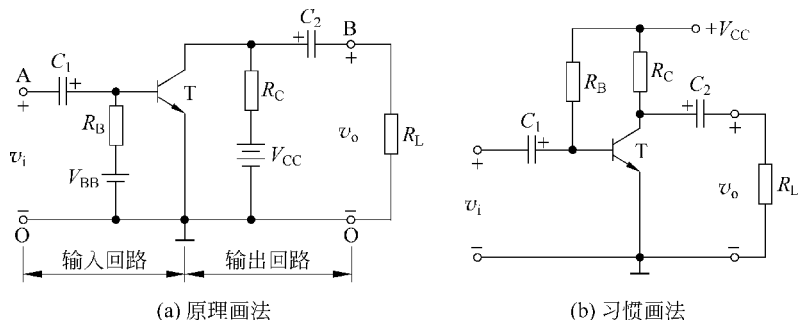


图 3.26 基本共发射极放大电路

2. 各元件的作用

- (1) BJT 它是整个放大电路的核心元件,用来实现放大作用。
- (2) 基极直流电源 V_{BB} 其正极通过 R_B 接 BJT 的基极,负极接 BJT 的发射极,从而保证发射结处于正向偏置,为基极提供偏置电流。
- (3) 基极偏置电阻 R_B 其作用是为 BJT 的基极提供合适的偏置电流,并使发射结获得必须的正向偏置电压。改变 R_B 的大小可使 BJT 获得合适的静态工作点, R_B 的阻值一般为几十千欧至几百千欧。
- (4) 集电极直流电源 V_{CC} 其正极通过 R_C 接 BJT 的集电极,负极接 BJT 的发射极,从而保证集电结处于反向偏置,以确保 BJT 工作在放大状态。其值一般为几伏到几十伏。
- (5) 集电极负载电阻 R_C 其作用是将集电极电流的变化转换成集-射电压的变换,以实现电压放大。同时,电源 V_{CC} 通过 R_C 加到 BJT 上,使 BJT 获得合适的工作电压,所以 R_C 也起直流负载的作用。 R_C 的阻值一般为几千欧至几十千欧。

(6) 耦合电容 C_1 和 C_2 其作用是“隔离直流, 传送交流”。 C_1 和 C_2 的电容量一般较大, 通常为几微法到几十微法, 一般用电解电容, 连接时电容的正极接高电位, 负极接低电位。

(7) 负载电阻 R_L 它是放大电路的外接负载, 可以是耳机、扬声器或其他执行机构, 也可以是后级放大电路的输入电阻。

3. 电路的习惯画法

在实际电路中, 基极回路不必使用单独的电源, 而是通过 R_B 直接取自 V_{CC} 来获得基极直流电压。另外, 画电路时往往省略直流电源的图形符号, 而仅用其电位的极性和数值来表示, 这样就得到了图 3.26(b) 所示的习惯画法。

3.3.2 放大电路的直流通路和交流通路

由以上的讨论知道, 在放大电路中, 交、直流信号并存, 放大电路是以直流为基础进行交流放大的。为了研究问题的方便, 常把直流电源对电路的作用和交流输入信号对电路的作用区分开来, 分成直流通路和交流通路。直流通路是在直流电源作用下直流信号流经的通路, 用于研究放大电路的静态工作情况; 交流通路是在交流输入信号作用下交流信号流经的通路, 用于研究放大电路的动态性能。

(1) 画直流通路的方法 将放大电路中所有电容开路, 电感短路, 保留直流电源。由此可画出图 3.26(b) 的直流通路如图 3.27(a) 所示。

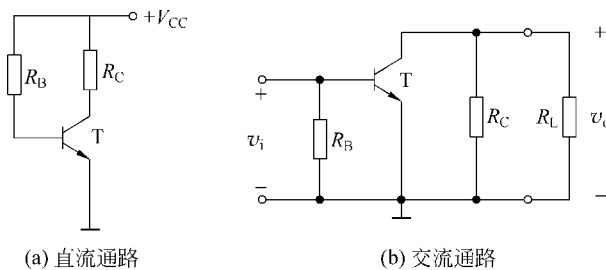


图 3.27 基本共发射极放大电路的直流通路和交流通路

(2) 画交流通路的方法 根据输入信号频率的高低, 将放大电路中电抗极小的大电容、小电感短路, 电抗极大的小电容、大电感开路, 而电抗不能忽略的电容、电感要保留, 直流电源短路(因为其内阻极小)。若假设图 3.26(b) 中耦合电容的容量足够大, 则可画出其交流通路如图 3.27(b) 所示。

为了便于清楚地描述放大电路中的各种信号分量, 对电流、电压的符号作统一规定, 如表 3.2 所示。

表 3.2 放大电路中电压、电流符号的规定

名称	总电流或总电压	直流量 (静态值)	交流量			基本关系式
			瞬时值	振幅值	有效值	
基极电流	i_B	I_B	i_b	I_{bm}	I_b	$i_B = I_B + i_b$
集电极电流	i_c	I_C	i_c	I_{cm}	I_c	$i_c = I_C + i_c$
基-射电压	v_{BE}	V_{BE}	v_{be}	V_{bem}	V_{be}	$v_{BE} = V_{BE} + v_{be}$
集-射电压	v_{CE}	V_{CE}	v_{ce}	V_{cem}	V_{ce}	$v_{CE} = V_{CE} + v_{ce}$

3.3.3 基本共发射极放大电路的工作原理

重画基本共发射极放大电路如图 3.28 所示,图 3.29 为电路中各部分的电压、电流波形,以帮助读者直观地理解放大电路的工作情况。

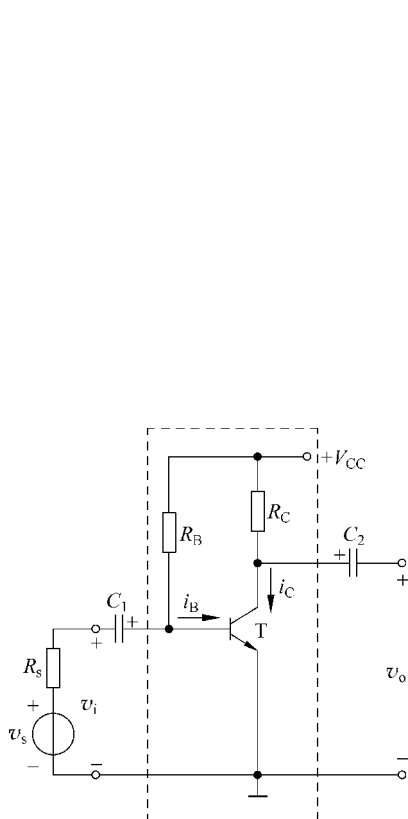


图 3.28 基本共发射极放大电路

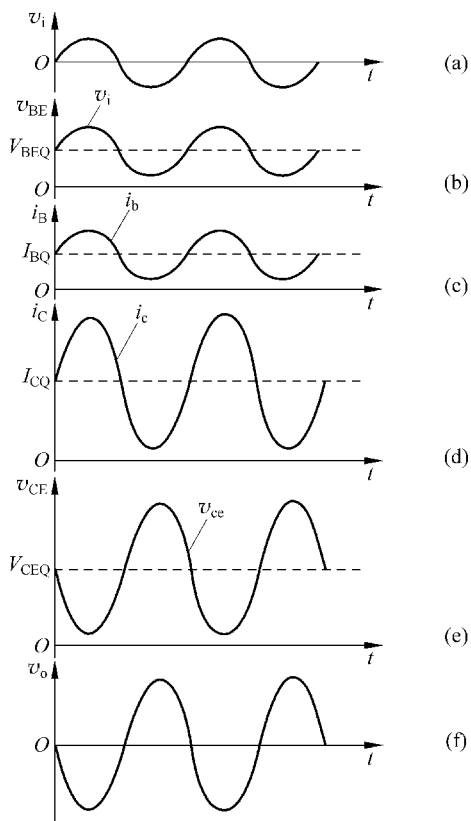


图 3.29 基本共发射极放大电路的工作波形

在图 3.28 中,当无交流信号输入时,电路中只存在直流电流和直流电压,此时,放大电路的工作状态称为**静态**。静态时的电压、电流波形如图 3.29 中虚线所示。

当交流信号通过耦合电容 C_1 加到 BJT 的基极和发射极之间时,便在基极直流电压 V_{BEQ} 的基础上叠加了一个交变电压 v_i ,因而使得基-射之间的总电压为 $v_{BE} = V_{BEQ} + v_i$,如图 3.29(b)所示。

BJT 在交变电压 v_i 的作用下,产生交变的基极电流 i_b ,因而基极总电流为 $i_B = I_{BQ} + i_b$,如图 3.29(c)所示。

由于 BJT 具有电流控制作用,所以集电极交变电流 i_c 随基极交变电流 i_b 变化,且 $i_c = \beta i_b$ 。因此,集电极电流在直流分量的基础上产生一个放大的交变电流 i_c 。集电极总电流为 $i_C = I_{CQ} + i_c$,如图 3.29(d)所示。

集电极交变电流 i_c 在电阻 R_C 上产生一个与 i_c 波形相同的交变电压。由 $v_{CE} = V_{CC} - i_C R_C$ 可知,当 i_c 增大时, v_{CE} 减小;当 i_c 减小时, v_{CE} 增大。所以, v_{CE} 的波形是在直流分量 V_{CEQ} 的基础上叠加了一个与 i_c 变化方向相反的交变电压 v_{ce} ,如图 3.29(e)所示。

BJT 的集-射电压 v_{CE} 通过耦合电容 C_2 后,直流分量 V_{CEQ} 被去掉,这样,就得到一个与输入电压 v_i 相位相反且放大的交变电压 v_o ,如图 3.29(f)所示。

由以上分析可知,在放大电路中,交流信号是“骑”在直流分量之上的。直流是放大的基础,交流是放大的目的。基本共发射极放大电路的电压放大作用是利用 BJT 的电流放大作用,并依靠 R_C 将电流的变化转化成电压的变化来实现的。

※3.3.4 基本共发射极放大电路的功率分析

为了进一步了解放大电路放大信号的实质,下面对放大电路各部分的功率作简要分析。其中,直流电源 V_{CC} 提供的功率为

$$P_D = \frac{1}{2\pi} \int_0^{2\pi} V_{CC} i_C d\omega t = \frac{1}{2\pi} \int_0^{2\pi} V_{CC} (I_{CQ} + I_{cm} \sin\omega t) d\omega t = V_{CC} I_{CQ} \quad (3-43)$$

加到集电极负载电阻 R_C 上的功率为

$$\begin{aligned} P_L &= \frac{1}{2\pi} \int_0^{2\pi} i_C^2 R_C d\omega t = \frac{1}{2\pi} \int_0^{2\pi} (I_{CQ} + I_{cm} \sin\omega t)^2 R_C d\omega t \\ &= I_{CQ}^2 R_C + \frac{1}{2} I_{cm}^2 R_C \end{aligned} \quad (3-44)$$

加到 BJT 上的功率为

$$\begin{aligned} P_C &= \frac{1}{2\pi} \int_0^{2\pi} v_{CE} i_C d\omega t = \frac{1}{2\pi} \int_0^{2\pi} (V_{CEQ} - I_{cm} R_C \sin\omega t) (I_{CQ} + I_{cm} \sin\omega t) d\omega t \\ &= V_{CEQ} I_{CQ} - \frac{1}{2} I_{cm}^2 R_C \end{aligned} \quad (3-45)$$

由于 $V_{CC} = V_{CEQ} + I_{CQ} R_C$, 所以

$$P_D = V_{CC} I_{CQ} = (V_{CEQ} + I_{CQ} R_C) I_{CQ} = V_{CEQ} I_{CQ} + I_{CQ}^2 R_C = P_L + P_C \quad (3-46)$$

上述分析结果表明,不论有无交流输入信号,负载电阻消耗的功率 P_L 和三极管消耗的功率 P_C 之和恒等于直流电源提供的功率 P_D 。这说明,在放大电路中,直流电源不仅保证 BJT 工作在放大区,而且也是提供能量的能源。外加交流输入信号后, P_C 减小,减小的部分恰好等于从 R_C 上取出的信号功率。可见,由于 BJT 的控制作用,放大电路实现了能量的转换作用,将直流功率部分地转换为输出信号功率。从本质上说,放大电路是在较小的输入信号功率控制下,输出较大的信号功率,是实现功率放大(电压或电流放大)的电子系统。

3.4 放大电路的图解分析方法

放大电路的分析方法通常有三种:一是图解分析方法;二是等效电路分析方法;三是计算机仿真分析方法。图解分析方法是在 BJT 的特性曲线上通过作图方法确定电路的 Q 点及其交流信号作用下的电路特性,该方法形象、直观,对初学者理解放大原理、电路波形关系及非线性失真等很有帮助。等效电路分析方法是一种利用器件模型进行电路分析的方法,它具有运算简便、误差小等优点,是放大电路的主要分析方法。随着 CAD 技术的发展,涌现出了大量的电子电路仿真软件,利用这些仿真软件,可对电路进行全面、细致、精确的分析,如利用 Multisim 仿真软件可对电路进行直流分析、交流小信号分析、瞬态分析、蒙特卡罗(Monte Carlo)分析和最坏情况(Worst Case)分析。但是必须清楚,计算机仿真分析方法

是分析和设计电路的辅助手段,需要在熟练掌握电路的基本原理和特性之后使用。

3.4.1 静态分析方法

静态图解分析的目的是利用放大器件的特性曲线,确定放大电路的静态(直流)工作点 Q ,即确定 V_{BEQ} 、 I_{BQ} 、 V_{CEQ} 、 I_{CQ} 的值。其分析对象是放大电路的直流通路。下面以基本共发射极放大电路为例说明具体的分析过程,为此,重画其直流通路如图 3.30(a)所示。

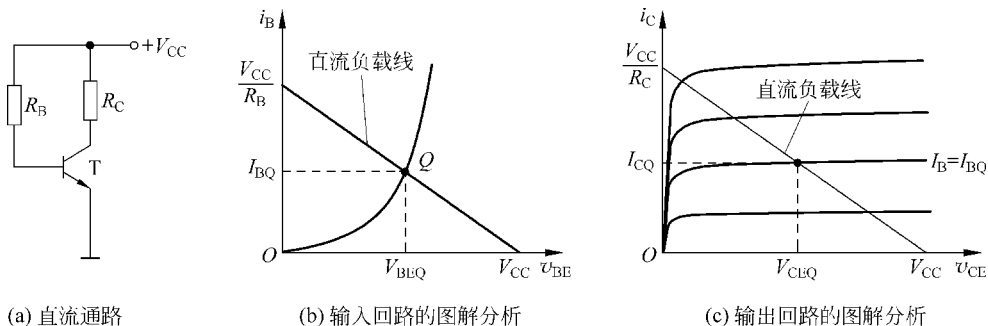


图 3.30 基本共发射极放大电路的静态图解分析

放大电路的静态工作点 Q 既应在 BJT 的特性曲线上,又应满足外电路的回路方程。对于输入回路, Q 点应满足下列一组方程的约束。

$$\begin{cases} I_B = f(V_{BE}) |_{V_{CE}=\text{常数}} & \text{—— 特性曲线方程} \end{cases} \quad (3-47a)$$

$$\begin{cases} V_{BE} = V_{CC} - I_B R_B & \text{—— 直流负载线方程} \end{cases} \quad (3-47b)$$

其中,特性曲线方程是由 BJT 的内部特性决定的,如 3.1.3 节所述,由于 BJT 的非线性特性,它反映在输入特性上是一条曲线。而直流负载线方程是受外电路约束的关系式,由于基极偏置电阻 R_B 和直流电源 V_{CC} 均为线性元件,所以,该方程反映在输入特性上是一条直线,称为**直流负载线**,它与横轴的交点为 $(V_{CC}, 0)$,与纵轴的交点为 $(0, V_{CC}/R_B)$,斜率为 $-1/R_B$ 。直流负载线与特性曲线的交点就是静态工作点 Q ,其横坐标值即为 V_{BEQ} ,纵坐标值即为 I_{BQ} ,如图 3.30(b)所示。

需要指出的是,由于输入特性不易准确测得,所以 V_{BEQ} 和 I_{BQ} 一般不用图解法确定。

对于输出回路, Q 点应满足下列一组方程的约束。

$$\begin{cases} I_C = f(V_{CE}) |_{I_B=I_{BQ}} & \text{—— 特性曲线方程} \end{cases} \quad (3-48a)$$

$$\begin{cases} V_{CE} = V_{CC} - I_C R_C & \text{—— 直流负载线方程} \end{cases} \quad (3-48b)$$

其中,特性曲线方程是由 BJT 的内部特性决定的,如 3.1.3 节所述,它反映在输出特性上是一条 $I_B = I_{BQ}$ 的曲线。而直流负载线方程是受外电路约束的关系式,反映在输出特性上是一条直线,称为**直流负载线**,它与横轴的交点为 $(V_{CC}, 0)$,与纵轴的交点为 $(0, V_{CC}/R_C)$,斜率为 $-1/R_C$ 。直流负载线与特性曲线的交点就是静态工作点 Q ,其横坐标值即为 V_{CEQ} ,纵坐标值即为 I_{CQ} ,如图 3.30(c)所示。

需要说明一点,如果输出特性曲线中没有 $I_B = I_{BQ}$ 的曲线,则应当补测该曲线。

3.4.2 动态分析方法

动态图解分析的目的是在交流输入信号作用下,通过作图的方法确定放大电路各处电压

及电流的变化量,从而对增益、输出波形幅度及非线性失真进行分析。其分析对象是放大电路的交流通路。仍以基本共发射极放大电路为例说明,为此,重画其交流通路如图 3.31(a)所示。

当交流输入信号 v_i 作用于放大电路时,它将同 V_{BEQ} 一起直接加在 BJT 的发射结上,因此,放大电路的瞬时工作点将围绕 Q 点沿输入特性上下移动,从而产生基极电流 i_B 的变化范围,如图 3.31(b)所示。

为了确定因 i_B 引起的 i_C 和 v_{CE} 的变化范围,必须在输出特性上画出 i_B 变化时瞬时工作点移动的轨迹,即交流负载线。交流负载线应满足两方面的约束:一方面,当输入电压过零时它必然过静态工作点 Q;另一方面,由图 3.31(a)可知,集电极输出回路电压和电流的约束关系为 $\Delta v_{CE} = -\Delta i_C R'_L$,其中, $R'_L = R_C // R_L$ 。因此,交流负载线的斜率为

$$k = \frac{\Delta i_C}{\Delta v_{CE}} = -\frac{1}{R'_L} \quad (3-49)$$

由此可见,交流负载线是一条过 Q 点且斜率为 $-1/R'_L$ 的直线。具体做法:令 $\Delta i_C = I_{CQ}$,在横坐标上从 V_{CEQ} 点处向右量取一段数值为 $I_{CQ}R'_L$ 的电压,得 A 点,连接 AQ 两点即得交流负载线,如图 3.31(c)所示。

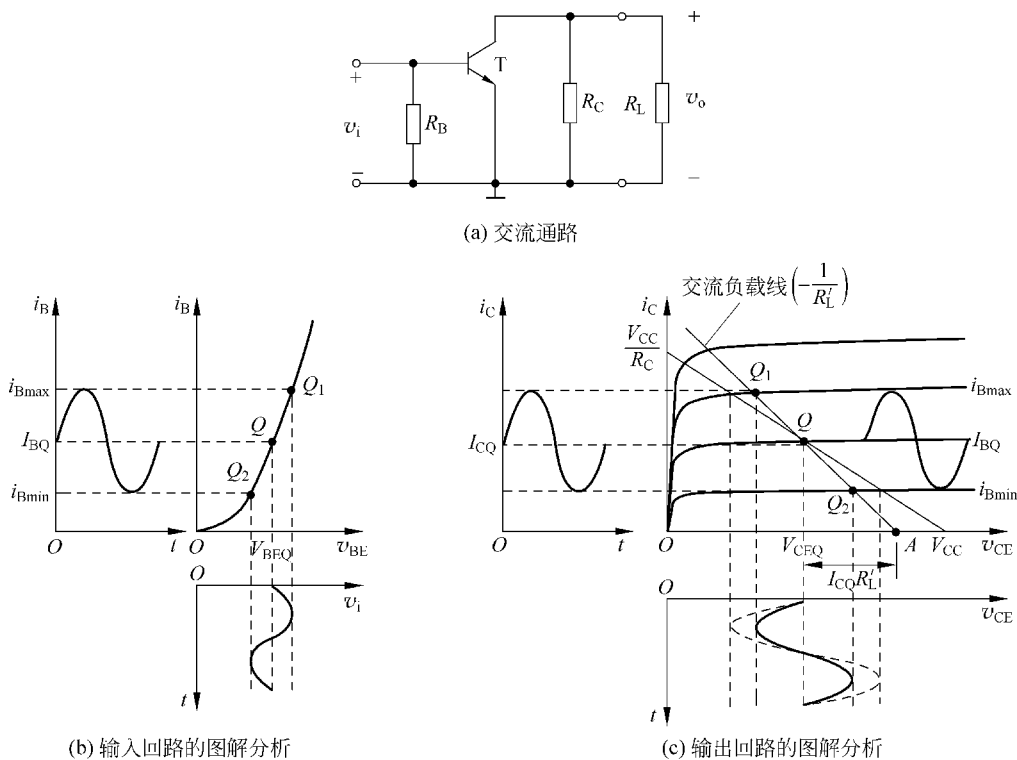


图 3.31 基本共发射极放大电路的动态图解分析

画出交流负载线后,根据基极电流 i_B 的变化规律,可画出对应的 i_C 和 v_{CE} 的波形。在图 3.31(c)中,当输入电压 v_i 使 i_B 按图 3.31(b)所示的正弦规律变化时,在一个周期内,放大电路的瞬时工作点将沿交流负载线在 Q_1 到 Q_2 之间移动,从而引起 i_C 和 v_{CE} 分别围绕 I_{CQ} 和 V_{CEQ} 作相应的正弦变化。由图可以看出,两者的变化方向正好相反,当 i_C 增大时, v_{CE} 减小;当 i_C 减小时, v_{CE} 增大。

比较图 3.31(b)和图 3.31(c)可知,该放大电路交流输入电压与输出电压波形相位相反,所以,共发射极放大电路是反相放大器。

由图 3.31(b)及图 3.31(c)分别读取 Δv_{BE} (即 v_i) 及 Δv_{CE} (即 v_o) 的电压值,即可得电压增益的大小

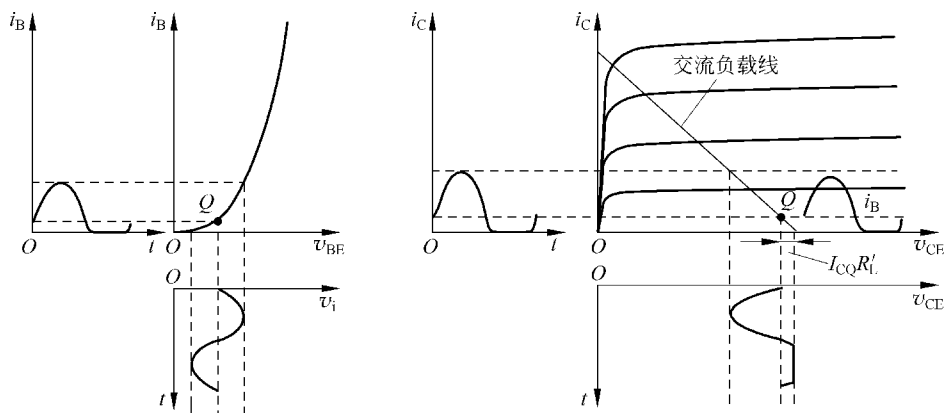
$$A_v = \frac{\Delta v_{CE}}{\Delta v_{BE}} = \frac{v_o}{v_i} \quad (3-50)$$

需要指出的是,若放大电路空载(即 $R_L = \infty$),则交流负载线与直流负载线重合,放大电路的输出电压增大,波形如图 3.31(c)中虚线所示,相应的增益大小为 A_{v0} 。

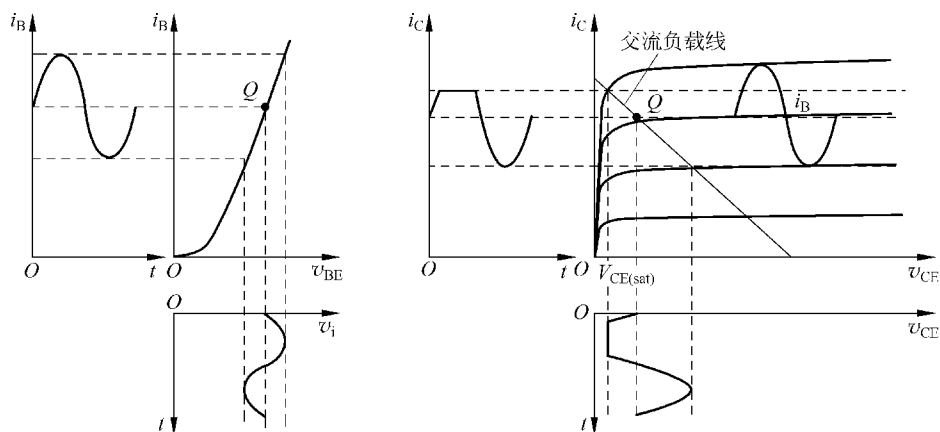
3.4.3 静态工作点与放大电路非线性失真的关系

由于放大器件的非线性特性,若要实现良好的线性放大,必须给放大电路设置合适的 Q 点,如果 Q 点的位置设置不当,会使放大电路的输出波形产生明显的非线性失真。

如图 3.32(a)所示, Q 点设置过低,这时,在交流输入信号负半周靠近峰值的某段时间内,BJT 基-射电压总量 Δv_{BE} 将小于发射结的开启电压 $V_{BE(on)}$,BJT 截止,因此,基极电流 i_b



(a) 截止失真



(b) 饱和失真

图 3.32 Q 点与放大电路非线性失真的关系

将产生底部失真,从而使集电极电流 i_c 和集-射电压 v_{ce} 也产生相应的失真。由于共发射极放大电路为反相放大,所以输出电压 $v_o(v_{ce})$ 的波形为顶部失真。因 BJT 的截止特性引起的失真称为**截止失真**。

如图 3.32(b)所示, Q 点设置过高,这时,虽然基极交变电流 i_b 为不失真的正弦波,但是由于在交流输入信号正半周靠近峰值的某段时间内, BJT 进入了饱和区,因而导致集电极交变电流 i_c 产生了顶部失真,输出交变电压 $v_o(v_{ce})$ 产生了底部失真。因三极管的饱和特性而产生的失真称为**饱和失真**。

通过以上分析可知,由于受 BJT 截止和饱和特性的限制,放大电路的不失真输出电压有一个范围,称为**输出动态范围**。

由图 3.32(a)可知,因受截止失真的限制,最大不失真输出电压的幅度为

$$V_{om} = I_{CQ}R'_L \quad (3-51a)$$

由图 3.32(b)可知,因受饱和失真的限制,最大不失真输出电压的幅度为

$$V_{om} = V_{CEQ} - V_{CE(sat)} \quad (3-51b)$$

比较以上二式所确定的数值,其中较小者即为放大电路的最大不失真输出电压的幅度,输出动态范围 V_{opp} 则为该幅度的 2 倍,即

$$V_{opp} = 2V_{om} \quad (3-52)$$

显然,为了充分利用 BJT 的放大区,使输出动态范围最大, Q 点应尽量设置在交流负载线的中心。

3.5 放大电路的等效电路分析方法

用图解法分析电路具有形象、直观的特点,但是必须实测所用晶体管的特性曲线,而且用图解法进行定量分析时误差较大,尤其是当输入的交流信号幅度很小时,根本无法作图。因此,工程上广泛使用等效电路分析方法。

3.5.1 静态分析方法

如前所述,静态分析的目的是确定放大电路的静态工作点 Q,分析的对象是放大电路的直流通路。下面仍以基本共发射极放大电路为例说明。

基本共发射极放大电路的直流通路如图 3.33(a)所示,利用图 3.13 所示的 BJT 模型,可得到图 3.33(b)所示的直流等效电路。

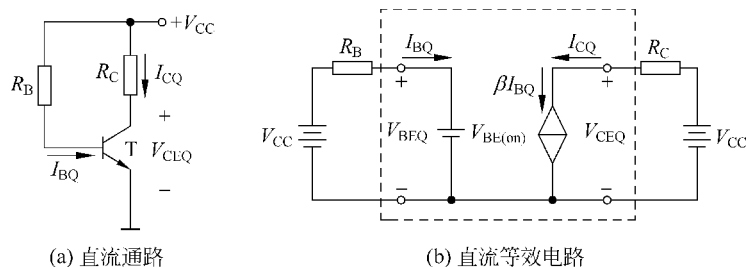


图 3.33 基本共发射极放大电路的直流等效电路分析

由图 3.33(b)容易求得

$$I_{BQ} = \frac{V_{CC} - V_{BE(on)}}{R_B} \quad (3-53)$$

$$I_{CQ} = \beta I_{BQ} \quad (3-54)$$

$$V_{CEQ} = V_{CC} - I_{CQ} R_C \quad (3-55)$$

需要说明的是,当熟悉 BJT 的直流放大模型后,一般不必画出图 3.33(b)进行求解,而直接由图 3.33(a)进行分析即可。

3.5.2 动态分析方法

用等效电路法分析放大电路的动态(交流)性能时要用 BJT 的小信号模型,其分析步骤如下。

第一步,画出放大电路的交流通路;

第二步,用 BJT 的小信号模型(图 3.16)代替 BJT,得放大电路的交流等效电路;

第三步,根据交流等效电路分析放大电路的各项交流指标,如增益、输入电阻和输出电阻等。

下面仍以基本共发射极放大电路为例进行讨论。

基本共发射极放大电路的交流通路如图 3.34(a)所示,利用图 3.16 所示的 BJT 小信号模型,可得到图 3.34(b)所示的交流等效电路。由此可进行如下交流指标的分析。

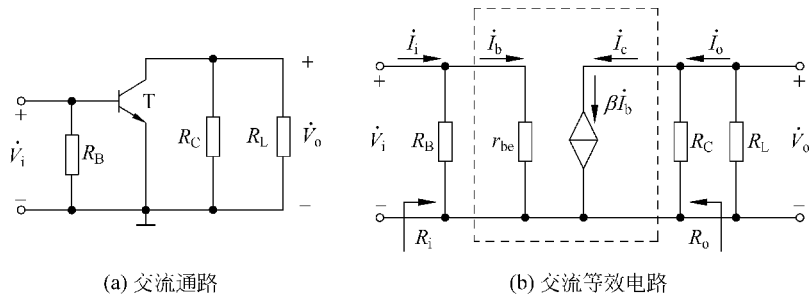


图 3.34 基本共发射极放大电路的交流等效电路分析

1. 电压增益 \dot{A}_v

由图 3.34(b)可知,交流输入电压为

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

交流输出电压为

$$\dot{V}_o = -\dot{I}_c (R_C // R_L) = -\beta \dot{I}_b R'_L$$

因此可得电压增益为

$$\dot{A}_v = \frac{\dot{V}_o}{\dot{V}_i} = -\frac{\beta R'_L}{r_{be}} \quad (3-56)$$

式中, $r_{be} = r_{bb'} + (1 + \beta) \frac{V_T (\text{mV})}{I_{EQ} (\text{mA})}$, $R'_L = R_C // R_L$

式(3-56)中的负号表明共发射极放大电路的输出电压与输入电压反相,这与图解法分

析的结果相一致。

2. 电流增益 \dot{A}_i

由图 3.34(b)可知,流过负载 R_L 的电流为

$$\dot{i}_o = \dot{i}_c \frac{R_C}{R_C + R_L} = \beta \dot{i}_b \frac{R_C}{R_C + R_L}$$

而

$$\dot{i}_b = \dot{i}_i \frac{R_B}{R_B + r_{be}}$$

因此可得

$$\dot{A}_i = \frac{\dot{i}_o}{\dot{i}_i} = \beta \frac{R_B}{R_B + r_{be}} \cdot \frac{R_C}{R_C + R_L} \quad (3-57)$$

若满足 $R_B \gg r_{be}, R_C \gg R_L$ 的条件,则有

$$\dot{A}_i \approx \beta \quad (3-58)$$

可见,共发射极放大电路既有电压放大作用,又有电流放大作用,因而具有较大的功率增益。

3. 输入电阻 R_i

由图 3.34(b)容易求得

$$R_i = \frac{\dot{V}_i}{\dot{I}_i} = R_B // r_{be} \quad (3-59)$$

若 $R_B \gg r_{be}$,则有

$$R_i \approx r_{be} \quad (3-60)$$

4. 输出电阻 R_o

由式(3-40)的定义可画出求输出电阻 R_o 的等效电路如图 3.35 所示。由图分析可知,当 $\dot{V}_s = 0$ 时, $\dot{I}_b = 0$, 因此 $\dot{I}_c = 0$ 时,故有

$$R_o = \left. \frac{\dot{V}_T}{\dot{I}_T} \right|_{\dot{V}_s=0} = R_C \quad (3-61)$$

3.4 节和 3.5 节分别讨论了放大电路的图解分析法和等效电路分析法,它们是分析放大电路的两种基本方法。熟练地掌握这两种方法,就为今后分析各种放大电路打下了基础。这两种方法虽然在形式上是两种独立的分析方法,但实质上是互相联系、互相补充、各具特点的,在实际情况中应根据具体问题灵活应用。

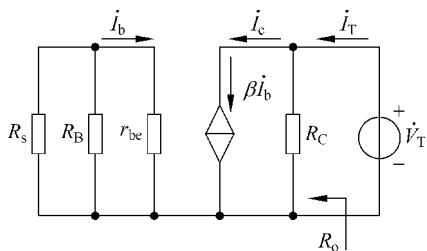


图 3.35 共发射极放大电路 R_o 的求法

3.6 放大电路静态工作点的稳定

由前面的分析可知,静态工作点 Q 在放大电路中的作用非常重要,它不仅决定了输出波形是否会产生失真,而且还影响着电压增益、输入电阻等交流指标,所以在设计或调试放

大电路时,为获得良好的性能,必须首先设置一个合适的 Q 点。在图 3.26 所示的基本共发射极放大电路中,当电源电压 V_{CC} 和集电极电阻 R_C 确定后,其 Q 点就由基极电流 I_{BQ} ($I_{BQ} \approx V_{CC}/R_B$) 确定,由于该值是固定的,所以图 3.26 的偏置电路称为**固定偏置电路**,这种电路结构简单,调试方便。但是,当更换管子或环境温度变化时,其 Q 点往往会移动,甚至移到不合适的位置,而使放大电路无法正常工作,为此,必须设计能够自动调整 Q 点位置的偏置电路,以使 Q 点能稳定在合适的位置上。

3.6.1 温度对静态工作点的影响

引起 Q 点不稳定的因素很多,例如电源电压变化、电路参数变化、管子老化等,但主要是由于 BJT 的特性参数 (I_{CBO} 、 $V_{BE(on)}$ 、 β 等) 随温度变化造成的。

前面已经讨论过,当温度升高时,BJT 的 I_{CBO} 、 β 值将增大,而 $V_{BE(on)}$ 值将减小,其结果将导致集电极静态电流 I_{CQ} 增大, Q 点将沿直流负载线向饱和区方向变化,如图 3.36 所示。图中,实线为 BJT 在 20°C 时的输出特性曲线,虚线为 BJT 在 40°C 时的输出特性曲线,可见,当温度升高时,静态工作点由 Q 移至 Q' 。反之,当温度降低时, Q 点将沿直流负载线向截止区方向变化。

通过上述分析可知,稳定 Q 点的关键是,当温度变化时,必须设法维持 I_{CQ} 近似恒定。而 I_{CQ} 的变化又是受基极电流 I_{BQ} 约束的,因此,可以通过 I_{BQ} 的变化来抵消 I_{CQ} 的变化。基于上述思想,产生了如下的电路形式。

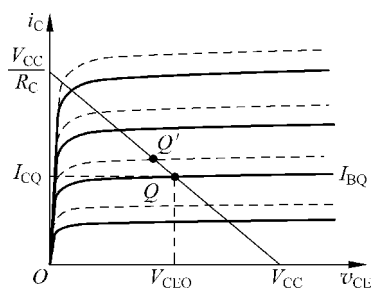


图 3.36 BJT 在不同温度下的输出特性

3.6.2 分压式偏置 Q 点稳定电路

图 3.37 所示是实现上述 Q 点稳定思想的电路,称为**分压式偏置 Q 点稳定电路**。

图 3.37 所示电路的直流通路如图 3.38 所示,该电路具有如下特点。

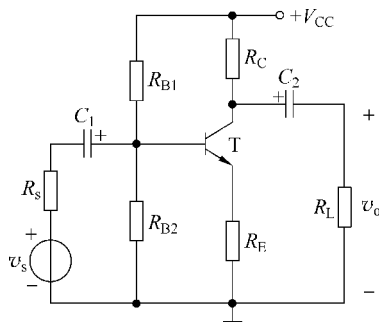


图 3.37 分压式偏置 Q 点稳定电路

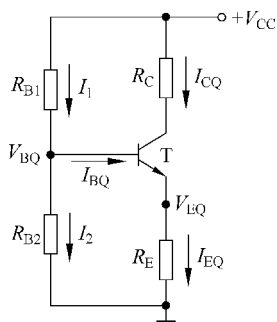


图 3.38 分压式偏置 Q 点稳定电路的直流通路

第一,利用基极上偏置电阻 R_{B1} 和下偏置电阻 R_{B2} 的分压稳定基极电位 V_{BQ} 。

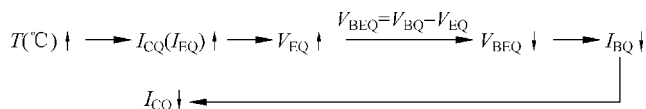
设流过电阻 R_{B1} 和 R_{B2} 的电流分别为 I_1 和 I_2 ,那么,BJT 基极的 KCL 方程为 $I_1 = I_2 + I_{BQ}$,一般情况下, I_{BQ} 很小,所以可近似认为 $I_1 \approx I_2$ 。这样,基极电位 V_{BQ} 就完全取决于电阻 R_{B2} 上的分压,即

$$V_{BQ} \approx \frac{R_{B2}}{R_{B1} + R_{B2}} \cdot V_{CC} \quad (3-62)$$

可见,在 $I_1 \gg I_{BQ}$ 的条件下, V_{BQ} 由电源 V_{CC} 经 R_{B1} 和 R_{B2} 的分压所决定,其值不受温度的影响,且与 BJT 的参数无关。

第二,利用发射极电阻 R_E 来获得反映输出电流 I_{CQ} (I_{EQ}) 变化的信号,并由此反馈到输入端,自动调节 I_{BQ} 的大小,实现 Q 点的稳定。

例如,当温度升高时,集电极电流 I_{CQ} 增大,发射极电流 I_{EQ} 必然相应增大,因而发射极电阻 R_E 上的压降,即发射极电位 V_{EQ} 随之增大,因为 V_{BQ} 基本不变,所以 V_{BEQ} ($V_{BEQ} = V_{BQ} - V_{EQ}$) 势必减小,从而导致基极电流 I_{BQ} 减小, I_{CQ} 随之相应减小。结果, I_{CQ} 随温度升高而增大的部分几乎被由于 I_{BQ} 减小而减小的部分相抵消, I_{CQ} 将基本不变,从而实现了 Q 点的稳定。上述过程可简述如下



如果 $V_{BQ} \gg V_{BEQ}$, 则发射极电流为

$$I_{EQ} = \frac{V_{EQ}}{R_E} = \frac{V_{BQ} - V_{BEQ}}{R_E} \approx \frac{V_{BQ}}{R_E} \quad (3-63)$$

由上面的分析可知, Q 点的稳定是在满足 $I_1 \gg I_{BQ}$ 和 $V_{BQ} \gg V_{BEQ}$ 两式的条件下获得的。 I_1 和 V_{BQ} 越大, Q 点的稳定性越好。但是 I_1 也不能太大,一方面, I_1 太大使电阻 R_{B1} 和 R_{B2} 上的能量消耗太大;另一方面, I_1 太大势必要求 R_{B1} 和 R_{B2} 很小,这样,放大电路对信号源的分流作用加大了,从而会降低放大电路的源电压增益。同样 V_{BQ} 也不能太大,如果 V_{BQ} 太大,必然 V_{EQ} 太大,从而导致 V_{CEQ} 太小,甚至使放大电路不能正常工作。在工程上,为了既稳定 Q 点,又兼顾其他指标,通常做如下考虑

对于硅管: $I_1 = (5 \sim 10)I_{BQ}$, $V_{BQ} = (3 \sim 5)V$

对于锗管: $I_1 = (10 \sim 20)I_{BQ}$, $V_{BQ} = (1 \sim 3)V$

以上讨论了如图 3.37 所示电路稳定 Q 点的过程,其实质是利用了直流电流负反馈(关于负反馈将在第 8 章讨论)的原理。下面将详细讨论该电路的直流及交流性能。

1. 直流分析

由图 3.38 可得

$$V_{BQ} \approx \frac{R_{B2}}{R_{B1} + R_{B2}} \cdot V_{CC}$$

$$I_{CQ} \approx I_{EQ} = \frac{V_{EQ}}{R_E} = \frac{V_{BQ} - V_{BEQ}}{R_E} \quad (3-64)$$

$$I_{BQ} \approx \frac{I_{CQ}}{\beta} \quad (3-65)$$

$$V_{CEQ} = V_{CC} - I_{CQ}R_C - I_{EQ}R_E \approx V_{CC} - I_{CQ}(R_C + R_E) \quad (3-66)$$

2. 交流分析

画出图 3.37 所示电路的交流等效电路如图 3.39 所示。

由图 3.39 可以得到

$$\dot{V}_o = -\beta \dot{I}_b R'_L \quad (\text{其中}, R'_L = R_C // R_L)$$

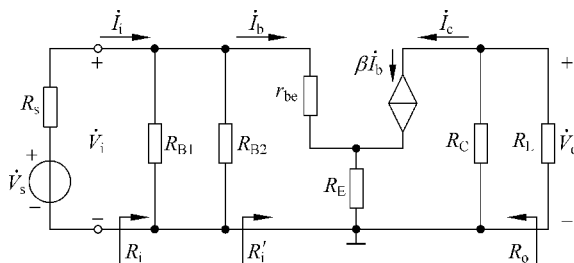


图 3.39 分压式偏置 Q 点稳定电路的交流等效电路

$$\dot{V}_i = \dot{I}_b r_{be} + \dot{I}_c R_E = \dot{I}_b [r_{be} + (1 + \beta)R_E]$$

所以有

$$\dot{A}_v = \frac{\dot{V}_o}{\dot{V}_i} = - \frac{\beta R'_L}{r_{be} + (1 + \beta)R_E} \quad (3-67)$$

由式(3-67)可知,由于 R_E 的接入,虽然稳定了 Q 点,但却使增益明显下降,而且 R_E 越大,增益下降越多。为了解决这个问题,通常在 R_E 两端并联一个大容量的电容 C_E (大约是几十到几百微法), C_E 的接入可看成是发射极交流直接接地,故称 C_E 为射极交流旁路电容。接入 C_E 后,电压增益的表达式就和式(3-56)完全相同了。这样,既稳定了 Q 点,又保证了相当的增益。

电路的输入电阻为

$$R_i = R_{B1} // R_{B2} // R'_i = R_{B1} // R_{B2} // [r_{be} + (1 + \beta)R_E] \quad (3-68)$$

其中

$$R'_i = \frac{\dot{V}_i}{\dot{I}_b} = r_{be} + (1 + \beta)R_E$$

式(3-68)表明,接入 R_E 后,输入电阻提高了,这是因为流过 R_E 的电流是 \dot{I}_b 的 $(1 + \beta)$ 倍,把 R_E 折合到输入回路后,等效于一个 $(1 + \beta)R_E$ 的电阻。如果电路中接入了旁路电容 C_E ,则 R_i 的表达式就和式(3-59)没有区别了。

类似于基本共发射极放大电路输出电阻 R_o 的求法,可得到该电路的输出电阻为

$$R_o \approx R_C \quad (3-69)$$

【例 3.1】 在如图 3.40(a) 所示电路中,已知 BJT 的参数为 $\beta = 100$, $V_{BE(on)} = 0.7\text{V}$, $r_{bb'} = 200\Omega$ 。电路其他参数如图中所示。

- (1) 确定电路的静态工作点 Q;
- (2) 计算电路的电压增益 \dot{A}_v 、输入电阻 R_i 和输出电阻 R_o ;
- (3) 当 BJT 的 β 值下降为 50 或上升至 150 时,比较 Q 点及 \dot{A}_v 的变化情况。

【解】 (1) 画出图 3.40(a) 电路的直流通路如图 3.40(b) 所示。为了仔细研究 BJT 参数对 Q 点的影响,不采用上述的工程估算法,而采用等效电路法。画出图 3.40(b) 的直流等效电路如图 3.40(c) 所示。其中 V_{BB} 和 R_B 分别为基极回路的戴维南等效电源和等效电阻,它们分别是

$$V_{BB} = \frac{R_{B2}}{R_{B1} + R_{B2}} \cdot V_{CC}, \quad R_B = R_{B1} // R_{B2}$$

由图 3.40(c) 可得

$$I_{BQ} = \frac{V_{BB} - V_{BE(on)}}{R_B + (1 + \beta)(R_{E1} + R_{E2})}$$

代入数据计算得

$$I_{BQ} \approx 11.44 \mu\text{A}$$

$$I_{CQ} = \beta I_{BQ} = 100 \times 11.44 \mu\text{A} \approx 1.14 \text{mA}$$

$$I_{EQ} = (1 + \beta) I_{BQ} = (1 + 100) \times 11.44 \mu\text{A} \approx 1.16 \text{mA}$$

$$V_{CEQ} = V_{CC} - I_{CQ} R_C - I_{EQ} (R_{E1} + R_{E2})$$

$$= [15 - 1.14 \times 8.2 - 1.16 \times (0.02 + 2)] \text{V} \approx 3.31 \text{V}$$

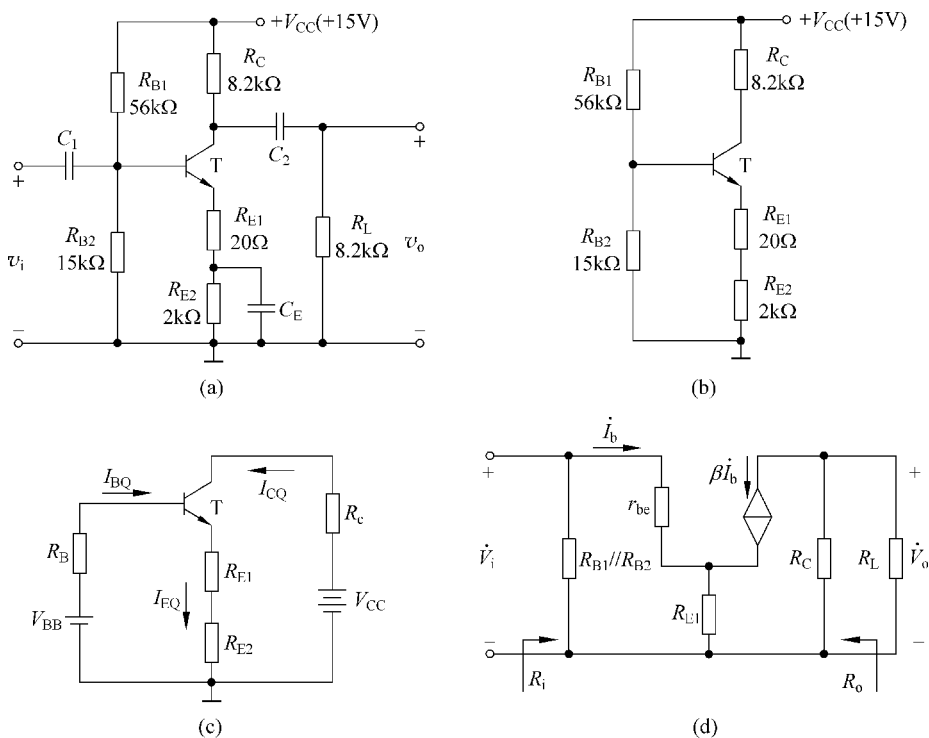


图 3.40 例 3.1 图

(2) 画出图 3.40(a) 电路的交流等效电路如图 3.40(d) 所示。由图易得

$$\dot{A}_v = - \frac{\beta R'_L}{r_{be} + (1 + \beta) R_{E1}} = - \frac{100 \times (8.2 \parallel 8.2)}{2.46 + (1 + 100) \times 0.02} = -91.5$$

其中

$$r_{be} = r_{bb'} + (1 + \beta) \frac{V_T (\text{mV})}{I_{EQ} (\text{mA})} = \left[200 + (1 + 100) \times \frac{26}{1.16} \right] \Omega \approx 2.46 \text{k}\Omega$$

$$R_i = R_{B1} \parallel R_{B2} \parallel [r_{be} + (1 + \beta) R_{E1}]$$

$$= 56 \parallel 15 \parallel [2.46 + (1 + 100) \times 0.02] \text{k}\Omega = 3.25 \text{k}\Omega$$

$$R_o \approx R_C = 8.2 \text{k}\Omega$$

(3) 当 BJT 的 β 值下降为 50 或上升至 150 时, Q 值与 $\beta=100$ 时相比, 见表 3.3。由表中数据可知, 当 β 变化率为 3 : 1 时, I_{CQ} 和 V_{CEQ} 的变化率只有 1.1 : 1, 这说明, 分压式偏置

Q点稳定电路能在 β 变化时稳定静态工作点。

表 3.3 β 值为 50、100、150 时的数据比较

β	$I_{BQ}/\mu\text{A}$	I_{CQ}/mA	I_{EQ}/mA	V_{CEQ}/V
50	21.5	1.08	1.10	6.14
100	11.44	1.14	1.16	5.65
150	7.8	1.17	1.18	5.41

当BJT的 β 值下降为50或上升至150时, \dot{A}_v 与 $\beta=100$ 时相比,如表3.4所示。

由表中数据可知,当 β 变化率为3:1时, \dot{A}_v 的变化率只有1.1:1,这说明,分压偏置Q点稳定电路能在 β 变化时稳定增益。

【例 3.2】 实验室有NPN型硅BJT,已知其参数为: $\beta=100, V_{BE(\text{on})}=0.6\text{V}$ 。试设计一分压式偏置电路,要求在电源电压 $V_{CC}=9\text{V}$ 时,BJT的 $I_{CQ}=1\text{mA}, V_{CEQ}=4.5\text{V}$,确定电路元件参数 R_{B1}, R_{B2}, R_C 及 R_E 。

【解】 在图3.38所示的分压式偏置电路中,如果仅仅为了稳定Q点, I_1 越大于 I_{BQ} 及 V_{BQ} 越大于 $V_{BE(\text{on})}$ 越好,但为了兼顾其他指标,对于硅管,一般可选取

$$\begin{cases} I_1 = (5 \sim 10) I_{BQ} \\ V_{BQ} = (3 \sim 5) \text{V} \end{cases}$$

(1) 确定 R_E 。由于本设计中,电源电压的数值不是很高,所以,取 $V_{BQ}=3\text{V}$,因此有

$$V_{EQ} = V_{BQ} - V_{BE(\text{on})} = (3 - 0.6) \text{V} = 2.4 \text{V}$$

那么

$$R_E = \frac{V_{EQ}}{I_{EQ}} \approx \frac{V_{EQ}}{I_{CQ}} = \frac{2.4}{1} \text{k}\Omega = 2.4 \text{k}\Omega$$

(2) 确定 R_{B1}, R_{B2} 。取

$$I_1 = 10 I_{BQ} = 10 \times \frac{I_{CQ}}{\beta} = 10 \times \frac{1}{100} \text{mA} = 0.1 \text{mA}$$

则

$$R_{B1} + R_{B2} \approx \frac{V_{CC}}{I_1} = \frac{9}{0.1} \text{k}\Omega = 90 \text{k}\Omega$$

而 $V_{BQ} = \frac{R_{B2}}{R_{B1} + R_{B2}} \cdot V_{CC}$,代入数据得 $\frac{R_{B2}}{R_{B1} + R_{B2}} = \frac{1}{3}$ 。

由此可解出 $R_{B1}=60\text{k}\Omega, R_{B2}=30\text{k}\Omega$ 。

(3) 确定 R_C 。由于 $V_{CEQ} \approx V_{CC} - I_{CQ}(R_C + R_E)$,所以有

$$R_C \approx \frac{V_{CC} - V_{CEQ}}{I_{CQ}} - R_E = \left(\frac{9 - 4.5}{1} - 2.4 \right) \text{k}\Omega = 2.1 \text{k}\Omega$$

3.7 BJT 放大电路的三种基本组态

前已述及,根据输入和输出回路公共端的不同,BJT有三种基本接法(组态)——共发射极、共集电极和共基极,由此形成了三种基本的BJT放大电路,前面以共发射极放大电路

表 3.4 \dot{A}_v 的数据比较

β	\dot{A}_v
50	-84.4
100	-91.5
150	-93.9

为例详细讨论了放大电路的基本概念及分析方法。本节将分别讨论共集电极和共基极放大电路。

3.7.1 共集电极放大电路——射极输出器

1. 电路结构

共集电极放大电路如图 3.41(a) 所示, 图 3.41(b) 是它的交流通路。由交流通路可见, 它是由基极输入信号, 发射极输出信号, 而集电极是输入和输出回路的公共端, 故称共集电极放大电路。又因为是从发射极输出信号, 所以又称为射极输出器。

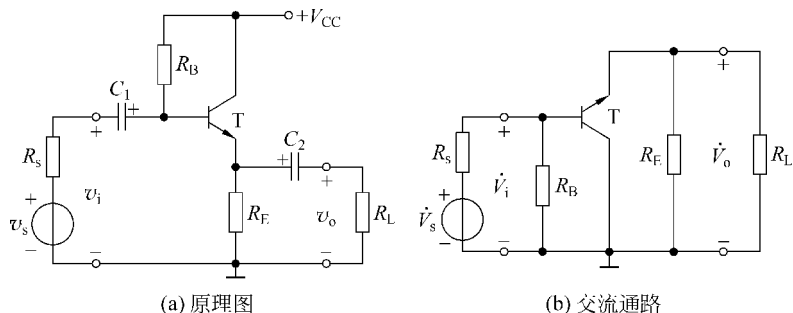


图 3.41 共集电极放大电路

2. 电路特点

1) Q 点比较稳定

射极输出器的直流通路如图 3.42 所示。由图可列出输入回路的 KVL 方程如下。

$$V_{CC} = I_{BQ}R_B + V_{BEQ} + I_{EQ}R_E$$

而

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

故有

$$I_{BQ} = \frac{V_{CC} - V_{BE(on)}}{R_B + (1 + \beta)R_E} \quad (3-70)$$

$$I_{CQ} = \beta I_{BQ} \quad (3-71)$$

$$V_{CEQ} \approx V_{CC} - I_{CQ}R_E \quad (3-72)$$

射极输出器中的电阻 R_E , 同样是利用直流负反馈的原理稳定了 Q 点。其稳定过程与分压式偏置电路类似, 请读者自己分析。

2) 电压增益小于 1 (近似为 1)

由图 3.41(b) 可画出射极输出器的交流等效电路如图 3.43 所示。

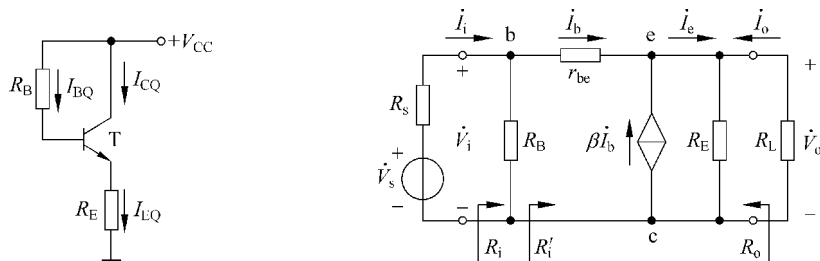


图 3.42 射极输出器的直流通路

图 3.43 射极输出器的交流等效电路

由图可得

$$\dot{V}_o = \dot{I}_e (R_E // R_L) = (1 + \beta) \dot{I}_b R'_L \quad (\text{其中, } R'_L = R_E // R_L)$$

$$\dot{V}_i = \dot{I}_b r_{be} + \dot{V}_o = \dot{I}_b [r_{be} + (1 + \beta) R'_L]$$

于是可得电压增益为

$$\dot{A}_v = \frac{\dot{V}_o}{\dot{V}_i} = \frac{(1 + \beta) R'_L}{r_{be} + (1 + \beta) R'_L} \quad (3-73)$$

在式(3-73)中,一般有 $(1 + \beta) R'_L \gg r_{be}$,所以,射极输出器的电压增益小于1但接近于1。同时由式(3-73)还可看到,其输出电压与输入电压同相,因此,射极输出器通常又称为**电压跟随器**。

应当指出,虽然射极输出器没有电压放大作用,但却有电流放大作用,在图3.43中,若忽略 R_B 的分流影响,则 $\dot{I}_i \approx \dot{I}_b$,因此,可得负载 R_L 短路时的电流增益为

$$\dot{A}_{in} = \frac{\dot{I}'_o}{\dot{I}_i} \approx \frac{-\dot{I}_e}{\dot{I}_b} = -(1 + \beta) \quad (3-74)$$

3) 输入电阻高

由图3.43可知,射极输出器的输入电阻为

$$R_i = R_B // R'_i = R_B // [r_{be} + (1 + \beta) R'_L] \quad (3-75)$$

其中, $R'_i = \frac{\dot{V}_i}{\dot{I}_b} = r_{be} + (1 + \beta) R'_L$, $R'_L = R_E // R_L$ 。

式(3-75)表明,射极输出器的输入电阻 R_i 由基极偏置电阻 R_B 和基极输入回路电阻 $[r_{be} + (1 + \beta) R'_L]$ 并联而成。因为流过 R'_L 的电流为发射极电流 \dot{I}_e ,它比基极电流 \dot{I}_b 大 $(1 + \beta)$ 倍,所以将 R'_L 折算到基极输入回路时,其阻值应扩大 $(1 + \beta)$ 倍。通常 R_B 的值较大(几十千欧至几百千欧),同时 $[r_{be} + (1 + \beta) R'_L]$ 也比 r_{be} 大许多,因此,射极输出器的输入电阻比基本共发射极电路的高许多,一般可高达几十千欧到几百千欧。

4) 输出电阻低

求射极输出器输出电阻 R_o 的等效电路如图3.44所示。

由图可得

$$R_o = R_E // R'_o$$

其中, R'_o 可按如下方法求出。

$$\left. \begin{aligned} R'_o &= \frac{\dot{V}_T}{-\dot{I}_e} = \frac{\dot{V}_T}{-(1 + \beta) \dot{I}_b} \\ \dot{V}_T &= -\dot{I}_b (r_{be} + R'_s) \end{aligned} \right\} \longrightarrow R'_o = \frac{r_{be} + R'_s}{1 + \beta} \quad (\text{式中, } R'_s = R_s // R_B)$$

于是得到射极输出器的输出电阻为

$$R_o = R_E // \frac{r_{be} + R'_s}{1 + \beta} \quad (3-76)$$

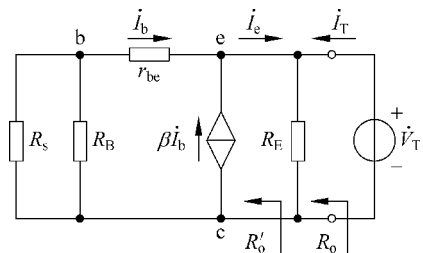


图3.44 射极输出器输出电阻 R_o 的求法

式(3-76)表明,射极输出器的输出电阻 R_o 由射极电阻 R_E 和电阻 $\frac{r_{be} + R'_s}{1 + \beta}$ 并联而成, $r_{be} + R'_s$ 是基极回路的总电阻。因为输出电阻 R_o 是从发射极看进去的,而发射极电流是基极电流的 $(1 + \beta)$ 倍,所以将 $r_{be} + R'_s$ 折算到发射极回路时,其阻值应除以 $(1 + \beta)$ 。通常有

$$R_E \gg \frac{r_{be} + R'_s}{1 + \beta}$$

所以

$$R_o \approx \frac{r_{be} + R'_s}{1 + \beta}$$

一般 R_s 的值较小,所以 R'_s 的值也较小, r_{be} 也多在几百欧到几千欧,而 β 至少为几十,因此,射极输出器的输出电阻 R_o 可小到几欧姆。

3. 射极输出器的主要用途

虽然射极输出器没有电压放大作用,但由于其高输入电阻及低输出电阻的特点,使它在电子电路中获得了广泛的应用,它常用作多级放大电路的输入级、输出级和中间隔离级。

1) 用作高输入电阻的输入级

在要求输入电阻较高的放大电路中,经常采用射极输出器作为输入级。利用其输入电阻高的特点,可减小放大电路对信号源所索取的信号电流,从而使信号源内阻上的压降减小,使大部分信号电压能传送到放大电路的输入端。对测量仪表中的放大电路而言,其输入电阻越高,对被测电路的影响越小,测量精度也就越高。

2) 用作低输出电阻的输出级

由于射极输出器输出电阻低,所以,当负载电流变动较大时,其输出电压变化较小,具有较强的带负载能力,即当放大电路接入负载或负载变化时,对放大电路电压增益的影响较小。

3) 用作中间隔离级

在多级放大电路中,将射极输出器插在两级放大电路之间,利用其输入电阻高的特点,可提高前一级的电压增益;利用其输出电阻低的特点,可减小后一级的信号源内阻,从而提高了后级的电压增益。这样,就隔离了两级耦合所带来的不良影响,这种插在中间的隔离级又称为缓冲级。

3.7.2 共基极放大电路

共基极放大电路如图 3.45(a)所示,图 3.45(b)是它的交流通路。由交流通路可以看出,它是由发射极输入信号,集电极输出信号,而基极是输入和输出回路的公共端,所以称为共基极放大电路。

1. 直流分析

图 3.45(a)所示电路的直流通路(请读者自己画出)与图 3.38 完全相同,其静态工作点的估算方法也完全一样,此处不再赘述。

2. 交流分析

由图 3.45(b)可画出共基极放大电路的交流等效电路如图 3.46 所示。

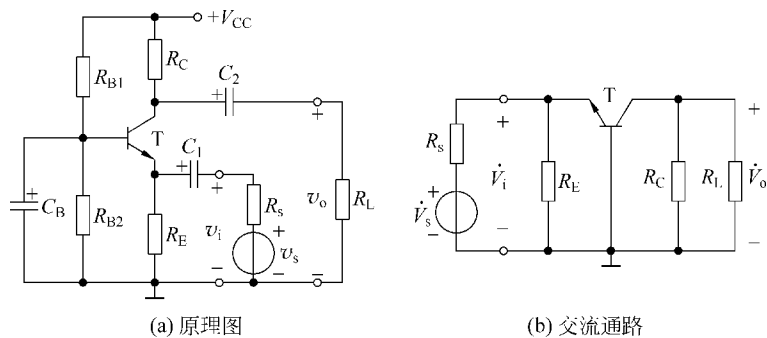


图 3.45 共基极放大电路

由图可得

$$\begin{aligned} \dot{V}_o &= -\beta \dot{I}_b R'_L \quad (\text{其中}, R'_L = R_C // R_L) \\ \dot{V}_i &= -\dot{I}_b r_{be} \end{aligned}$$

于是可得

$$\dot{A}_v = \frac{\dot{V}_o}{\dot{V}_i} = \frac{\beta R'_L}{r_{be}} \quad (3-77)$$

将式(3-77)与式(3-56)比较可知,共基极与共发射极放大电路的电压增益在数值上相同,只差一个负号。共基极放大电路的输出电压与输入电压同相。

共基极放大电路的输入电阻为

$$R_i = R_E // R'_i = R_E // \frac{r_{be}}{1 + \beta} \quad (3-78)$$

其中

$$R'_i = \frac{\dot{V}_i}{-\dot{I}_e} = \frac{-\dot{I}_b r_{be}}{-(1 + \beta)\dot{I}_b} = \frac{r_{be}}{1 + \beta}$$

式(3-78)表明,共基极放大电路的输入电阻很低,一般为几欧至几十欧。

分析共基极放大电路输出电阻 R_o 的等效电路如图 3.47 所示。由图可以看出,当 $\dot{V}_s = 0$ 时, $\dot{I}_b = 0$, 受控源 $\beta \dot{I}_b = 0$, 因此,输出电阻为

$$R_o = R_C \quad (3-79)$$

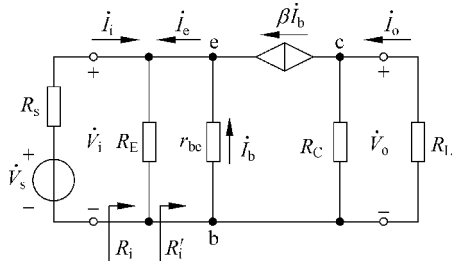


图 3.46 共基极放大电路的交流等效电路图

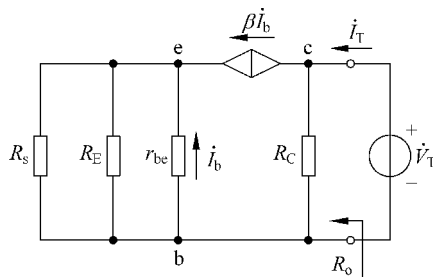


图 3.47 共基极放大电路输出电阻 R_o 的求法

在图 3.46 中,若忽略 R_E 的分流影响,则 $\dot{I}_i \approx -\dot{I}_e$, 因此,可得负载短路时的电流增益为

$$\dot{A}_{im} = \frac{\dot{I}'_o}{\dot{I}_i} \approx \frac{\beta \dot{I}_b}{-\dot{I}_e} = -\frac{\dot{I}_c}{\dot{I}_e} = -\alpha \quad (3-80)$$

由于电流增益小于 1 但接近于 1,所以共基极放大电路又称为**电流跟随器**。

3.7.3 三种基本 BJT 放大电路的比较

以上讨论了三种基本 BJT 放大电路的结构及性能特点,现将其列于表 3.5 中以作比较。

表 3.5 三种基本 BJT 放大电路的比较

	共发射极放大电路	共集电极放大电路	共基极放大电路
电路结构			
静态工作点	$I_{BQ} = \frac{V_{CC} - V_{BE(on)}}{R_B}$ $I_{CQ} = \beta I_{BQ}$ $V_{CEQ} = V_{CC} - I_{CQ} R_C$	$I_{BQ} = \frac{V_{CC} - V_{BE(on)}}{R_B + (1 + \beta) R_E}$ $I_{CQ} = \beta I_{BQ}$ $V_{CEQ} \approx V_{CC} - I_{CQ} R_E$	$V_{BQ} \approx \frac{R_{B2}}{R_{B1} + R_{B2}} \cdot V_{CC}$ $I_{CQ} \approx I_{EQ} = \frac{V_{BQ} - V_{BE(on)}}{R_E}$ $I_{BQ} = \frac{I_{CQ}}{\beta}$ $V_{CEQ} \approx V_{CC} - I_{CQ} (R_C + R_E)$
\dot{A}_v	$-\frac{\beta R'_L}{r_{be}}$ (大), $R'_L = R_C // R_L$	$\frac{(1 + \beta) R'_L}{r_{be} + (1 + \beta) R'_L} \approx 1$, $R'_L = R_E // R_L$	$\frac{\beta R'_L}{r_{be}}$ (大), $R'_L = R_C // R_L$
R_i	$R_B // r_{be}$ (中)	$R_B // [r_{be} + (1 + \beta) R'_L]$ (大)	$R_E // \frac{r_{be}}{1 + \beta}$ (小)
R_o	R_C (中)	$R_E // \frac{r_{be} + R'_s}{1 + \beta}$ (小), $R'_s = R_s // R_B$	R_C (中)
\dot{A}_{im}	β (大)	$-(1 + \beta)$ (大)	$-\alpha \approx -1$
特点	输入、输出电压反相 既有电压放大作用 又有电流放大作用	输入、输出电压同相 有电流放大作用 无电压放大作用	输入、输出电压同相 有电压放大作用 无电流放大作用
应用	作多级放大电路的中间级 提供增益	作多级放大电路的输入级、输出级、中间隔离级	作电流接续器构成组合放大电路

由表 3.5 可见,三种基本 BJT 放大电路的性能各有特点,因而决定了它们在电路中的不同应用。因此,在构成实际放大电路时,应根据要求,合理选择电路并适当进行组合,取长补短,以使放大电路的综合性能达到最佳。

3.8 多级放大电路

在实际应用中,常常对放大电路的性能提出多方面的要求。例如,要求某放大电路的输入电阻大于 $2\text{M}\Omega$,电压增益大于 2 000,输出电阻小于 100Ω 等,仅靠前面所讲的任何一种放大电路都不可能同时满足上述要求。这时,就可以选择多个基本放大电路,并将它们合理连接,从而构成多级放大电路。

3.8.1 多级放大电路的级间耦合方式

组成多级放大电路的每一个基本放大电路称为一级,级与级之间的连接称为级间耦合。多级放大电路常见的耦合方式有:阻容耦合、变压器耦合、光电耦合和直接耦合。下面分别讨论每一种耦合方式的特点。

1. 阻容耦合

将放大电路前级的输出端通过电容接到后级的输入端,称为阻容耦合。图 3.48 所示为两级阻容耦合放大电路,其中,第一级为共发射极放大电路,第二级为射极输出器。两级之间通过电容 C_2 耦合。

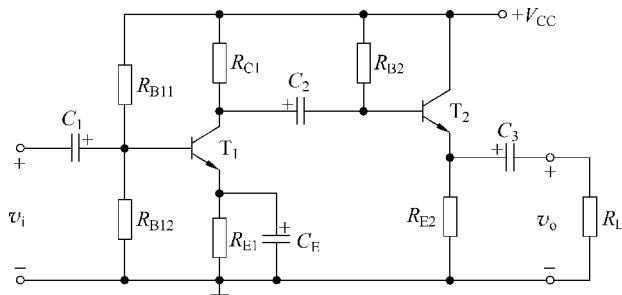


图 3.48 两级阻容耦合放大电路

由于电容对直流量的电抗为无穷大,所以阻容耦合放大电路各级之间的直流通路各不相连,各级的静态工作点相互独立,在求解或实际调试 Q 点时可按单级处理,因此电路的分析、设计和调试简单易行。而且,只要输入信号频率较高或耦合电容容量较大,前级的输出信号就可以几乎没有衰减地传送到后级的输入端,因此,在分立元件电路中,阻容耦合方式得到了非常广泛的应用。

阻容耦合放大电路的低频特性差,不能放大缓慢变化的信号。这是因为电容对这类信号呈现出很大的容抗,信号的一部分甚至全部都衰减在耦合电容上,而根本不向后级传递。另外,在集成电路中制造大容量的电容很困难,甚至不可能,所以这种耦合方式不便于集成化。

2. 变压器耦合

将放大电路前级的输出端通过变压器接到后级的输入端或负载电阻上,称为变压器耦合。图 3.49 所示为变压器耦合共发射极放大电路,其中, R_L 既可以是实际的负载电阻,也可以代表后级放大电路。

由于变压器耦合电路的前、后级靠磁路耦合,所以其各级放大电路的静态工作点相互独

立,便于分析、设计和调试。除此之外,其最大的特点是可实现阻抗变换,在集成功率放大器产生之前,几乎所有的功率放大电路都采用变压器耦合的方式。

在图 3.49 中,当认为变压器为理想变压器时,其副边所接的负载电阻 R_L 折合到原边的等效电阻 R'_L 为

$$R'_L = \left(\frac{N_1}{N_2}\right)^2 R_L \quad (3-81)$$

可见,只要改变变压器的变压比 N_1/N_2 ,即可将负载电阻 R_L 变成所需的数值,以达到阻抗匹配,从而实现最大功率传输。

由于变压器耦合电路的低频特性差,且非常笨重,更不易集成化,所以,目前已很少在低频时应用,但在高频电路中仍有广泛应用。

3. 光电耦合

光电耦合是以光信号为媒介来实现电信号的耦合和传递的,因其抗干扰能力强而得到越来越广泛的应用。

图 3.50 为光电耦合放大电路,信号源部分可以是真实的信号源,也可以是前级放大电路。

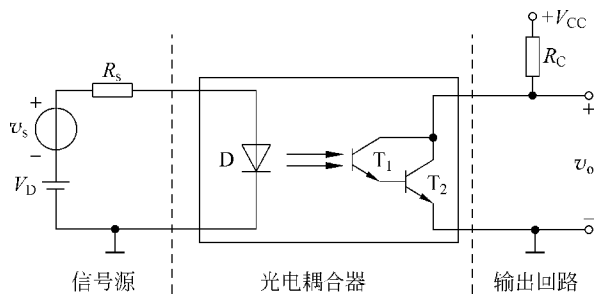


图 3.50 光电耦合放大电路

在如图 3.50 所示的电路中,若信号源部分与输出回路部分采用独立电源且分别接不同的“地”,则即使是远距离传输信号,也可以避免受到各种电干扰。

4. 直接耦合

将放大电路前级的输出端直接接到后级的输入端,称为直接耦合,如图 3.51 所示。由图可见,在这种耦合方式中,信号直接从前级传送到后级,它既可以放大交流信号,也可以放大直流和缓慢变化的信号,是集成电路中广泛采用的一种耦合方式。但这种耦合方式存在着需要解决的两个问题:一是级间电平的配置问题;二是零点漂移问题。

1) 级间电平配置

在图 3.51 中,前、后级的静态工作点是相互牵制的,例如,第一级 T_1 管的集电极静态电位 V_{CQ1} 就是第二级 T_2 管的基极静态电位 V_{BQ2} 。如果 R_{E2} 短接,则 $V_{CEQ1} = V_{CQ1} = V_{BQ2} \approx V_{BE(on)} \approx 0.7V$, T_1 管的静态工作点就十分靠近饱和区,显然,这是不合适的。

为了解决前、后级之间的电平配置,可以采用多种措施。图 3.51 中,在 T_2 管的发射极接入电阻 R_{E2} ,以抬高它的基极静态电位,达到 T_1 管正常放大所需要的集电极静态电位。

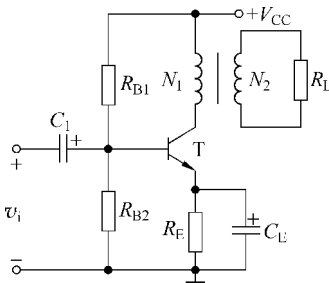


图 3.49 变压器耦合共发射极放大电路

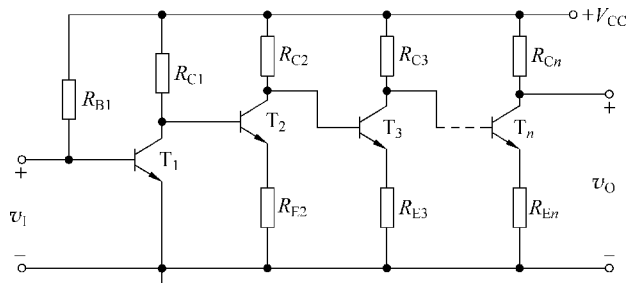


图 3.51 直接耦合放大电路

然而, R_{E2} 的接入会使第二级的电压增益大大下降, 从而影响整个放大电路的放大能力。通常可用稳压管 D_Z (或二极管 D) 代替图 3.51 中的各射极电阻, 稳压管(或二极管)对直流量和交流量呈现不同的特性, 对直流量, 它们相当于一个电压源; 而对交流量, 它们均可等效成一个小电阻。这样, 既可以设置合适的静态工作点, 又对放大电路的放大能力影响不大。

图 3.51 所示电路中, 为了使各级 BJT 都工作在放大区, 要求各管的集电极静态电位高于其基极电位, 而后级管的基极电位又是前级管的集电极电位, 因此有

$$V_{CQn} > \dots > V_{CQ2} > V_{CQ1}$$

可以设想, 如果级数增多, 且均为 NPN 管构成的共发射极电路, 那么由于集电极电位逐级升高, 以至于接近电源电压, 势必使后级的静态工作点不合适。因此, 直接耦合多级放大电路常采用 NPN 型和 PNP 型管混合使用的方法解决上述问题, 如图 3.52 所示。

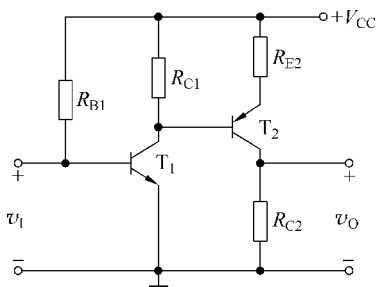


图 3.52 NPN 和 PNP 型管混合使用实现电平配置

2) 零点漂移

在放大电路中, 任何参数的变化, 如电源电压的波动、元件的老化、BJT 参数随温度变化而产生的变化, 都将使其静态工作点产生波动, 这种现象称为**零点漂移**。在阻容耦合放大电路中, 这种缓慢变化的漂移电压都将降落在耦合电容之上, 而不会传递到下一级电路进一步放大。但在直接耦合放大电路中, 由于前后级直接相连, 前一级的漂移电压会和有用信号一起被传送到下一级, 而且被逐级放大, 级数越多, 放大倍数越大, 零点漂移现象越严重, 以至有时候在输出端

很难区分什么是有用信号, 什么是漂移电压, 即信号被“淹没”在“干扰”中。因此, 如何稳定前级的静态工作点, 克服其漂移电压, 成为直接耦合放大电路设计中必须解决的首要问题。

由于采用高质量的稳压电源和使用经过老化处理的元件可以大大减小因其而产生的漂移量, 所以由温度变化引起的 BJT 参数的变化就成为产生零点漂移的主要原因, 因此零点漂移通常又称为**温度漂移**, 简称**温漂**。抑制温漂的常见措施有如下几点。

- (1) 在电路中引入直流负反馈, 如图 3.38 中 R_E 所起的作用。
- (2) 采用温度补偿的方法, 利用热敏元件来抵消放大管的老化。

(3) 构成“差分放大电路”形式, 利用电路结构对称, 元器件参数对称的特性来抵消温漂(这将在 7.3 节详细讨论)。

3.8.2 多级放大电路的分析

多级放大电路的性能指标一般可通过计算每一单级的指标来获得。一个 n 级电压放大电路的交流等效电路可用图 3.53 所示的方框图表示。

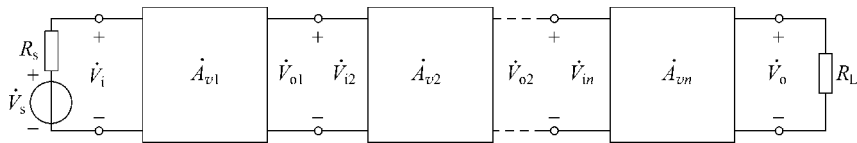


图 3.53 多级放大电路方框图

由图可知,多级放大电路中前级的输出电压就是后级的输入电压,即 $\dot{V}_{o1} = \dot{V}_{i2}$ 、 $\dot{V}_{o2} = \dot{V}_{i3}$ 、 \dots 、 $\dot{V}_{o(n-1)} = \dot{V}_{in}$, 所以,总的电压增益为

$$\dot{A}_v = \frac{\dot{V}_o}{\dot{V}_i} = \frac{\dot{V}_{o1}}{\dot{V}_i} \cdot \frac{\dot{V}_{o2}}{\dot{V}_{i2}} \cdot \dots \cdot \frac{\dot{V}_o}{\dot{V}_{in}} = \dot{A}_{v1} \cdot \dot{A}_{v2} \cdot \dots \cdot \dot{A}_{vm} \quad (3-82)$$

可见,总的电压增益为各级电压增益的乘积。需要强调的是,在计算每一级电压增益时,应注意级间的相互影响,即应把后级的输入电阻作为前级的负载来考虑。

根据放大电路输入电阻的定义,多级放大电路的输入电阻就是第一级的输入电阻 R_{i1} 。不过在计算 R_{i1} 时应将第二级的输入电阻作为第一级的负载,即

$$R_i = R_{i1} \Big|_{R_{L1}=R_{i2}} \quad (3-83)$$

根据放大电路输出电阻的定义,多级放大电路的输出电阻就是最后一级的输出电阻 R_{on} 。不过在计算 R_{on} 时应将次后级的输出电阻作为最后一级的信号源内阻,即

$$R_o = R_{on} \Big|_{R_{sn}=R_{o(n-1)}} \quad (3-84)$$

【例 3.3】 电路如图 3.54(a) 所示,已知 T_1 、 T_2 等的参数为: $\beta_1 = \beta_2 = 100$, $V_{BE(ON)1} = V_{BE(ON)2} = 0.7V$, $r_{bb1} = r_{bb2} = 0$ 。 T_2 管的静态基极电位 $V_{BQ2} = 5V$, 电路其他参数如图中所示。试确定 V_{CEQ1} 、 V_{CEQ2} 和 \dot{A}_v 、 \dot{A}_{vs} 。

【解】 如图 3.54(a) 所示电路为直接耦合的两级放大电路,其中第一级为共发射极电路,第二级为共基极电路。其直流通路和交流通路分别如图 3.54(b)、(c) 所示。

(1) 直流分析。由图 3.54(b) 可得

$$I_{BQ1} = \frac{V_{CC} - V_{BE(ON)1}}{R_{B1} + (1 + \beta_1)R_E} = \frac{15 - 0.7}{1.2 \times 10^3 + (1 + 100) \times 1.3} \text{mA} \approx 10.74 \mu\text{A}$$

$$I_{EQ1} = (1 + \beta_1)I_{BQ1} \approx 1.085 \text{mA}, \quad I_{CQ2} \approx I_{EQ2} = I_{CQ1} = \beta_1 I_{BQ1} \approx 1.074 \text{mA}$$

则

$$V_{CEQ1} = V_{CQ1} - V_{EQ1} = (V_{BQ2} - V_{BE(ON)2}) - I_{EQ1}R_E \approx 2.89V$$

$$V_{CEQ2} = V_{CQ2} - V_{EQ2} = (V_{CC} - I_{CQ2}R_C) - (V_{BQ2} - V_{BE(ON)2}) \approx 2.65V$$

(2) 交流分析。由图 3.54(c) 可得

$$\dot{A}_v = \dot{A}_{v1} \cdot \dot{A}_{v2} = \left(-\frac{\beta_1 R_{i2}}{r_{be1}} \right) \cdot \frac{\beta_2 R'_{L2}}{r_{be2}} \approx (-1) \times 122.4 = -122.4$$

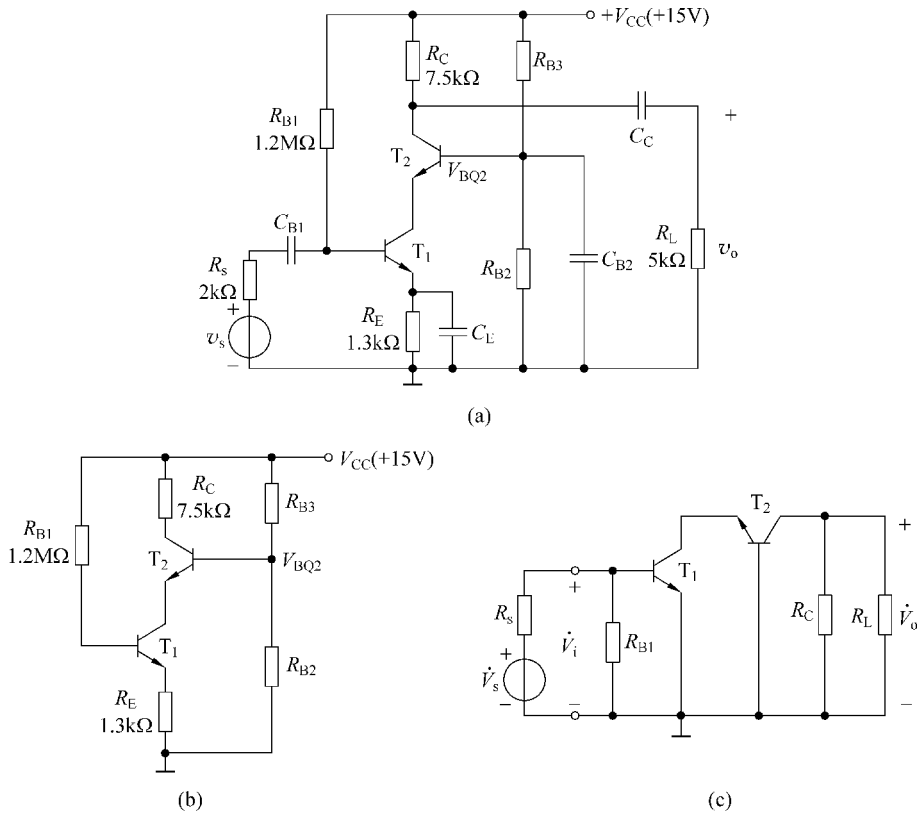


图 3.54 例 3.3 图

其中

$$r_{be1} = r_{bb'1} + (1 + \beta_1) \frac{V_T (\text{mV})}{I_{EQ1} (\text{mA})} = \left[0 + (1 + 100) \times \frac{26}{1.085} \right] \Omega \approx 2.42 \text{k}\Omega$$

$$r_{be2} = r_{bb'2} + (1 + \beta_2) \frac{V_T (\text{mV})}{I_{EQ2} (\text{mA})} = \left[0 + (1 + 100) \times \frac{26}{1.074} \right] \Omega \approx 2.45 \text{k}\Omega$$

$$R_{i2} = \frac{r_{be2}}{1 + \beta_2} \approx 24.3 \Omega, \quad R'_{L2} = R_C // R_L = 3 \text{k}\Omega$$

根据源电压增益的定义,可得

$$\dot{A}_{vs} = \dot{A}_v \cdot \frac{R_i}{R_i + R_s} = (-122.4) \times \frac{2.42}{2.42 + 2} \approx -67$$

其中, $R_i = R_{i1} = R_{B1} // r_{be1} \approx r_{be1} = 2.42 \text{k}\Omega$ 。

由于本题电路的输入级为共射组态,其输入电阻不高,所以电路的源电压增益 \dot{A}_{vs} 相比电压增益 \dot{A}_v 下降很多。

3.8.3 常用组合放大电路

组合放大电路是由三种基本放大电路相互取长补短构成的一种电路结构,实际上是一种最简单的多级放大电路。常见的 BJT 组合主要是共集-共射(CC-CE)组合、共射-共集(CE-CC)组合及共射-共基(CE-CB)组合。下面简要介绍几种常用 BJT 组合电路的特点。

1. 共集-共射(CC-CE)和共射-共集(CE-CC)组合放大电路

CC-CE 和 CE-CC 组合放大电路的交流通路分别如图 3.55(a)、(b)所示。

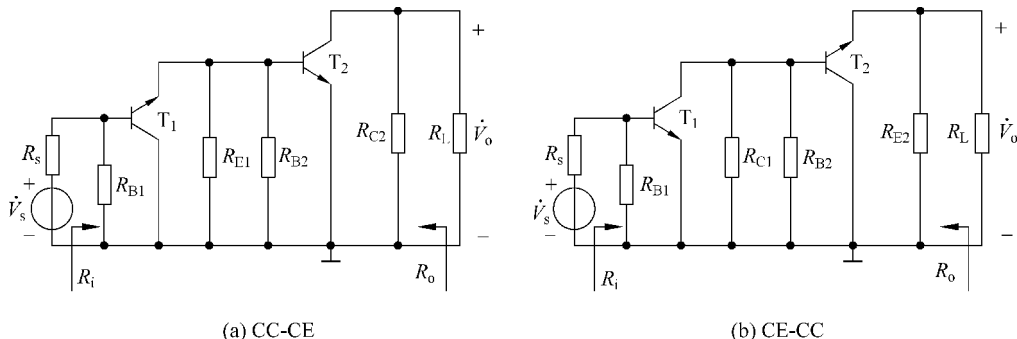


图 3.55 CC-CE 和 CE-CC 组合放大电路

在 CC-CE 组合放大电路中,由于共集电极放大电路具有输入电阻大而输出电阻小的特点,因此,放大电路具有很高的输入电阻,这时信号源电压几乎全部输送到共发射极电路的输入端。因此,这种组合放大电路的源电压增益近似为后级共发射极放大电路的电压增益。

在 CE-CC 组合放大电路中,由于共集电极放大电路作为输出级,所以电路具有很低的输出电阻。这样,在实现电压放大时,增强了放大电路的带载特别是电容性负载的能力,其效果相当于将负载与前级共发射极电路隔离开来。因此,这种组合电路的电压增益近似为共发射极电路在负载开路时的电压增益。

2. 共射-共基(CE-CB)组合放大电路

CE-CB 组合放大电路如图 3.54 所示。由于共基极放大电路的输入电阻很小,将它作为负载接在共发射极电路之后,致使共发射极放大电路只有电流增益而没有电压增益。而共基极电路只是将共发射极电路的输出电流接续到负载上。因此,这种组合放大电路的电压增益相当于单级放大电路的增益(参见例 3.3)。

接入低阻共基极电路使得共发射极电路电压增益减小的同时,也大大减弱了共发射极三极管内部的反向传输效应。其结果,一方面提高了电路高频时的稳定性,另一方面明显改善了放大电路的频率特性。正是这一特点,使得 CE-CB 组合放大电路在宽带放大电路设计中得到广泛应用。

【例 3.4】 电路如图 3.56 所示,已知 T_1 、 T_2 、 T_3 的参数为: $\beta_1 = \beta_2 = \beta_3 = 100$, $r_{be1} = 3\text{k}\Omega$, $r_{be2} = 2\text{k}\Omega$, $r_{be3} = 1.5\text{k}\Omega$, 试确定该放大电路的输入电阻 R_i 、输出电阻 R_o 及源电压增益 \dot{A}_{us} 。

【解】 该电路为 CC-CE-CC 三级直接耦合放大电路(请读者自己画出该电路的交流通路)。为了保证输入和输出端的直流电位为零,电路采用了正、负电源,并且用稳压管 D_Z 和二极管 D 分别垫高了 T_2 、 T_3 管的发射极电位。在进行交流分析时,由于 D_Z 和 D 的动态电阻很小,因而可视为交流短路。

根据多级放大电路的分析原则,可得该电路的输入电阻为

$$\begin{aligned} R_i &= R_{i1} \Big|_{R_{L1}=R_{i2}} = r_{be1} + (1 + \beta_1)(R_{E1} // R_{i2}) \\ &= [3 + (1 + 100) \times (5.3 // 2)]\text{k}\Omega \approx 150\text{k}\Omega \end{aligned}$$

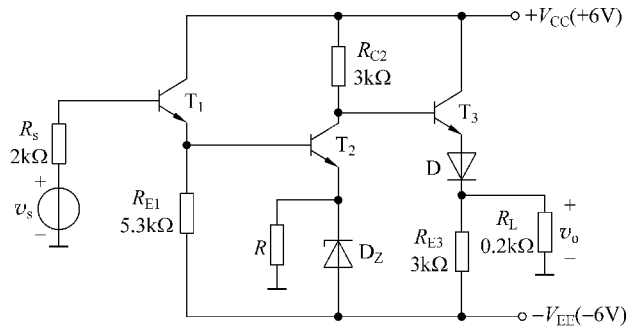


图 3.56 例 3.4 图

其中, $R_{i2} = r_{be2} = 2\text{k}\Omega$ 。

电路的输出电阻为

$$R_o = R_{o3} \Big|_{R_{s3}=R_{o2}} = R_{E3} \parallel \frac{r_{be3} + R_{C2}}{1 + \beta_3} = \left(3 \parallel \frac{1.5 + 3}{1 + 100} \right) \text{k}\Omega \approx 45\Omega$$

其中, $R_{o2} = R_{C2} = 3\text{k}\Omega$ 。

电路的源电压增益为

$$\begin{aligned} \dot{A}_{v_s} &= \frac{\dot{V}_o}{\dot{V}_s} = \dot{A}_v \cdot \frac{R_i}{R_i + R_s} = \dot{A}_{v1} \cdot \dot{A}_{v2} \cdot \dot{A}_{v3} \cdot \frac{R_i}{R_i + R_s} \\ &= 0.98 \times (-130) \times 0.95 \times \frac{150}{150 + 2} \approx -119 \end{aligned}$$

其中

$$\dot{A}_{v1} = \frac{\dot{V}_{o1}}{\dot{V}_i} = \frac{(1 + \beta_1)(R_{E1} \parallel R_{i2})}{r_{be1} + (1 + \beta_1)(R_{E1} \parallel R_{i2})} = \frac{101 \times (5.3 \parallel 2)}{3 + 101 \times (5.3 \parallel 2)} \approx 0.98$$

$$\dot{A}_{v2} = \frac{\dot{V}_{o2}}{\dot{V}_{i2}} = -\frac{\beta_2(R_{C2} \parallel R_{i3})}{r_{be2}} = -\frac{100 \times (3 \parallel 20)}{2} \approx -130$$

$$R_{i3} = r_{be3} + (1 + \beta_3)(R_{E3} \parallel R_L) = [1.5 + 101 \times (3 \parallel 0.2)] \text{k}\Omega \approx 20\text{k}\Omega$$

$$\dot{A}_{v3} = \frac{\dot{V}_o}{\dot{V}_{i3}} = \frac{(1 + \beta_3)(R_{E3} \parallel R_L)}{r_{be3} + (1 + \beta_3)(R_{E3} \parallel R_L)} = \frac{101 \times (3 \parallel 0.2)}{1.5 + 101 \times (3 \parallel 0.2)} \approx 0.95$$

由于本题电路的输入级为共集电极电路,其输入电阻较高,所以电路的源电压增益 \dot{A}_{v_s} 与电压增益 \dot{A}_v 相当。

※3.9 BJT 放大电路的应用实例

图 3.57 为一实际的温度控制系统,其作用是保持容器中液体的温度为特定值。容器中液体的温度由一个热敏电阻进行监测,该传感器的阻值随温度变化。热敏电阻的阻值最终转化为与该阻值成比例的电压值。然后,将该电压加到一个阀门接口电路中,该电路可以通过调节阀门控制流入燃烧器的燃料。如果容器中液体的温度超过了规定值,则减少进入燃

烧器的燃料,从而使温度降低;如果容器中液体的温度低于规定值,则增加进入燃烧器的燃料,从而使温度上升。

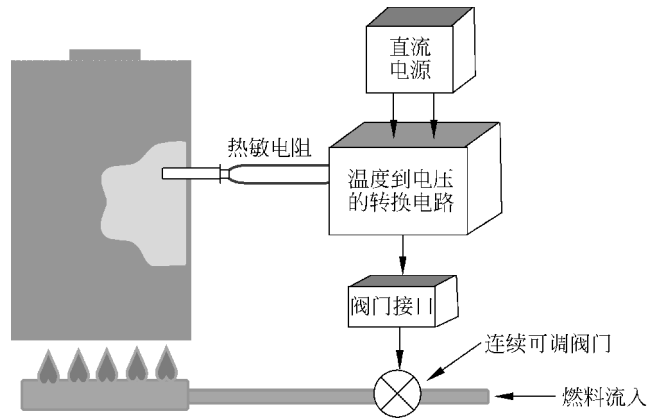


图 3.57 温度控制系统

图 3.57 中的温度到电压的转换电路可采用分压式偏置放大电路实现,如图 3.58 所示,其中,热敏电阻 R_T 作为分压式偏置电路中的下偏置电阻。 R_T 具有正温度系数,其阻值与容器中液体的温度成正比。BJT 2N3904 的基极电压 V_B 随 R_T 阻值的变化而变化,集电极电压 V_C (即电路的输出电压 V_{OUT}) 随 V_B 的变化而变化。例如,当容器中液体的温度降低时, R_T 的阻值减小, V_B 亦减小(参阅式(3-62)),而 V_{OUT} 增大(参阅式(3-63)、式(3-64)、式(3-66)),此时,通过调节阀门增加流入燃烧器的燃料,进而使容器中液体的温度上升。

为了进一步熟悉该电路,假设温度要保持在 $70 \pm 5^\circ\text{C}$,表 3.6 给出了在给定温度范围内 R_T 阻值的变化情况,请读者通过手算或仿真分析计算在不同温度下电路输出电压 V_{OUT} 的值。

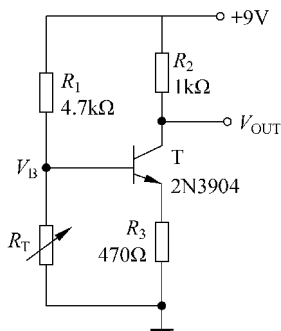


图 3.58 温度-电压转换电路

表 3.6 在给定范围内热敏电阻 R_T 的温度特性

温度值/ $^\circ\text{C}$	R_T 的阻值/ $\text{k}\Omega$
60	1.256
65	1.481
70	1.753
75	2.084
80	2.490

【小结】

(1) 双极结型晶体管(BJT)是由两个 PN 结组成的三端有源器件,分为 NPN 和 PNP 两种类型。其常用的工作区域是放大区、截止区和饱和区。利用放大时的特点可构成线性放大电路,利用其截止和饱和时的特点可构成电子开关。

(2) BJT 是非线性器件,可用数学方程、等效电路和特性曲线来表征其性能。

(3) BJT 的参数大致可分为四类:表征放大能力的参数—— β 、 α ;表征稳定性的参数—— I_{CBO} 、 I_{CEO} ;表征安全工作区域的参数—— I_{CM} 、 P_{CM} 、 $V_{(\text{BR})\text{CEO}}$ 等;表征频率特性的参数—— $C_{b'e}$ 、 $C_{b'c}$ 。由于 BJT 既靠多子导电,同时少子也参与导电,所以,几乎所有的参数都受温度的影响,其中,影响最突出的是 β 、 I_{CBO} 和 $V_{\text{BE(on)}}$ 。

(4) 放大电路是最基本、最常用的模拟单元电路。构成放大电路应满足如下原则:①必须设置合适的 Q 点,以保证晶体管处于良好的线性放大区;②保证输入信号加在晶体管的输入端口;③保证输出信号能高效率地输送给负载。

(5) 放大电路的分析包括直流(静态)分析和交流(动态)分析。直流分析的目的是确定晶体管的静态工作点 Q;交流分析的目的是确定放大电路的交流指标,如增益、输入电阻、输出电阻等。分析时,应先直流后交流。

(6) 放大电路常用的分析方法有图解分析法、等效电路分析法和计算机仿真分析法。其中,图解分析法形象、直观,适合于初学者定性地理解放大的原理;等效电路分析法是最基本的分析方法,利用晶体管放大时的直流等效模型及小信号等效模型,可将晶体管放大电路的分析转化为在特定条件下的一个线性电路的分析;计算机仿真分析法能快速、全面地对电路进行较为精确的分析,但必须清楚,它仅提供分析的结果,而不能揭示电路的概念。

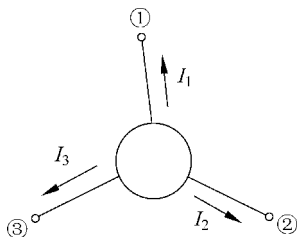
(7) 共发射极、共集电极和共基极放大电路是由 BJT 组成的三种基本电路,其电路形式、性能特点及应用场合见表 3.5。

(8) BJT 基本放大电路的常用偏置方式有固定偏置和分压式偏置两种形式。其中分压式偏置电路通过发射极电阻 R_E 引入了直流负反馈,从而稳定了静态工作点。

(9) 将基本放大电路级联或适当组合可以构成各具特点的多级放大电路。分析多级放大电路时,应特别注意级间的相互影响。

【习题】

【3-1】 某放大电路中 BJT 三个电极①、②、③的电流如题图 3.1 所示,现测得 $I_1 = -2\text{mA}$, $I_2 = -0.04\text{mA}$, $I_3 = +2.04\text{mA}$,试判断该管的基极 B、发射极 E 和集电极 C,并说明该管是 NPN 管还是 PNP 管,它的 $\bar{\beta}$ 为多少?



题图 3.1

【3-2】 有两个 BJT,其中一个管子的 $\beta = 80$, $I_{\text{CEO}} = 200\mu\text{A}$,另一个管子的 $\beta = 50$, $I_{\text{CEO}} = 10\mu\text{A}$,应该选择哪一个管子?为什么?

【3-3】 两个 BJT 的 $\bar{\alpha}$ 值分别为 0.99、0.985,试求各管的 $\bar{\beta}$ 值。若两管的集电极电流

均为 10mA , I_{CBO} 忽略不计, 试求各管的 I_{B} 值。

【3-4】 测得电路中四个 NPN 硅管各极电位分别如下, 试判断每个管子的工作状态。

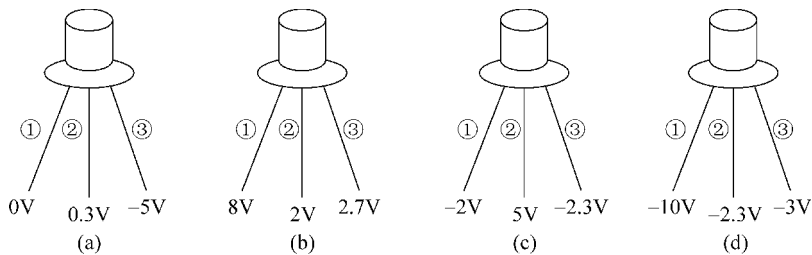
(1) $V_{\text{B}} = -3\text{V}, V_{\text{C}} = 5\text{V}, V_{\text{E}} = -3.7\text{V}$;

(2) $V_{\text{B}} = 6\text{V}, V_{\text{C}} = 5.5\text{V}, V_{\text{E}} = 5.3\text{V}$;

(3) $V_{\text{B}} = -1\text{V}, V_{\text{C}} = 8\text{V}, V_{\text{E}} = -0.3\text{V}$;

(4) $V_{\text{B}} = 3\text{V}, V_{\text{C}} = 2.3\text{V}, V_{\text{E}} = 6\text{V}$ 。

【3-5】 测得放大电路中四只 BJT 各极电位分别如题图 3.2 所示, 试判断它们各是 NPN 管还是 PNP 管? 是硅管还是锗管? 并确定每管的 B、E、C 极。



题图 3.2

【3-6】 某 BJT 的极限参数 $I_{\text{CM}} = 100\text{mA}$, $P_{\text{CM}} = 150\text{mW}$, $V_{(\text{BR})\text{CEO}} = 30\text{V}$, 若它的工作电压 $V_{\text{CE}} = 10\text{V}$, 则工作电流 I_{C} 不得超过多大? 若工作电流 $I_{\text{C}} = 1\text{mA}$, 则工作电压的极限值应为多少?

【3-7】 已知某 BJT 在室温 (27°C) 下的 $\bar{\beta} = 50$, $V_{\text{BE}(\text{on})} = 0.2\text{V}$, $I_{\text{CBO}} = 10^{-8}\text{A}$, 当温度升高至 60°C 时, 试求 $\bar{\beta}'$ 、 $V'_{\text{BE}(\text{on})}$ 和 I'_{CBO} 。

【3-8】 已知某 NPN 型硅 BJT 的发射结正偏, 集电结反偏, $I_{\text{S}} \approx 4.5 \times 10^{-15}\text{A}$, $\bar{\alpha} = 0.98$, I_{CBO} 忽略不计。试求室温下, 当 $V_{\text{BE}} = 0.65\text{V}$ 、 0.7V 、 0.75V 时的 I_{B} 、 I_{C} 和 I_{E} 值, 并分析比较。

【3-9】 在某放大电路输入端测量到输入信号电流和电压的峰-峰值分别为 $5\mu\text{A}$ 和 5mV , 输出端接 $2\text{k}\Omega$ 的电阻负载, 测量到正弦电压信号的峰-峰值为 1V , 试计算该放大电路的电压增益 A_{v} 、电流增益 A_{i} 、功率增益 A_{p} , 并分别换算成 dB 数。

【3-10】 某电压放大电路当接入 $1\text{k}\Omega$ 负载电阻时, 其输出电压比负载开路 ($R_{\text{L}} = \infty$) 时减少 20% , 试求该放大电路的输出电阻 R_{o} 。

【3-11】 某放大电路输入正弦波信号 $v_{\text{i}} = V_{\text{im}} \sin \omega t$ (mV), 由于器件的非线性使输出电流为

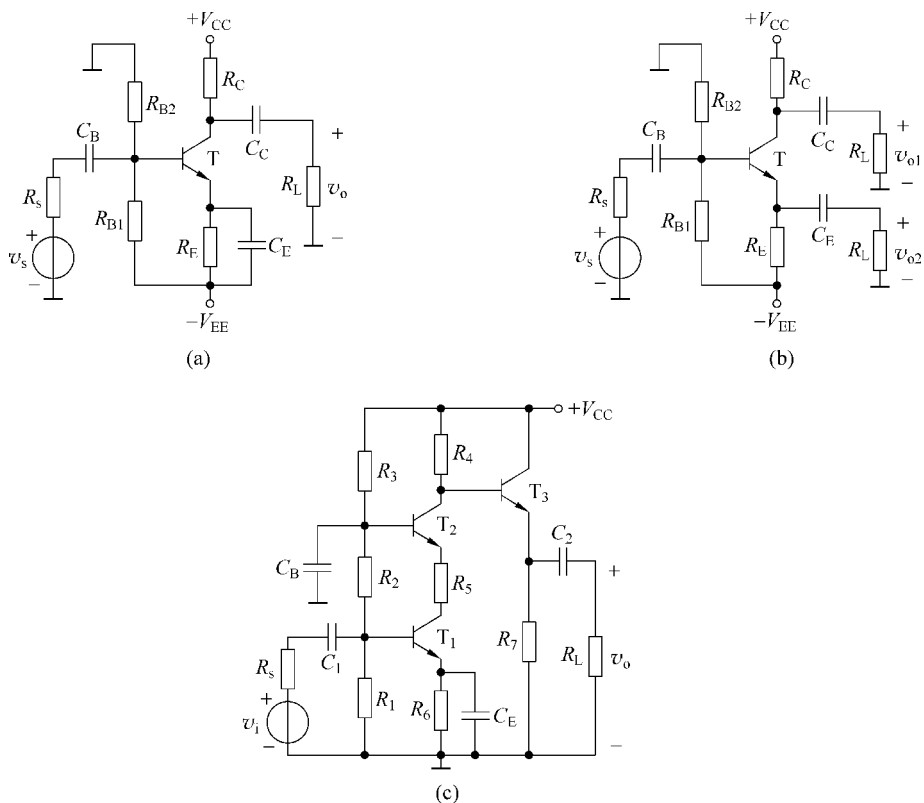
$$i_{\text{o}} = 3 + \sin \omega t + 0.01 \sin 2\omega t + 0.005 \sin 3\omega t + 0.001 \sin 4\omega t \text{ (mA)}$$

试计算非线性失真系数 THD 。

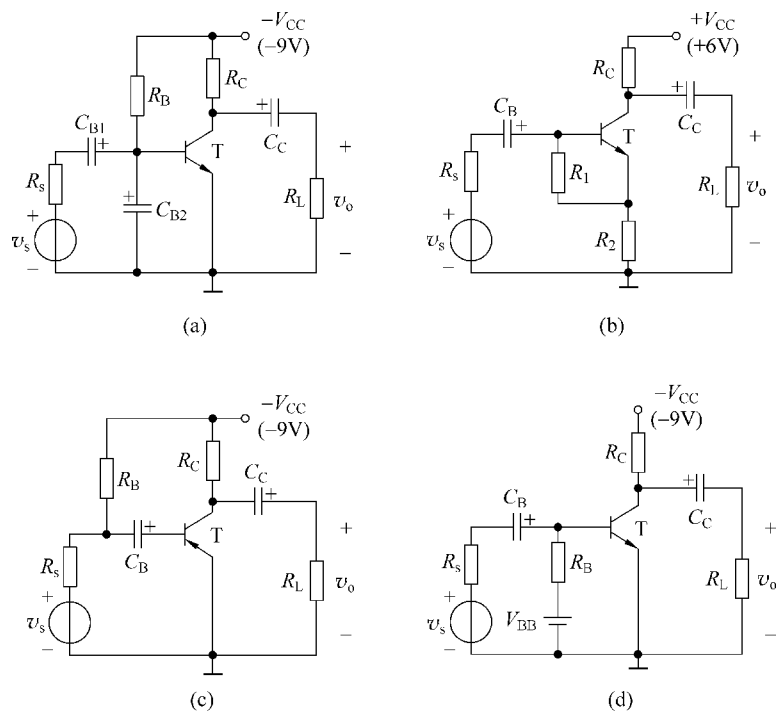
【3-12】 各放大电路如题图 3.3 所示, 图中各电容对交流信号呈短路, 试画出直流通路和交流通路。

【3-13】 试判断题图 3.4 所示各电路能否正常放大, 若不能, 应如何改正? 图中各电容对交流信号呈短路。

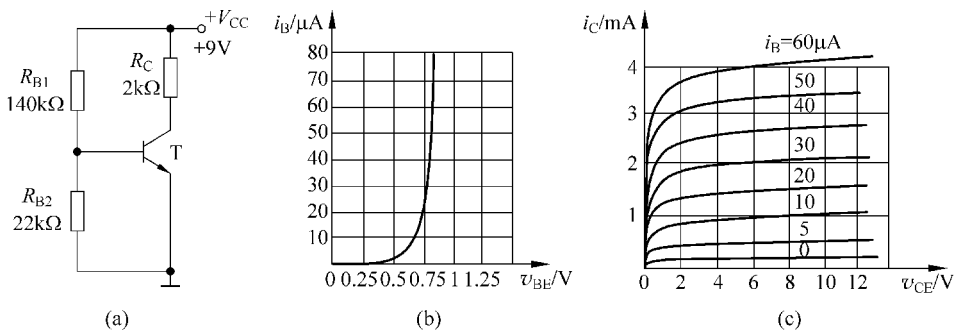
【3-14】 试用图解分析法确定题图 3.5(a) 所示电路的工作点 I_{BQ} 、 I_{CQ} 、 V_{CEQ} 。已知 BJT 的输入和输出特性曲线如题图 3.5(b)、(c) 所示。



题图 3.3



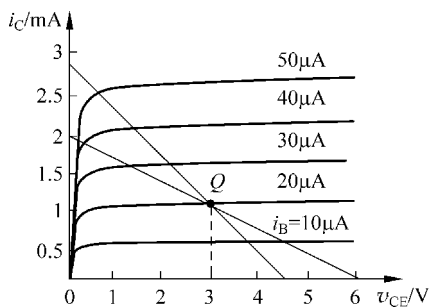
题图 3.4



题图 3.5

【3-15】 图 3.26(b)所示电路中,BJT 的输出特性及交、直流负载线如题图 3.6 所示。试求:

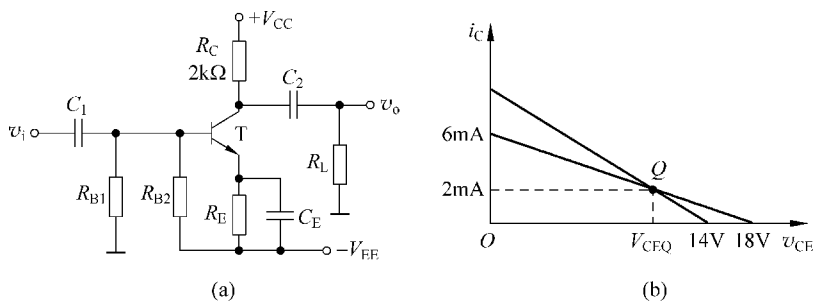
- (1) 电源电压 V_{CC} , 静态电流 I_{BQ} 、 I_{CQ} 及静态管压降 V_{CEQ} 的值;
- (2) 电阻 R_B 、 R_C 的值;
- (3) 输出电压的最大不失真幅度;
- (4) 要使电路能不失真地放大,基极正弦电流的最大幅值是多少?



题图 3.6

【3-16】 放大电路如题图 3.7(a)所示,已知 $V_{CC} = V_{EE}$, 要求交、直流负载线如题图 3.7(b)所示,试回答如下问题:

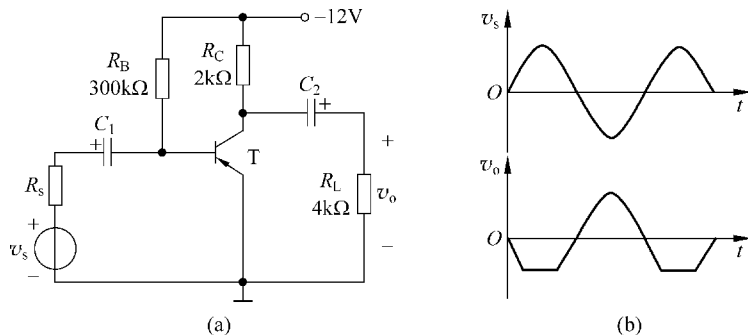
- (1) 求 V_{CC} 、 R_E 、 V_{CEQ} 、 R_{B1} 、 R_{B2} 、 R_L 的值。
- (2) 如果交流输入信号 v_i 幅度较大,将会首先出现什么失真? 输出动态范围 V_{opp} 为多少? 若要减小失真,增大输出动态范围,则应如何调节电路元件值?



题图 3.7

【3-17】 在如题图 3.8(a) 所示电路中, 已知 BJT 的 $\beta=100, V_{BE(on)} = -0.7V, r_{bb'} = 200\Omega$ 。

- (1) 试估算电路的 Q 点;
- (2) 画出简化的 H 参数等效电路模型;
- (3) 求电路的电压增益 \dot{A}_v , 输入电阻 R_i , 输出电阻 R_o ;
- (4) 若输出电压的波形如题图 3.8(b) 所示, 该电路产生了什么性质的失真? 为消除此失真, 应调整电路中的哪个元件? 如何调整?

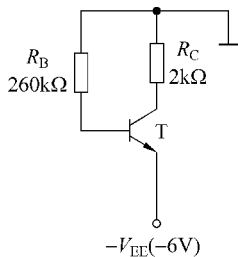


题图 3.8

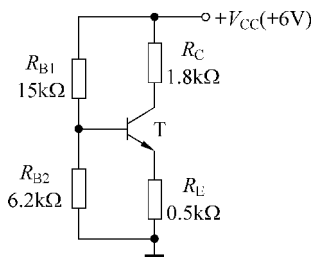
【3-18】 在如题图 3.9 所示电路中, 已知室温下硅管的 $\beta=100, V_{BE(on)} = 0.7V, I_{CBO} = 10^{-15}A$, 试求:

- (1) 室温下的 I_{CQ}, V_{CEQ} 值;
- (2) 温度升高 $40^\circ C$ 、降低 $60^\circ C$ 两种情况下的 I_{CQ}, V_{CEQ} 值, 并由此分析 BJT 的工作状态。

【3-19】 在如题图 3.10 所示电路中, 已知室温下硅管的参数与习题 3-18 相同, 试求室温及温度升高 $40^\circ C$ 时的 I_{CQ} 与 V_{CEQ} 值, 并与习题 3-18 的结果作比较。



题图 3.9



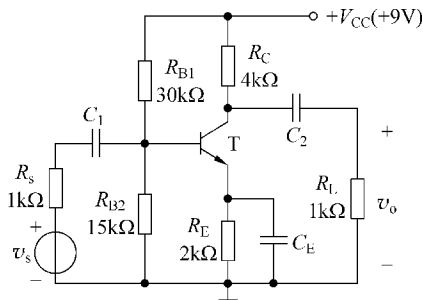
题图 3.10

【3-20】 电路如题图 3.11 所示, 图中各电容对交流信号呈短路。试画出电路的直流通路、交流通路及交流等效电路。已知 BJT 的 $\beta=200, V_{BE(on)} = 0.7V, r_{bb'} = 200\Omega, |V_A| = 150V$, 试求 R_i, R_o, \dot{A}_v 及 \dot{A}_{vs} 。

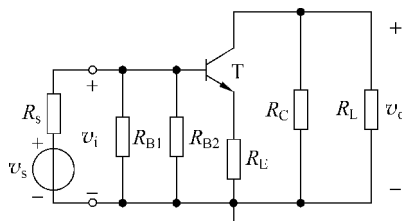
【3-21】 发射极接电阻的共射极放大电路的交流通路如题图 3.12 所示, 若计及 r_{ce} 且满足 $R_C // R_L \ll \beta r_{ce}, R_E \ll r_{ce}$, 试证:

$$R_i = R_{B1} // R_{B2} // \left[r_{be} + (1 + \beta)R_E \frac{r_{ce}}{r_{ce} + R_C // R_L} \right]$$

$$R_o = R_C // \left[r_{ce} \left(1 + \frac{\beta R_E}{R_E + r_{be} + R'_s} \right) \right] \quad (\text{其中}, R'_s = R_{B1} // R_{B2} // R_s)$$



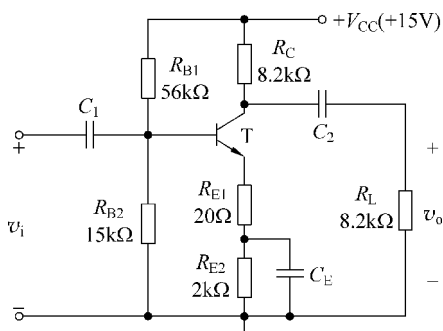
题图 3.11



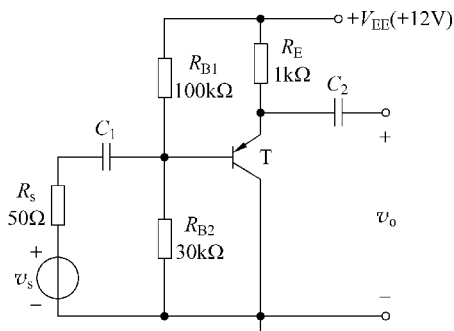
题图 3.12

【3-22】 在如题图 3.13 所示的电路中,各电容对交流信号呈短路。已知 BJT 的 $\beta = 150, V_{BE(\text{on})} = 0.7\text{V}, r_{bb'} = 200\Omega, |V_A| = 100\text{V}$, 试求电路的输入电阻 R_i 、输出电阻 R_o 及电压增益 \dot{A}_v 。

【3-23】 电路如题图 3.14 所示,已知 BJT 的 $\beta = 50, r_{be} = 1\text{k}\Omega, r_{ce}$ 很大。画出其交流等效电路,并计算电压增益 \dot{A}_v 、输入电阻 R_i 、输出电阻 R_o 及源电压增益 \dot{A}_{v_s} 。



题图 3.13



题图 3.14

【3-24】 题图 3.15 所示电路能够输出一对幅度大致相等、相位相反的电压。已知 BJT 的 $\beta = 80, r_{be} = 2.2\text{k}\Omega, r_{ce}$ 很大。信号源为理想电压源(即认为其内阻为零)。

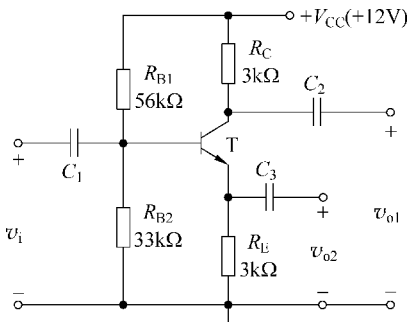
- (1) 求电路的输入电阻 R_i ;
- (2) 分别求从射极输出的 \dot{A}_{v_2} 和 R_{o_2} 及从集电极输出的 \dot{A}_{v_1} 和 R_{o_1} 。

【3-25】 在如题图 3.16 所示的电路中,各电容对交流信号呈短路。已知 3DG6 的 $\beta = 50, V_{BE(\text{on})} = 0.7\text{V}, r_{bb'} = 50\Omega, V_A = \infty$ 。

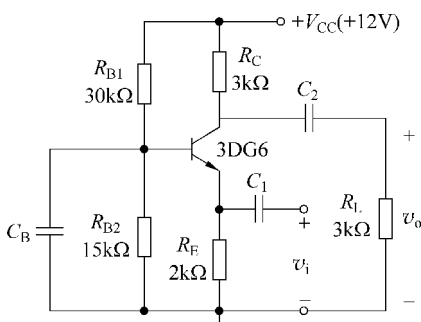
- (1) 求电路的静态工作点;
- (2) 试求放大电路的电压增益 \dot{A}_v 、输入电阻 R_i 、输出电阻 R_o 。

【3-26】 已知题图 3.17(a) 所示单级电压放大电路的输入电阻 $R_i = 2\text{k}\Omega$, 输出电阻 $R_o =$

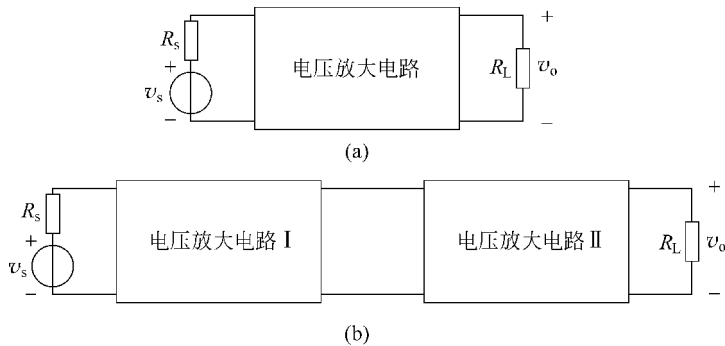
50kΩ, 开路电压增益 $\dot{A}_{vo} = 200$, 当输入信号源内阻 $R_s = 1\text{k}\Omega$, 输出负载电阻 $R_L = 10\text{k}\Omega$ 时, 试求该电压放大电路的源电压增益 \dot{A}_{vs} 。现将两级上述电压放大电路级联, R_s, R_L 不变, 如题图 3.17(b) 所示, 试求总的源电压增益 $\dot{A}_{vs\Sigma}$, 并对两种结果进行比较。



题图 3.15



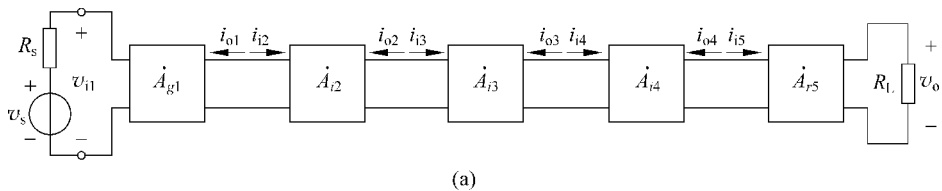
题图 3.16



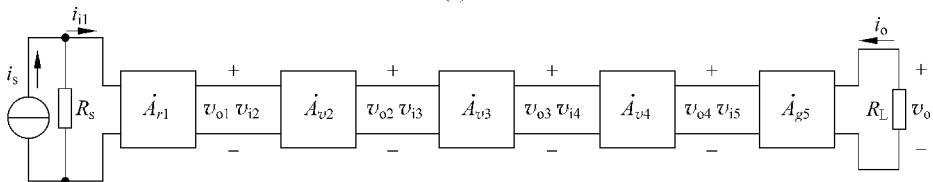
题图 3.17

【3-27】 如题图 3.18 所示为多级放大电路的框图。

- (1) 写出题图(a)的总源电压增益 $\dot{A}_{vs\Sigma}$ 和题图(b)的总源电压增益 $\dot{A}_{vs\Sigma}$;
- (2) 若要求源电压增益大, 试提出对信号源内阻 R_s 和负载电阻 R_L 的要求。



(a)

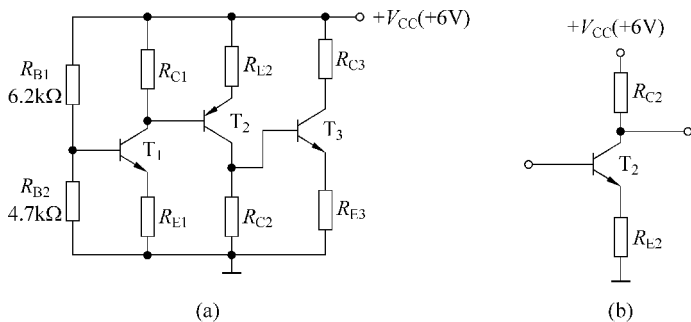


(b)

题图 3.18

【3-28】 在如题图 3.19(a)所示的三级直接耦合放大电路中,已知各管的 $|V_{BE(on)}| = 0.7V, \beta=100, I_{BQ}$ 可忽略,要求 $I_{CQ1} = 1mA, I_{CQ2} = 1.4mA, I_{CQ3} = 1.6mA, |V_{CEQ}| = 2V$ 。试完成下列各题:

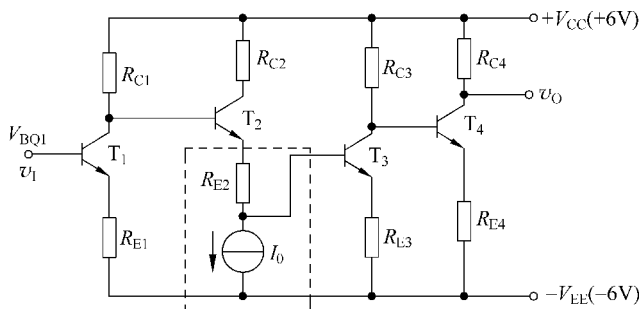
- (1) 计算各电阻阻值和各管的 V_{CQ} 值;
- (2) 将 T_2 改为 NPN 管,如题图 3.19(b)所示,调整 R_{C2}, R_{E2} , 保证 I_{CQ2} 不变,电路能否正常工作?



题图 3.19

【3-29】 在如题图 3.20 所示的多级直接耦合放大电路中,第二级为电平位移电路。已知各管的 $\beta=100, V_{BE(on)}=0.7V, I_{BQ}$ 可忽略不计, $I_0=2mA$, 各管的 $V_{CEQ}=3V, V_{CQ1}=2.3V$ 。试完成下列各题:

- (1) 为使 $V_{OQ}=0V$, 求 R_{E2} 值;
- (2) 若 $R_{E2}=0$, 电路能否正常工作?



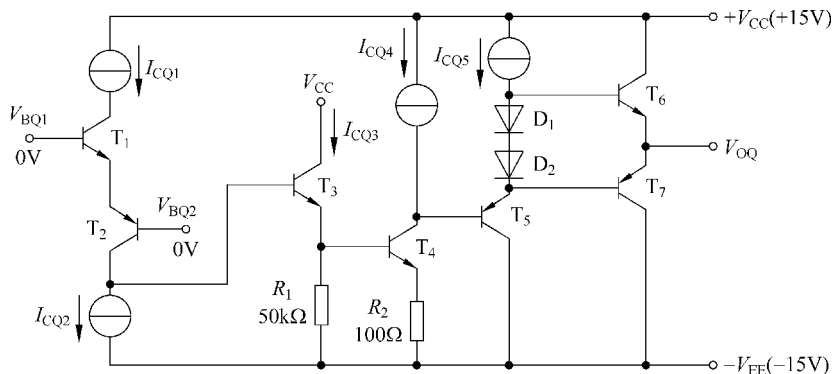
题图 3.20

【3-30】 题图 3.21 为某集成电路的部分内部原理图,已知各管的 β 很高, $|V_{BE(on)}| = 0.7V$, 输入端 $V_{BQ1} = 0$, 输出端 $V_{OQ} = 0, I_{CQ4} = 550\mu A, V_{CQ1} = 14.3V$ 。试求 I_{CQ3} 及各管 V_{CEQ} 值。

【3-31】 在如题图 3.22 所示电路中,已知 BJT 的 $\beta_1 = \beta_2 = 150, r_{bb'1} = r_{bb'2} = 50\Omega, V_{BE(on)} = 0.7V, r_{ce}$ 忽略不计, $I_{CQ1} = 1mA, I_{CQ2} = 1.5mA, R_s = 1k\Omega$, 试求 $R_i, \dot{A}_v, \dot{A}_{vs}$ 。

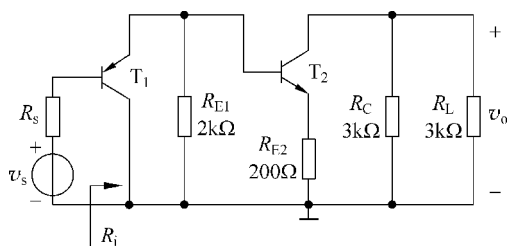
【3-32】 画出题图 3.23 所示电路的交流通路,若两只 BJT 特性相同,且已知 $r_{bb'1} = r_{bb'2} \approx 0, \beta_1 = \beta_2 = 100, I_{CQ1} = I_{CQ2} = 0.5mA, r_{ce}$ 忽略不计,试求 \dot{A}_v 。

【3-33】 题图 3.24 为有源负载共发射极放大电路的原理电路,题图中 C_E 对交流信号

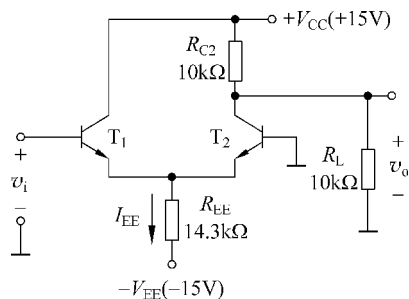


题图 3.21

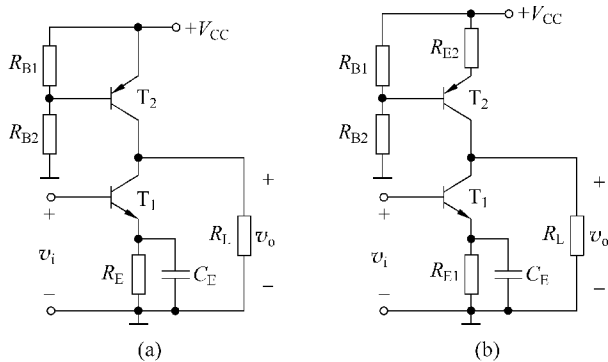
呈短路,试推导输出电阻 R_o 的表达式。



题图 3.22



题图 3.23

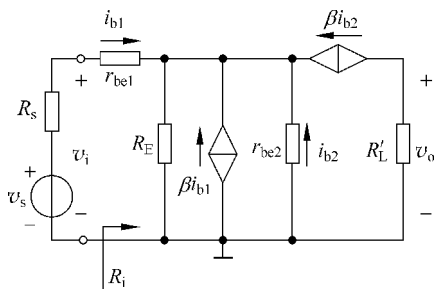


题图 3.24

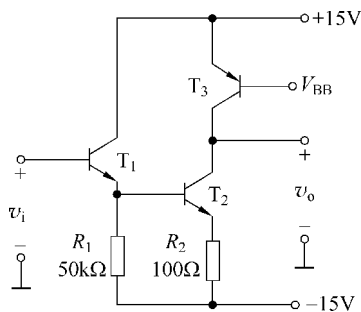
【3-34】 题图 3.25 为两级放大电路的交流等效电路,试画出其交流通路,并写出电路的输入电阻 R_i 及电压增益 \dot{A}_v 的表达式。设两管小信号参数相同。

【3-35】 共集电极-共发射极组合放大电路如题图 3.26 所示,题图中 T_1 管接成共集电极组态, T_2 管接成共发射极组态, T_3 管为 T_2 管的集电极有源负载。已知各管参数为 $\beta_1 = \beta_2 = 200, \beta_3 = 50, I_{CQ1} = 16.2\mu A, I_{CQ2} = I_{CQ3} = 550\mu A, |V_{A1}| = |V_{A2}| = 125V, |V_{A3}| = 50V, r_{bb'1} = r_{bb'2} = r_{bb'3} = 0$,试完成下列各题:

(1) 求该放大电路的输入电阻 R_i ;



题图 3.25



题图 3.26

(2) 求该放大电路输出短路时的互导增益 \dot{A}_{gn} ;

(3) 求该放大电路的输出电阻 R_o ;

(4) 求该放大电路输出开路时的电压增益 \dot{A}_{vo} ;

(5) 试讨论这种组合放大电路的特点。

【Multisim 仿真习题】

【仿真题 3-1】 描述 BJT 基区宽度调制效应的主要参数是厄尔利电压 V_A , 通过改变其值, 用 Multisim 研究基区宽度调制效应对 BJT 输入、输出特性的影响。BJT 使用 2N2222, V_A 可分别取值为 50 和 100。

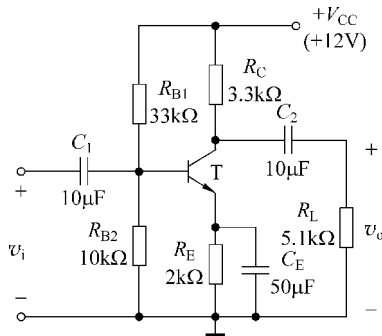
【仿真题 3-2】 电路如题图 3.27 所示, 设 BJT 的型号为 2N3904, $\beta=50$, $V_{BE(on)}=0.7V$, $r_{bb'}=100\Omega$ 。用 Multisim 作如下分析:

(1) 求电路的 Q 点, 并作温度特性分析, 观察温度在 $-70\sim-30^\circ\text{C}$ 范围内变化时 BJT 集电极电流 I_C 的变化范围;

(2) 当输入 v_i 取频率为 1kHz 的正弦交流电压时, 求最大不失真输出电压幅度和相应的输入电压幅度;

(3) 求电路的输入电阻 R_i 和输出电阻 R_o ;

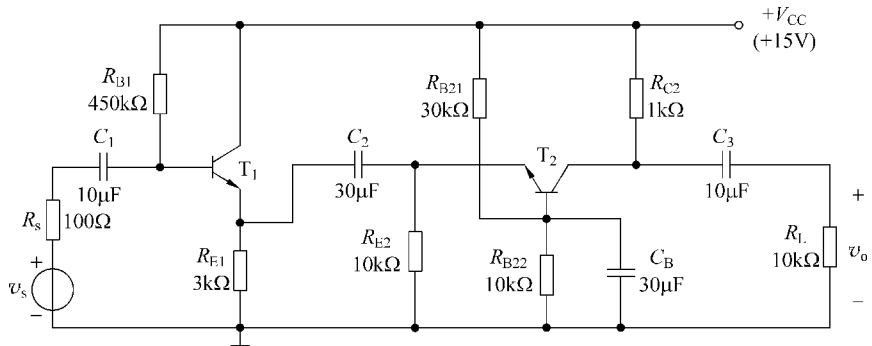
(4) 去掉发射极旁路电容 C_E , 重复题(2)和题(3)。



题图 3.27

【仿真题 3-3】 两级放大电路如题图 3.28 所示,输入信号 $v_s = 10\sin(2\pi 1000t)\text{mV}$,BJT 使用 2N2222。

- (1) 用 Multisim 仿真每级电路的电压输出波形及增益;
- (2) 用 Multisim 仿真两级电路的电压输出波形及增益。



题图 3.28