

双极型晶体管

在第2章看到,二极管的整流电流-电压特性在电子开关和波形整形电路中很有用。然而,二极管不能放大电流或电压。如第4章所述,能和其他电路元件一起,实现电流和电压的放大或增益的电子器件是晶体管。20世纪40年代后期由贝尔实验室的 Bardeen、Brattain 和 Shockley 研制的晶体管引发了20世纪50和60年代的第一次电子学革命。这项发明使得在1958年诞生了第一块集成电路,并产生了晶体管运算放大器(op-amp),它是应用最为广泛的电子电路之一。

本章将介绍双极型晶体管,它是晶体管的两种主要类型之一。第二类晶体管是场效应晶体管(FET),已在第3章中介绍。这两类器件是现代电子学的基础。每种器件类型都同等重要,它们都在特定的应用中具有特殊的优势。

本章主要内容如下:

- (1) 讨论双极型晶体管的物理结构和工作原理;
- (2) 理解和熟悉双极型晶体管电路的直流分析和设计方法;
- (3) 分析双极型晶体管电路的三种基本应用;
- (4) 研究双极型晶体管电路的各种直流偏置电路,包括集成电路的偏置;
- (5) 分析多级或多晶体管电路的直流偏置;
- (6) 作为一个应用,在电路设计中引入双极型晶体管,对第1章所讨论的简单二极管电子温度计进行改善。

5.1 基本双极型晶体管

目标: 了解包括 NPN 和 PNP 器件的双极型晶体管(BJT)的物理结构、工作原理和特性。

双极型晶体管具有三个独立的掺杂区域和两个 PN 结。单个 PN 结有正向偏置和反向偏置两种工作模式,而双极型晶体管具有两个 PN 结,根据每个 PN 结的偏置状态,它有四种可能的工作模式,这也是该器件用途广泛的一个原因。双极型晶体管具有三个独立的掺杂区,它是一个三端器件。晶体管的基本工作原理是:用两个端子之间的电压来控制流过第三个端子的电流。

双极型晶体管的讨论从晶体管基本结构及其工作原理的定性描述开始。为了阐述其工

作原理,使用第1章所给出的PN结的概念。然而,两个PN结足够接近,称为相互作用的PN结,因此,晶体管的工作原理完全不同于两个背靠背的二极管。

晶体管中的电流同时由电子和空穴的流动产生,因此称为双极型晶体管。下面将讨论晶体管三个端子电流之间的关系。此外,还将介绍双极型电路使用的电路符号和习惯、双极型晶体管的电流-电压特性。最后,还将介绍一些非理想的电流-电压特性。

5.1.1 晶体管的结构

图 5.1 给出 NPN 和 PNP 这两种双极型晶体管的基本结构的简化框图。NPN 型双极型晶体管包含位于两个 N 区之间的一个较薄的 P 区；相反,PNP 型双极型晶体管则包含位于两个 P 区之间的一个薄的 N 区。这三个区域以及与它们相连接的端子称为发射极、基极和集电极^①。因为器件的工作与两个紧密相邻的 PN 结有关,基极的宽度必须非常窄,通常在零点几微米(10^{-6} m)的范围。

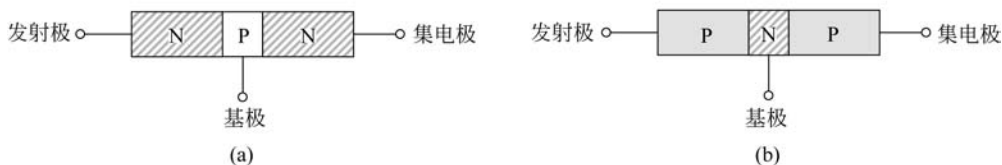


图 5.1 双极型晶体管的简化几何结构: (a) NPN; (b) PNP

双极型晶体管的实际结构要比图 5.1 给出的简化框图复杂得多。例如,图 5.2 所示为集成电路中典型的 NPN 型双极型晶体管的剖面图。重要的一点是,这个器件并不是电气对称的,产生不对称的原因是发射区和集电区的几何结构不同,而且三个区域的杂质掺杂浓度也有实质差异。例如,发射区、基区和集电区的杂质掺杂浓度可能分别在 10^{19} cm^{-3} 、 10^{17} cm^{-3} 和 10^{15} cm^{-3} 左右。因此,即使一个给定的晶体管两端都是 P 型或 N 型,将这两端交换将会使器件完全工作在不同方式。

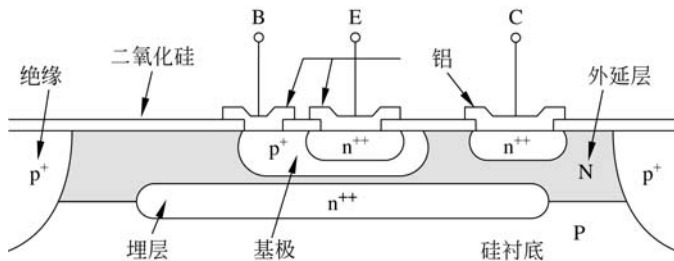


图 5.2 传统集成电路 NPN 型双极型晶体管的剖面图

虽然图 5.1 给出的框图高度简化,它们对介绍晶体管的基本特性仍然很有帮助。

① 随着后面讲解晶体管的工作原理,将端子称为发射极和集电极的原因将会变得清晰。基极指原始晶体管的结构。

5.1.2 NPN 型晶体管：正向放大工作模式

由于晶体管有两个 PN 结,就可能有四种偏置组合方式,具体取决于每个 PN 结是正向偏置还是反向偏置。例如,如果晶体管用作放大器件,则发射结(B-E)正向偏置,而集电结(B-C)反向偏置,这种结构称为正向放大工作模式,或简称为放大区。采用这种偏置的原因将在分析晶体管的工作原理和应用电路的特性时进行阐述。

1. 晶体管电流

图 5.3 给出偏置在正向放大模式下的理想 NPN 型双极型晶体管。由于发射结正向偏置,来自发射区的电子穿过发射结,注入基区,在基区产生过剩少数载流子浓度。由于集电结反向偏置,位于结边缘的电子浓度接近为零。

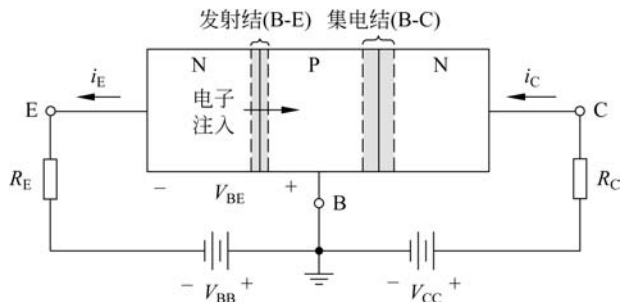


图 5.3 偏置在正向放大模式的 NPN 型双极型晶体管；发射结正向偏置,集电结反向偏置

由于基区非常窄,在理想情况下,注入的电子将不会和基区的多子空穴发生复合。此时,基区中的电子随距离的分布是一条直线,如图 5.4 所示。由于这个较大的浓度梯度,由发射区注入或发射的电子通过基区扩散,在电场力的作用下穿过集电结空间电荷区,被集电区收集而形成集电极电流。而如果在基区有一些载流子产生了复合,如图所示,电子的浓度

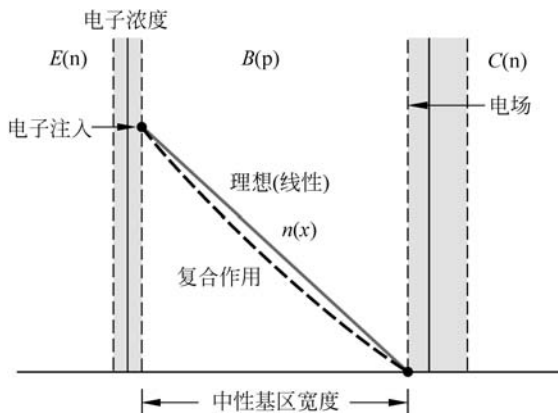


图 5.4 偏置在正向放大模式的 NPN 型双极型晶体管穿越基区的少数电子浓度。对于理想晶体管(没有载流子复合),少数载流子浓度是距离的线性函数；对于实际器件(有载流子复合),少数载流子浓度是距离的非线性函数

将偏离理想的线性曲线。为了尽量减小复合的影响,中性基区的宽度与少子的扩散长度相比,必须较小。

发射极电流: 由于发射结为正向偏置,通过这个 PN 结的电流预期为发射结电压的指数函数,就像之前通过 PN 结的电流是二极管正向偏置电压的指数函数。于是发射极的电流可以写为

$$i_E = I_{EO} [e^{v_{BE}/V_T} - 1] \approx I_{EO} e^{v_{BE}/V_T} \quad (5.1)$$

由于在大多数情况下 $v_{BE} > V_T$ ^①,其中忽略了 (-1) 项的近似是合理的,参数 V_T 为通常意义下的热电压。如第 1 章分析理想二极管方程时所讨论,假设发射系数 n 和 V_T 相乘的值为 1。带负电荷的电子流动方向为从发射极到基极,它传统的电流方向相反。因此,传统的发射极电流方向为从发射极流出。

将假设二极管方程中的理想系数 n 为 1。(见第 1 章)

乘因子 I_{EO} 包含了 PN 结的电气参数,除此之外,它还直接与发射结的有效截面积成正比。因此,如果两个晶体管相同,而其中一个的面积是另一个的两倍,那么加相同的发射结电压时,两个晶体管的发射极电流将相差两倍。 I_{EO} 的典型值在 $10^{-12} \sim 10^{-16}$ A 之间,对于某些特殊的晶体管,可能超出这一范围。

集电极电流: 由于发射区的掺杂浓度比基区大得多,发射极电流的主体部分由注入到基区的电子引起。到达集电极的这些注入电子的数量是集电极电流的主要组成部分。

单位时间内到达集电极的电子数量和注入基区的电子数量成正比,而注入基区的电子数量又是发射结电压的函数。通过初步的近似可以得到,集电极电流和 e^{v_{BE}/V_T} 成正比,与 B-C 间的反向偏置电压无关。因此,这样的器件看起来像一个恒流源。集电极电流受控于发射结电压;也就是说,一个端子(集电极)的电流受控于另外两个端子之间的电压。这种控制就是晶体管的基本作用。集电极电流可以写为

$$i_C = I_S e^{v_{BE}/V_T} \quad (5.2)$$

下面将会证明集电极电流略小于发射极电流。发射极和集电极电流之间的关系为 $i_C = \alpha i_E$,还可以写为 $I_S = \alpha I_{EO}$ 。参数 α 称为共基电流增益,其值总是略小于 1。随着本章的学习,名字的由来将会变得清晰。

基极电流: 由于发射结正向偏置,来自基区的空穴通过发射结注入发射区。而由于这些空穴并不贡献集电极电流,所以它们不是晶体管放大作用的一部分。相反,空穴流构成了基极电流的一部分。由于发射结正向偏置,因而这部分电流也是发射结电压的指数函数。基极电流可以写为

$$i_{B1} \propto e^{v_{BE}/V_T} \quad (5.3a)$$

少量电子和基区的多子空穴复合。消失的空穴必须通过基极来补充,这些空穴的流动构成基极电流的另一部分。这种“复合电流”和由发射极注入的电子数量直接成正比,而电子的数量也是发射结电压的函数。复合电流可以写为

$$i_{B2} \propto e^{v_{BE}/V_T} \quad (5.3b)$$

^① 带双下标的电压符号 v_{BE} 表示 B(基极)和 E(发射极)之间的电压。符号中隐含的意思是第一个下标(基极)相对于第二个下标(发射极)为正。

总的基极电流是式(5.3a)和式(5.3b)所表示的两部分电流之和,即

$$i_B \propto e^{v_{BE}/V_T} \quad (5.4)$$

图 5.5 给出 NPN 型双极型晶体管中电子和空穴的流动以及各个端子的电流^①。(提示:传统的电流方向和带正电荷的空穴流的方向相同,而和带负电荷的电子流的方向相反。)

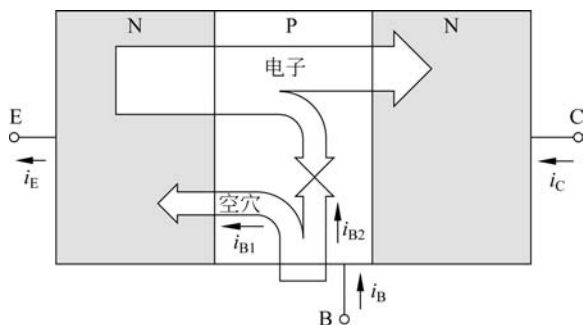


图 5.5 偏置在正向放大模式的 NPN 型双极型晶体管中的电子和空穴流。发射极、基极和集电极电流都和 e^{v_{BE}/V_T} 成比例

如果 N 型发射区中的电子浓度远大于 P 型基区中的空穴浓度,那么注入基区的电子数量将远大于注入发射区的空穴的数量。这意味着基极电流的 i_{B1} 部分将远小于集电极电流。此外,如果基区很窄,那么基区中复合的电子数量将很少,于是基极电流的 i_{B2} 部分也将远小于集电极电流。

2. 共射电流增益

在晶体管中,电子的流动速度以及所产生的集电极电流和基极电流,都是发射结电压的指数函数。这意味着集电极电流和基极电流是线性相关的,可以写为

$$\frac{i_C}{i_B} = \beta \quad (5.5)$$

即

$$i_B = I_{BO} e^{v_{BE}/V_T} = \frac{i_C}{\beta} = \frac{I_S}{\beta} e^{v_{BE}/V_T} \quad (5.6)$$

其中,参数 β 为共射电流增益^②,它是双极型晶体管的一个关键参数。在理想情况下,对于任何给定的晶体管, β 为恒定值。 β 值的范围通常为 $50 < \beta < 300$,但对于特殊的器件,它可能更大或更小。

β 值在很大程度上取决于晶体管的制造技术和加工精度。因此,不同种类的晶体管之间或给定类型的不同晶体管之间,比如分立元件 2N2222, β 值都将不同。在所有的例题和

^① 对双极型晶体管的更深入的物理研究表明,除了刚才提及的,还存在其他的电流成分。而这些额外的电流并不改变晶体管的基本性质,可以忽略不计。

^② 由于考虑晶体管偏置于正向放大模式,常常把共基电流增益和共射电流增益分别表示为 α_F 和 β_F ,为了简化符号,将这些参数简单定义为 α 和 β 。

习题中,通常假设 β 为常数。然而,认识到 β 值的大小会发生变化是很重要的。

图 5.6 给出位于电路中的一个 NPN 型双极型晶体管。由于发射极是公共连接点,所以这个电路称为共发射极结构。当晶体管偏置在正向放大模式时,发射结正向偏置而集电结反向偏置。利用 PN 结的折线化模型,假设发射结电压为 $V_{BE}(\text{on})$,即 PN 结的开启电压。由于 $V_{CC} = v_{CE} + i_C R_C$,电源电压必须足够大,以保证集电结反向偏置。基极电流由 V_{BB} 和 R_B 建立,相应的集电极电流为 $i_C = \beta i_B$ 。

如果令 $V_{BB} = 0$,则发射结将为零偏置,因而 $i_B = 0$,也就意味着 $i_C = 0$ 。这种情况称为截止。

3. 电流关系

如果将双极型晶体管看作单个节点,则根据基尔霍夫电流定律,有

$$i_E = i_C + i_B \quad (5.7)$$

如果晶体管偏置在正向放大模式,则

$$i_C = \beta i_B \quad (5.8)$$

将式(5.8)代入式(5.7),可得发射极电流和基极电流之间的关系为

$$i_E = (1 + \beta) i_B \quad (5.9)$$

由式(5.8)求解 i_B ,代入式(5.9),可得集电极电流和发射极电流之间的关系为

$$i_C = \left(\frac{\beta}{1 + \beta} \right) i_E \quad (5.10)$$

可以写成 $i_C = \alpha i_E$,于是

$$\alpha = \frac{\beta}{1 + \beta} \quad (5.11)$$

参数 α 称为共基电流增益,它通常略小于 1。可以看到,如果 $\beta = 100$,则 $\alpha = 0.99$,所以 α 确实很接近于 1。根据式(5.11),可以用共基电流增益来表示共射电流增益

$$\beta = \frac{\alpha}{1 - \alpha} \quad (5.12)$$

4. 晶体管工作原理小结

前面介绍了偏置在正向放大区的 NPN 型双极型晶体管的一阶工作模型。B-E 间的正向偏置电压 v_{BE} 产生了和它指数相关的由发射极流向基极的电子流,这些电子流扩散穿过基区并在集电区被收集。只要集电结反向偏置,集电极电流 i_C 就和 B-C 间电压无关,于是此时集电极表现为理想的电流源。集电极电流是发射极电流的 α 倍,基极电流是集电极电流的 $1/\beta$ 倍。如果 $\beta > 1$,则 $\alpha \approx 1$,且 $i_C \approx i_E$ 。

例题 5.1 给定基极电流和电流增益,计算集电极和发射极电流。假设共射电流增益 $\beta = 150$,基极电流 $i_B = 15 \mu\text{A}$ 。同时,假设晶体管偏置在正向放大模式。

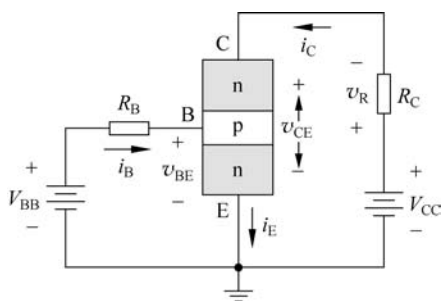


图 5.6 共发射极结构电路中的 NPN 型晶体管。给出晶体管偏置在正向放大模式时的电流方向和电压极性

解：集电极和基极电流之间的关系为

$$i_C = \beta i_B = (150)(15\mu\text{A}) \Rightarrow 2.25\text{mA}$$

由发射极和基极电流之间的关系可得

$$i_E = (1 + \beta) i_B = (151)(15\mu\text{A}) \Rightarrow 2.27\text{mA}$$

由式(5.11),共基电流增益为

$$\alpha = \frac{\beta}{1 + \beta} = \frac{150}{151} = 0.9934$$

点评：对于合理的 β 值,集电极和发射极电流几乎相等,且共基电流增益接近为 1。

练习题 5.1 一个 NPN 型晶体管偏置在正向放大区。基极电流 $I_B = 8.50\mu\text{A}$,发射极电流 $I_E = 1.20\text{mA}$ 。求解 β 、 α 和 I_C 。

答案： $\beta = 140.2$, $\alpha = 0.9929$, $I_C = 1.1915\text{mA}$ 。

5.1.3 PNP 型晶体管：正向放大工作模式

前面已经讨论了 NPN 型双极型晶体管的基本工作原理。与它互补的器件是 PNP 型晶体管。图 5.7 给出偏置在正向放大模式的 PNP 型晶体管中的空穴和电子流。由于发射结正向偏置,P 型的发射区相对于 N 型的基区为正,空穴从发射区流入基区,然后通过基区扩散到集电区。空穴的流动产生集电极电流。空穴的流动产生集电极电流。

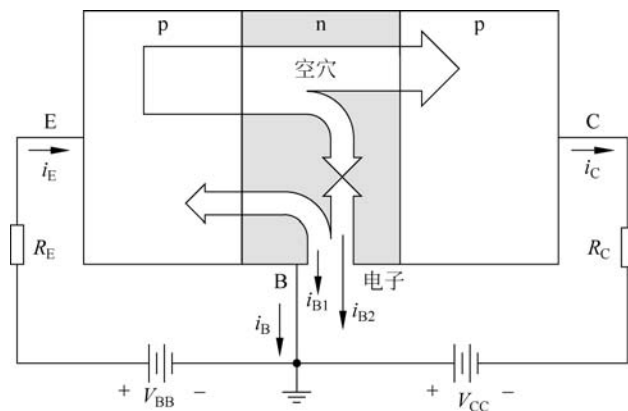


图 5.7 偏置在正向放大模式的 PNP 型双极型晶体管中的空穴和电子流。

发射极、基极以及集电极电流都和 e^{v_{EB}/V_T} 成正比

同样,由于发射结正向偏置,发射极电流是发射结电压的指数函数。注意发射极电流的方向和 B-E 间正向偏置电压的极性,可以写出

$$i_E = I_{EO} e^{v_{EB}/V_T} \quad (5.13)$$

其中, v_{EB} 为发射极和基极之间的电压,默认为发射极相对于基极为正。再次假设理想二极管方程中的 -1 项可以忽略。

集电极电流是 E-B 间电压的指数函数,其方向为流出集电极,它和 NPN 器件相反。可以写为

$$i_C = \alpha i_E = I_S e^{v_{EB}/V_T} \quad (5.14)$$

其中, α 为共基电流增益。

PNP 器件中的基极电流也是两部分之和: 第一部分为 i_{B1} , 它来自于正向偏置发射结中从基区流向发射区的电子流, 于是可以写为 $i_{B1} \propto \exp(v_{BE}/V_T)$ 。第二部分为 i_{B2} , 它来自于由基区提供的电子流, 它们用来替代从发射区注入基区后与少子空穴复合掉的电子。这部分电流和注入基区的空穴数量成比例, 有 $i_{B2} \propto \exp(v_{BE}/V_T)$ 。因此, 总的基极电流为 $i_B = i_{B1} + i_{B2} \propto \exp(v_{BE}/V_T)$ 。基极电流的方向为从基极流出。由于 PNP 型晶体管中总的基极电流是 E-B 间电压的指数函数, 可以写出

$$i_B = I_{BO} e^{v_{EB}/V_T} = \frac{i_C}{\beta} = \frac{I_S}{\beta} e^{v_{EB}/V_T} \quad (5.15)$$

其中, 参数 β 同样是 PNP 型双极型晶体管的共射电流增益。

PNP 型晶体管的各端子电流之间的关系和 NPN 型晶体管的情况完全相同, 下一节的表 5.1 将进行小结。同时, β 和 α 之间的关系也与式(5.11)及式(5.12)所给出的相同。

5.1.4 电路符号及规范

NPN 型双极型晶体管的框图和传统电路符号如图 5.8(a)和图 5.8(b)所示。电路符号中的箭头始终位于发射极, 它表示发射极电流的方向。对于 NPN 器件, 这个电流的方向为从发射极流出。PNP 型双极型晶体管的简化框图和传统电路符号如图 5.9(a)和图 5.9(b)所示。其中, 发射极上的箭头表示发射极电流的方向为从发射极流入。

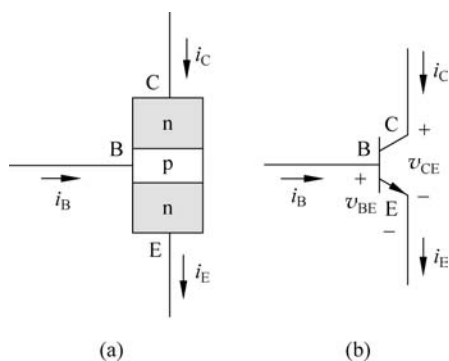


图 5.8 NPN 型双极型晶体管: (a) 简单框图; (b) 电路符号。箭头位于发射极, 表示发射极电流的方向(对于 NPN 器件, 电流方向为从发射极流出)

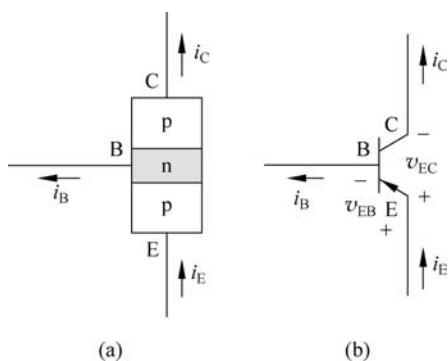


图 5.9 PNP 型双极型晶体管: (a) 简单框图; (b) 电路符号。箭头位于发射极, 表示发射极电流的方向(对于 PNP 器件, 电流方向为从发射极流入)

参考图 5.8(b)和图 5.9(b)中的 NPN 和 PNP 型晶体管的电路符号以及所给出的电流方向和电压极性, 可以总结出表 5.1 所示的电流-电压关系。

图 5.10(a)给出由 NPN 型晶体管组成的一个共射电路。图中包含晶体管电流、发射结(B-E)和集电极-发射极(C-E)电压。图 5.10(b)给出由 PNP 型双极型晶体管组成的共射电路。注意两个电路中电流方向和电压极性的不同。图 5.10(c)则给出 PNP 型晶体管构成的一种更为常用的电路, 这个电路允许使用正电源。

表 5.1 工作在放大区的双极型电流-电压关系小结

NPN	PNP
$i_C = I_S e^{v_{BE}/V_T}$	$i_C = I_S e^{v_{EB}/V_T}$
$i_E = \frac{i_C}{\alpha} = \frac{I_S}{\alpha} e^{v_{BE}/V_T}$	$i_E = \frac{i_C}{\alpha} = \frac{I_S}{\alpha} e^{v_{EB}/V_T}$
$i_B = \frac{i_C}{\beta} = \frac{I_S}{\beta} e^{v_{BE}/V_T}$	$i_B = \frac{i_C}{\beta} = \frac{I_S}{\beta} e^{v_{EB}/V_T}$
适用于两种晶体管	
$i_E = i_C + i_B$	$i_C = \beta i_B$
$i_E = (1 + \beta) i_B$	$i_C = \alpha i_E = \left(\frac{\beta}{1 + \beta}\right) i_E$
$\alpha = \frac{\beta}{1 + \beta}$	$\beta = \frac{\alpha}{1 - \alpha}$

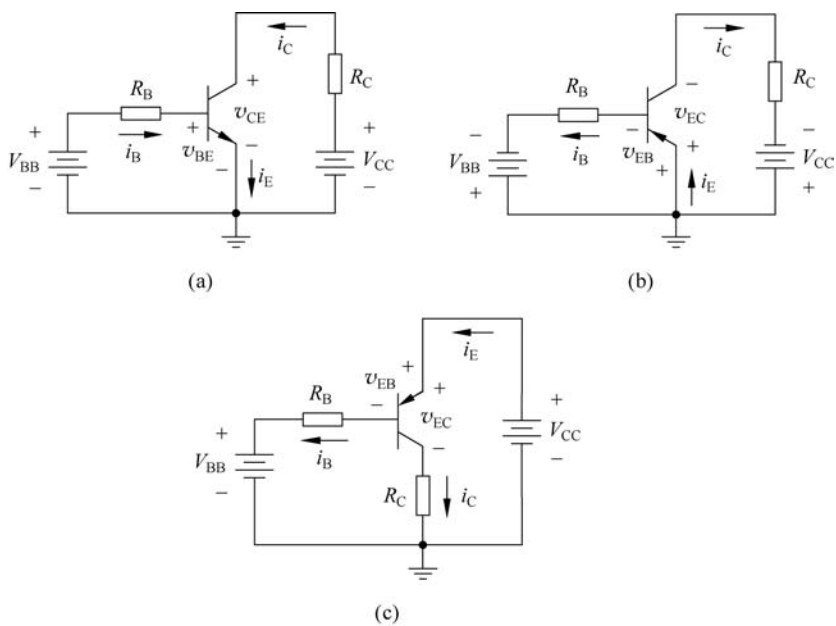


图 5.10 共射电路：(a) NPN 型晶体管；(b) PNP 型晶体管；(c) 带正电压源偏置的 PNP 型晶体管

理解测试题 5.1 ①两个晶体管的共射电流增益为 $\beta = 60$ 和 $\beta = 150$ ，求解相应的共基电流增益。②两个晶体管的共基电流增益为 $\alpha = 0.9820$ 和 $\alpha = 0.9925$ ，求解相应的共射电流增益。

答案：① $\alpha = 0.9836, \alpha = 0.9934$ ；② $\beta = 54.6, \beta = 132.3$ 。

理解测试题 5.2 NPN 型晶体管偏置在正向放大模式，基极电流 $I_B = 5.0 \mu A$ ，集电极电流 $I_C = 0.62 \text{ mA}$ 。求解 I_E, β 和 α 。

答案： $I_E = 0.625 \text{ mA}, \beta = 124, \alpha = 0.992$ 。

理解测试题 5.3 PNP 型晶体管偏置在正向放大模式，发射极电流 $I_E = 1.20 \text{ mA}$ 。晶体管的共基电流增益 $\alpha = 0.9915$ 。求解 β, I_B 和 I_C 。

答案: $\beta=117, I_B=10.2\mu\text{A}, I_C=1.19\text{mA}$ 。

5.1.5 电流-电压特性

图 5.11(a)和图 5.11(b)分别为 NPN 和 PNP 型双极型晶体管的共基电路结构。电流源提供发射极电流。如前所述,当集电结反向偏置时,集电极电流 i_C 几乎和 C-B 间电压无关。当集电结为正向偏置时,晶体管不再处于正向放大模式,集电极和发射极电流不再满足 $i_C=\alpha i_E$ 。

图 5.12 给出典型的共基电流-电压特性。当集电极-基极 PN 结反向偏置时,对于恒定的发射极电流,集电极电流的值几乎等于 i_E 。这些特性表明共基器件近似为一个理想的恒流源。

如图 5.11 所示,通过改变 V^+ 电压或 V^- 电压,可以改变 C-B 间电压。当集电结变为正向偏置,且偏置在 $0.2\sim 0.3\text{V}$ 之间时,集电极电流 i_C 仍然基本上等于 i_E 。此时,晶体管仍基本上偏置在正向放大模式。然而,随着 C-B 间正向偏置电压的增加,集电极和发射极电流之间的关系不再为线性关系,且集电极电流迅速下降为零。

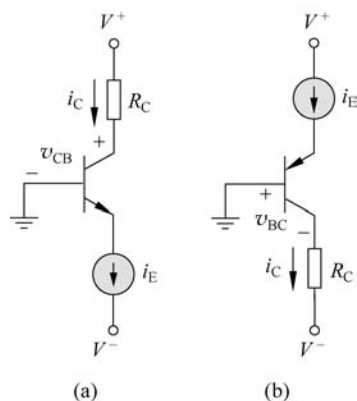


图 5.11 带恒流源偏置的共基电路结构: (a) NPN 型晶体管; (b) PNP 型晶体管

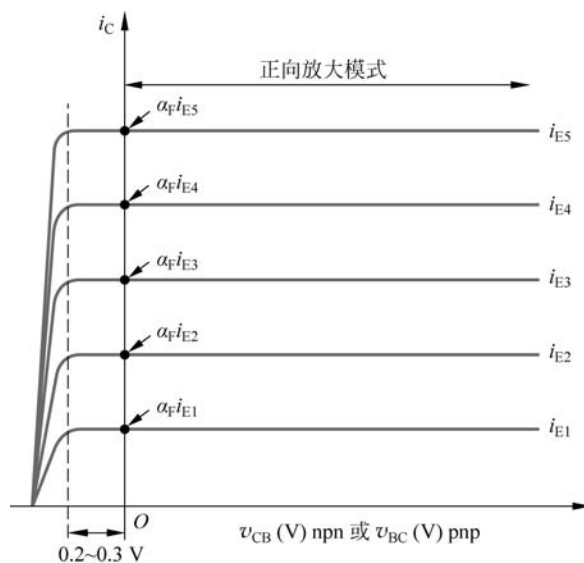


图 5.12 共基电路的晶体管电流-电压特性

共射电路结构给出一组略有不同的电流-电压特性,如图 5.13 所示。在这些曲线中,针对不同的基极电流,画出了集电极电流随集电极-发射极间电压的变化关系。这些曲线由图 5.10 所示的共射电路产生。在该电路中, V_{BB} 电压源给发射结提供正向偏置,并控制基极电流 i_B 。通过改变 V_{CC} ,可以改变 C-E 间电压。

在 NPN 器件中,为了使晶体管偏置在正向放大模式,集电结必须为零偏或反偏,这意

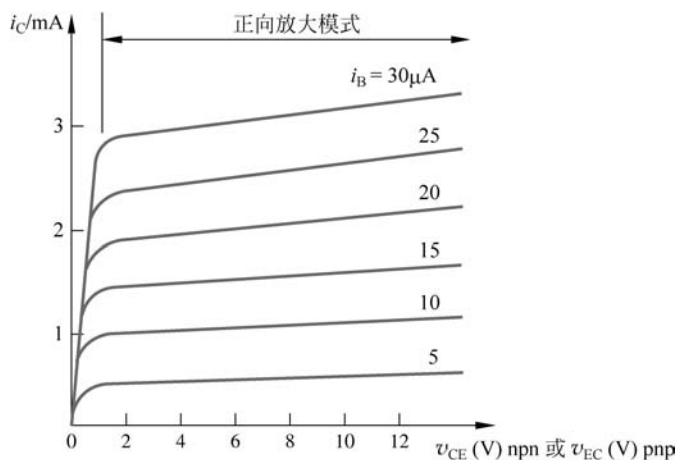
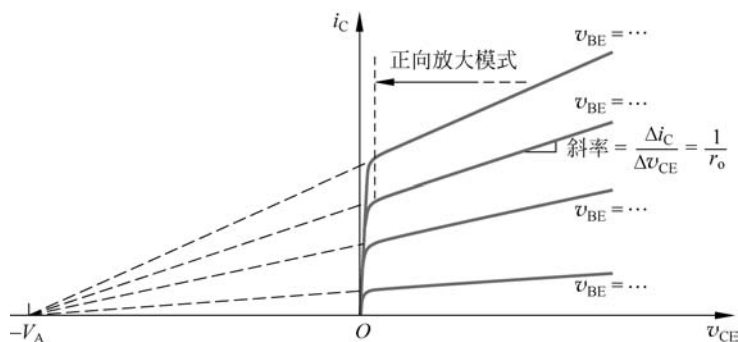


图 5.13 共射电路的晶体管电流-电压特性

意味着 V_{CE} 必须大于约 $V_{BE(on)}$ ^①。当 $V_{CE} > V_{BE(on)}$ 时, 曲线存在有限斜率。而如果 $V_{CE} < V_{BE(on)}$, 则集电结变为正向偏置, 晶体管不再处于正向放大模式, 集电极电流将迅速下降为零。

图 5.14 给出在一组恒定的发射结电压下, 电流-电压特性的夸张视图。在正向放大模式下, 图中的曲线相对于 C-E 间电压在理论上是线性的。这些特性曲线中的斜率是由于一种称为基区宽度调制的效应。这种效应由 J. M. Early 首先进行分析, 通常将这种现象称为厄尔利效应。当曲线被反相延长到零电流点时, 它们交于负电压轴上的一点 $v_{CE} = -V_A$ 。电压 V_A 是一个正值, 称为厄尔利电压。 V_A 的典型值在 $50V < V_A < 300V$ 的范围。对于 PNP 型晶体管, 除了电压轴为 v_{EC} , 也存在相同的效应。

图 5.14 共射电路的电流-电压特性, 标示出厄尔利电压和晶体管的有限输出电阻 r_o 。

在 NPN 型晶体管中, 对于给定的 v_{BE} 值, 当 v_{CE} 增加时, 集电结上的反向偏置电压增加, 这意味着 B-C 空间电荷区的宽度也会增加。进而, 中性基区的宽度 W (见图 5.4) 减小。基区宽度的减小导致少子浓度梯度变大, 它使得通过基区的扩散电流增大。于是, 集电极电

① 如图 5.12 所示, 即使当集电结处于正向偏置时, 集电极电流基本上等于发射极电流, 当集电结为零偏或反偏时, 称晶体管偏置在正向放大模式。

流随着 C-E 间电压的增加而增加。

在正向放大模式下, i_C 相对于 v_{CE} 的线性关系可以描述为

$$i_C = I_S (e^{v_{BE}/V_T}) \cdot \left(1 + \frac{v_{CE}}{V_A}\right) \quad (5.16)$$

其中假设 I_S 恒定。

在图 5.14 中, 曲线的非零斜率表明从集电极往里看的输出电阻是有限值。这个输出电阻可由下式求得, 即

$$\frac{1}{r_o} = \left. \frac{\partial i_C}{\partial v_{CE}} \right|_{v_{BE}=\text{常数}} \quad (5.17)$$

应用式(5.16), 可以证明

$$r_o \approx \frac{V_A}{I_C} \quad (5.18)$$

其中, I_C 是当 v_{BE} 为常数且 v_{CE} 与 V_A 相比较小时的静态集电极电流。

大多数情况下, i_C 与 v_{CE} 的相关性并不是晶体管电路的直流分析和设计的关键。然而, 有限输出电阻 r_o 可能会大大影响这类电路的放大特性, 这种影响将在本教材第 6 章进行更为严密的分析。

理解测试题 5.4 在 $I_C = 0.8\text{mA}$ 时, 双极型晶体管的输出电阻 $r_o = 225\text{k}\Omega$ 。①求解厄尔利电压。②利用①的结果, 求解 $I_C = 0.08\text{mA}$ 及 $I_C = 8\text{mA}$ 时的 r_o 。

答案: ① $V_A = 180\text{V}$; ② $r_o = 2.25\text{M}\Omega$; $r_o = 22.5\text{k}\Omega$ 。

理解测试题 5.5 假设在 $V_{CE} = 1\text{V}$ 时 $I_C = 1\text{mA}$, 且 V_{BE} 保持恒定。对于① $V_A = 75\text{V}$ 和② $V_A = 150\text{V}$, 求解 $V_{CE} = 10\text{V}$ 时的 I_C 。

答案: ① $I_C = 1.12\text{mA}$, ② $I_C = 1.06\text{mA}$ 。

5.1.6 非理想晶体管的漏电流和击穿电压

在前面讨论双极型晶体管的电流-电压特性时, 忽略了两个问题: 反向偏置 PN 结中的漏电流和击穿电压效应。

1. 漏电流

在图 5.11 所示的共基电路中, 如果令电流源 $i_E = 0$, 则晶体管将截止, 但是集电结仍为反向偏置。在这些结中存在反向偏置漏电流, 这个电流对应于第 1 章中所讲的二极管反向偏置饱和电流。这些反向偏置漏电流的方向和集电极电流的方向相同。 I_{CBO} 表示共基结构中的集电极漏电流, 它是发射极开路时的集电极-基极漏电流。该漏电流如图 5.15(a) 所示。

当基极开路时, 在发射极和集电极之间可能存在另一个漏电流。图 5.15(b) 所示为基极开路 ($i_B = 0$) 的 NPN 型晶体管框图。电流 I_{CBO} 为通常情况下反向偏置集电结中的漏电流。这个电流分量导致基极电位增加, 进而使发射结正向偏置, 并产生 B-E 电流 I_{CEO} 。电流 αI_{CEO} 为常规的由发射极电流 I_{CEO} 引起的集电极电流。可以写为

$$I_{CEO} = \alpha I_{CEO} + I_{CBO} \quad (5.19a)$$

即

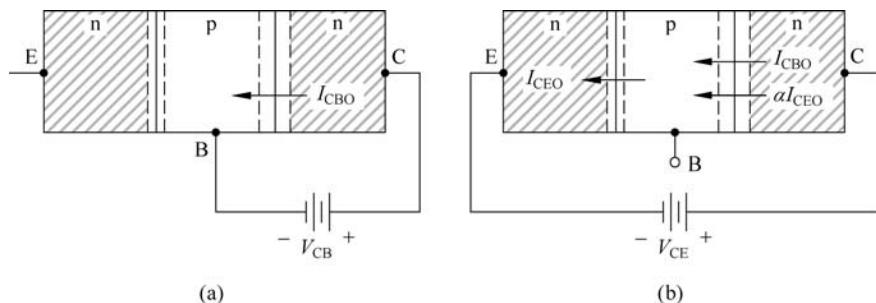


图 5.15 NPN 型晶体管框图：(a) 发射极开路，标示出结漏电流 I_{CBO} ；(b) 基极开路，标示出漏电流 I_{CEO}

$$I_{CEO} = \frac{I_{CBO}}{1 - \alpha} \approx \beta I_{CBO} \quad (5.19b)$$

上述关系表明基极开路时将产生和射极开路不同的特性。

当晶体管偏置在正向放大模式时，仍然存在各种漏电流。共射电路的电流-电压特性如图 5.16 所示，其中包含了漏电流。例如，可以定义直流 β 即直流共射电流增益为

$$\beta_{dc} = \frac{I_{C2}}{I_{B2}} \quad (5.20)$$

其中，集电极电流 I_{C2} 包含如图所示的漏电流。交流 β 定义为

$$\beta_{ac} = \frac{\Delta I_C}{\Delta I_B |_{V_{CE} = \text{常数}}} \quad (5.21)$$

β 的这个定义不包含如图所示的漏电流。

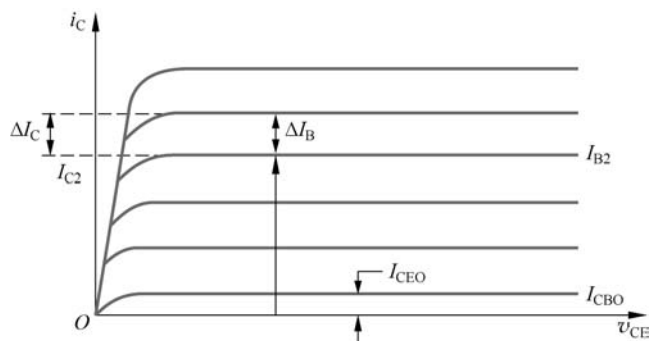


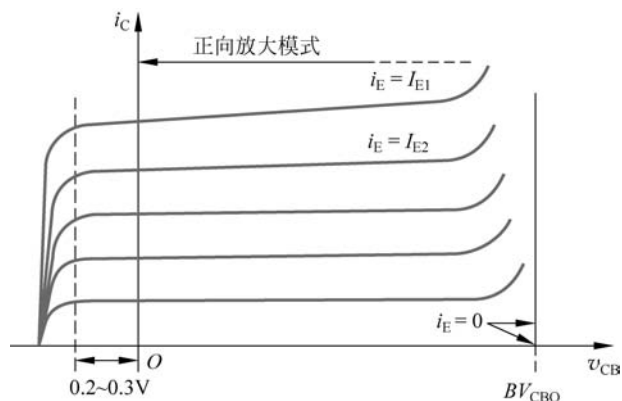
图 5.16 共射电路的晶体管电流-电压特性，包含漏电流。根据这些特性可以求得晶体管的直流 β 和交流 β 。假设这一组曲线的厄尔利电压 $V_A = \infty$

如果忽略漏电流，这两个 β 值相等。在本教材余下部分，将假设漏电流可以忽略，且如前面所定义，简单用 β 来表示。

2. 击穿电压：共基特性

图 5.12 所示的共基电流-电压特性是理想特性，未给出击穿情况。图 5.17 给出考虑击穿电压的 i_C-v_{CB} 特性。

考虑 $i_E = 0$ (发射极开路) 时的曲线。集电结击穿电压表示为 BV_{CBO} 。这是一个简化


 图 5.17 共基 i_C - v_{CB} 特性, 标示出集电结击穿

图, 图中标示出在 BV_{CBO} 处突然发生击穿的情况。对于 $i_E > 0$ 时的曲线, 击穿实际上发生得更早一些, 流过 PN 结的载流子在更低的电压时引发雪崩击穿过程。

3. 击穿电压: 共射特性

图 5.18 给出 NPN 型晶体管在不同的基极电流下的 i_C - v_{CE} 特性, 以及理想的击穿电压 BV_{CEO} 。 BV_{CEO} 的值比 BV_{CBO} 小, 这是因为 BV_{CEO} 包含了晶体管放大作用的影响, 而 BV_{CBO} 则没有。在漏电流 I_{CEO} 中也可观察到同样的影响。

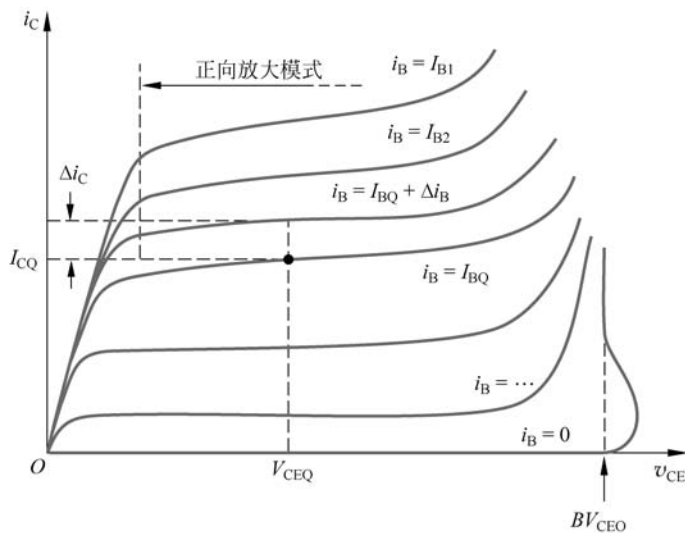


图 5.18 共射电路的特性, 标示出击穿效应

两种电路的击穿电压特性也不相同。基极开路的击穿电压由下式给出,

$$BV_{CEO} = \frac{BV_{CBO}}{\sqrt[n]{\beta}} \quad (5.22)$$

其中, n 为经验常数, 通常取 3~6。

例题 5.2 计算基极开路连接下的晶体管击穿电压。假设晶体管的电流增益 $\beta = 100$,

集电结的击穿电压 $BV_{\text{CBO}} = 120\text{V}$ 。

解：如果假设经验常数 $n=3$ ，则有

$$BV_{\text{CEO}} = \frac{BV_{\text{CBO}}}{\sqrt[n]{\beta}} = \frac{120}{\sqrt[3]{100}} = 25.9\text{V}$$

点评：基极开路时的击穿电压远小于集电结的击穿电压。这代表在所有电路设计中都必须考虑的最坏情况。

设计指南：设计者必须清楚电路中使用的具体晶体管的击穿电压，因为它将作为电路中可以使用的直流偏置电压大小的限制因素。

练习题 5.2 发射极开路的击穿电压 $BV_{\text{CBO}} = 200\text{V}$ ，电流增益 $\beta = 120$ ，取经验常数 $n=3$ 。求解 BV_{CEO} 。

答案：40.5V。

如果在发射结上加反向偏置电压，发射结也会产生击穿。结击穿电压随着掺杂浓度的增加而减小。由于发射区的掺杂浓度通常比集电区大得多，发射结的击穿电压通常比集电结的击穿电压小得多。典型的发射结击穿电压值为 $6\sim 8\text{V}$ 。

理解测试题 5.6 某晶体管电路所需的最小基极开路击穿电压为 $BV_{\text{CEO}} = 30\text{V}$ 。如果 $\beta = 100$ ， $n=3$ ，求解所需的最小 BV_{CBO} 值。

答案：139V。

5.2 晶体管电路的直流分析

目标：理解并熟悉双极型晶体管电路的直流分析和设计方法。

前面已经分析了双极型晶体管的基本特性和性质，现在开始分析和设计双极型晶体管电路的直流偏置。这一章余下部分的主要目的是逐步熟悉和掌握双极型晶体管和晶体管电路。晶体管的直流偏置是本章的核心内容，它是下一章的核心内容双极型放大电路设计的重要部分。

PN 结的折线化模型可以用于双极型晶体管电路的直流分析。首先分析共射电路，并介绍该电路的负载线，然后再研究其他双极型晶体管电路的直流分析。由于线性放大电路中的晶体管必须偏置在正向放大模式，本节主要强调晶体管偏置在该模式时的电路分析和设计。

5.2.1 共射电路

一种基本的晶体管电路称为共射电路。图 5.19(a) 给出共射电路的一个例子。显然，发射极处于地电位。这种电路结构将会出现在第 6 章将要讨论的很多放大电路中。

图 5.19(a) 给出 NPN 型晶体管共射电路，图 5.19(b) 给出其直流等效电路。这里假设发射结正向偏置，所以结压降为开启电压 $V_{\text{BE(on)}}$ 。当晶体管偏置在正向放大模式时，集电极电流表现为受控电流源，它是基极电流的函数。此时忽略反偏结的漏电流和厄尔利电压效应。在以下电路中，将考虑直流电流和电压，所以将使用这些参数的直流符号。

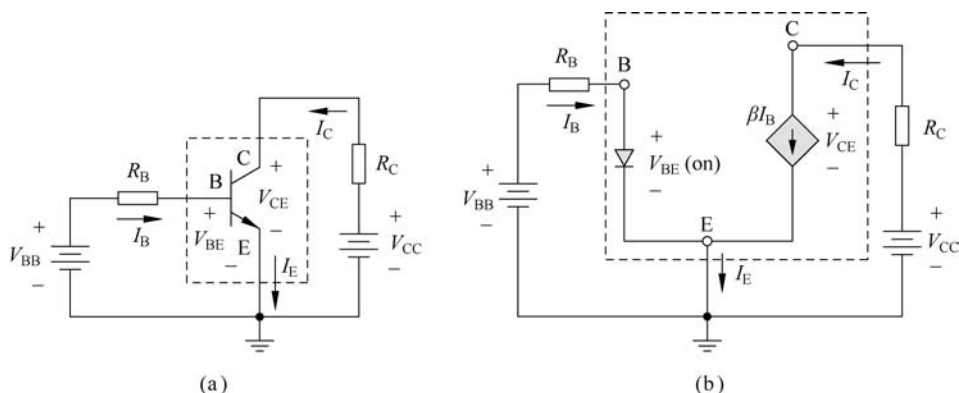


图 5.19 (a) NPN 型晶体管共射电路; (b) 直流等效电路。虚线框内为晶体管的折线化参数等效电路

基极电流为

$$I_B = \frac{V_{BB} - V_{BE(on)}}{R_B} \quad (5.23)$$

式(5.23)隐含表示 $V_{BB} > V_{BE(on)}$, 这意味着 $I_B > 0$ 。当 $V_{BB} < V_{BE(on)}$ 时, 晶体管截止, $I_B = 0$ 。

在电路的集电极-发射极部分, 可以写出

$$I_C = \beta I_B \quad (5.24)$$

和

$$V_{CC} = I_C R_C + V_{CE} \quad (5.25a)$$

即

$$V_{CE} = V_{CC} - I_C R_C \quad (5.25b)$$

在式(5.25(b))中, 也隐含假设 $V_{CE} > V_{BE(on)}$, 这意味着集电结反偏, 且晶体管偏置在正向放大模式。

观察图 5.19(b), 可以看出, 晶体管上的耗散功率为

$$P_T = I_B V_{BE(on)} + I_C V_{CE} \quad (5.26a)$$

在大多数情况下, $I_C > I_B$ 且 $V_{CE} > V_{BE(on)}$, 因此晶体管的耗散功率可以初步近似为

$$P_T \approx I_C V_{CE} \quad (5.26b)$$

如果晶体管偏置在饱和模式, 则此近似不再成立(稍后讨论)。

例题 5.3 计算共射电路的基极、集电极和发射极电流以及 C-E 间电压。计算晶体管的功率损耗。图 5.19(a)所示的电路参数为 $V_{BB} = 4V$, $R_B = 220k\Omega$, $R_C = 2k\Omega$, $V_{CC} = 10V$, $V_{BE(on)} = 0.7V$ 和 $\beta = 200$ 。图 5.20(a)的电路中, 没有明确标出电压源。

解: 由图 5.20(b), 可得基极电流为

$$I_B = \frac{V_{BB} - V_{BE(on)}}{R_B} = \frac{4 - 0.7}{220} \Rightarrow 15\mu A$$

集电极电流为

$$I_C = \beta I_B = 200 \times 15\mu A \Rightarrow 3mA$$

发射极电流为

$$I_E = (1 + \beta) \cdot I_B = 201 \times 15\mu A \Rightarrow 3.02mA$$

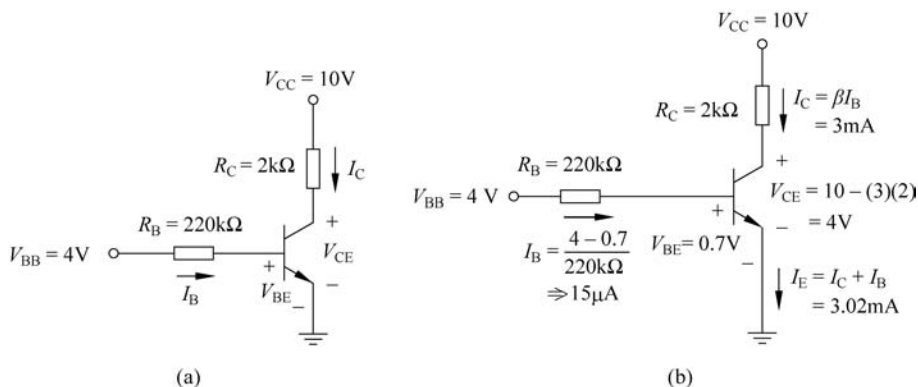


图 5.20 例题 5.3 的电路: (a) 电路; (b) 标出电流和电压值的电路

由式(5.25(b)), 集电极-发射极间电压为

$$V_{CE} = V_{CC} - I_C R_C = 10 - 3 \times 2 = 4\text{V}$$

晶体管上的功耗为

$$P_T = I_B V_{BE(\text{on})} + I_C V_{CE} = 0.015 \times 0.7 + 3 \times 4 \approx I_C V_{CE}$$

即

$$P_T \approx 12\text{mW}$$

点评: 由于 $V_{BB} > V_{BE(\text{on})}$ 且 $V_{CE} > V_{BE(\text{on})}$, 晶体管确实偏置在正向放大模式。需要注意的是, 在实际电路中, 发射结上的电压可能和折线化近似中的假设不同, 并不是准确的 0.7V 。这可能导致电流和电压的计算值与测量值之间存在微小误差。还需要注意的是, 如果求出 I_E 和 I_C 之间的差值, 也就是基极电流, 可得 $I_B = 20\mu\text{A}$ 而不是 $15\mu\text{A}$ 。这个差异是由发射极电流的舍入误差引起的。

练习题 5.3 图 5.20(a) 中的电路元件改为 $V_{CC} = 3.3\text{V}$, $V_{BB} = 2\text{V}$, $R_C = 3.2\text{k}\Omega$, $R_B = 430\text{k}\Omega$ 。晶体管的参数为 $\beta = 150$ 和 $V_{BE} = 0.7\text{V}$ 。计算 I_B 、 I_C 、 V_{CE} 以及晶体管中的功率损耗。

答案: $I_B = 3.02\mu\text{A}$, $I_C = 0.453\text{mA}$, $V_{CE} = 1.85\text{V}$, $P = 0.838\text{mW}$ 。

图 5.21(a) 给出 PNP 型双极型晶体管共射电路, 图 5.21(b) 给出直流等效电路。在这个电路中, 发射极处于地电位, 这意味着电源电压 V_{BB} 和 V_{CC} 的极性必须和 NPN 电路的相反。分析过程与前面的完全相同, 可以写出

$$I_B = \frac{V_{BB} - V_{EB(\text{on})}}{R_B} \quad (5.27)$$

$$I_C = \beta I_B \quad (5.28)$$

和

$$V_{EC} = V_{CC} - I_C R_C \quad (5.29)$$

可以看出, 如果正确定义电流方向和电压极性, 则共射电路中 PNP 型双极型晶体管的式(5.27)、式(5.28)以及式(5.29), 和 NPN 型双极型晶体管的式(5.23)、式(5.24)以及式(5.25b)完全相同。

在很多情况下, 电路中的 PNP 型双极型晶体管将被重新放置, 以便可以使用正电源而

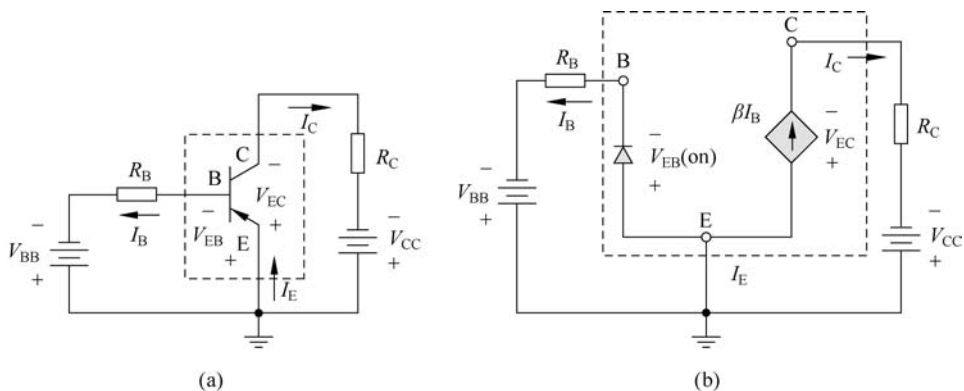


图 5.21 (a) PNP 型晶体管共射电路; (b) 直流等效电路。图中虚线框内为晶体管的折线化参数等效电路

不是负电源。在下面的例题中将会看到这一点。

例题 5.4 分析 PNP 型晶体管共射电路。图 5.22(a)所示电路的参数为 $V_{BB} = 1.5\text{V}$, $R_B = 580\text{k}\Omega$, $V^+ = 5\text{V}$, $V_{EB(\text{on})} = 0.6\text{V}$ 和 $\beta = 100$ 。求解 I_B 、 I_C 、 I_E 和 R_C , 使得 $V_{EC} = \left(\frac{1}{2}\right)V^+$ 。

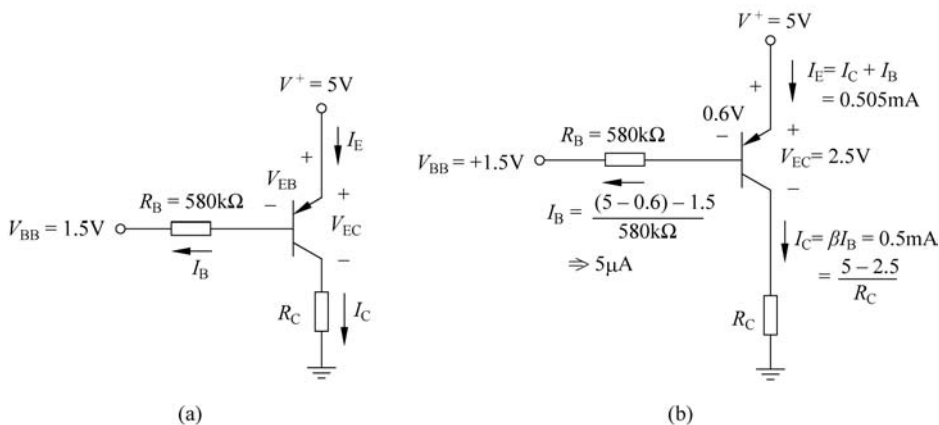


图 5.22 例题 5.4 的电路: (a) 电路; (b) 出电流和电压值的电路

解: 写出 E-B 回路的基尔霍夫电压方程, 可以求得基极电流为

$$I_B = \frac{V^+ - V_{EB(\text{on})} - V_{BB}}{R_B} = \frac{5 - 0.6 - 1.5}{580} \Rightarrow 5\mu\text{A}$$

集电极电流为

$$I_C = \beta I_B = 100 \times 5\mu\text{A} \Rightarrow 0.5\text{mA}$$

发射极电流为

$$I_E = (1 + \beta) I_B = 101 \times 5\mu\text{A} \Rightarrow 0.505\text{mA}$$

C-E 间电压为 $V_{EC} = \frac{1}{2}V^+ = 2.5\text{V}$ 时, R_C 为

$$R_C = \frac{V^+ - V_{EC}}{I_C} = \frac{5 - 2.5}{0.5} = 5\text{k}\Omega$$

点评: 在这个例子中,电压 V^+ 和 V_{BB} 之差大于晶体管的开启电压,即 $(V^+ - V_{BB}) > V_{EB}(\text{on})$ 。同时,由于 $V_{EC} > V_{EB}(\text{on})$,PNP 型双极型晶体管偏置在正向放大模式。

讨论: 在这个例子中,发射结开启电压取 $V_{EB}(\text{on}) = 0.6\text{V}$,而之前使用的开启电压值为 0.7V 。必须牢记,开启电压只是一个近似值,实际的发射结电压将取决于所使用的晶体管类型和电流的大小。在大多数情况下,选择 0.6V 或者 0.7V 的差异很小。然而,大多数人习惯使用 0.7V 这个值。

练习题 5.4 图 5.22(a) 所示电路的参数为 $V^+ = 3.3\text{V}$, $V_{BB} = 1.2\text{V}$ 和 $R_B = 400\text{k}\Omega$, $R_C = 5.25\text{k}\Omega$ 。晶体管的参数为 $\beta = 80$, $V_{EB}(\text{on}) = 0.7\text{V}$ 。求解 I_B 、 I_C 和 V_{EC} 。

答案: $I_B = 3.5\mu\text{A}$, $I_C = 0.28\text{mA}$, $V_{EC} = 1.83\text{V}$ 。

如图 5.19(b) 和图 5.21(b) 给出的直流等效电路,在晶体管电路的初始分析中很有用。而从现在开始,将不再明确地画出这个等效电路,而只是简单利用图 5.20 和图 5.22 中的晶体管电路符号来分析直流电路。

计算机分析题 5.1 ① 利用 PSpice 分析,验证例题 5.3 的结果。使用标准晶体管。② 对于 $R_B = 180\text{k}\Omega$,重复以上的分析过程。③ 对于 $R_B = 260\text{k}\Omega$,重复以上的分析过程。对于电阻 R_B 限制基极电流,有什么结论?

5.2.2 负载线和工作模式

负载线有助于使晶体管电路的特性可视化。对于图 5.20(a) 所示的共射电路,可以对电路的 B-E 和 C-E 两部分应用图解法。图 5.23(a) 给出发射结的折线化特性和输入负载线。输入负载线可由 B-E 回路的基尔霍夫电压方程求得,写为

$$I_B = \frac{V_{BB}}{R_B} - \frac{V_{BE}}{R_B} \quad (5.30)$$

当 V_{BB} 和 R_B 中的一个或两个都发生变化时,负载线和静态基极电流发生变化。图 5.23(a) 给出的负载线和第 1 章中所给出的二极管电路的负载线基本上相同。

对于图 5.20(a) 所示电路的 C-E 部分,通过写出 C-E 回路的基尔霍夫电压方程可以求得电路负载线。可得

$$V_{CE} = V_{CC} - I_C R_C \quad (5.31a)$$

还可以写为下面的形式,即

$$I_C = \frac{V_{CC}}{R_C} - \frac{V_{CE}}{R_C} = 5 - \frac{V_{CE}}{2} \text{mA} \quad (5.31b)$$

式(5.31b)为负载线方程,给出集电极电流和集电极-发射极间电压之间的线性关系。由于考虑的是晶体管电路的直流分析,这个关系表示直流负载线。交流负载线将在下一章进行介绍。

图 5.23(b) 给出例题 5.3 的晶体管特性,在晶体管特性上叠加了负载线。通过令 $I_C = 0$,得出 $V_{CE} = V_{CC} = 10\text{V}$; 令 $V_{CE} = 0$,得出 $I_C = V_{CC}/R_C = 5\text{mA}$,即可得到负载线的两个端点。

晶体管的静态工作点,或 Q 点,由集电极直流电流和集电极-发射极间电压给出。Q 点

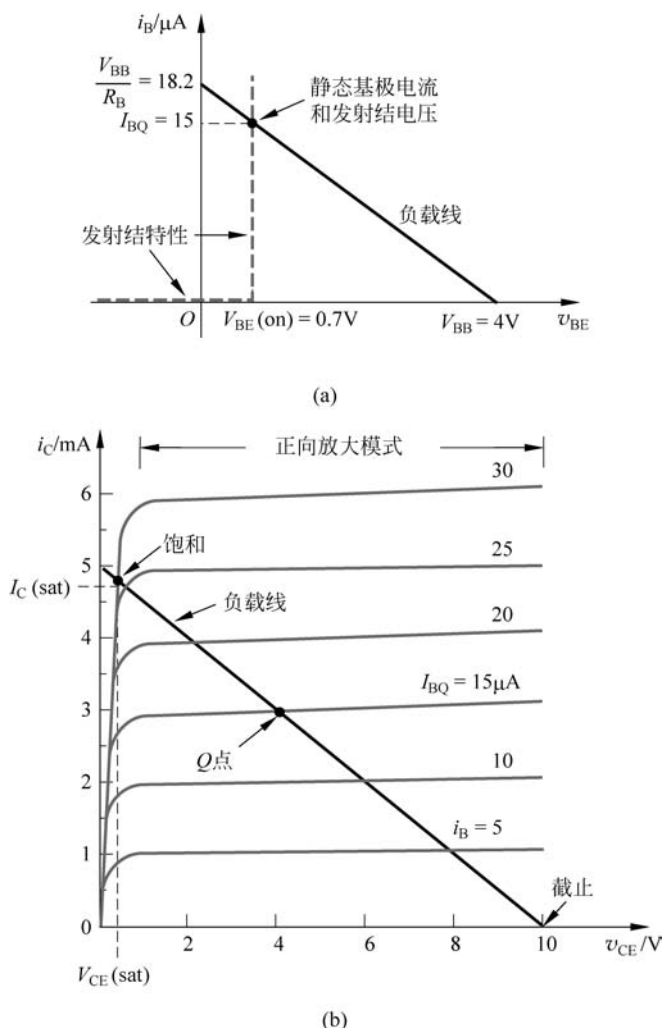


图 5.23 (a) 发射结折线化 $i-v$ 特性和输入负载线; (b) 例题 5.3(图 5.20)所示电路的共射晶体管特性和集电极-发射极负载线, 标出 Q 点

是负载线和合适基极电流下的 I_C-V_{CE} 曲线的交点。Q 点也是两个表达式的公共解。负载线有助于晶体管偏置点的可视化。图中所示为例题 5.3 晶体管的 Q 点。

如前所述, 如果基极电路的电源电压小于开启电压, 则 $V_{BB} < V_{BE(on)}$, $I_B = I_C = 0$, 晶体管处于截止模式。在此模式下, 若忽略漏电流, 晶体管所有的电流均为零。对于图 5.20(a) 所示的电路, $V_{CE} = V_{CC} = 10V$ 。

随着 V_{BB} 的增加 ($V_{BB} > V_{BE(on)}$), 基极电流 I_B 增加, 且 Q 点沿着负载线上移。当 I_B 继续增加时, 达到一点, 此时集电极电流 I_C 不再增加。在该点, 晶体管偏置于饱和模式; 也即晶体管处于饱和区。集电结变为正向偏置, 集电极和基极电流之间的关系不再为线性。饱和区的晶体管 C-E 间电压 $V_{CE(sat)}$ 小于发射结的开启电压。正向偏置的集电结电压总是小于正向偏置的发射结电压, 因此处于饱和区的 C-E 间电压是一个较小的正值。 $V_{CE(sat)}$ 的典型值为 $0.1 \sim 0.3V$ 。

例题 5.5 计算晶体管进入饱和区时电路中的电流和电压。图 5.24 所示的电路中, 晶

体管的参数为 $\beta=100$ 和 $V_{BE(ON)}=0.7V$ 。当晶体管偏置在饱和区时,假设 $V_{CE(sat)}=0.2V$ 。

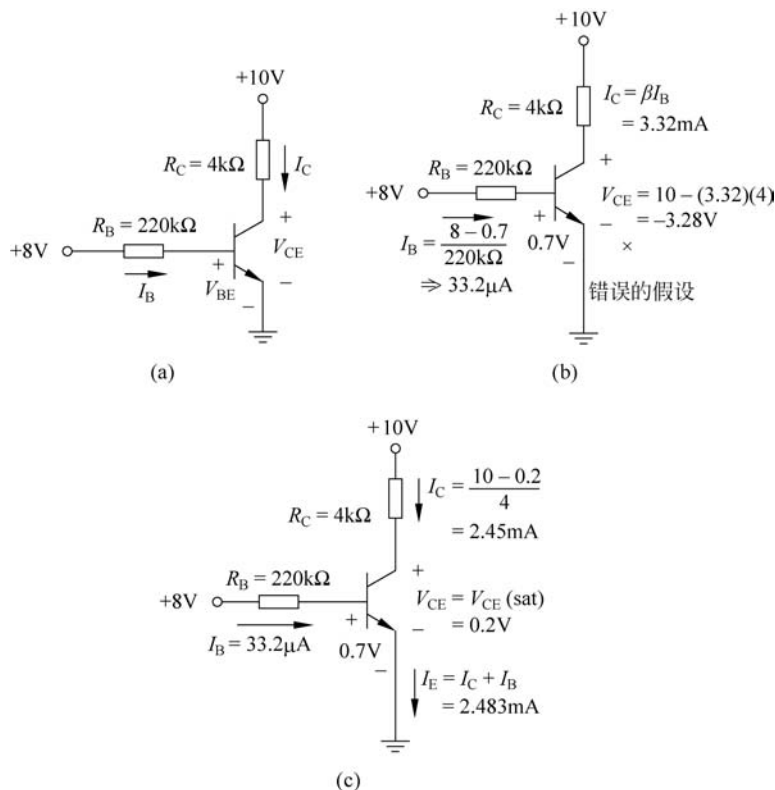


图 5.24 例题 5.5 的电路: (a) 电路; (b) 标出电流和电压值的电路, 假设晶体管偏置在正向放大模式(错误的假设); (c) 标出电流和电压值的电路, 假设晶体管偏置在饱和模式(正确的假设)

解: 由于 R_B 的输入端加了 $+8V$ 的电压, 发射结必然正向偏置, 所以晶体管开启。基极电流为

$$I_B = \frac{V_{BB} - V_{BE(ON)}}{R_B} = \frac{8 - 0.7}{220} \Rightarrow 33.2\mu A$$

如果先假设晶体管偏置在放大区, 那么集电极电流为

$$I_C = \beta I_B = 100 \times 33.2\mu A \Rightarrow 3.32mA$$

于是, 集电极-发射极间电压为

$$V_{CE} = V_{CC} - I_C R_C = 10 - 3.32 \times 4 = -3.28V$$

然而, 图 5.24(a) 所示的共射电路中, NPN 型晶体管的集电极-发射极间电压不可能为负值。因此, 前面关于晶体管偏置在正向放大模式的假设是不正确的。相反, 晶体管必定偏置在饱和模式。

根据“目标”中的陈述, 令 $V_{CE(sat)}=0.2V$ 。则集电极电流为

$$I_C = I_{C(sat)} = \frac{V_{CC} - V_{CE(sat)}}{R_C} = \frac{10 - 0.2}{4} = 2.45mA$$

假设发射结电压仍为 $V_{BE(ON)}=0.7V$, 如前所得, 基极电流 $I_B=33.2\mu A$ 。如果取集电

极电流和基极电流之比,则有

$$\frac{I_C}{I_B} = \frac{2.45}{0.0332} = 74 < \beta$$

发射极电流为

$$I_E = I_C + I_B = 2.45 + 0.033 = 2.48 \text{ mA}$$

晶体管上损耗的功率为

$$P_T = I_B V_{BE(\text{on})} + I_C V_{CE} = 0.0332 \times 0.7 + 2.45 \times 0.2$$

即

$$P_T = 0.513 \text{ mW}$$

点评: 当晶体管进入饱和时,使用 $V_{CE(\text{sat})}$ 作为另一个折线化参数。此外,当晶体管偏置在饱和模式时,有 $I_C < \beta I_B$ 。经常使用这个条件来证明晶体管确实偏置在饱和模式。

练习题 5.5 观察图 5.22(a) 中的 PNP 电路。假设晶体管的参数为 $V_{EB(\text{on})} = 0.7 \text{ V}$, $V_{EC(\text{sat})} = 0.2 \text{ V}$ 和 $\beta = 110$ 。假设电路的参数为 $V^+ = 3.3 \text{ V}$, $R_C = 5 \text{ k}\Omega$ 和 $R_B = 150 \text{ k}\Omega$ 。对于 ① $V_{BB} = 2 \text{ V}$; ② $V_{BB} = 1 \text{ V}$, 计算 I_B 、 I_C 和 V_{EC} 。

答案: ① $I_B = 4 \mu\text{A}$, $I_C = 0.44 \text{ mA}$, $V_{EC} = 1.1 \text{ V}$; ② $I_B = 10.7 \mu\text{A}$, $I_C = 0.62 \text{ mA}$, $V_{EC} = 0.2 \text{ V}$ 。

解题技巧: 双极型晶体管的直流分析,在双极型晶体管电路的直流响应分析中,需要知道晶体管的工作模式。在某些情况下,晶体管的工作模式不是很明显,这就意味着不得不先猜测晶体管的状态,然后通过分析电路来确定结果是否符合最初的猜测。为了这么做,可以

(1) 假设晶体管偏置在正向放大模式,此时有 $V_{BE} = V_{BE(\text{on})}$, $I_B > 0$ 和 $I_C = \beta I_B$ 。

(2) 在此假设下,分析“线性”电路。

(3) 确定相应的晶体管状态。如果最初假设的参数值和 $V_{CE} > V_{CE(\text{sat})}$ 都成立,则最初的假设是正确的。而如果计算结果表明 $I_B < 0$,则晶体管可能截止;如果计算结果表明 $V_{CE} < 0$,则晶体管可能偏置在饱和模式。

(4) 如果最初的假设被证明不正确,则必须再作新的假设,并再次分析新的“线性”电路。于是必须重复第 3 步。

由于晶体管是偏置在正向放大模式还是饱和模式并不总是很明显,这就需要首先根据经验对晶体管的工作状态作有根据的假设,然后验证之前的假设。这和多二极管电路的分析过程类似。例如,在例题 5.5 中,假设为正向放大模式,然后进行分析,结果表明 $V_{CE} < 0$ 。但是对于共射结构中的 NPN 型晶体管, V_{CE} 的值不可能为负。因此之前的假设不成立,晶体管偏置在饱和模式。利用例题 5.5 的结果,还可以看出,当晶体管偏置在饱和模式时, I_C 和 I_B 的比值总是小于 β ,即

$$I_C / I_B < \beta$$

这个条件对于偏置在饱和模式的 NPN 和 PNP 型晶体管都成立。当双极型晶体管偏置在饱和模式时,还可以定义

$$\frac{I_C}{I_B} \equiv \beta_{\text{Forced}} \quad (5.32)$$

其中, β_{Forced} 称为“强制 β ”。于是有 $\beta_{\text{Forced}} < \beta$ 。

双极型晶体管的另一种工作模式为反向放大模式。在这种模式下,发射结反向偏置,集

电结正向偏置。事实上,此时晶体管工作在倒置状态;也就是说发射极用作集电极,而集电极用作发射极。这种工作模式的讨论将推迟到本教材后续对数字电子电路进行讨论时。

总结一下,NPN 型晶体的四种工作模式如图 5.25 所示。发射结和集电结电压的四种可能组合确定了晶体管的不同工作模式。如果 $v_{BE} > 0$ (发射结正向偏置) 且 $v_{BC} < 0$ (集电结反向偏置), 则晶体管偏置在正向放大模式; 如果两个结都为零偏或反偏, 则晶体管截止; 如果两个结都为正向偏置, 则晶体管偏置在饱和模式; 如果发射结反向偏置而集电结正向偏置, 则晶体管偏置在反向放大模式。

在晶体管电路的直流分析中使用晶体管折线化参数模型, 它对许多应用都管用。另一种晶体管模型称为埃伯斯-莫尔模型(Ebers-Moll model)。这种模型可以用来描述处于各种可能工作模式下的晶体管, 并用于 SPICE 计算机仿真程序中。但这里不考虑埃伯斯-莫尔模型。

在下面的理解测试题中, 假设 $V_{BE(on)} = 0.7\text{V}$ 和 $V_{CE(sat)} = 0.2\text{V}$ 。

理解测试题 5.7 图 5.26 所示的电路中, 假设 $\beta = 50$ 。对于① $V_I = 0.2\text{V}$ 和② $V_I = 3.6\text{V}$, 求解 V_O 、 I_B 以及 I_C , 并计算这两种情况下晶体管上的功率损耗。

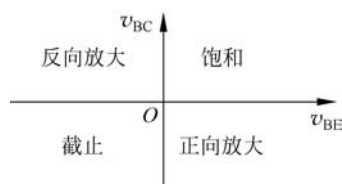


图 5.25 NPN 型晶体的四种工作模式的偏置情况

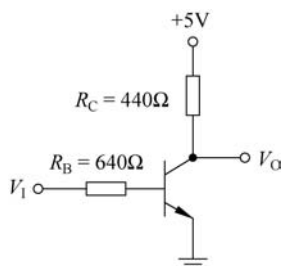


图 5.26 理解测试题 5.7 和理解测试题 5.8 的电路图

答案: ① $I_B = I_C = 0, V_O = 5\text{V}, P = 0$; ② $I_B = 4.53\text{mA}, I_C = 10.9\text{mA}, P = 5.35\text{mW}$ 。

理解测试题 5.8 在图 5.26 所示的电路中, 令 $\beta = 50$, 求解使 $V_{BC} = 0$ 的 V_I , 并计算晶体管上的功率损耗。

答案: $V_I = 0.825\text{V}, P = 6.98\text{mW}$ 。

5.2.3 电压传输特性

电压传输特性曲线(输出电压相对于输入电压的变化曲线)也可以使电路的工作状态或晶体管的状态更直观。下面的例题将同时考虑 NPN 和 PNP 型晶体管电路。

例题 5.6 建立图 5.27(a)和图 5.27(b)所示电路的电压传输特性曲线。假设 NPN 型晶体管的参数为 $V_{BE(on)} = 0.7\text{V}, \beta = 120, V_{CE(sat)} = 0.2\text{V}$ 和 $V_A = \infty$; PNP 型晶体管的参数为 $V_{EB(on)} = 0.7\text{V}, \beta = 80, V_{EC(sat)} = 0.2\text{V}$ 和 $V_A = \infty$ 。

解(NPN 型晶体管电路): 当 $V_I \leq 0.7\text{V}$ 时, 晶体管 Q_n 截止, 所以 $I_B = I_C = 0$ 。于是, 输出电压 $V_O = V^+ = 5\text{V}$ 。当 $V_I > 0.7\text{V}$ 时, 晶体管 Q_n 开启, 且开始工作在正向放大模式。于是有

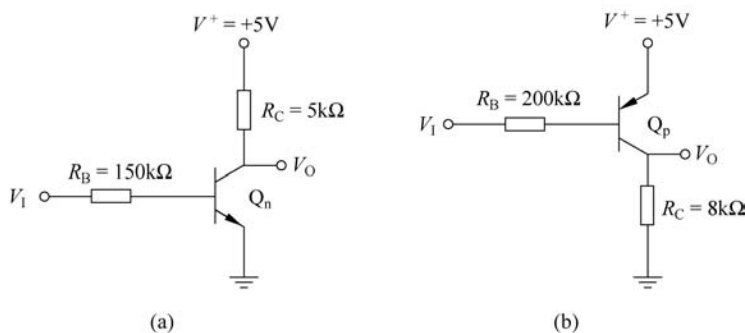


图 5.27 例题 5.6 的电路: (a) NPN 电路; (b) PNP 电路

$$I_B = \frac{V_1 - 0.7}{R_B}$$

和

$$I_C = \beta I_B = \frac{\beta(V_1 - 0.7)}{R_B}$$

由此

$$V_O = 5 - I_C R_C = 5 - \frac{\beta(V_1 - 0.7)R_C}{R_B}$$

该等式在 $0.2\text{V} \leq V_O \leq 5\text{V}$ 时成立。当 $V_O = 0.2\text{V}$ 时,晶体管 Q_n 进入饱和区。当 $V_O = 0.2\text{V}$ 时,输入电压由下式求得,即

$$0.2 = 5 - \frac{120 \times V_1 - 0.7 \times 5}{150}$$

可求得 $V_1 = 1.9\text{V}$ 。当 $V_1 \geq 1.9\text{V}$ 时,晶体管 Q_n 保持偏置在饱和区。电压传输特性曲线如图 5.28(a) 所示。

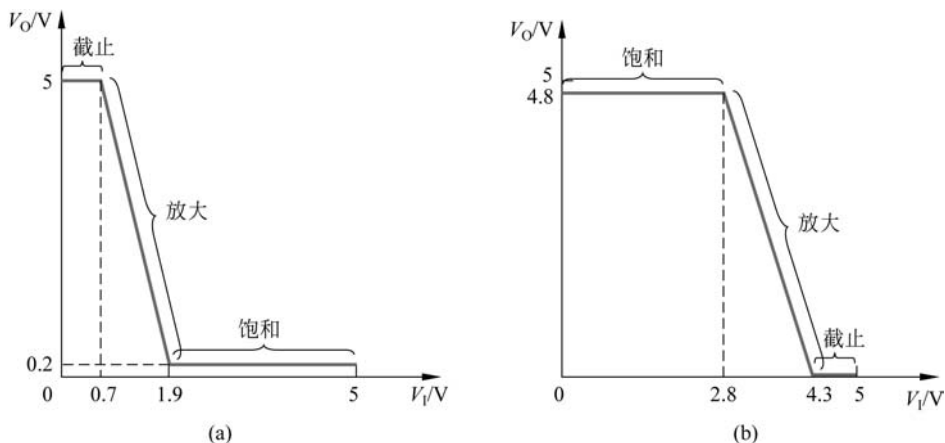


图 5.28 电压传输特性: (a) 图 5.27(a) 所示的 NPN 电路; (b) 图 5.27(b) 所示的 PNP 电路

解(PNP 型晶体管电路): 当 $4.3\text{V} \leq V_1 \leq 5\text{V}$ 时,晶体管 Q_p 截止,所以 $I_B = I_C = 0$ 。于是,输出电压 $V_O = 0$ 。当 $V_1 < 4.3\text{V}$ 时,晶体管 Q_p 开启并偏置在正向放大模式。可得

$$I_B = \frac{(5 - 0.7) - V_I}{R_B}$$

和

$$I_C = \beta I_B = \beta \left[\frac{(5 - 0.7) - V_I}{R_B} \right]$$

于是,输出电压为

$$V_O = I_C R_C = \beta R_C \left[\frac{(5 - 0.7) - V_I}{R_B} \right]$$

该等式在 $0 \leq V_O \leq 4.8\text{V}$ 时成立。当 $V_O = 4.8\text{V}$ 时,晶体管 Q_p 进入饱和区。当 $V_O = 4.8\text{V}$ 时,输入电压由下式求得,即

$$4.8 = 80 \times 8 \left[\frac{(5 - 0.7) - V_I}{200} \right]$$

可求得 $V_I = 2.8\text{V}$ 。当 $V_I \leq 2.8\text{V}$ 时,晶体管 Q_p 保持偏置在饱和模式。电压传输特性曲线如图 5.28(b) 所示。

计算机仿真: 图 5.29 给出 PSpice 仿真得到的标准晶体管 2N3904 的电压传输特性。从计算机仿真可以观察到的一个结果是,正向放大模式下的输出电压并不完全和人工分析那样是输入电压的线性函数。此外,在计算机分析结果中,当 $V_I = 1.3\text{V}$ 时,发射结电压 $v_{BE} = 0.649\text{V}$,而不是人工分析中所假设的 0.7V 。但人工分析给出了一个较好的初步近似。

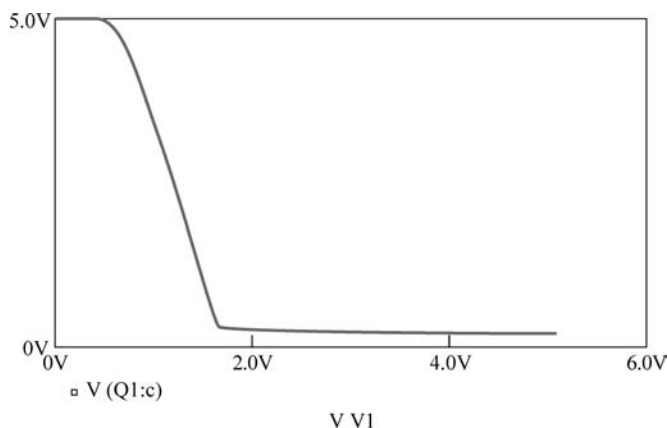


图 5.29 PSpice 仿真得出的图 5.27(a) 所示电路的电压传输特性

点评: 如这个例题所示,通过求解使晶体管偏置在截止区、正向放大模式或饱和模式的输入电压值范围,就可以得到电压传输特性。

练习题 5.6 图 5.27(a) 所示电路的参数改为 $R_B = 200\text{k}\Omega$, $R_C = 4\text{k}\Omega$ 和 $V^+ = 9\text{V}$ 。晶体管的参数为 $\beta = 100$, $V_{BE(\text{on})} = 0.7\text{V}$, $V_{CE(\text{sat})} = 0.2\text{V}$ 。画出 $0 \leq V_I \leq 9\text{V}$ 时的电压传输特性曲线。

答案: 当 $0 \leq V_I \leq 0.7\text{V}$ 时, Q_n 截止, $V_O = 9\text{V}$; 当 $V_I \geq 5.1\text{V}$ 时, Q_n 饱和, $V_O = 0.2\text{V}$ 。

计算机分析题 5.2 利用 PSpice 仿真,画出图 5.27(b) 所示电路的电压传输特性。采用标准晶体管。当晶体管偏置在正向放大区时, v_{EB} 的值是多少?

5.2.4 常用的双极型电路：直流分析

除了图 5.20 和图 5.22 所示的共射电路之外,还有很多其他常用的双极型晶体管电路。本节介绍这些电路的几个例子。BJT 电路在直流分析过程上非常相似,所以不管这些电路的外观如何,都可以使用相同的分析方法。将继续对双极型晶体管电路进行直流分析和设计,以增强熟练程度,可以更自如地处理此类电路。

例题 5.7 计算带发射极电阻的电路特性。在图 5.30(a)所示的电路中,令 $V_{BE(on)} = 0.7V$ 和 $\beta = 75$ 。注意,该电路同时用正负电源供电。

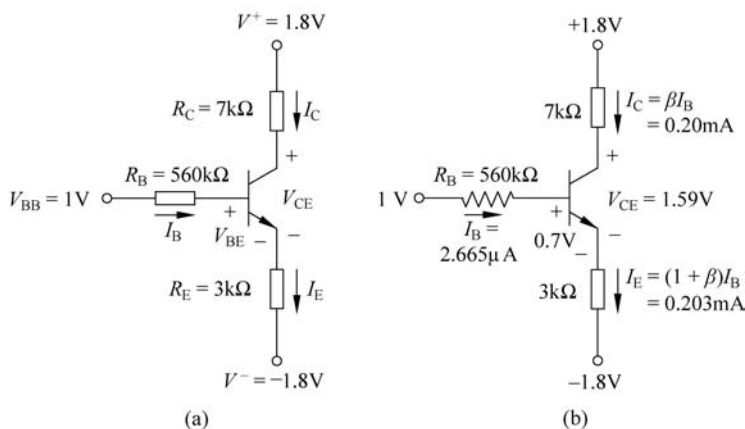


图 5.30 例题 5.7 的电路: (a) 电路; (b) 标出电流和电压值的电路

解(Q 点的值): 写出 B-E 回路的基尔霍夫电压方程,可得

$$V_{BB} = I_B R_B + V_{BE(on)} + I_E R_E + V^- \quad (5.33)$$

假设晶体管偏置在正向放大模式,可以写出 $I_E = (1 + \beta) I_B$ 。于是,由式(5.33)可以求出基极电流为

$$I_B = \frac{V_{BB} - V_{BE(on)} - V^-}{R_B + (1 + \beta) R_E} = \frac{1 - 0.7 - (-1.8)}{560 + 76 \times 3} \Rightarrow 2.665 \mu A$$

集电极和发射极电流为

$$I_C = \beta I_B = 75 \times 2.665 \mu A \Rightarrow 0.20 mA$$

和

$$I_E = (1 + \beta) I_B = 76 \times 2.665 \mu A = 0.203 mA$$

由图 5.30(b),集电极-发射极间电压为

$$V_{CE} = V^+ - I_C R_C - I_E R_E - V^- = 1.8 - 0.20 \times 7 - 0.203 \times 3 - (-1.8)$$

即 $V_{CE} = 1.59V$ 。

解(负载线): 沿着 C-E 回路,再次应用基尔霍夫电压定律。由集电极和发射极电流之间的关系,可以求得

$$\begin{aligned} V_{CE} &= (V^+ - V^-) - I_C \left[R_C + \left(\frac{1 + \beta}{\beta} \right) R_E \right] \\ &= [1.8 - (-1.8)] - I_C \left[7 + \left(\frac{76}{75} \right) (3) \right] \end{aligned}$$

即 $V_{CE} = 3.6 - I_C(10.04)$ 。

负载线和计算得到的 Q 点如图 5.31 所示,图中叠加了几条 I_C - V_{CE} 晶体管特性曲线。

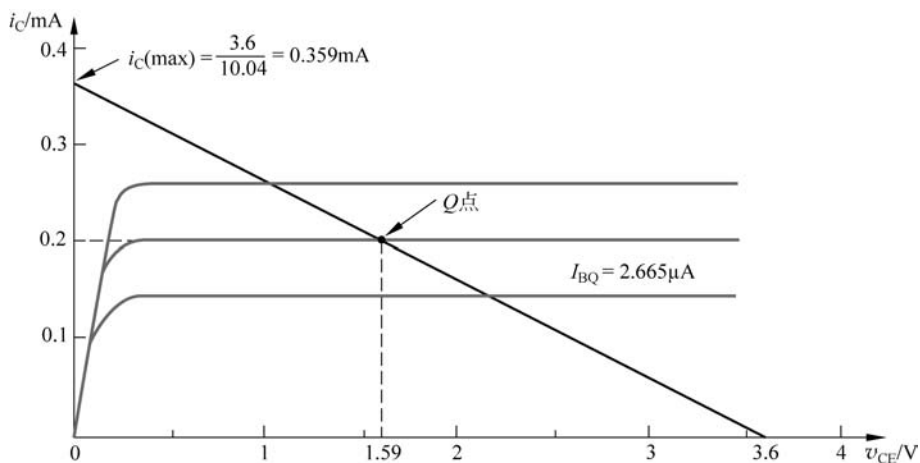


图 5.31 图 5.30 所示例题 5.7 电路的负载线和 Q 点

点评: 由于 C-E 间电压为 1.59V, $V_{CE} > V_{BE}(\text{on})$, 正如开始时所假设的, 晶体管偏置在正向放大模式。在本章稍后将会看到在电路中包含发射极电阻的好处。

练习题 5.7 图 5.30(a) 所示电路的参数改为 $V^+ = 3.3\text{V}$, $V^- = -3.3\text{V}$, $V_{BB} = 0\text{V}$, $R_B = 640\text{k}\Omega$, $R_E = 2.4\text{k}\Omega$ 和 $R_C = 10\text{k}\Omega$ 。晶体管的参数为 $\beta = 80$ 和 $V_{BE}(\text{on}) = 0.7\text{V}$, 计算所有晶体管的电流和 V_{CE} 。

答案: $I_B = 3.116\mu\text{A}$, $I_C = 0.249\text{mA}$, $I_E = 0.252\text{mA}$, $V_{CE} = 3.51\text{V}$ 。

例题 5.8 设计图 5.32 所示电路的共基电路, 使得 $I_{EQ} = 0.50\text{mA}$ 和 $V_{ECQ} = 4.0\text{V}$ 。假设晶体管的参数为 $V_{BE}(\text{on}) = 0.7\text{V}$ 和 $\beta = 120$ 。

解: 写出发射结回路的基尔霍夫电压定律方程(假设晶体管偏置在正向放大模式)。有

$$V^+ = I_{EQ}R_E + V_{EB}(\text{on}) + \left(\frac{I_{EQ}}{1+\beta}\right)R_B$$

即

$$5 = (0.5)R_E + 0.7 + \frac{0.5}{121} \times 10$$

可得 $R_E = 8.52\text{k}\Omega$ 。

可以求出

$$I_{CQ} = \left(\frac{\beta}{1+\beta}\right)I_{EQ} = \frac{120}{121} \times 0.5 = 0.496\text{mA}$$

现在沿着发射极-集电极回路写出基尔霍夫电压定律方程, 有

$$V^+ = I_{EQ}R_E + V_{ECQ} + I_{CQ}R_C + V^-$$

即

$$5 = 0.5 \times 8.52 + 4 + (0.496)R_C + (-5)$$

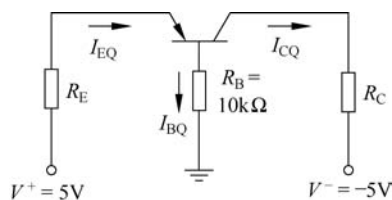


图 5.32 例题 5.8 的共基电路

可得 $R_C = 3.51\text{k}\Omega$ 。

点评：共基电路的电路分析可以按照和之前所有电路一样的方法进行分析。

练习题 5.8 设计图 5.33 所示的共基电路,使得 $I_{EQ} = 0.125\text{mA}$ 和 $V_{ECQ} = 2.2\text{V}$ 。晶体管的参数为 $\beta = 110$ 和 $V_{EB(\text{on})} = 0.7\text{V}$ 。

答案: $R_E = 18.4\text{k}\Omega, R_C = 12.1\text{k}\Omega$ 。

理解测试题 5.9 图 5.34 所示电路的偏置电压为 $V^+ = 3.3\text{V}$ 和 $V^- = -3.3\text{V}$ 。集电极电压的测量值为 $V_C = 2.27\text{V}$ 。求解 I_B, I_C, I_E, β 和 α 。

答案: $I_B = 2.50\mu\text{A}, I_C = 0.2575\text{mA}, I_E = 0.26\text{mA}, \beta = 103, \alpha = 0.99038$ 。

理解测试题 5.10 图 5.35 所示电路的偏置电压为 $V^+ = 5\text{V}$ 和 $V^- = -5\text{V}$ 。假设 $\beta = 85$, 求解 I_B, I_C, I_E 和 V_{EC} 。

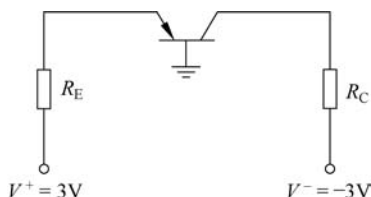


图 5.33 练习题 5.8 的共基电路

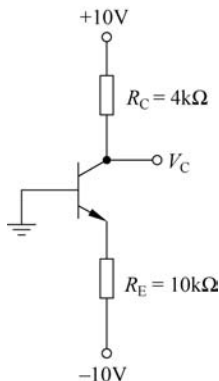


图 5.34 理解测试题 5.9 的电路

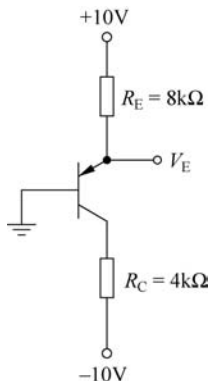


图 5.35 理解测试题 5.10 的电路

答案: $I_B = 6.25\mu\text{A}, I_C = 0.531\text{mA}, I_E = 0.5375\text{mA}, V_{EC} = 3.575\text{V}$ 。

例题 5.9 设计满足一组指标要求的 PNP 型双极型晶体管电路。

(1) 设计指标: 待设计的电路结构如图 5.36(a)所示。静态发射极-集电极电压为 $V_{ECQ} = 2.5\text{V}$ 。

(2) 器件选择: 使用容许误差为 $\pm 10\%$ 的分立电阻, 射极电阻的标称值为 $R_E = 2\text{k}\Omega$ 。并可提供参数为 $\beta = 60$ 和 $V_{EB(\text{on})} = 0.7\text{V}$ 的晶体管。

解(理想的 Q 点值): 写出 C-E 回路的基尔霍夫电压定律方程, 可得

$$V^+ = I_{EQ}R_E + V_{ECQ}$$

即

$$5 = I_{EQ}(2) + 2.5$$

可得 $I_{EQ} = 1.25\text{mA}$ 。集电极电流为

$$I_{CQ} = \left(\frac{\beta}{1 + \beta} \right) \cdot I_{EQ} = \frac{60}{61} \times 1.25 = 1.23\text{mA}$$

基极电流为

$$I_{BQ} = \frac{I_{EQ}}{1 + \beta} = \frac{1.25}{61} = 0.0205\text{mA}$$

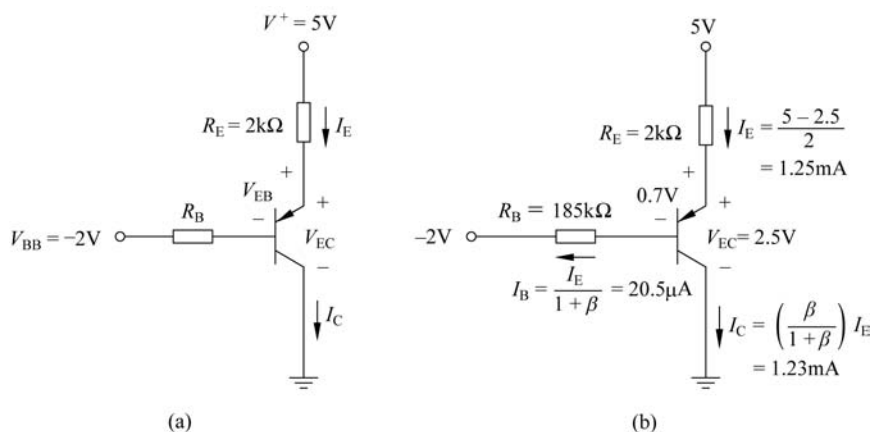


图 5.36 设计例题 5.9 的电路：(a) 电路；(b) 标出电流和电压值的电路

写出 E-B 回路的基尔霍夫电压定律方程, 可得

$$V^+ = I_{EQ} R_E + V_{EB(on)} + I_{BQ} R_B + V_{BB}$$

于是

$$5 = 1.25 \times 2 + 0.7 + (0.0205) R_B + (-2)$$

可得 $R_B = 185k\Omega$ 。

解(理想负载线): 负载线方程为

$$V_{EC} = V^+ - I_E R_E = V^+ - I_C \left(\frac{1 + \beta}{\beta} \right) R_E$$

即

$$V_{EC} = 5 - I_C \left(\frac{61}{60} \right) \times 2 = 5 - I_C (2.03)$$

图 5.37(a) 给出了 R_E 使用标称值时的负载线以及计算得到的 Q 点。

折中考虑: 如附录 C 所示, $185k\Omega$ 的标准电阻值实际上是没有的。这里将取阻值为 $180k\Omega$ 的电阻, 并将考虑电阻 R_B 和 R_E 有 $\pm 10\%$ 的容许误差。

静态集电极电流由下式给出, 即

$$I_{CQ} = \beta \left[\frac{V^+ - V_{EB(on)} - V_{BB}}{R_B + (1 + \beta) R_E} \right] = 60 \times \left[\frac{6.3}{R_B + 61 R_E} \right]$$

负载线

$$V_{EC} = V^+ - I_C \left(\frac{1 + \beta}{\beta} \right) R_E = 5 - \left(\frac{61}{60} \right) I_C R_E$$

R_E 的极限值为

$$2k\Omega - 10\% = 1.8k\Omega \quad 2k\Omega + 10\% = 2.2k\Omega$$

R_B 的极限值为

$$180k\Omega - 10\% = 162k\Omega \quad 180k\Omega + 10\% = 198k\Omega$$

表 5.2 给出了不同的 R_B 和 R_E 极限值所对应的 Q 点的值。

图 5.37(b) 给出射极电阻和基极电阻取各种可能极限值时所对应的 Q 点。图中阴影部分表示在给定电阻范围内所可能发生的 Q 点区域。

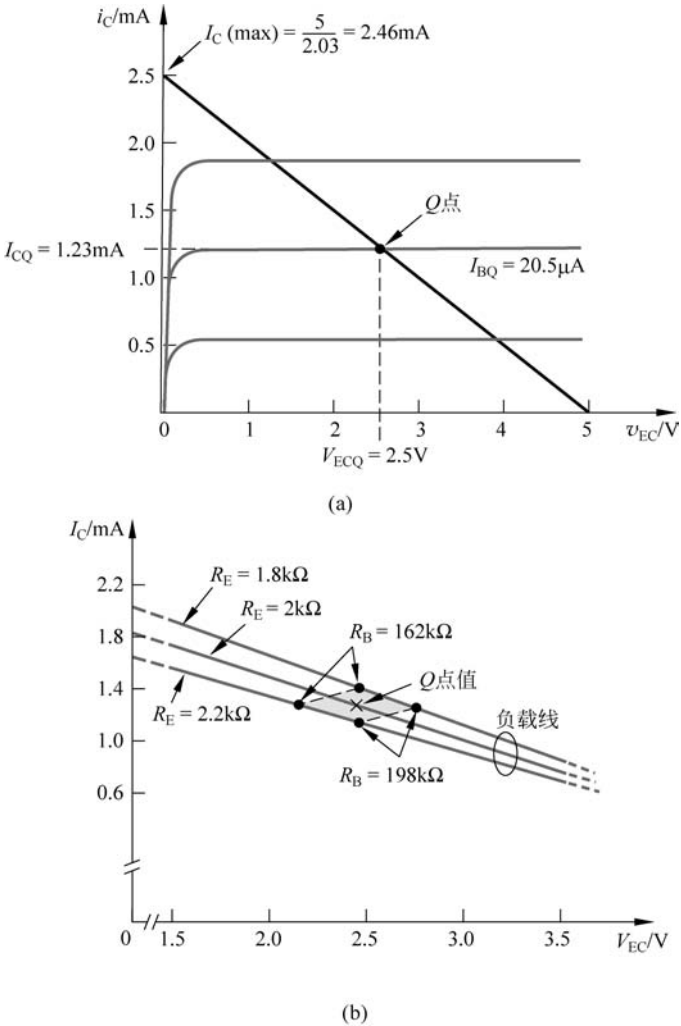


图 5.37 (a) 图 5.36 所示例题 5.9 的理想设计电路所对应的负载线和 Q 点值；(b) 电阻的极限容许误差值所对应的负载线和 Q 点值

表 5.2 不同的 R_B 和 R_E 极限值所对应的 Q 点的值

R_B	R_E	
	1.8k Ω	2.2k Ω
162k Ω	$I_{CQ} = 1.39\text{mA}$	$I_{CQ} = 1.28\text{mA}$
	$V_{ECQ} = 2.46\text{V}$	$V_{ECQ} = 2.14\text{V}$
198k Ω	$I_{CQ} = 1.23\text{mA}$	$I_{CQ} = 1.14\text{mA}$
	$V_{ECQ} = 2.75\text{V}$	$V_{ECQ} = 2.45\text{V}$

点评：以上例题说明，一个理想的 Q 点是可以根据一组指标来确定的，但由于电阻值存在容许误差，所以实际的 Q 点将在一个取值范围内变化。其他的例题都将考虑晶体管参数的容许误差。

练习题 5.9 图 5.36(a) 所示电路的参数为 $V^+ = 5\text{V}$, $V_{\text{BB}} = -2\text{V}$, $R_{\text{E}} = 2\text{k}\Omega$ 和 $R_{\text{B}} = 180\text{k}\Omega$ 。假设 $V_{\text{EB}}(\text{on}) = 0.7\text{V}$, 对于① $\beta = 40$, ② $\beta = 60$, ③ $\beta = 100$ 和 ④ $\beta = 150$, 在负载线上画出 Q 点。

答案: ① $I_{\text{CQ}} = 0.962\text{mA}$; ② $I_{\text{CQ}} = 1.25\text{mA}$; ③ $I_{\text{CQ}} = 1.65\text{mA}$; ④ $I_{\text{CQ}} = 1.96\text{mA}$ 。

例题 5.10 计算带负载电阻的 NPN 型双极型晶体管电路的特性, 负载电阻可以等效为在电路输出端连接的第二级晶体管。图 5.38(a) 所示的电路中, 晶体管的参数为 $V_{\text{BE}}(\text{on}) = 0.7\text{V}$ 和 $\beta = 100$ 。

解(Q 点值): B-E 回路的基尔霍夫电压定律方程为

$$I_{\text{B}}R_{\text{B}} + V_{\text{BE}}(\text{on}) + I_{\text{E}}R_{\text{E}} + V^+ = 0$$

再次假设 $I_{\text{E}} = (1 + \beta)I_{\text{B}}$, 可得

$$I_{\text{B}} = \frac{-(V^+ + V_{\text{BE}}(\text{on}))}{R_{\text{B}} + (1 + \beta)R_{\text{E}}} = \frac{-(-5 + 0.7)}{10 + 101 \times 5} \Rightarrow 8.35\mu\text{A}$$

集电极电流和发射极电流为

$$I_{\text{C}} = \beta I_{\text{B}} = 100 \times 8.35\mu\text{A} \Rightarrow 0.835\text{mA}$$

和

$$I_{\text{E}} = (1 + \beta)I_{\text{B}} = 101 \times 8.35\mu\text{A} \Rightarrow 0.843\text{mA}$$

在集电极节点可以写出

$$I_{\text{C}} = I_1 - I_{\text{L}} = \frac{V^+ - V_{\text{O}}}{R_{\text{C}}} - \frac{V_{\text{O}}}{R_{\text{L}}}$$

即

$$0.835 = \frac{12 - V_{\text{O}}}{5} - \frac{V_{\text{O}}}{5}$$

求解 V_{O} , 可得 $V_{\text{O}} = 3.91\text{V}$ 。于是电流为 $I_1 = 1.62\text{mA}$ 和 $I_{\text{L}} = 0.782\text{mA}$ 。根据图 5.38(b) 可得集电极-发射极间电压为

$$V_{\text{CE}} = V_{\text{Q}} - I_{\text{E}}R_{\text{E}} - (-5) = 3.91 - (0.843 \times 5) - (-5) = 4.70\text{V}$$

解(负载线): 这个电路的负载线方程不像前述电路那么简单。求解负载线的最简单的方法是画出关于 R_{L} 、 R_{C} 以及 V^+ 的戴维南等效电路, 如图 5.38(b) 所示。(有关戴维南电路的内容将在本章后面讲到, 详见 5.4 节) 戴维南等效电阻为

$$R_{\text{TH}} = R_{\text{L}} \parallel R_{\text{C}} = 5 \parallel 5 = 2.5\text{k}\Omega$$

戴维南等效电压为

$$V_{\text{TH}} = \left(\frac{R_{\text{L}}}{R_{\text{L}} + R_{\text{C}}} \right) \cdot V^+ = \frac{5}{5 + 5} \times 12 = 6\text{V}$$

等效电路如图 5.38(c) 所示。C-E 回路的基尔霍夫电压定律方程为

$$V_{\text{CE}} = 6 - (-5) - I_{\text{C}}R_{\text{TH}} - I_{\text{E}}R_{\text{E}} = 11 - I_{\text{C}}(2.5) - I_{\text{C}}\left(\frac{101}{100}\right) \times 5$$

即

$$V_{\text{CE}} = 11 - I_{\text{C}}(7.55)$$

负载线和计算得到的 Q 点值如图 5.39 所示。

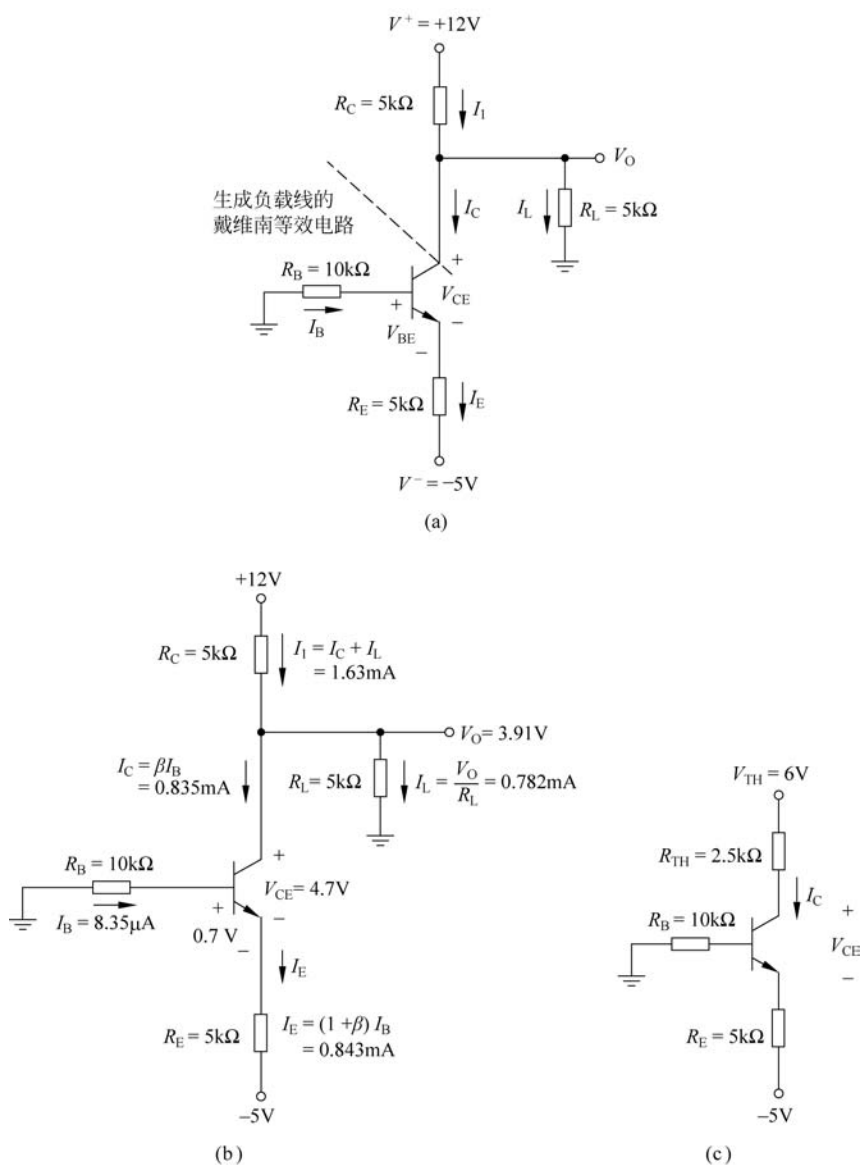
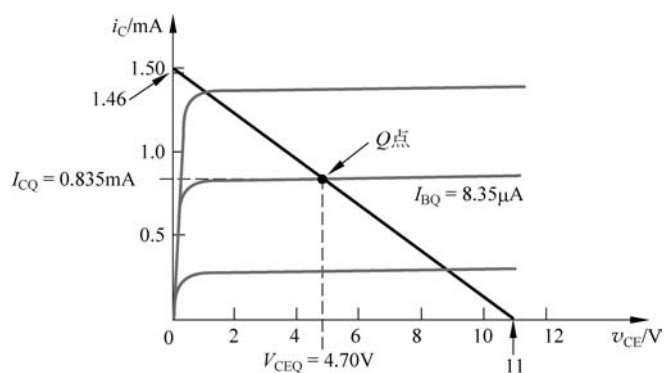


图 5.38 例题 5.10 的电路：(a) 电路；(b) 标出电流和电压值的电路；(c) 戴维南等效电路



点评: 要记住的是, 由 $I_C = \beta I_B$ 求得的集电极电流为流进晶体管集电极的电流; 它不一定是集电极电阻 R_C 上的电流。

练习题 5.10 图 5.40 所示的电路中, 晶体管的共基极电流增益 $\alpha = 0.9920$ 。求解使发射极电流限制为 $I_E = 1.0\text{mA}$ 的 R_E 的值, 并求解 I_B 、 I_C 以及 V_{BC} 。

答案: $R_E = 3.3\text{k}\Omega$, $I_C = 0.992\text{mA}$, $I_B = 8.0\mu\text{A}$, $V_{BC} = 4.01\text{V}$ 。

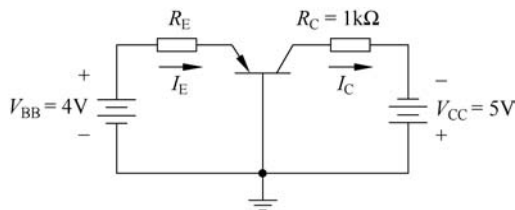


图 5.40 练习题 5.10 的电路

理解测试题 5.11 图 5.41 所示的电路中, 如果 $\beta = 75$, 求解 I_E 、 I_B 、 I_C 以及 V_{CE} 。

答案: $I_B = 15.1\mu\text{A}$, $I_C = 1.13\text{mA}$, $I_E = 1.15\text{mA}$, $V_{CE} = 6.03\text{V}$ 。

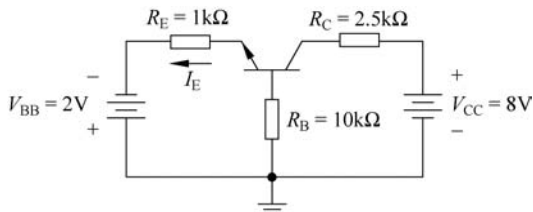


图 5.41 理解测试题 5.11 的电路

理解测试题 5.12 假设图 5.42 所示电路的 $\beta = 120$ 。求解使 $V_{CE} = 2.2\text{V}$ 的 R_E 值。

答案: $R_E = 154\Omega$ 。

理解测试题 5.13 图 5.43 所示的电路中, 假设 $\beta = 90$ 。①求解使 $I_E = 1.2\text{mA}$ 的 V_{BB} 。

②求解 I_C 和 V_{EC} 。

答案: ① $V_{BB} = 2.56\text{V}$; ② $I_C = 1.19\text{mA}$, $V_{EC} = 3.8\text{V}$ 。

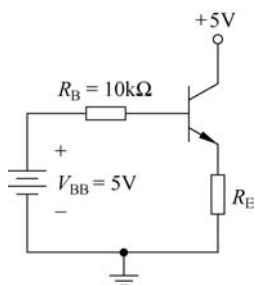


图 5.42 理解测试题 5.12 的电路

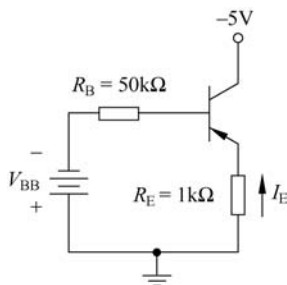


图 5.43 理解测试题 5.13 的电路

计算机分析题 5.3 利用 PSpice 仿真, 验证理解测试题 5.11 中的共基电路分析。采用标准晶体管。

5.3 晶体管的基本应用

目标：分析双极型晶体管电路的三种基本应用：开关电路、数字逻辑电路和放大电路。

晶体管可用于开关电流、电压和功率,实现数字逻辑函数,以及放大时变信号。本节将研究双极型晶体管的开关特性,分析简单的晶体管数字逻辑电路,然后说明双极型晶体管是如何用来放大时变信号的。

5.3.1 开关

图 5.44 给出一个称为反相器的双极型晶体管电路,电路中的晶体管在截止和饱和两个状态间切换。电路的负载可以是一个电机、发光二极管或者其他电子元件。如果 $v_I < V_{BE}(\text{on})$, 则 $i_B = i_C = 0$, 晶体管截止。由于 $i_C = 0$, 负载两端的电压降为零, 所以输出电压为 $v_O = V_{CC}$ 。同样, 由于晶体管中的电流为零, 所以晶体管上的功率损耗也为零。如果负载是一个电机, 那么电机将因电流为零而停止转动。同样地, 如果负载是一个发光二极管, 那么二极管将因为电流为零而不发光。

如果令 $v_I = V_{CC}$, 且 R_B 和 R_C 的比值小于 β , 其中 R_C 为负载的有效电阻, 那么晶体管通常将进入饱和区。这意味着

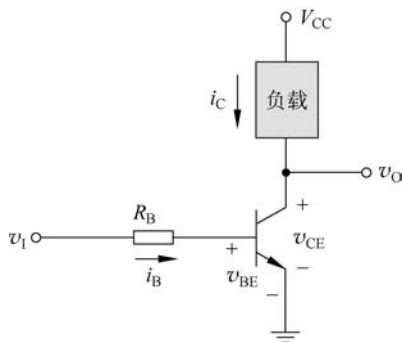


图 5.44 用作开关的 NPN 双极型反相器电路

$$i_B \approx \frac{v_I - V_{BE}(\text{on})}{R_B} \quad (5.34)$$

$$i_C = I_C(\text{sat}) = \frac{V_{CC} - V_{CE}(\text{sat})}{R_C} \quad (5.35)$$

和

$$v_O = V_{CE}(\text{sat}) \quad (5.36)$$

此时会产生一个集电极电流, 根据负载的类型, 它会开启电机或 LED 灯。

式(5.34)假设发射结电压可近似为开启电压。在第 17 章讨论双极型数字逻辑电路时, 会对这个近似略作修改。

例题 5.11 对于图 5.45 所示的双极型反相器开关电路, 计算合适的电阻值 R_B 以及晶体管上的功率损耗。

图 5.45(a)所示指标: 图 5.45(a)所示反相器电路中的晶体管用于将发光二极管 LED 开启或关闭。为产生指定的输出光, 所需的 LED 电流为 $I_{C1} = 12\text{mA}$ 。假设晶体管的参数为 $\beta = 80$, $V_{BE}(\text{on}) = 0.7\text{V}$ 和 $V_{CE}(\text{sat}) = 0.2\text{V}$, 同时假设发光二极管的开启电压 $V_r = 1.5\text{V}$ 。(注: LED 用化合物半导体材料制作而成, 与硅二极管相比, 具有较大的开启电压。)

图 5.45(b)所示指标: 图 5.45(b)所示的反相器采用 PNP 型晶体管。此时, 负载(比如一个电机)的一端可以连到地电位。所需的负载电流为 $I_{C2} = 5\text{A}$ 。假设晶体管的参数为

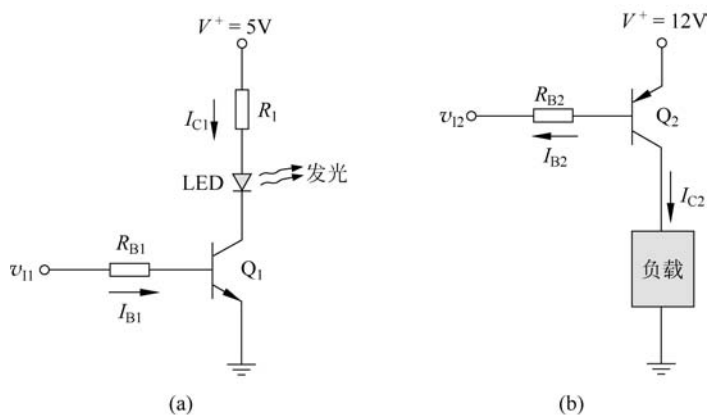


图 5.45 例题 5.11 的电路

$\beta=40$, $V_{BE(on)}=0.7\text{V}$ 和 $V_{CE(sat)}=0.2\text{V}$ 。

解 [图 5.45(a)]: 对于 $v_{I1}=0$, 晶体管 Q_1 截止, 因此 $I_{B1}=I_{C2}=0$, 同时 LED 关闭。对于 $v_{I1}=5\text{V}$, 要求 $I_{C1}=12\text{mA}$ 且晶体管进入饱和区。于是

$$R_1 = \frac{V^+ - (V_r + V_{CE(sat)})}{I_{C1}} = \frac{5 - (1.5 + 0.2)}{12} \Rightarrow R_1 = 275\Omega$$

可以令 $I_{C1}/I_{B1}=40$ 。则 $I_{B1}=12/40=0.3\text{mA}$ 。现在有

$$R_{B1} = \frac{v_{I1} - V_{BE(on)}}{I_{B1}} = \frac{5 - 0.7}{0.3} = 14.3\text{k}\Omega$$

Q_1 的功耗为

$$P_1 = I_{B1}V_{BE(on)} + I_{C1}V_{CE(sat)} = (0.3)(0.7) + (12)(0.2) = 2.61\text{mW}$$

解 [图 5.45(b)]: 对于 $v_{I2}=12\text{V}$, 晶体管 Q_2 截止, 于是 $I_{B2}=I_{C2}=0$ 且负载上的电压为零。

对于 $v_{I2}=0$, 要使晶体管 Q_2 进入饱和区, 因此 $V_{EC2}=V_{EC(sat)}=0.2\text{V}$ 。负载两端的电压为 11.8V , 电流为 5A , 这意味着等效负载电阻为 2.36Ω 。

如果令 $I_{C2}/I_{B2}=20$, 那么 $I_{B2}=5/20=0.25\text{A}$ 。于是

$$R_{B2} = \frac{V^+ - V_{EB(on)} - v_{I2}}{I_{B2}} = \frac{12 - 0.7 - 0}{0.25} = 45.2\Omega$$

晶体管 Q_2 的功耗为

$$P_2 = I_{B2}V_{EB(on)} + I_{C2}V_{EC(sat)} = (0.25)(0.7) + (5)(0.2) = 1.175\text{W}$$

点评: 如同大多数电子电路设计, 需要适当地做一些假设。在每种情况中令 $I_C/I_B=(1/2)\beta$ 是为了确保即使电路参数发生变化时, 每个晶体管也都工作在饱和区。同时, 基极电流也可限制在合理的取值范围。在图 5.45(a) 的电路中, 一个仅有 0.3mA 的基极电流产生了 12A 的负载电流。而在图 5.45(b) 的电路中, 一个 0.25A 的基极电流产生了 5A 的负载电流。因此, 晶体管开关的优点是可以相对较小的基极电流来开关大的负载电流。

练习题 5.11 ①重新设计图 5.45(a) 所示的 LED 电路, 使得当 $v_1=5\text{V}$ 时, $I_{C1}=15\text{mA}$ 且 $I_{C1}/I_{B1}=50$ 。使用与例题 5.11 相同的 Q_1 晶体管参数。②重新设计图 5.45(b) 所示的 LED 电路, 使得当 $v_1=0\text{V}$ 时, $I_{C2}=2\text{A}$ 且 $I_{C2}/I_{B2}=25$ 。使用与例题 5.11 相同的 Q_2 晶体

管参数。

答案：① $R_1=220\Omega$, $R_{B1}=14.3\text{k}\Omega$ ；② $R_{B2}=141\Omega$ 。

当晶体管偏置在饱和区时,集电极电流和基极电流之间不再是线性关系。因此,这种工作模式不能用于线性放大电路。另一方面,在截止区和饱和区之间开关晶体管将会使输出电压产生很大的变化。在下一节将会看到,这在数字逻辑电路中非常有用。

5.3.2 数字逻辑

观察图 5.46(a)所示的简单晶体管反相器电路,如果输入电压 V_I 近似为 0V ,则晶体管截止,于是输出电压 V_O 为高电平且等于 V_{CC} 。另一方面,如果输入为高电平且等于 V_{CC} ,则晶体管进入饱和区,于是输出为低电平且等于 $V_{CE}(\text{sat})$ 。

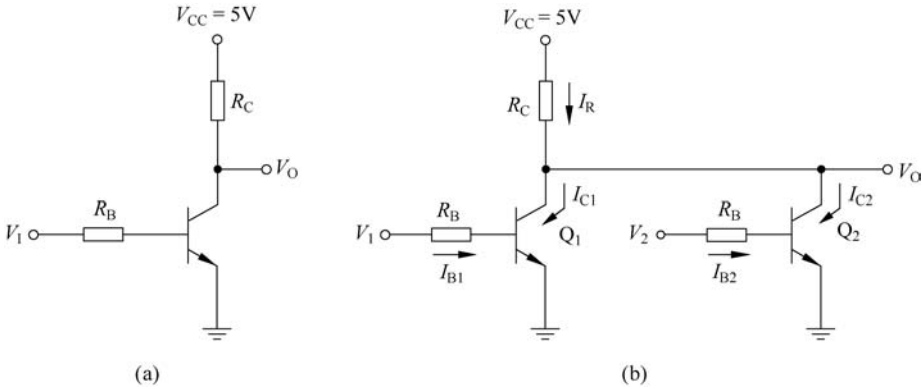


图 5.46 双极型：(a) 反相器电路；(b) 或非逻辑门电路

现在考虑再并联一个晶体管的情况,如图 5.46(b)所示。当两个输入端均为零,则晶体管 Q_1 和 Q_2 都处于截止状态, $V_O=5\text{V}$ 。当 $V_1=5\text{V}$, $V_2=0$,晶体管 Q_1 进入饱和区,而 Q_2 保持截止。因为 Q_1 处于饱和区,输出电压为 $V_O=V_{CE}(\text{sat})\approx 0.2\text{V}$ 。如果交换一下输入电压,变为 $V_1=0$ 和 $V_2=5\text{V}$,则 Q_1 处于截止状态, Q_2 进入饱和区,于是 $V_O=V_{CE}(\text{sat})\approx 0.2\text{V}$ 。如果两个输入均为高电平,即 $V_1=V_2=5\text{V}$,则两个晶体管都进入饱和区,于是 $V_O=V_{CE}(\text{sat})\approx 0.2\text{V}$ 。

表 5.3 列出了图 5.46(b)所示电路的各种状态。在正逻辑系统中,高电压为逻辑 1,低电压为逻辑 0,这个电路实现了或非逻辑功能。所以,图 5.46(b)所示电路是一个两输入端的双极型或非逻辑电路。

表 5.3 双极型或非逻辑电路响应

V_1/V	V_2/V	V_O/V
0	0	5
5	0	0.2
0	5	0.2
5	5	0.2

例题 5.12 求解图 5.46(b)所示电路的电流和电压。假设晶体管的参数为 $\beta=50$, $V_{BE}(\text{on})=0.7\text{V}$ 和 $V_{CE}(\text{sat})=0.2\text{V}$ 。令 $R_C=1\text{k}\Omega$, $R_B=20\text{k}\Omega$,求各种输入条件下的电流

和输出电压。

解：表 5.4 列出了例题 5.12 中相应的方程和所得结果。

表 5.4 例题 5.12 中相应的方程和所得结果

条件	V_O/V	I_R/mA	Q_1	Q_2
$V_1=0,$ $V_2=0$	5	0	$I_{B1}=I_{C1}=0$	$I_{B2}=I_{C2}=0$
$V_1=5\text{V},$ $V_2=0$	0.2	$\frac{5-0.2}{1}=4.8$	$I_{B1}=\frac{5-0.7}{20}$ $=0.215\text{mA}$	$I_{B2}=I_{C2}=0$
$V_1=0,$ $V_2=5\text{V}$	0.2	4.8	$I_{C1}=I_R=4.8\text{mA}$ $I_{B1}=I_{C1}=0$	$I_{B2}=0.215\text{mA}$ $I_{C2}=I_R=4.8\text{mA}$
$V_1=5\text{V},$ $V_2=5\text{V}$	0.2	4.8	$I_{B1}=0.215\text{mA}$ $I_{C1}=\frac{I_B}{2}=2.4\text{mA}$	$I_{B2}=0.215\text{mA}$ $I_{C2}=\frac{I_R}{2}=2.4\text{mA}$

点评：在这个例子中可以看到，一旦晶体管导通，集电极电流和基极电流的比值总是小于 β ，这说明晶体管处于饱和状态，它出现在 V_1 或 V_2 为 5V 时。

练习题 5.12 图 5.46(b) 所示的电路中，晶体管的参数为 $\beta=40$, $V_{BE(\text{on})}=0.7\text{V}$, $V_{CE(\text{sat})}=0.2\text{V}$ 。令 $R_C=600\Omega$, $R_B=950\Omega$ 。当 ① $V_1=V_2=0$ ；② $V_1=5\text{V}, V_2=0$ ；③ $V_1=V_2=5\text{V}$ 时，求解电流和输出电压。

答案：① 电流为 0, $V_O=5\text{V}$ ；② $I_{B2}=I_{C2}=0$, $I_{B1}=4.53\text{mA}$, $I_{C1}=I_R=8\text{mA}$, $V_O=0.2\text{V}$ ；③ $I_{B1}=I_{B2}=4.53\text{mA}$, $I_{C1}=I_{C2}=4\text{mA}=I_R/2$, $V_O=0.2\text{V}$ 。

上述例题和相应的讨论表明，通过设计，双极型晶体管电路可以实现逻辑函数。在第 17 章还将看到，当电路输出端连接有负载或其他数字逻辑电路时，这种电路会产生负载效应。因此，在设计逻辑电路时，必须要减弱或消除这种负载效应。

5.3.3 放大电路

双极型反相器电路也可以用来放大时变信号。图 5.47(a) 给出一个反相器电路，在基极电路部分包含了一个时变电压信号源 Δv_1 。电压传输特性如图 5.47(b) 所示。利用直流电压源 V_{BB} 将晶体管偏置在正向放大区。在传输特性曲线上标出了 Q 点。

电压源 Δv_1 在输入端引入了一个时变信号，于是输入电压的变化引起输出电压的变化。这些时变的输入和输出信号如图 5.47(b) 所示。如果传输特性曲线斜率的绝对值大于 1，那么时变输出信号将大于时变输入信号—因此它是一个放大电路。

例题 5.13 求解图 5.48(a) 所示电路的放大倍数。已知晶体管的参数为 $\beta=120$, $V_{BE(\text{on})}=0.7\text{V}$ 和 $V_A=\infty$ 。

解(直流)：例题 5.6 中已经得到相同电路的电压传输特性，方便起见，再次给出电压传输特性曲线，如图 5.48(b) 所示。

当 $0.7\text{V} \leq v_1 \leq 1.9\text{V}$ 时，晶体管偏置在正向放大模式，且输出电压为

$$v_O = 7.8 - 4v_1$$

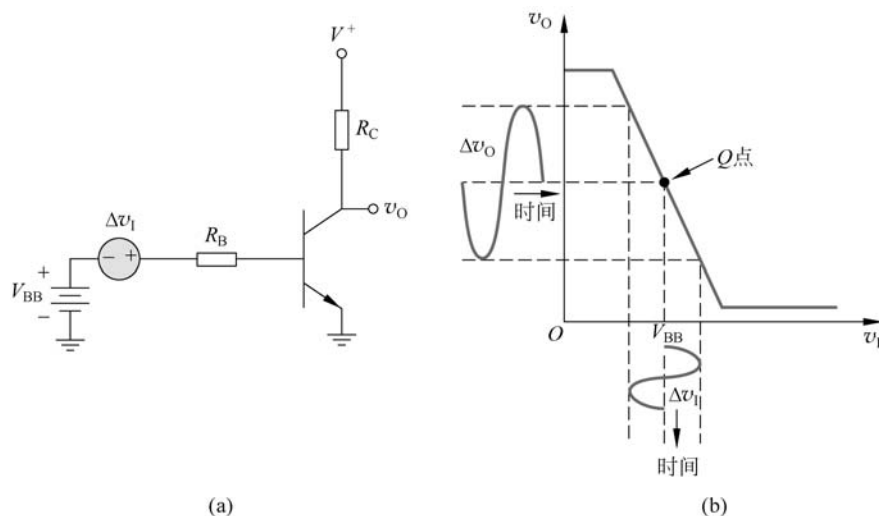


图 5.47 (a) 用作时变放大电路的双极型反相器电路；(b) 电压传输特性

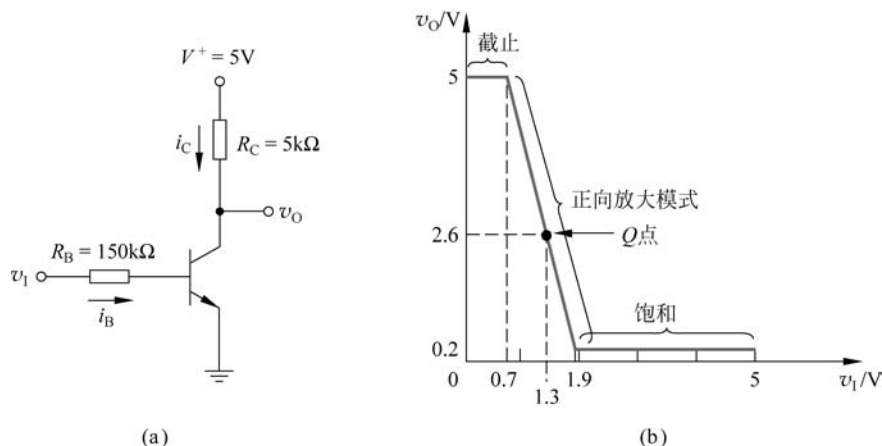


图 5.48 (a) 用作放大器的双极型反相器电路；(b) 反相器的电压传输特性

现在用一个 $v_i = V_{BB} = 1.3\text{V}$ 的输入电压将晶体管偏置在正向放大区的中点。直流输出电压为 $v_o = 2.6\text{V}$ 。在传输特性上标出了 Q 点。

解(交流): 由 $v_o = 7.8 - 4v_i$ 可以求得输出电压相对于输入电压的变化。可得

$$\Delta v_o = -4\Delta v_i$$

于是,电压增益为

$$A_v = \frac{\Delta v_o}{\Delta v_i} = -4$$

计算机仿真: 在图 5.48(a)所示电路的基极加一个 2kHz 的正弦电压源。时变输入信号的幅度为 0.2V。图 5.49 给出电路的输出响应。正如所预期的,在直流值上叠加了一个正弦信号。输出信号的峰-峰值近似为 1.75V。于是,时变放大倍数为 $|A_v| = 1.75/2 \times 0.2 = 4.37$, 这个值和人工分析的结果非常一致。

点评: 随着输入电压的变化,电路状态将沿电压传输特性曲线移动,如图 5.50(b)所示。由于电路的反相特性,放大倍数为负。

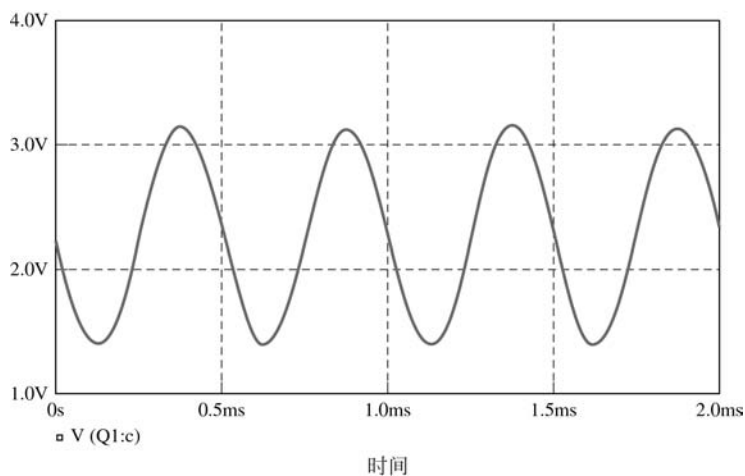


图 5.49 对于 $V_{BB} = 1.3\text{V}$ 和 $\Delta v_1 = 0.2\sin\omega t(\text{V})$ 的输入信号, 图 5.48 所示电路的输出信号

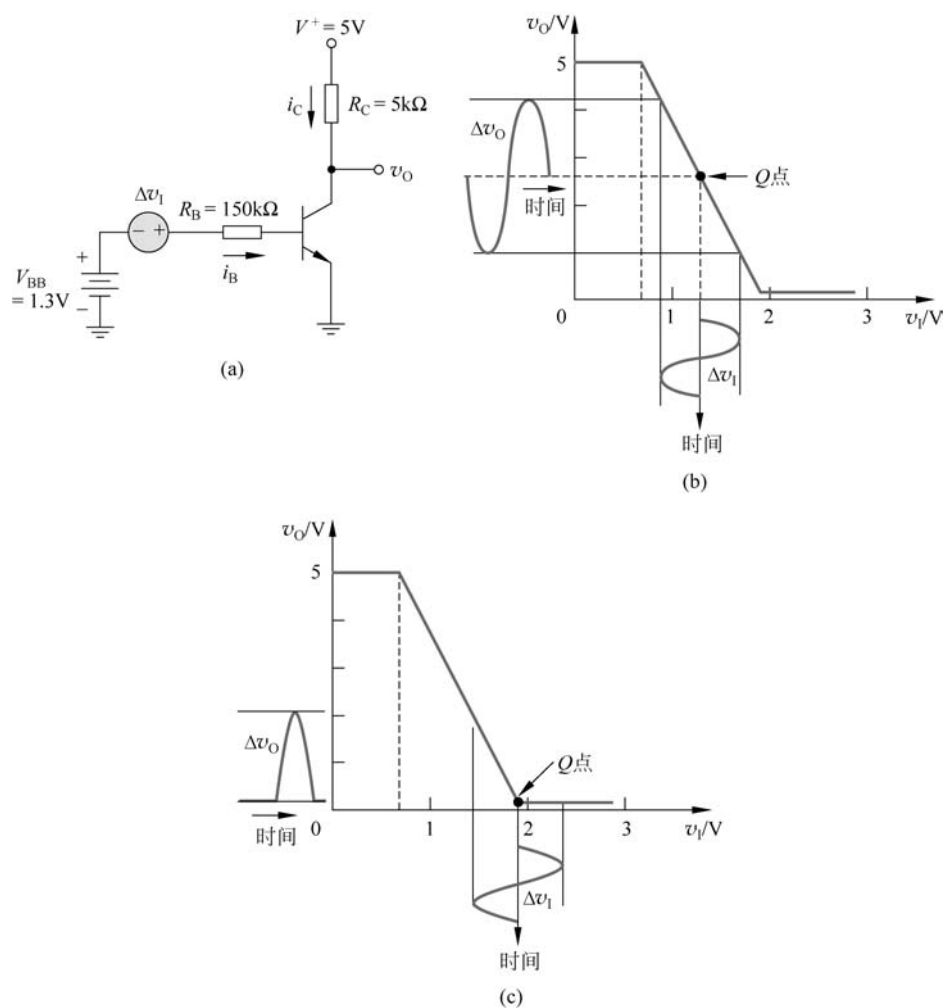


图 5.50 (a) 带直流电压和交流输入信号的反相器电路; (b) 直流电压传输特性、Q 点以及正弦输入和输出信号; (c) 直流偏置不正确时的电压传输特性曲线

讨论：在这个例子中，将晶体管偏置在正向放大区的中心。如果输入信号 Δv_I 为图 5.50(b) 所示的正弦函数，那么输出信号 Δv_O 也将为一正弦函数，这是模拟电路想要的响应（这里假设正弦输入信号的幅值不是特别大）。如果晶体管的 Q 点，或晶体管的直流偏置点在 $v_I = 1.9\text{V}$ 和 $v_O = 0.2\text{V}$ 这一点，如图 5.50(c) 所示，那么输出响应将发生变化。图中所示为一对称的正弦输入信号。当输入信号处于正半周时，晶体管一直偏置在饱和区，故输出电压不变；而在输入信号的负半周，晶体管变为偏置在正向放大区，所以产生了半个正弦波的输出响应。显然，输出信号不再是输入信号的复制。

上述讨论强调了晶体管的合适偏置对模拟或放大电路应用的重要性。如前所述，本章的基本目标是帮助读者熟悉晶体管电路，但同时也要使读者能够为以后在模拟应用中使用的晶体管电路设计直流偏置。

练习题 5.13 重新设计图 5.48(a) 所示的反相器放大电路，使得电压放大倍数为 $\Delta v_O / \Delta v_I = -6.5$ 。令 $R_B = 80\text{k}\Omega$ ，并且假设 $\beta = 120$ ， $V_{BE(\text{on})} = 0.7\text{V}$ 。求解 Q 点的值，使得晶体管偏置在放大区的中心。

答案：对于 Q 点： $v_O = 2.6\text{V}$ ， $v_I = 1.069\text{V}$ ， $I_{BQ} = 4.61\mu\text{A}$ ； $R_C = 4.34\text{k}\Omega$ 。

小信号线性放大电路的分析和设计将是第 6 章学习的主要目标。

理解测试题 5.14 图 5.44 所示的电路中，假设电路和晶体管的参数为 $R_B = 240\Omega$ ， $V_{CC} = 12\text{V}$ ， $V_{BE(\text{on})} = 0.7\text{V}$ ， $V_{CE(\text{sat})} = 0.1\text{V}$ 和 $\beta = 75$ 。假设负载是有效电阻为 $R_C = 5\Omega$ 的电机，当① $v_I = 0$ 和② $v_I = 12\text{V}$ 时，计算电路中的电流和电压以及晶体管的功率损耗。

答案：① $i_B = i_C = 0$ ， $v_O = V_{CC} = 12\text{V}$ ， $P = 0$ ；② $i_B = 47.1\text{mA}$ ， $i_C = 2.38\text{A}$ ， $v_O = 0.1\text{V}$ ， $P = 0.271\text{W}$ 。

5.4 双极型晶体管的偏置

目标：研究双极型晶体管电路的各种偏置方法，包括工作点稳定的偏置和集成电路偏置。

正如前几节所提到的，为了构建一个线性放大电路，必须使晶体管偏置在正向放大模式，使 Q 点位于负载线中心点的附近，并把时变输入信号耦合到晶体管的基极。图 5.47(a) 所示的电路可能是不切实际的，有两个原因：①信号源没有接地。②有时并不希望直流偏置电流流过信号源。本节将分析几种可供选择的偏置电路。通过这些基本的偏置电路来举例说明一些理想的和不理想的偏置特性。

5.4.1 单个基极电阻偏置

图 5.51(a) 给出一个最简单的晶体管电路。图中采用单个直流电源供电，并通过电阻 R_B 建立静态偏置电流。耦合电容 C_C 对直流相当于开路，它将信号源和直流偏置电流隔开。如果输入信号的频率足够高且 C_C 也足够大，那么信号可以通过 C_C 耦合到基极，并且只有较小的衰减。尽管 C_C 的实际值取决于感兴趣的频率范围（见第 7 章），但它的典型取值通常在 1 到 $10\mu\text{F}$ 之间。图 5.51(b) 给出直流等效电路；额外的下标 Q 表示这是 Q 点的值。

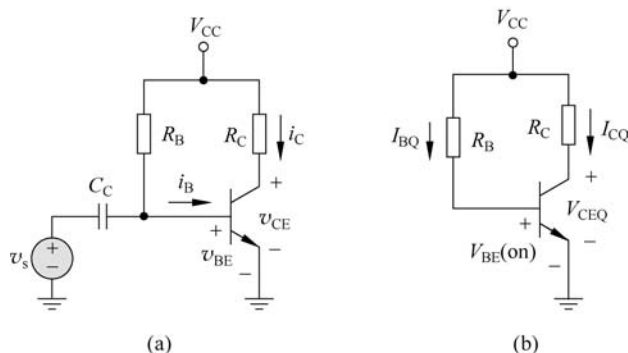


图 5.51 (a) 单个基极电阻偏置的共射电路；(b) 直流等效电路

例题 5.14 设计单个基极电阻的电路, 满足一组指标要求。

(1) 设计指标: 待设计的电路结构如图 5.51(b) 所示。电路使用 $V_{CC} = +12\text{V}$ 来偏置。要求晶体管的静态值为 $I_{CQ} = 1\text{mA}$ 和 $V_{CEQ} = 6\text{V}$ 。

(2) 器件选择: 设计中所用晶体管的标称值为 $\beta = 100$ 和 $V_{BE(\text{on})} = 0.7\text{V}$, 但由于相当宽的制造容差, 假设这类晶体管的电流增益在 $50 \leq \beta \leq 150$ 范围之内。本例中假设可提供所设计的电阻值。

解: 由下式可得集电极电阻为

$$R_C = \frac{V_{CC} - V_{CEQ}}{I_{CQ}} = \frac{12 - 6}{1} = 6\text{k}\Omega$$

基极电流为

$$I_{BQ} = \frac{I_{CQ}}{\beta} = \frac{1\text{mA}}{100} \Rightarrow 10\mu\text{A}$$

可求得基极电阻为

$$R_B = \frac{V_{CC} - V_{BE(\text{on})}}{I_{BQ}} = \frac{12 - 0.7}{10\mu\text{A}} = 1.13\text{M}\Omega$$

这一组条件下的晶体管特性、负载线以及 Q 点如图 5.52(a) 所示。

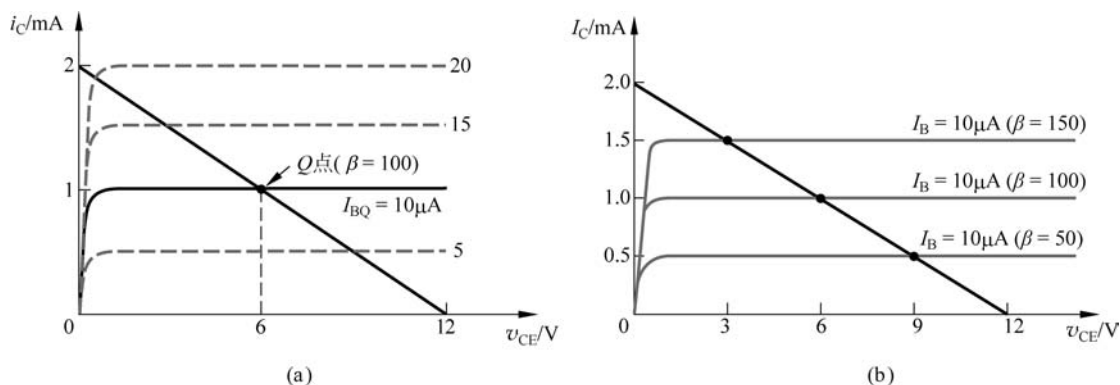


图 5.52 (a) 设计例题 5.14 中图 5.51 所示电路的晶体管特性和负载线；(b) 负载线和 $\beta = 50$ 、100 和 150 时 Q 点的变化 (注意基极电流和集电极电流的刻度大小不同)

折中考虑：本例中假设电阻值是固定的,将研究晶体管电流增益 β 的变化所产生的影响。

基极电流由下式给出,即

$$I_{BQ} = \frac{V_{CC} - V_{BE(ON)}}{R_B} = \frac{12 - 0.7}{1.13M\Omega} = 10\mu A \text{ (不变)}$$

在这种电路结构中,基极电流与晶体管的电流增益无关。集电极电流为

$$I_{CQ} = \beta I_{BQ}$$

负载线可由下式求得,即

$$V_{CE} = V_{CC} - I_C R_C = 12 - I_C (6)$$

该负载线是固定的。而对应于三个不同的 β 值, Q 点将发生变化,其值如表 5.5 所示。

表 5.5 Q 点值的变化

β	50	100	150
Q-point values	$I_{CQ} = 0.50\text{mA}$	$I_{CQ} = 1\text{mA}$	$I_{CQ} = 1.5\text{mA}$
Q 点	$V_{CEQ} = 9\text{V}$	$V_{CEQ} = 6\text{V}$	$V_{CEQ} = 3\text{V}$

在图 5.52(b)所示的负载曲线上画出了不同的 Q 点。集电极电流的刻度大小和负载线是固定的,而基极电流的刻度大小则随着 β 的变化而变化。

点评：在这个采用单个基极电阻的电路结构中, β 变化时, Q 点不稳定; 随着 β 的变化, Q 点发生较大的变化。在例题 5.13 对放大电路的讨论中(见图 5.50), 就注意到 Q 点位置设置的重要性。在下面的两个例题中, 将分析和设计工作点稳定的偏置电路。

虽然 $1.13M\Omega$ 的 R_B 可以产生所需的基极电流, 但是该电阻值太大, 不方便用在集成电路中。随后的两个例题将展示如果规避这个问题。

练习题 5.14 观察图 5.51(b)所示的电路。假设 $V_{CC} = 2.8\text{V}$, $\beta = 150$ 和 $V_{BE(ON)} = 0.7\text{V}$ 。设计电路, 使得 $I_{CQ} = 0.12\text{mA}$ 和 $V_{CEQ} = 1.4\text{V}$ 。

答案： $R_C = 11.7\text{k}\Omega$, $R_B = 2.625\text{M}\Omega$

(注：在下面的测试题中, 假设 B-E 间开启电压为 0.7V , 同时假设 C-E 间饱和电压为 0.2V 。)

理解测试题 5.15 观察图 5.53 所示的电路。①如果 $\beta = 120$, 求解使 $V_{CEQ} = 2.5\text{V}$ 的 R_B 。②如果电流增益在 $80 \leq \beta \leq 160$ 范围内变化, 求解 V_{CEQ} 的变化范围。

答案： ① $R_B = 413\text{k}\Omega$; ② $1.67\text{V} \leq V_{CEQ} \leq 3.33\text{V}$ 。

理解测试题 5.16 对于图 5.53 所示的电路, 令 $R_B = 800\text{k}\Omega$, 如果 β 的范围为 $75 \sim 150$, 求解总是使 Q 点处于 $1\text{V} \leq V_{CEQ} \leq 4\text{V}$ 范围内的新的 R_C 值。对于新的 R_C 值, 实际的 V_{CEQ} 范围是多少?

答案： ① $V_{CEQ} = 2.5\text{V}$ 时, $R_C = 4.14\text{k}\Omega$; ② $1.66\text{V} \leq V_{CEQ} \leq 3.33\text{V}$ 。

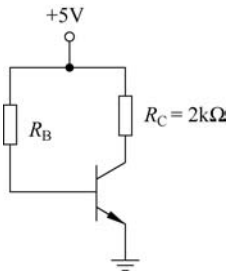


图 5.53 理解测试题 5.15 和 5.16 的电路

5.4.2 分压偏置和偏置的稳定

图 5.54(a) 给出一个分立晶体管偏置的经典例子。(集成电路的偏置是不同的,将在第 10 章讨论。)前述电路中的单偏置电阻被一对电阻 R_1 和 R_2 代替,并增加了一个发射极电阻 R_E 。交流信号仍然可通过耦合电容 C_C 耦合到晶体管的基极。

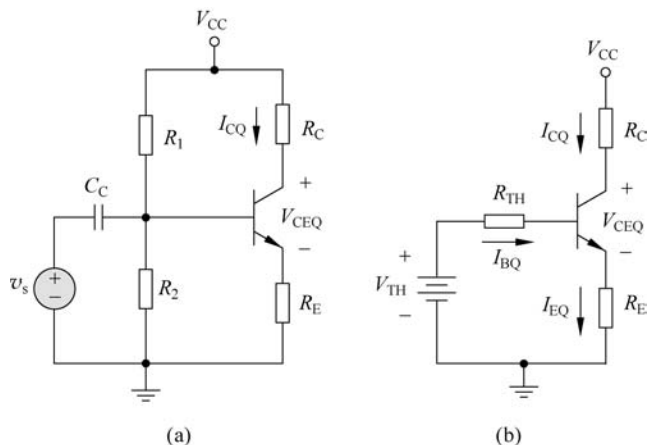


图 5.54 (a) 带基极分压偏置电路和发射极电阻的共射电路; (b) 基极回路采用戴维南等效后的直流通路

通过画出基极回路的戴维南等效电路,可使电路的分析变得容易。耦合电容对直流相当于开路。戴维南等效电压为

$$V_{TH} = [R_2 / (R_1 + R_2)] V_{CC}$$

戴维南等效电阻为

$$R_{TH} = R_1 \parallel R_2$$

其中,符号 $\parallel$ 表示电阻的并联。图 5.54(b) 给出了直流等效通路。可以看到,这个电路和之前所分析的很相似。

对 B-E 回路应用基尔霍夫电压定律,可得

$$V_{TH} = I_{BQ} R_{TH} + V_{BE(on)} + I_{EQ} R_E \quad (5.37)$$

如果晶体管偏置在正向放大模式,则

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

由式(5.37)可得基极电流为

$$I_{BQ} = \frac{V_{TH} - V_{BE(on)}}{R_{TH} + (1 + \beta) R_E} \quad (5.38)$$

于是集电极电流为

$$I_{CQ} = \beta I_{BQ} = \frac{\beta (V_{TH} - V_{BE(on)})}{R_{TH} + (1 + \beta) R_E} \quad (5.39)$$

例题 5.15 分析分压偏置电路,确定当电路含有发射极电阻时,Q 点随 β 的变化。图 5.54(a) 所示的电路中,令 $R_1 = 56\text{k}\Omega$, $R_2 = 12.2\text{k}\Omega$, $R_C = 2\text{k}\Omega$, $R_E = 0.4\text{k}\Omega$, $V_{CC} = 10\text{V}$, $V_{BE(on)} = 0.7\text{V}$ 和 $\beta = 100$ 。

解: 应用图 5.54(b) 所示的戴维南等效电路,可得

和

$$R_{TH} = R_1 \parallel R_2 = 56 \parallel 12.2 = 10.0\text{k}\Omega$$
$$V_{TH} = \left(\frac{R_2}{R_1 + R_2}\right) \cdot V_{CC} = \left(\frac{12.2}{56 + 12.2}\right) (10) = 1.79\text{V}$$

写出 B-E 回路的基尔霍夫电压方程,可得

$$I_{BQ} = \frac{V_{TH} - V_{BE(on)}}{R_{TH} + (1 + \beta)R_E} = \frac{1.79 - 0.7}{10 + 101 \times 0.4} \Rightarrow 21.6\mu\text{A}$$

集电极电流为

$$I_{CQ} = \beta I_{BQ} = 100 \times 21.6\mu\text{A} \Rightarrow 2.16\text{mA}$$

发射极电流为

$$I_{EQ} = (1 + \beta)I_{BQ} = 101 \times 21.6\mu\text{A} \Rightarrow 2.18\text{mA}$$

于是静态 C-E 间电压为

$$V_{CEQ} = V_{CC} - I_{CQ}R_C - I_{EQ}R_E = 10 - 2.16 \times 2 - 2.18 \times 0.4 = 4.81\text{V}$$

这些结果表明晶体管偏置在正向放大区。

如果晶体管的电流增益减小到 $\beta = 50$ 或增大到 $\beta = 150$,则可以得到如表 5.6 所示的结果。

表 5.6 Q 点值的变化

β	50	100	150
Q 点值 Q-point values	$I_{BQ} = 35.9\mu\text{A}$ $I_{CQ} = 1.80\text{mA}$ $V_{CEQ} = 5.67\text{V}$	$I_{BQ} = 21.6\mu\text{A}$ $I_{CQ} = 2.16\text{mA}$ $V_{CEQ} = 4.81\text{V}$	$I_{BQ} = 15.5\mu\text{A}$ $I_{CQ} = 2.32\text{mA}$ $V_{CEQ} = 4.40\text{V}$

电路的负载线和 Q 点如图 5.55 所示。可以将该电路 Q 点的变化和前面图 5.52(b)所示电路的 Q 点变化情况进行比较。

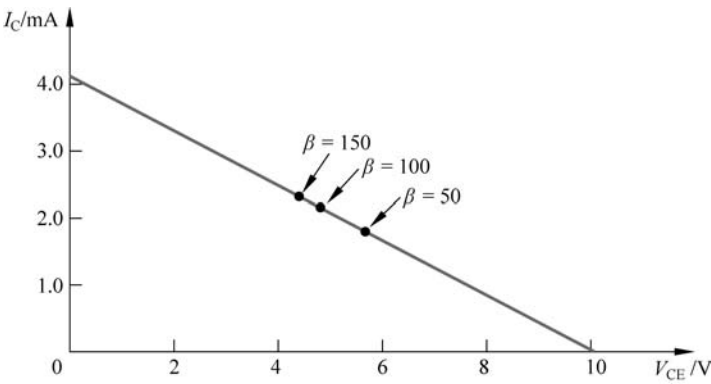


图 5.55 例题 5.15 的负载线和 Q 点值

当 β 变化的比值为 3 : 1 时,集电极电流和集电极-发射极间电压的变化仅为 1.29 : 1。
点评: 由 R_1 和 R_2 组成的分压电路可以使用几千欧的电阻,将晶体管偏置在放大区。相比之下,单电阻偏置则需要兆欧级别的电阻。此外,与图 5.52(b)所示的变化相比, I_{CQ}

和 V_{CEQ} 随 β 的变化减小了很多。增加射极电阻 R_E 可以使 Q 点趋于稳定,这意味着相对于 β 值的变化,增加射极电阻有助于稳定 Q 点。在第 12 章中将会看到,增加射极电阻 R_E 引入了负反馈,而负反馈使电路趋于稳定。

练习题 5.15 图 5.54(a) 所示的电路中,令 $V_{CC}=3.3V, R_E=500\Omega, R_C=4k\Omega, R_1=85k\Omega, R_2=35k\Omega$ 和 $\beta=150$ 。①求解 R_{TH} 和 V_{TH} 。②求解 I_{BQ}, I_{CQ} 和 V_{CEQ} 。③如果 β 值变为 $\beta=75$,重复②。

答案: ① $R_{TH}=24.8k\Omega, V_{TH}=0.9625V$; ② $I_{BQ}=2.62\mu A, I_{CQ}=0.393mA, V_{CEQ}=1.53V$; ③ $I_{BQ}=4.18\mu A, I_{CQ}=0.314mA, V_{CEQ}=1.89V$ 。

观察式(5.39),偏置稳定的设计要求的 R_{TH} 远小于 $(1+\beta)R_E$ 。因此集电极的电流近似为

$$I_{CQ} \approx \frac{\beta(V_{TH} - V_{BE(on)})}{(1+\beta)R_E} \quad (5.40)$$

通常, $\beta > 1$; 因此, $\beta/(1+\beta) \approx 1$, 且

$$I_{CQ} \approx \frac{(V_{TH} - V_{BE(on)})}{R_E} \quad (5.41)$$

现在,静态集电极电流基本上仅仅是直流电压和射极电阻的函数,因而 Q 点在 β 变化时是稳定的。而如果 R_{TH} 太小,则 R_1 和 R_2 都很小,在这些电阻上将消耗额外功率。一般的规则是,如果

$$R_{TH} \approx 0.1(1+\beta)R_E \quad (5.42)$$

则认为是偏置稳定电路。

例题 5.16 设计满足一组指标要求的偏置稳定电路。

(1) 设计指标: 待设计的电路结构如图 5.54(a) 所示。令 $V_{CC}=5V$ 和 $R_C=1k\Omega$ 。选择 R_E 并求解偏置电阻 R_1 和 R_2 , 使电路稳定偏置并有 $V_{CEQ}=3V$ 。

(2) 器件选择: 假设晶体管的标称值为 $\beta=120$ 和 $V_{BE(on)}=0.7V$ 。将选择标准电阻值,并假设晶体管的电流增益在 $60 \leq \beta \leq 180$ 范围内变化。

(3) 设计指南: 通常, R_E 两端的电压应该和 $V_{BE(on)}$ 具有相同的数量级。更大的压降则意味着为了获得所需的集电极-发射极间电压和 R_C 两端的电压,将不得不增大电源电压。

解: 由于 $\beta=120, I_{CQ} \approx I_{EQ}$, 将 R_E 选为标准值 $0.51k\Omega$, 可得

$$I_{CQ} \approx \frac{V_{CC} - V_{CEQ}}{R_C + R_E} = \frac{5 - 3}{1 + 0.51} = 1.32mA$$

于是 R_E 两端的压降为 $(1.32)(0.51)=0.673V$, 这接近于要求的值。求得基极电流为

$$I_{BQ} = \frac{I_{CQ}}{\beta} = \frac{1.32}{120} \Rightarrow 11.0\mu A$$

利用图 5.58(b) 给出的戴维南等效电路, 可得

$$I_{BQ} = \frac{V_{TH} - V_{BE(on)}}{R_{TH} + (1+\beta)R_E}$$

对于偏置稳定电路, $R_{TH}=0.1(1+\beta)R_E$, 即

$$R_{TH} = 0.1 \times 121 \times 0.51 = 6.17k\Omega$$

于是

$$I_{BQ} = 11.0 \mu A \Rightarrow \frac{V_{TH} - 0.7}{6.17 + 121 \times 0.51}$$

可得

$$V_{TH} = 0.747 + 0.70 = 1.447V$$

现在有

$$V_{TH} = \left(\frac{R_2}{R_1 + R_2} \right) V_{CC} = \left(\frac{R_2}{R_1 + R_2} \right) \times 5 = 1.447V$$

即

$$\left(\frac{R_2}{R_1 + R_2} \right) = \frac{1.447}{5} = 0.2894$$

同时有

$$R_{TH} = \frac{R_1 R_2}{R_1 + R_2} = 6.17k\Omega = R_1 \left(\frac{R_2}{R_1 + R_2} \right) = R_1 (0.2894)$$

可得

$$R_1 = 21.3k\Omega$$

和

$$R_2 = 8.69k\Omega$$

由附录 C, 可以选择标准电阻值为 $R_1 = 20k\Omega$ 和 $R_2 = 8.2k\Omega$ 。

折中考虑：本例题中忽略了电阻误差的影响(习题 5.18 和习题 5.40 则包含了误差的影响)。下面将讨论共射电流增益的变化对 Q 点的影响。

用标准电阻值, 可得

$$R_{TH} = R_1 \parallel R_2 = 20 \parallel 8.2 = 5.82k\Omega$$

和

$$V_{TH} = \left(\frac{R_2}{R_1 + R_2} \right) (V_{CC}) = \left(\frac{8.2}{20 + 8.2} \right) \times 5 = 1.454V$$

基极电流为

$$I_{BQ} = \left[\frac{V_{TH} - V_{BE(on)}}{R_{TH} + (1 + \beta)R_E} \right]$$

集电极电流为 $I_{CQ} = \beta I_{BQ}$, 且集电极-发射极间电压由下式给出, 即

$$V_{CEQ} = V_{CC} - I_{CQ} \left[R_C + \left(\frac{1 + \beta}{\beta} \right) R_E \right]$$

三个 β 值所对应的 Q 点值如表 5.7 所示。

表 5.7 三个 β 值所对应的 Q 点值

β	60	120	180
Q 点值	$I_{BQ} = 20.4 \mu A$	$I_{BQ} = 11.2 \mu A$	$I_{BQ} = 7.68 \mu A$
Q-point values	$I_{CQ} = 1.23mA$	$I_{CQ} = 1.34mA$	$I_{CQ} = 1.38mA$
	$V_{CEQ} = 3.13V$	$V_{CEQ} = 2.97V$	$V_{CEQ} = 2.91V$

点评：例题 5.16 中的 Q 点相对于 β 值的变化可以认为是稳定的,且分压电阻 R_1 和 R_2 为几千欧范围内的合理取值。可以看出当 β 变化 2 倍(从 120 到 60)时,集电极电流仅变化 -8.2% ;而当 β 值变化 50% (从 120~180)时,集电极电流仅变化 3% 。可以将这些变化与例题 5.14 单个偏置电阻设计中的变化作比较。

计算机仿真：基于标准电阻值和 PSpice 库中的标准晶体管 2N2222,图 5.56 给出本例题中所设计电路的 PSpice 原理图。进行了直流分析,给出所得到的晶体管 Q 点值。集电极-发射极间电压为 $V_{CE}=2.80\text{V}$,接近设计值 3V 。两者之间存在差异的一个原因是标准电阻值并不完全和设计值相等,另一个原因是 2N2222 的有效 β 值为 157 而不是假设的 120。

```

**** BIPOLAR JUNCTION TRANSISTORS
NAME      Q_Q1
MODEL     Q2N2222
IB        9.25E-06
IC        1.45E-03
VBE       6.55E-01
VBC       -2.15E+00
VCE       2.80E+00
BETADC    1.57E+02

```

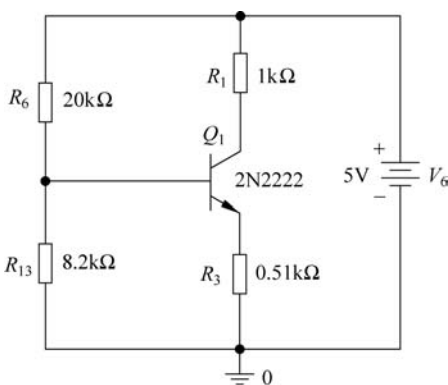


图 5.56 PSpice 电路原理图

练习题 5.16 在图 5.54(a)所示的电路中,令 $V_{CC}=5\text{V}$, $R_E=0.2\text{k}\Omega$, $R_C=1\text{k}\Omega$, $\beta=150$ 和 $V_{BE(\text{on})}=0.7\text{V}$ 。设计偏置稳定电路,使得 Q 点位于负载线的中点。

答案： $R_1=13\text{k}\Omega$, $R_2=3.93\text{k}\Omega$ 。

包含一个发射极电阻的另一个优点是,在温度变化时,电路的 Q 点可以稳定。为了说明这一点,曾在图 1.20 中指出,对于恒定的结电压,PN 结中的电流将随着温度的增加而增加。于是可以预期,晶体管的电流也会随着温度的增加而增加。如果结上的电流增加,结的温度就会升高(由于 I^2R 加热),进而又会使电流增加,于是进一步增加了结的温度,这种现象将会导致热击穿和器件的损坏。而由图 5.54(b)可以看出,随着电流的增加, R_E 两端的压降也会上升。假设戴维南等效电压和电阻基本都和温度无关,那么温度变化引起的 R_{TH} 两端的压降变化就会很小。最终的结果是, R_E 上增加的压降减小了发射结电压,这将使晶体管的电流下降,从而使得晶体管电流在温度变化时趋于稳定。

理解测试题 5.17 图 5.54(a)所示电路的参数为 $V_{CC}=5\text{V}$, $R_E=1\text{k}\Omega$, $R_C=4\text{k}\Omega$, $R_1=440\text{k}\Omega$ 和 $R_2=230\text{k}\Omega$ 。晶体管的参数为 $\beta=150$ 和 $V_{BE(\text{on})}=0.7\text{V}$ 。①求解 V_{TH} 和 R_{TH} 。②求解 I_{CQ} 和 V_{CEQ} 。③当 $\beta=90$ 时,重复①和②。

答案： ① $V_{TH}=1.716\text{V}$, $R_{TH}=151\text{k}\Omega$; ② $I_{CQ}=0.505\text{mA}$, $V_{CEQ}=2.47\text{V}$; ③ $I_{CQ}=0.378\text{mA}$, $V_{CEQ}=3.11\text{V}$ 。

理解测试题 5.18 图 5.54(a)所示的电路中,电路的参数为 $V_{CC}=5\text{V}$, $R_E=1\text{k}\Omega$ 。晶体管的参数为 $\beta=150$ 和 $V_{BE(\text{on})}=0.7\text{V}$ 。①设计一个偏置稳定电路,使得 $I_{CQ}=0.40\text{mA}$, $V_{CEQ}=2.7\text{V}$ 。②当 $\beta=90$ 时,利用①的结果,求解 I_{CQ} 和 V_{CEQ} 。

答案： ① $R_1=66\text{k}\Omega$, $R_2=19.6\text{k}\Omega$, $R_C=4.74\text{k}\Omega$; ② $I_{CQ}=0.376\text{mA}$, $V_{CEQ}=2.84\text{V}$ 。

5.4.3 正负电源偏置

在某些应用中,同时用正负直流电压偏置比较理想。尤其是在第 11 章讨论差分放大电路时,将会看到这种情况。在某些应用中,采用双电源偏置可以去掉耦合电容,并允许输入信号为直流输入电压。下面的例题将讨论这种偏置方法。

例题 5.17 设计一个偏置稳定的 PNP 型晶体管电路,满足一组指标要求。

(1) 设计指标:待设计的电路结构如图 5.57(a)所示。要求晶体管的 Q 点值为 $V_{ECQ} = 7V$, $I_{CQ} \approx 0.5mA$ 且 $V_{RE} \approx 1V$ 。

(2) 器件选择:假设晶体管的参数为 $\beta = 80$ 和 $V_{EB(on)} = 0.7V$ 。最终的设计将采用标准电阻值。

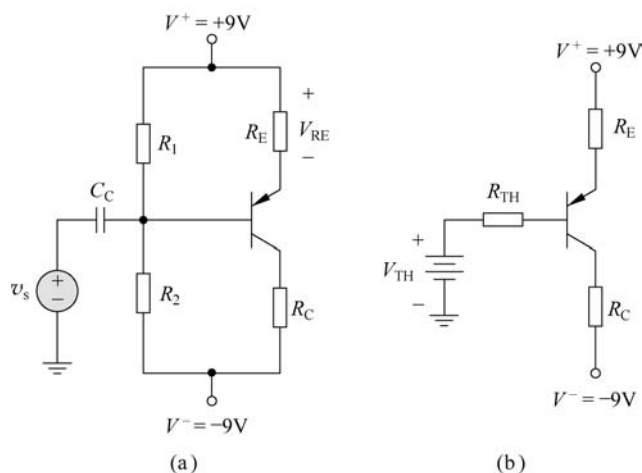


图 5.57 (a) 例题 5.17 的电路; (b) 戴维南等效电路

解: 戴维南等效电路如图 5.57(b)所示,戴维南等效电阻为 $R_{TH} = R_1 \parallel R_2$,戴维南等效电压(相对于地)由下式给出,即

$$V_{TH} = \left(\frac{R_2}{R_1 + R_2} \right) (V^+ - V^-) + V^- = \frac{1}{R_1} \left(\frac{R_1 R_2}{R_1 + R_2} \right) (V^+ - V^-) + V^-$$

当 $V_{RE} \approx 1V$ 和 $I_{CQ} \approx 0.5mA$ 时,可设置

$$R_E = \frac{1}{0.5} = 2k\Omega$$

对于偏置稳定电路,需要

$$\begin{aligned} R_{TH} &= \frac{R_1 R_2}{R_1 + R_2} = 0.1 \times (1 + \beta) R_E \\ &= 0.1 \times 81 \times 2 = 16.2k\Omega \end{aligned}$$

于是戴维南电压可以写为

$$V_{TH} = \frac{1}{R_1} \times 16.2 \times [9 - (-9)] + (-9) = \frac{1}{R_1} \times 291.6 - 9$$

E-B 回路的 KVL 方程为

$$V^+ = I_{EQ}R_E + V_{EB}(\text{on}) + I_{BQ}R_{TH} + V_{TH}$$

晶体管偏置在正向放大模式,由此 $I_{EQ} = (1+\beta)I_{BQ}$ 。于是有

$$V^+ = (1+\beta)I_{BQ}R_E + V_{EB}(\text{on}) + I_{BQ}R_{TH} + V_{TH}$$

当 $I_{CQ} = 0.5\text{mA}$ 时, $I_{BQ} = 0.00625\text{mA}$, 因此可以写出

$$9 = 81 \times 0.00625 \times 2 + 0.7 + 0.00625 \times 16.2 + \frac{1}{R_1} \times 291.6 - 9$$

求得 $R_1 = 18.0\text{k}\Omega$ 。于是由 $R_{TH} = R_1 \parallel R_2 = 16.2\text{k}\Omega$, 可以求得 $R_2 = 162\text{k}\Omega$ 。

当 $I_{CQ} = 0.5\text{mA}$ 时, 则有 $I_{EQ} = 0.506\text{mA}$ 。E-C 回路的 KVL 方程为

$$V^+ = I_{EQ}R_E + V_{ECQ} + I_{CQ}R_C + V^-$$

即

$$9 = 0.506 \times 2 + 7 + 0.50R_C + (-9)$$

可得 $R_C \approx 20\text{k}\Omega$ 。

折中考虑: 除了 $R_2 = 162\text{k}\Omega$ 之外, 所有的电阻值都是标准值。160kΩ 这样的标准分立电阻值是可以提供的。而由于所设计的是偏置稳定电路, 即使电阻值有变化, Q 点也不会发生较大的变化。晶体管电流增益 β 的变化所引起的 Q 点的变化将在本章课后习题 5.31 和习题 5.34 中进行分析。

点评: 在很多情况下, 有些指标比如集电极电流值或发射极-集电极间电压都不是绝对的, 而是用近似值给出。由于这个原因, 发射极电阻确定为标准电阻值 $2\text{k}\Omega$ 。最终的偏置电阻值也选为标准电阻值。而这些电阻值和计算值之间的差异将不会使 Q 点发生较大的变化。

练习题 5.17 观察图 5.58 所示的电路, 晶体管的参数为 $\beta = 150$ 和 $V_{BE}(\text{on}) = 0.7\text{V}$ 。电路参数为 $R_E = 2\text{k}\Omega$ 和 $R_C = 10\text{k}\Omega$ 。设计一个偏置稳定电路, 使得静态输出电压为零。 I_{CQ} 和 V_{CEQ} 的值是多少?

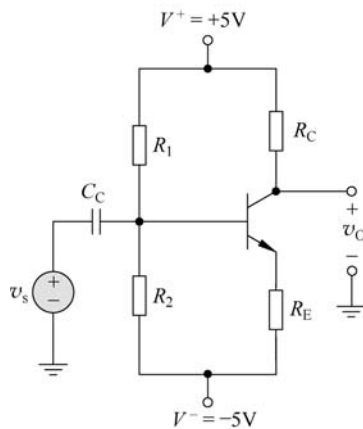


图 5.58 练习题 5.17 的电路

答案: $I_{CQ} = 0.5\text{mA}$, $V_{CEQ} = 3.99\text{V}$, $R_1 = 167\text{k}\Omega$, $R_2 = 36.9\text{k}\Omega$ 。

5.4.4 集成电路偏置

到目前为止, 晶体管电路的电阻偏置主要应用于分立电路。对于集成电路, 则要尽可能减少电阻的数量, 因为与晶体管相比, 电阻通常需要较大的芯片表面积。

双极型晶体管可以采用恒流源 I_Q 来偏置, 如图 5.59 所示。这种电路的优点是发射极电流与 β 和 R_B 无关, 而且对于合理的 β 值, 集电极电流和 C-E 间电压也基本上与晶体管的电流增益无关。可以增大 R_B 的值, 来增大基极的输入电阻, 而不影响偏置的稳定性。

如图 5.60 所示, 恒流源可以由晶体管来实现。晶体管 Q_1 为二极管接法的晶体管, 但它仍然工作在正向放大模式。晶体管 Q_2 也必须工作在正向放大模式 ($V_{CE} \geq v_{BE}(\text{on})$)。

电流 I_1 称为基准电流, 通过写出 R_1 - Q_1 回路的基尔霍夫电压方程求出。有

$$0 = I_1 R_1 + V_{BE}(\text{on}) + V^- \quad (5.43a)$$

可得

$$I_1 = \frac{-(V^- + V_{BE(on)})}{R_1} \quad (5.43b)$$

由于 $V_{BE1} = V_{BE2}$, 电路把左边支路的基准电流镜像到右边支路, 于是把 R_1 、 Q_1 和 Q_2 组成的电路称为镜像电流源。

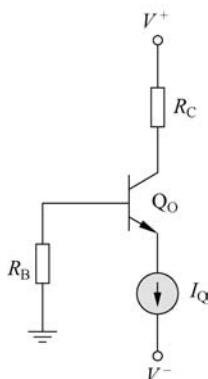


图 5.59 用恒流源偏置的双极型晶体管

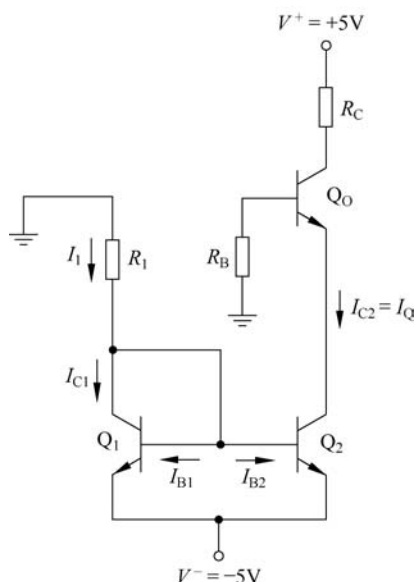


图 5.60 用恒流源偏置的晶体管 Q_O , 晶体管 Q_1 和 Q_2 构成镜像电流源

将 Q_1 集电极处的电流求和, 可得

$$I_1 = I_{C1} + I_{B1} + I_{B2} \quad (5.44)$$

由于 Q_1 和 Q_2 的发射结电压相等, 如果 Q_1 和 Q_2 是完全相同的晶体管, 并且都处于相同的温度之下, 则有 $I_{B1} = I_{B2}$ 且 $I_{C1} = I_{C2}$ 。于是式(5.44)可以写为

$$I_1 = I_{C1} + 2I_{B2} = I_{C2} + \frac{2I_{C2}}{\beta} = I_{C2} \left(1 + \frac{2}{\beta}\right) \quad (5.45)$$

求解 I_{C2} 可得

$$I_{C2} = I_O = \frac{I_1}{\left(1 + \frac{2}{\beta}\right)} \quad (5.46)$$

这个电流将晶体管 Q_O 偏置在放大区。由 Q_1 、 Q_2 和 R_1 构成的电路称为双晶体管电流源。

例题 5.18 求解双晶体管电流源的电流。图 5.60 所示的电路中, 电路和晶体管的参数为 $R_1 = 10\text{k}\Omega$, $\beta = 50$ 和 $V_{BE(on)} = 0.7\text{V}$ 。

解: 基准电流为

$$I_1 = \frac{-(V^- + V_{BE(on)})}{R_1} = \frac{-[(-5) + 0.7]}{10} = 0.43\text{mA}$$

由式(5.46)可得偏置电流 I_Q 为

$$I_{C2} = I_Q = \frac{I_1}{\left(1 + \frac{2}{\beta}\right)} = \frac{0.43}{\left(1 + \frac{2}{50}\right)} = 0.413\text{mA}$$

于是,基极电流为

$$I_{B1} = I_{B2} = \frac{I_{C2}}{\beta} = \frac{0.413}{50} \Rightarrow 8.27\mu\text{A}$$

点评: 对于相对较大的电流增益 β 值,偏置电流 I_Q 基本上和基准电流 I_1 相等。

练习题 5.18 在图 5.60 所示的电路中,电路参数为 $V^+ = 3.3\text{V}$, $V^- = -3.3\text{V}$, $R_B = 0$ 。晶体管的参数为 $\beta = 60$, $V_{BE(\text{on})} = 0.7\text{V}$ 。设计该电路,使得 $I_{CQ}(Q_O) = 0.12\text{mA}$ 且 $V_{CEQ}(Q_O) = 1.6\text{V}$ 。 I_Q 和 I_1 的值是多少?

答案: $I_Q = 0.122\text{mA}$ 和 $I_1 = 0.126\text{mA}$, $R_1 = 20.6\text{k}\Omega$, $R_C = 20\text{k}\Omega$ 。

如前所述,集成电路中几乎只使用恒流源偏置。在本教材的第 2 部分将会看到,集成电路中使用最少数量的电阻,而且这些电阻通常用晶体管来代替。在集成电路芯片上,晶体管占据的面积远小于电阻,所以将电阻的数量减到最少是比较有利的。

理解测试题 5.19 图 5.57(a)所示电路的参数为 $V^+ = 5\text{V}$, $V^- = -5\text{V}$, $R_E = 0.5\text{k}\Omega$ 和 $R_C = 4.5\text{k}\Omega$ 。晶体管的参数为 $\beta = 120$, $V_{BE(\text{on})} = 0.7\text{V}$ 。设计一个偏置稳定电路,使得 Q 点位于负载线的中心。 I_{CQ} 和 V_{ECQ} 的值是多少?

答案: $I_{CQ} = 1\text{mA}$, $V_{ECQ} = 5\text{V}$, $R_1 = 6.92\text{k}\Omega$, $R_2 = 48.1\text{k}\Omega$ 。

理解测试题 5.20 对于图 5.59,电路参数为 $I_Q = 0.25\text{mA}$, $V^+ = 2.5\text{V}$, $V^- = -2.5\text{V}$, $R_B = 75\text{k}\Omega$ 和 $R_C = 4\text{k}\Omega$ 。晶体管的参数为 $I_S = 3 \times 10^{-14}\text{A}$ 和 $\beta = 120$ 。①求解晶体管基极的直流电压和 V_{CEQ} 。②如果 $\beta = 60$,重复①。

答案: ① $V_B = -0.155\text{V}$, $V_{CEQ} = 2.26\text{V}$; ② $V_B = -0.307\text{V}$, $V_{CEQ} = 2.42\text{V}$ 。

5.5 多级电路

目标: 分析多级或多晶体管电路的直流偏置。

大多数晶体管电路都含有多个晶体管。在分析和设计这些多级电路时,可以采用与研究单个晶体管电路时相同的方法。作为例子,图 5.61 在同一个电路中给出了一个 NPN 型晶体管 Q_1 和一个 PNP 型晶体管 Q_2 。

例题 5.19 计算多级电路中每个节点的直流电压和通过元件的直流电流。在图 5.61 所示的电路中,假设所有晶体管的 B-E 间开启电压为 0.7V , $\beta = 100$ 。

解: 晶体管 Q_1 基极的戴维南等效电路如图 5.62 所示。图中定义了各支路电流和各节点的

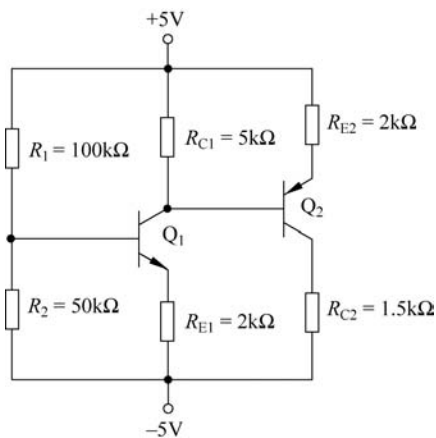


图 5.61 多级晶体管电路

电压。戴维南等效电阻和等效电压为

$$R_{TH} = R_1 \parallel R_2 = 100 \parallel 50 = 33.3\text{k}\Omega$$

和

$$V_{TH} = \left(\frac{R_2}{R_1 + R_2} \right) (10) - 5 = \left(\frac{50}{150} \right) \times 10 - 5 = -1.67\text{V}$$

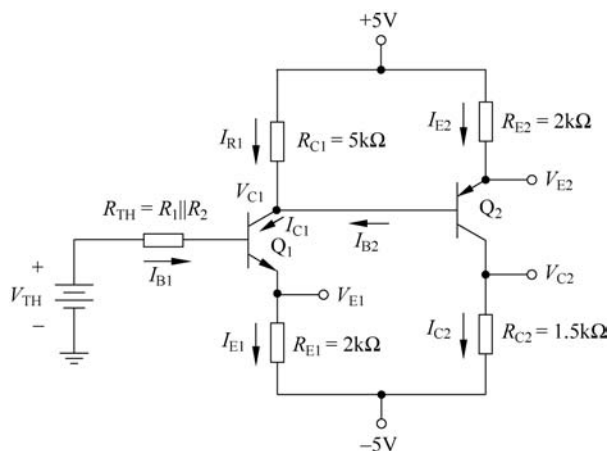


图 5.62 Q_1 基极处为戴维南等效电路的多级晶体管电路

Q_1 的 B-E 回路的基尔霍夫电压方程为

$$V_{TH} = I_{B1}R_{TH} + V_{BE(on)} + I_{E1}R_{E1} - 5$$

注意到 $I_{E1} = (1 + \beta)I_{B1}$, 可得

$$I_{B1} = \frac{-1.67 + 5 - 0.7}{33.3 + 101 \times 2} = 11.2\mu\text{A}$$

因此有

$$I_{C1} = 1.12\text{mA}$$

和

$$I_{E1} = 1.13\text{mA}$$

将 Q_1 集电极处的电流求和, 可得

$$I_{R1} + I_{B2} = I_{C1}$$

还可以写为

$$\frac{5 - V_{C1}}{R_{C1}} + I_{B2} = I_{C1} \quad (5.47)$$

于是, 基极电流 I_{B2} 可以用射极电流 I_{E2} 表示为

$$I_{B2} = \frac{I_{E2}}{1 + \beta} = \frac{5 - V_{E2}}{(1 + \beta)R_{E2}} = \frac{5 - (V_{C1} + 0.7)}{(1 + \beta)R_{E2}} \quad (5.48)$$

将式(5.48)代入式(5.47), 可得

$$\frac{5 - V_{C1}}{R_{C1}} + \frac{5 - (V_{C1} + 0.7)}{(1 + \beta)R_{E2}} = I_{C1} = 1.12\text{mA}$$

可以解得 V_{C1} 为

$$V_{C1} = -0.482\text{V}$$

于是

$$I_{R1} = \frac{5 - (-0.482)}{5} = 1.10\text{mA}$$

为了求解 V_{E2} , 有

$$V_{E2} = V_{C1} + V_{EB(\text{on})} = -0.482 + 0.7 = 0.218\text{V}$$

射极电流 I_{E2} 为

$$I_{E2} = \frac{5 - 0.218}{2} = 2.39\text{mA}$$

于是可得

$$I_{C2} = \left(\frac{\beta}{1+\beta}\right) I_{E2} = \left(\frac{100}{101}\right) \times 2.39 = 2.37\text{mA}$$

和

$$I_{B2} = \frac{I_{E2}}{1+\beta} = \frac{2.39}{101} = 23.7\mu\text{A}$$

其他的节点电压为

$$V_{E1} = I_{E1} R_{E1} - 5 = (1.13)(2) - 5 \Rightarrow V_{E1} = -2.74\text{V}$$

和

$$V_{C2} = I_{C2} R_{C2} - 5 = (2.37)(1.5) - 5 = -1.45\text{V}$$

于是, 可以求得

$$V_{CE1} = V_{C1} - V_{E1} = -0.482 - (-2.74) = 2.26\text{V}$$

且

$$V_{EC2} = V_{E2} - V_{C2} = 0.218 - (-1.45) = 1.67\text{V}$$

点评: 以上的结果表明, 正如起初假设的那样, Q_1 和 Q_2 都偏置在正向放大模式。而下一章研究该电路作为放大电路的交流工作原理时, 将会看到一个更好的设计, 它会增加 V_{EC2} 的值。

练习题 5.19 在图 5.61 所示的电路中, 求解 R_{C1} 和 R_{C2} 新的值, 使得 $V_{CEQ1} = 3.25\text{V}$ 和 $V_{ECQ2} = 2.5\text{V}$ 。

答案: $R_{C1} = 4.08\text{k}\Omega$, $R_{C2} = 1.97\text{k}\Omega$ 。

例题 5.20 设计图 5.63 所示的共射-共基放大电路, 满足以下指标: $V_{CE1} = V_{CE2} = 2.5\text{V}$, $V_{RE} = 0.7\text{V}$, $I_{C1} \approx I_{C2} \approx 1\text{mA}$ 和 $I_{R1} \approx I_{R2} \approx I_{R3} \approx 0.10\text{mA}$ 。

解: 初始设计将忽略基极电流, 认为 $I_{\text{Bias}} = I_{R1} = I_{R2} = I_{R3} = 0.10\text{mA}$ 。于是

$$R_1 + R_2 + R_3 = \frac{V^+}{I_{\text{Bias}}} = \frac{9}{0.10} = 90\text{k}\Omega$$

Q_1 的基极电压为

$$V_{B1} = V_{RE} + V_{BE(\text{on})} = 0.7 + 0.7 = 1.4\text{V}$$

于是

$$R_3 = \frac{V_{B1}}{I_{\text{Bias}}} = \frac{1.4}{0.10} = 14\text{k}\Omega$$

Q_2 的基极电压为

$$V_{B2} = V_{RE} + V_{CE1} + V_{BE(on)} = 0.7 + 2.5 + 0.7 = 3.9V$$

于是

$$R_2 = \frac{V_{B2} - V_{B1}}{I_{Bias}} = \frac{3.9 - 1.4}{0.10} = 25k\Omega$$

因而可得

$$R_1 = 90 - 25 - 14 = 51k\Omega$$

可以求得发射极电阻 R_E 为

$$R_E = \frac{V_{RE}}{I_{C1}} = \frac{0.7}{1} = 0.7k\Omega$$

Q_2 的集电极电压为

$$V_{C2} = V_{RE} + V_{CE1} + V_{CE2} = 0.7 + 2.5 + 2.5 = 5.7V$$

于是

$$R_C = \frac{V^+ - V_{C2}}{I_{C2}} = \frac{9 - 5.7}{1} = 3.3k\Omega$$

点评：通过忽略基极电流,使该电路的设计变得很简单。例如,利用 PSpice 的计算机分析可以验证这个设计,或者可以给出为了满足设计指标而需要做的一些小改动。

在 6.9.3 节将再次看到共射-共基电路。共射-共基电路的一个优点将在第 7 章进行分析。这种共射-共基电路的带宽比简单的共射放大电路要宽。

练习题 5.20 图 5.63 所示的电路参数为 $V^+ = 12V$, $R_E = 2k\Omega$, 晶体管的参数为 $\beta = 120$ 和 $V_{BE(on)} = 0.7V$ 。重新设计电路,使得 $I_{C1} \approx I_{C2} \approx 0.5mA$, $I_{R1} \approx I_{R2} \approx I_{R3} \approx 0.05mA$ 以及 $V_{CE1} \approx V_{CE2} \approx 4V$ 。

答案： $R_1 = 126k\Omega$, $R_2 = 80k\Omega$, $R_3 = 34k\Omega$, 且 $R_C = 6k\Omega$ 。

计算机分析题 5.4 ①利用 PSpice 仿真,验证例题 5.20 中的共射-共基电路。要求采用标准晶体管。②采用标准电阻值,重复①部分。

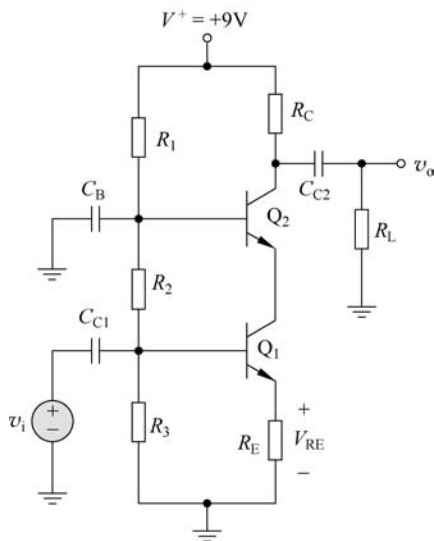


图 5.63 例题 5.20 的双极型共射-共基电路

5.6 设计应用：带双极型晶体管的二极管温度计

目标：在设计应用中引入双极型晶体管,改善第 1 章中讨论的简单二极管温度计的设计。

1. 设计指标

电子温度计测量的温度范围为 $0 \sim 100^\circ F$ 。

2. 设计方法

将图 1. 48 中二极管温度计产生的输出电压加到 NPN 型双极型晶体管的发射结上,以增强测量温度范围内的电压。假设双极型晶体管处在恒温环境中。

3. 器件选择

假设可提供 $I_S=10^{-12}$ A 的双极型晶体管。

4. 解决方案

根据第 1 章的设计,二极管的电压为

$$V_D=1.12-0.522\left(\frac{T}{300}\right)$$

其中, T 为开尔文温度。

观察图 5. 64 所示的电路,假设二极管处于变化的温度环境中,而电路的其余部分保持在室温下。忽略双极型晶体管的基极电流,可得

$$V_D=V_{BE}+I_C R_E \tag{5.49}$$

可以写出

$$I_C=I_S e^{V_{BE}/V_T} \tag{5.50}$$

所以式(5.49)变为

$$\frac{V_D-V_{BE}}{R_E}=I_S e^{V_{BE}/V_T} \tag{5.51}$$

且

$$V_O=15-I_C R_C \tag{5.52}$$

根据第 1 章可得表 5. 8。

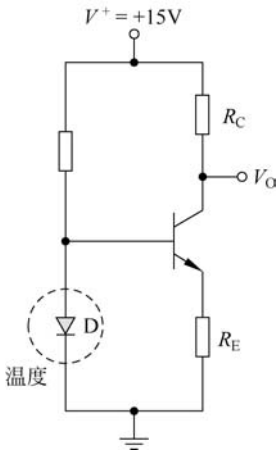


图 5. 64 用于测量二极管输出电压随温度变化的设计应用电路

表 5. 8 输出电压随温度变化

$T/^{\circ}\text{F}$	V_D/V
0	0.6760
40	0.6372
80	0.5976
100	0.5790

如果假设晶体管的 $I_S=10^{-12}$ A,则由式(5.50)~式(5.52)可得表 5. 9。

表 5. 9 其他

$T/^{\circ}\text{F}$	V_{BE}/V	I_C/mA	V_O/V
0	0.5151	0.402	4.95
40	0.5092	0.320	7.00
80	0.5017	0.240	9.00
100	0.4974	0.204	9.90

点评：图 5.65(a)给出了二极管电压随温度变化的曲线,图 5.65(b)则给出了双极型晶体管电路的输出电压随温度变化的曲线。可以看出,晶体管电路提供了一个电压增益,这个电压增益正是晶体管电路的理想特性。

讨论：由以上方程可以看出,集电极电流不是发射结电压或二极管电压的线性函数。这种影响意味着晶体管的输出电压也不完全是温度的线性函数。图 5.65(b)中的直线是一种较好的线性近似。

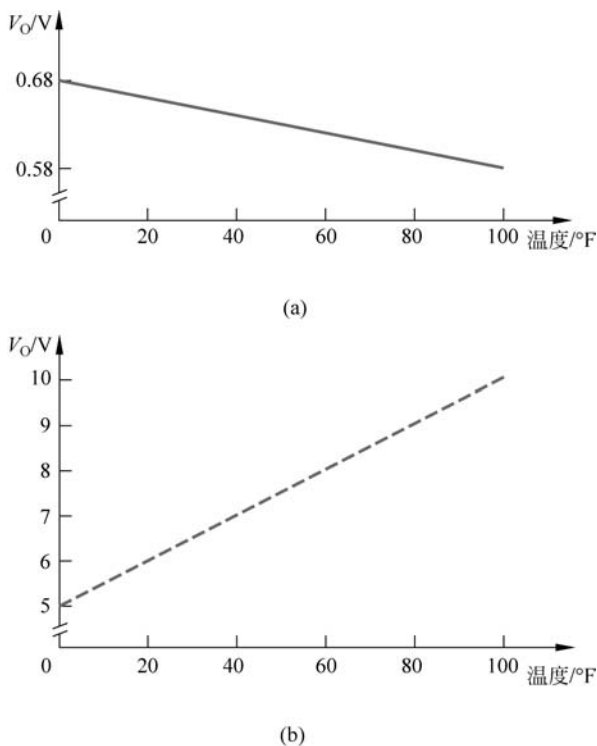


图 5.65 (a) 二极管电压随温度的变化; (b) 电路输出电压随温度的变化

5.7 本章小结

本章重点内容包括:

(1) 分析了双极型晶体管的结构、特征和性质。可以构成两种互补的双极型晶体管 NPN 和 PNP 型。典型的晶体管作用就是两个电极之间的电压(基极和射极)控制第三个电极的电流(集电极)。

(2) 4 种工作模式分别为: 正向放大模式、截止模式、饱和模式以及反向放大模式。晶体管工作在正向放大模式时,发射结正向偏置,而集电结反向偏置,这时的集电极电流和基极电流通过共射极电流增益 β 联系起来。当晶体管截止时,所有的电流都为零。而在饱和模式,集电极电流不再是基极电流的函数。

(3) 双极型晶体管直流偏置的分析和设计是本章的重要内容。在这些分析和设计中,继续采用 PN 结的折线化模型。详细阐述了具有稳定 Q 点功能的晶体管电路的设计方法。

(4) 介绍了集成电路中采用恒流源进行直流偏置的设计。

(5) 讨论了晶体管的基本应用。这些应用包括开关电流和电压、实现数字逻辑函数以及放大时变信号。在下一章中将详细地分析晶体管的放大特性。

(6) 介绍了多级电路中的直流偏置。

(7) 作为一个应用,电路中采用双极型晶体管来改善第一章讨论的简单二极管温度计。

通过本章的学习,读者应该能够做到:

(1) 了解和描述 NPN 和 PNP 型双极型晶体管的一般电流-电压特性。

(2) 用折线化模型进行各种双极型晶体管电路的直流分析和设计,包括对负载线的了解。

(3) 定义双极型晶体管的四种工作模式。

(4) 定性地理解晶体管电路如何用来开关电流和电压,从而实现数字逻辑函数以及放大时变信号。

(5) 设计晶体管电路的直流偏置,使其满足规定的直流电流和电压要求,并在晶体管参数变化的情况下使 Q 点稳定。

(6) 把直流分析和设计技巧应用到多级晶体管电路中。

复习题

(1) 描述 NPN 和 PNP 型晶体管的基本结构和工作原理。

(2) 若将 NPN 型双极型晶体管偏置在正向放大模式,在晶体管上应该加多大的偏置电压?

(3) 定义 PNP 型双极型晶体管处于截止模式、正向放大模式和饱和模式下的条件。

(4) 定义共基电流增益和共射电流增益。

(5) 讨论交流和直流共射电流增益之间的区别。

(6) 说明偏置在正向放大模式的双极型晶体管的集电极、发射极以及基极电流之间的关系。

(7) 定义厄尔利电压和集电极输出电阻。

(8) 描述一个简单的 NPN 型双极型晶体管共射电路,并讨论集电极-发射极间电压和基极输入电流之间的关系。

(9) 描述定义负载线的参数,并定义 Q 点。

(10) 分析双极型晶体管电路直流响应的一般步骤是什么?

(11) 描述 NPN 型晶体管是如何用于开关 LED 二极管的?

(12) 描述双极型晶体管或非逻辑电路。

(13) 描述 NPN 型晶体管是如何用来放大时变电压信号的?

(14) 讨论电阻电压偏置相比于单电阻偏置的优势。

(15) 在晶体管参数变化的情况下如何稳定 Q 点?

(16) 分立晶体管电路和集成电路所用的偏置方法之间主要的区别是什么?

习题

(注: 除非另作说明, 在下列习题中都假定 NPN 型晶体管的 $V_{BE(on)}=0.7\text{V}$, $V_{CE(sat)}=0.2\text{V}$; PNP 型晶体管的 $V_{EB(on)}=0.7\text{V}$, $V_{EC(sat)}=0.2\text{V}$ 。)

1. 基本双极型晶体管

5.1 ①偏置在正向放大模式的双极型晶体管, 基极电流 $i_B=2.8\mu\text{A}$, 发射极电流 $i_E=325\mu\text{A}$ 。求解 β 、 α 以及 i_C 。②如果 $i_B=20\mu\text{A}$, $i_E=1.80\text{mA}$, 重复①。

5.2 ①某双极型晶体管偏置在正向放大模式。集电极电流 $i_C=726\mu\text{A}$, 发射极电流 $i_E=732\mu\text{A}$, 求解 β 、 α 以及 i_B 。②如果 $i_C=2.902\text{mA}$, $i_E=2.961\text{mA}$, 重复①。

5.3 ①某特定类型晶体管的 β 值范围为 $110\leq\beta\leq180$ 。求解相应的 α 范围。②如果基极电流为 $50\mu\text{A}$, 求解集电极电流的范围。

5.4 ①某双极型晶体管偏置在正向放大模式, 测得的参数值为 $i_E=1.25\text{mA}$ 和 $\beta=150$, 求解 i_B 、 i_C 和 α 。②如果 $i_E=4.52\text{mA}$ 和 $\beta=80$, 重复①。

5.5 ①对于表 5.10 所示的共基电流增益 α 值, 求解相应的共射电流增益 β 的值。②对于表 5.11 所示的共射电流增益 β 值, 求解相应的共基电流增益 α 的值。

表 5.10 共基电流增益 α 值

α	0.90	0.950	0.980	0.990	0.995	0.9990
β						

表 5.11 共射电流增益 β 值

β	20	50	100	150	220	400
α						

5.6 某 NPN 型晶体管的 $\beta=80$, 它连接成图 5.66 所示的共基结构。①发射极由恒流源 $I_E=1.2\text{mA}$ 驱动。求解 I_B 、 I_C 、 α 和 V_C 。②对于 $I_E=0.80\text{mA}$, 重复①。③若 $\beta=120$, 重复①和②。

5.7 图 5.66 中电路的发射极电流为 $I_E=0.80\text{mA}$ 。晶体管的参数为 $\alpha=0.9910$ 和 $I_{EO}=5\times10^{-14}\text{A}$ 求解 I_B 、 I_C 、 V_{BE} 和 V_C 。

5.8 图 5.67 所示为共基结构的 PNP 型晶体管, 其 $\beta=60$ 。①发射极由恒流源 $I_E=0.75\text{mA}$ 驱动。求解 I_B 、 I_C 、 α 和 V_C 。②如果 $I_E=1.5\text{mA}$, 重复①。③①和②中的晶体管是否都偏置在正向放大模式, 为什么是或为什么不是?

5.9 ①图 5.67 所示的 PNP 型晶体管的共基电流增益 $\alpha=0.9860$, 求解使 $V_C=-1.2\text{V}$ 的发射极电流。基极电流是多少? ②利用①的结果, 且假设 $I_{EO}=2\times10^{-15}\text{A}$, 求解 V_{EB} 。

5.10 某 NPN 型晶体管的反向饱和电流 $I_S=5\times10^{-15}\text{A}$ 且电流增益 $\beta=125$ 。晶体管偏置在 $v_{BE}=0.615\text{V}$, 求解 i_B 、 i_C 和 i_E 。

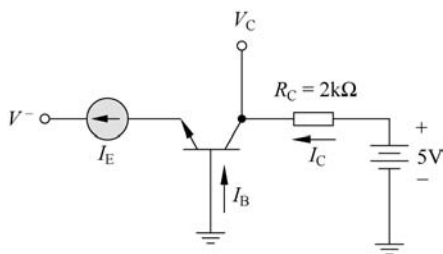


图 5.66 习题 5.6 图

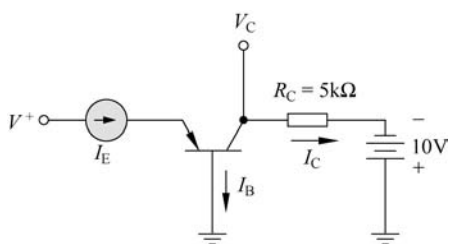


图 5.67 习题 5.8 图

5.11 两个 PNP 型晶体管具有相同的制造工艺,但结面积不同。两晶体管都采用 $v_{BE} = 0.650\text{V}$ 的发射极-基极电压偏置,且发射极电流分别为 0.50mA 和 12.2mA 。求解每个晶体管的 I_{EO} 。相应的结面积是多少?

5.12 两个晶体管 A 和 B 中的集电极电流均为 $i_C = 275\mu\text{A}$ 。对于晶体管 A, $I_{SA} = 8 \times 10^{-16}\text{A}$ 。晶体管 B 的发射结面积是晶体管 A 的 4 倍。求解 I_{SB} 和每个晶体管发射结的电压。

5.13 某 BJT 的厄尔利电压为 80V 。当集电极-发射极间电压 $V_{CE} = 2\text{V}$ 时,集电极电流为 $I_C = 0.60\text{mA}$ 。①求解 $V_{CE} = 5\text{V}$ 时的集电极电流。②输出电阻是多少?

5.14 发射极开路时的集电结击穿电压 $BV_{CBO} = 60\text{V}$ 。如果 $\beta = 100$,且经验常数 $n = 3$,求解基极开路时的 C-E 击穿电压。

5.15 在一个具体的电路应用中,所需的最小击穿电压为 $BV_{CBO} = 220\text{V}$ 和 $BV_{CEO} = 56\text{V}$ 。如果 $n = 3$,求解 β 的最大允许值。

5.16 某特定晶体管电路设计所需的最小基极开路电压为 $BV_{CEO} = 50\text{V}$ 。如果 $\beta = 50$ 且 $n = 3$,求解所需的 BV_{CBO} 的最小值。

2. 晶体管电路的直流分析

5.17 对于图 5.68 中的所有晶体管,均有 $\beta = 75$ 。图中给出了一些测量结果,求解图中标出的其余电流、电压和/或电阻值。

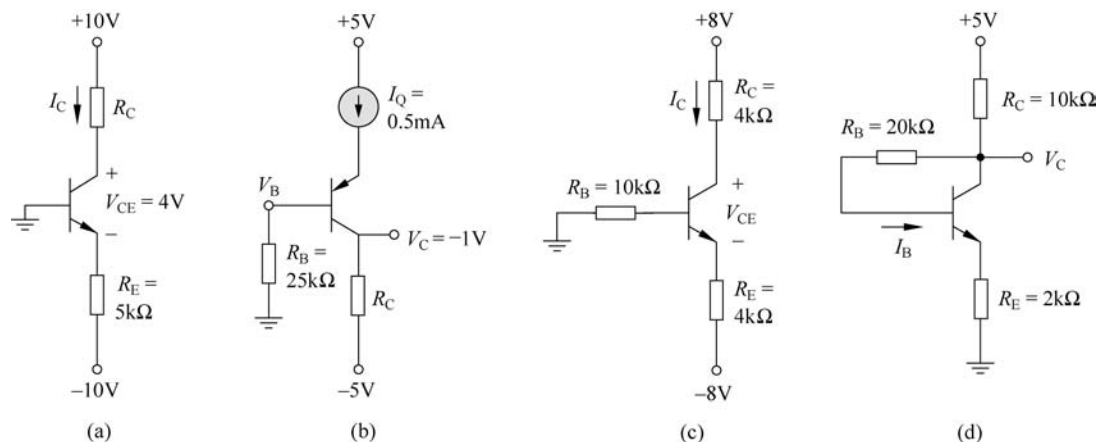


图 5.68 习题 5.17 图

5.18 图 5.68(a)和(c)所示的电路中,射极电阻值可能在给定值附近变化 $\pm 5\%$ 。求解所计算参数的范围。

5.19 观察图 5.69 中的两个电路。每个晶体管的参数为 $I_S = 5 \times 10^{-16} \text{ A}$ 和 $\beta = 90$ 。求解每个电路中的 V_{BB} , 使得 $V_{CE} = 1.10 \text{ V}$ 。

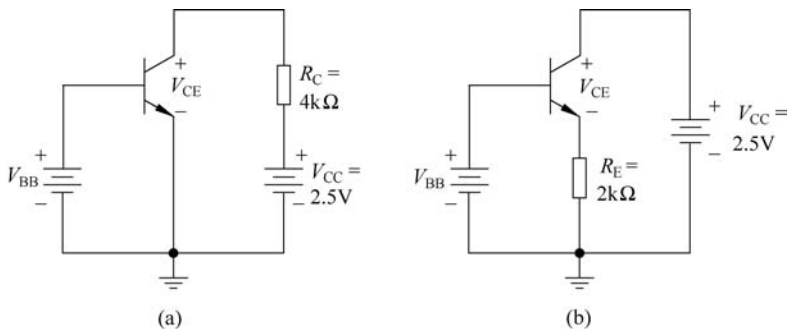


图 5.69 习题 5.19 图

5.20 图 5.70 所示的电路中,每个晶体管的电流增益为 $\beta = 120$ 。求解每个电路的 I_C 和 V_{CE} 。

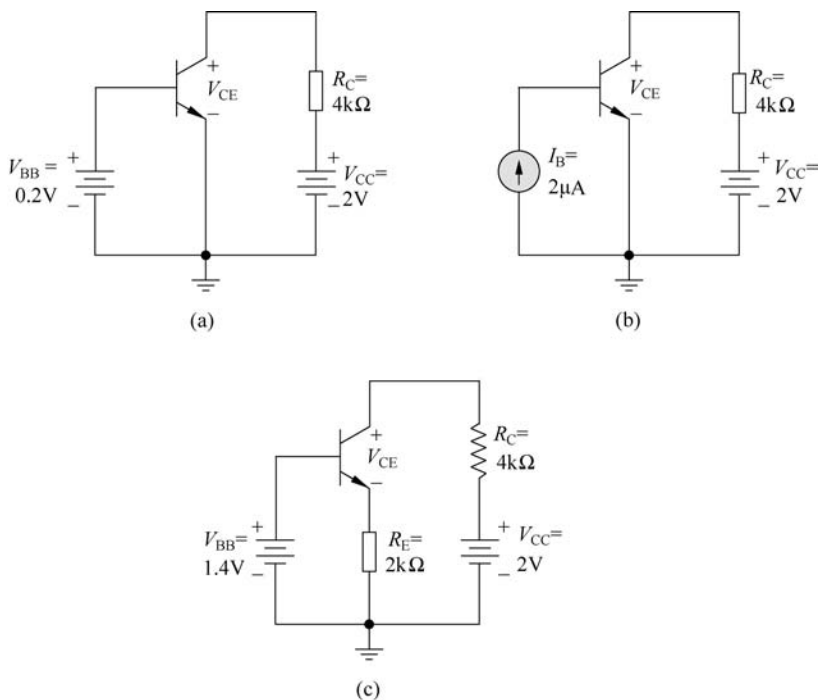


图 5.70 习题 5.20 图

5.21 图 5.71 所示的电路中,每个晶体管的 $\beta = 120$ 。求解每个电路的 I_C 和 V_{EC} 。

5.22 ①图 5.20(a)所示的电路中,电路和晶体管的参数为 $V_{CC} = 3\text{V}$, $V_{BB} = 1.3\text{V}$ 和 $\beta = 100$ 。重新设计电路,使得 $I_{BQ} = 5\mu\text{A}$ 且 $V_{CEQ} = 1.5\text{V}$ 。②用①的结果,求解 $75 \leq \beta \leq 125$ 范围内 V_{CEQ} 的变化情况。

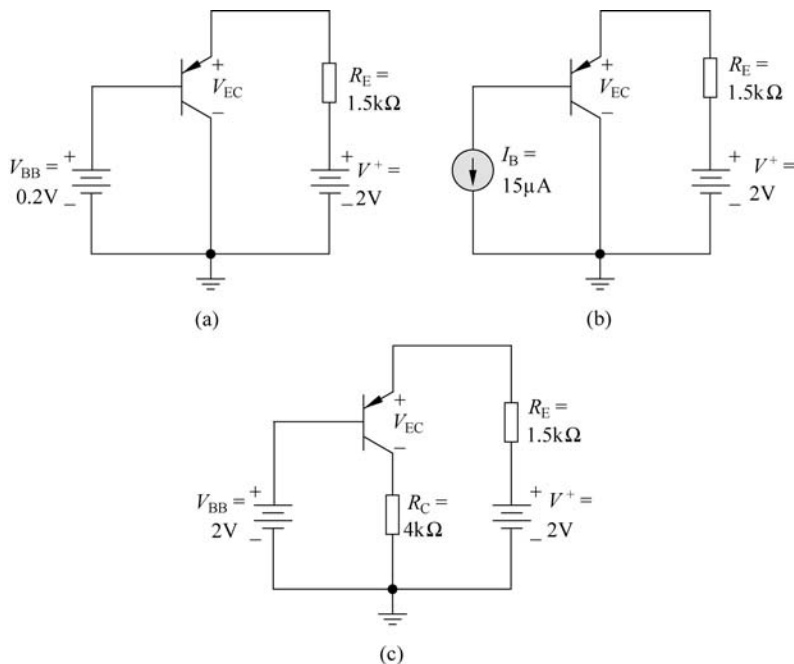


图 5.71 习题 5.21 图

5.23 图 5.72 所示的电路中,所测的参数值如图所示。求解 β 、 α 以及图中标出的其他电流和电压。画出直流负载线并标出 Q 点。

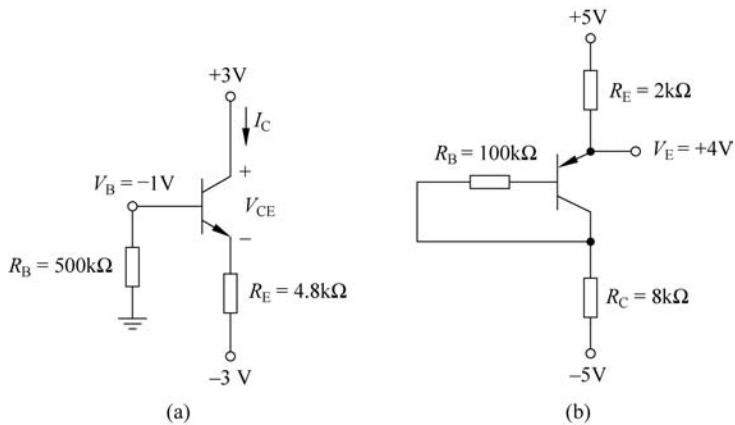


图 5.72 习题 5.23 图

5.24 ①对于图 5.73 所示的电路,求解使得 $V_B = V_C$ 的 V_B 和 I_E 。假设 $\beta = 90$ 。②什么样的 V_B 值可使 $V_{CE} = 2V$?

5.25 ①图 5.74 所示电路的偏置电压改为 $V^+ = 3.3V$ 和 $V^- = -3.3V$ 。发射极电压的测量值 $V_E = 0.85V$ 。求解 I_E 、 I_C 、 β 、 α 以及 V_{EC} 。②如果 β 增大 10%, 利用①的结果, 求解 V_E 和 V_{EC} 。

5.26 图 5.75 所示的电路中,晶体管的 $\beta = 120$ 。求解 I_C 和 V_{EC} , 画出负载线并标出 Q 点。

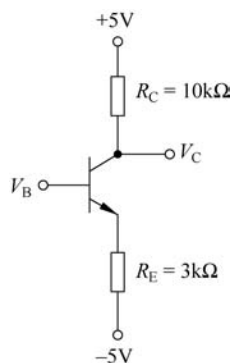


图 5.73 习题 5.24 图

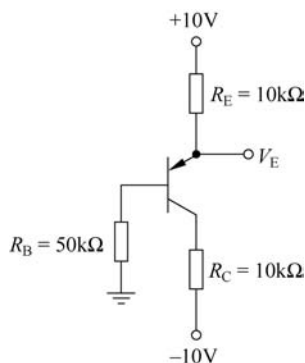


图 5.74 习题 5.25 图

5.27 图 5.76 所示的电路中,晶体管由发射极的恒流源进行偏置。如果 $I_Q = 1\text{mA}$, 求解 V_C 和 V_E , 其中假设 $\beta = 50$ 。

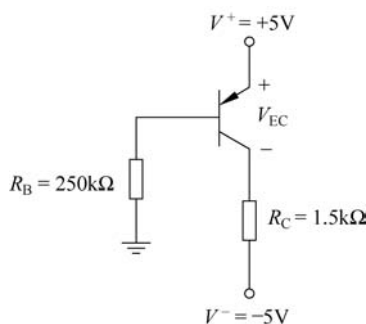


图 5.75 习题 5.26 图

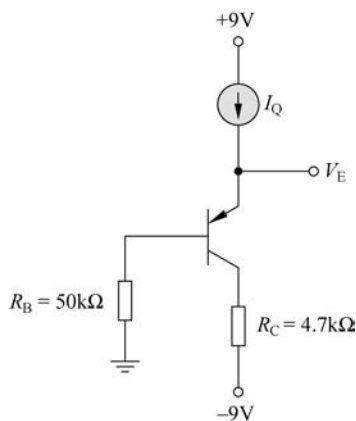


图 5.76 习题 5.27 图

5.28 在图 5.76 所示的电路中,恒流源为 $I = 0.5\text{mA}$ 。如果 $\beta = 50$, 求解消耗在晶体管上的功率。恒流源提供还是消耗功率? 其值是多少?

5.29 图 5.77 所示的电路中,如果对于每个晶体管均有 $\beta = 200$, 求解 ① I_{E1} , ② I_{E2} , ③ V_{C1} 以及 ④ V_{C2} 。

5.30 对图 5.78 所示的电路进行设计,使得 ① $R_E = 0$ 和 ② $R_E = 1\text{k}\Omega$ 时, $I_{CQ} = 0.8\text{mA}$ 和 $V_{CEQ} = 2\text{V}$ 。假设 $\beta = 80$ 。③将图 5.78 中的晶体管用 $\beta = 120$ 的晶体管代替,利用 ①和 ②的结果,求解 Q 点的值 I_{CQ} 和 V_{CEQ} 。哪种设计使 Q 点的变化最小?

5.31 ①图 5.79 所示的电路中,偏置电压改为 $V_{CC} = 9\text{V}$ 。晶体管电流增益 $\beta = 80$ 。设计电路,使得 $I_{CQ} = 0.25\text{mA}$ 和 $V_{CEQ} = 4.5\text{V}$ 。②如果图中的晶体

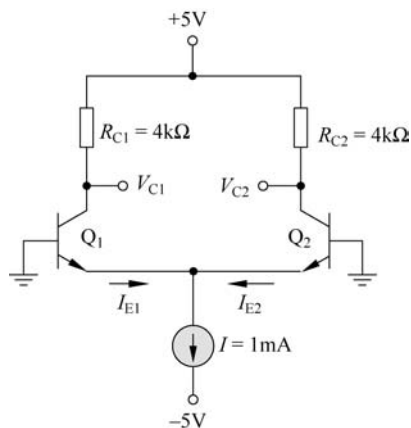


图 5.77 习题 5.29 图

管用 $\beta=120$ 的新晶体管代替, 求解新的 I_{CQ} 和 V_{CEQ} 的值。③画出①和②中的负载线和 Q 点。

5.32 图 5.80 所示的电路中, 晶体管的电流增益为 $\beta=150$ 。当① $V_B=0.2V$, ② $V_B=0.9V$, ③ $V_B=1.5V$ 和④ $V_B=2.2V$ 时, 求解 I_C 、 I_E 和 V_C 。

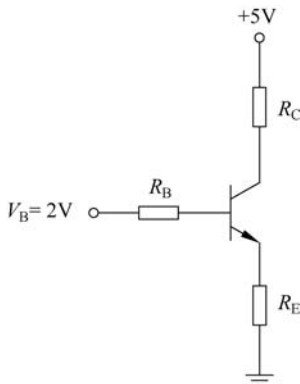


图 5.78 习题 5.30 图

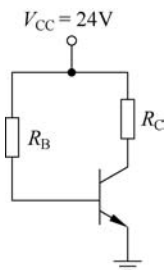


图 5.79 习题 5.31 图

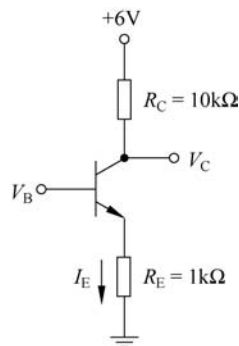


图 5.80 习题 5.32 图

5.33 ①图 5.81 所示的电路中, 晶体管的电流增益 $\beta=75$ 。对于 V_{BB} 分别取 $0V$ 、 $1V$ 以及 $2V$, 求解 V_O 。②利用计算机仿真验证①中的结果。

5.34 (1)图 5.82 所示的电路中, 晶体管的 $\beta=100$ 。当① $I_Q=0.1mA$, ② $I_Q=0.5mA$ 以及③ $I_Q=2mA$, 求解 V_O 。(2)如果电流增益增加到 $\beta=150$, 对于(1)中给出的条件, 求解 V_O 的变化百分比。

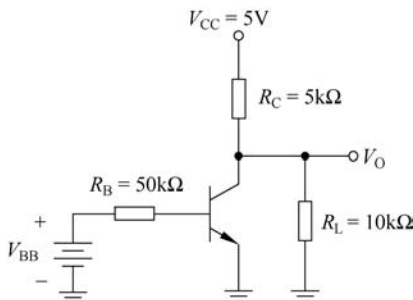


图 5.81 习题 5.33 图

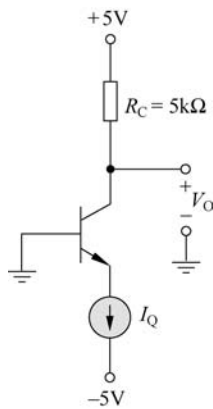


图 5.82 习题 5.34 图

5.35 假设图 5.82 所示的电路中, 晶体管的 $\beta=120$ 。求解 I_Q , 使得① $V_O=4V$, ② $V_O=2V$, ③ $V_O=0$ 。

5.36 图 5.76 所示的电路中, 当 $I_Q=0, 0.5, 1.0, 1.5, 2.0, 2.5$ 和 $3.0mA$ 时, 计算并画出晶体管的功耗。假设 $\beta=50$ 。

5.37 观察图 5.83 所示的共基电路。假设晶体管的 $\alpha=0.9920$ 。求解 I_E 、 I_C 和 V_{BC} 。

5.38 ①图 5.84 中的晶体管, $\beta=80$ 。求解使 $V_{CEQ}=6V$ 的 V_1 。②求解使 $3 \leq V_{CEQ} \leq$

9V 的 V_1 的范围。

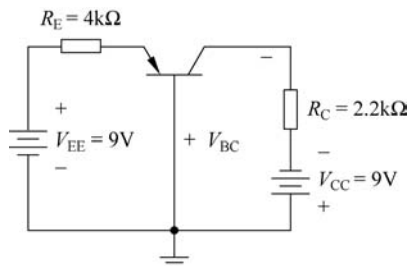


图 5.83 习题 5.37 图

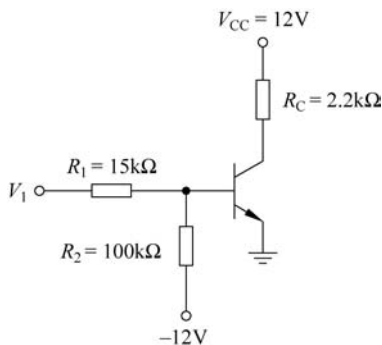


图 5.84 习题 5.38 图

5.39 图 5.85 所示的电路中,令晶体管的 $\beta=25$ 。求解使 $1.0\text{V} \leq V_{CE} \leq 4.5\text{V}$ 的 V_1 的范围。画出负载线并标出 Q 点值的范围。

5.40 ①设计图 5.86 所示的电路,使得 $I_{CQ}=0.5\text{mA}$ 和 $V_{CEQ}=2.5\text{V}$ 。假设 $\beta=120$ 。画出负载线并标出 Q 点。②选取接近于设计值的标准电阻值,假设标准电阻值阻值变化范围 $\pm 10\%$ 。对于 R_B 和 R_C 的最大值和最小值,画出负载线和 Q 点的值(四个 Q 点值)。

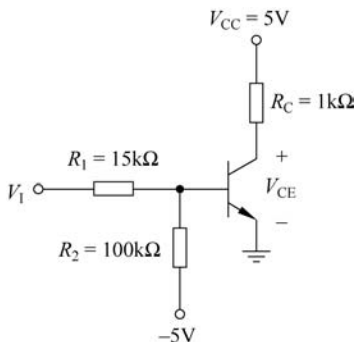


图 5.85 习题 5.39 图

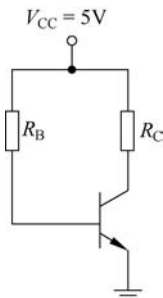


图 5.86 习题 5.40 图

5.41 图 5.87 所示的电路有时用作温度计。假设电路中的 Q_1 和 Q_2 是相同的晶体管。将发射极电流写为 $I_E = I_{EO} \exp(V_{BE}/V_T)$ 的形式,推导输出电压 V_O 作为温度 T 的函数的表达式。

5.42 图 5.88 所示晶体管的 $\beta=120$ 。(1)对于① $R_E=0$ 和② $R_E=1\text{k}\Omega$,求解使得 $V_O=4\text{V}$ 时的 V_1 值。(2)当 $V_O=2.5\text{V}$ 时,重复(1)。(3)当 $V_1=3.5\text{V}$ 且 $R_E=1\text{k}\Omega$ 时,求解 V_O 。

5.43 图 5.89 所示的电路中,晶体管的共射电流增益 $\beta=80$ 。画出 $0 \leq V_1 \leq 5\text{V}$ 范围内的电压传输特性。

5.44 对于图 5.90 所示的电路,画出 $0 \leq V_1 \leq 5\text{V}$ 范围内的电压传输特性。假设 $\beta=100$ 。

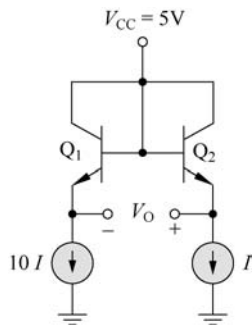


图 5.87 习题 5.41 图

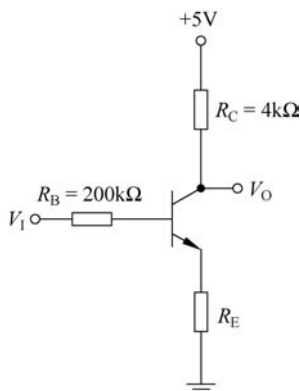


图 5.88 习题 5.42 图

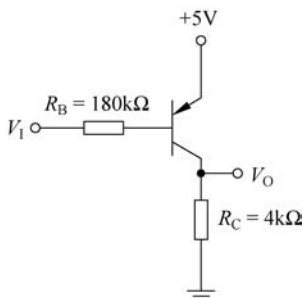


图 5.89 习题 5.43 图

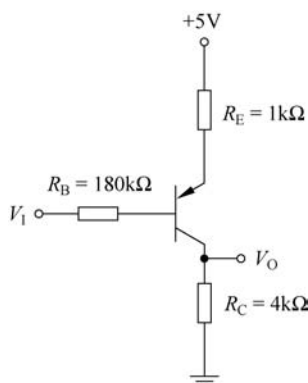


图 5.90 习题 5.44 图

3. 晶体管的基本应用

5.45 图 5.91 所示的电路中,晶体管的电流增益 $\beta=40$ 。当 $V_I=5\text{V}$ 时,求解使得 $V_O=0.2\text{V}$ 且 $I_C/I_B=20$ 的 R_B 值。

5.46 观察图 5.92 所示的电路。晶体管的 $\beta=50$,求解当① $V_I=0\text{V}$ ② $V_I=2.5\text{V}$ ③ $V_I=5\text{V}$ 时 I_B 、 I_C 、 I_E 和 V_O 的值。

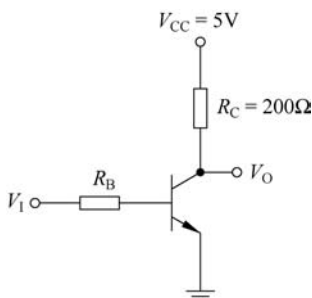


图 5.91 习题 5.45 图

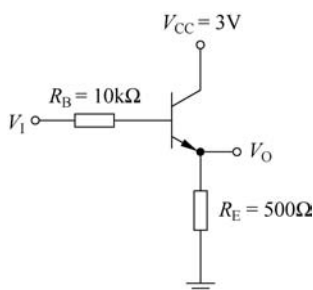


图 5.92 习题 5.46 图

5.47 图 5.93 所示的电路中,晶体管的电流增益 $\beta=60$ 。当 $V_I=5\text{V}$ 和 $I_C/I_B=25$ 时,求解使得 $V_O=8.8\text{V}$ 的 R_B 值。

5.48 观察图 5.94 所示的放大电路。假设晶体管的电流增益 $\beta=120$ 。电源 V_{BB} 设置 Q 点,电压 v_i 是时变信号,它使基极电流发生变化,进而产生集电极电流的变化,最终使输出电压 v_o 发生变化。①求解使得 $V_{CEQ}=1.6\text{V}$ 的 R_B 值。②求解使得晶体管不进入截止或饱和状态的输出电压的最大变化值。③放大电路的电压增益 $\Delta v_o/\Delta v_i$ 是多少? ④使晶体管不进入截止或饱和状态的输入电压 v_i 的最大变化范围是多少?

4. 双极型晶体管的偏置

5.49 在图 5.95 所示的电路中,假设晶体管的 $\beta=120$ 。设计电路,使得 $I_{CQ}=0.15\text{mA}$ 且 $R_{TH}=200\text{k}\Omega$, V_{CEQ} 的值是多少?

5.50 重新观察图 5.95。晶体管的电流增益 $\beta=150$ 。电路的参数改为 $R_{TH}=120\text{k}\Omega$ 和 $R_E=1\text{k}\Omega$ 。求解 R_C 、 R_1 和 R_2 的值,使得 $V_{CEQ}=1.5\text{V}$ 且 $I_{CQ}=0.20\text{mA}$ 。

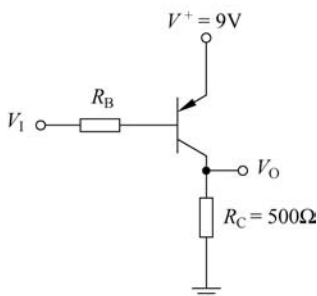


图 5.93 习题 5.47 图

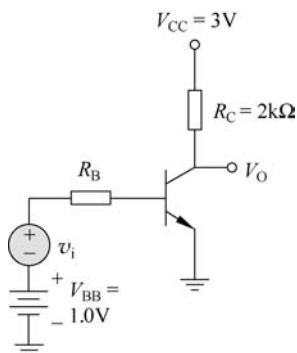


图 5.94 习题 5.48 图

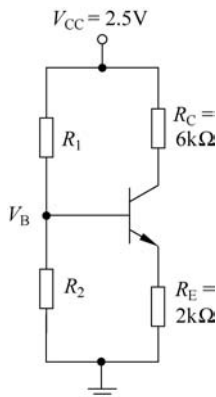


图 5.95 习题 5.49 图

5.51 图 5.96 所示的电路中,晶体管的电流增益 $\beta=100$ 。求解 V_B 和 I_{EQ} 。

5.52 图 5.97 所示的电路中,令 $\beta=125$ 。①求解 I_{CQ} 和 V_{CEQ} ,画出负载线并标出 Q 点。②如果电阻 R_1 和 R_2 变化 $\pm 5\%$,求解 I_{CQ} 和 V_{CEQ} 的范围。在负载线上标出不同的 Q 点。

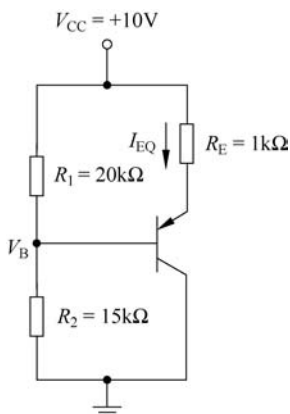


图 5.96 习题 5.51 图

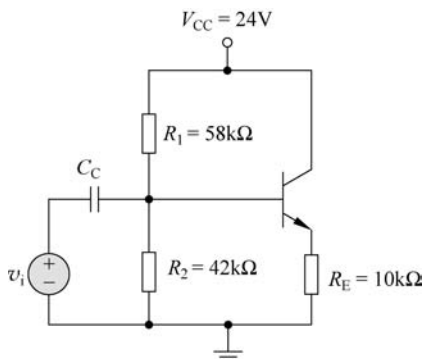


图 5.97 习题 5.52 图

5.53 观察图 5.98 所示的电路。①求解 $\beta=80$ 时的 I_{BQ} 、 I_{CQ} 和 V_{CEQ} 。②如果 β 值变为 $\beta=120$,求解 I_{CQ} 和 V_{CEQ} 的变化百分比。

5.54 ①重新设计图 5.95 所示的电路,电源 $V_{CC}=9\text{V}$,使 R_C 和 R_E 上的压降均为 $(1/3)V_{CC}$ 。假设 $\beta=100$ 。静态集电极电流为 $I_{CQ}=0.4\text{mA}$,流过 R_1 和 R_2 的电流应该近似为 $0.2I_{CQ}$ 。②用最接近的标准值电阻(附录 C)取代①中的电阻。 I_{CQ} 的值以及 R_C 和 R_E 上的压降分别为多少?

5.55 在图 5.99 所示的电路中,令 $\beta=100$ 。①求解基极电路的 R_{TH} 和 V_{TH} 。②求解 I_{CQ} 和 V_{CEQ} 。③画出负载线并标出 Q 点。④如果电阻 R_C 和 R_E 变化 $\pm 5\%$,求解 I_{CQ} 和

V_{CEQ} 的范围。画出电阻为最大值和最小值时所对应的负载线和 Q 点。

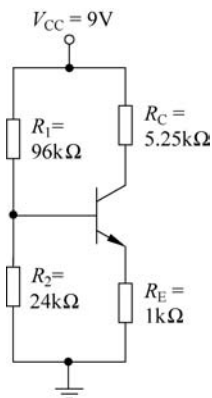


图 5.98 习题 5.53 图

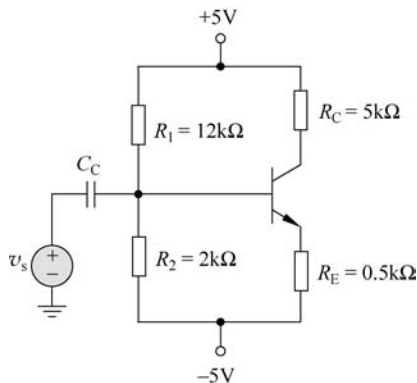


图 5.99 习题 5.55 图

5.56 观察图 5.100 所示的电路。①求解 $\beta=90$ 时的 R_{TH} 、 V_{TH} 、 I_{BQ} 、 I_{CQ} 和 V_{ECQ} 。②如果 β 值改为 $\beta=150$, 求解 I_{CQ} 和 V_{ECQ} 的变化百分比。

5.57 ①求解图 5.101 所示电路 Q 点的值。假设 $\beta=50$ 。②如果所有的电阻值都减小到原来的三分之一, 重复①。③画出①和②中的负载线并标出 Q 点。

5.58 ①求解图 5.102 所示电路的 Q 点。假设 $\beta=50$ 。②如果所有的电阻值都减小到原来的三分之一, 重复①。③画出①和②中的负载线并标出 Q 点。

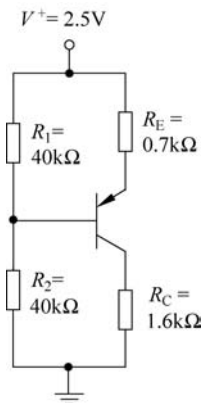


图 5.100 习题 5.56 图

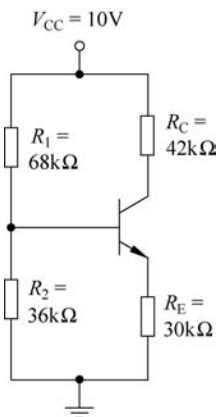


图 5.101 习题 5.57 图

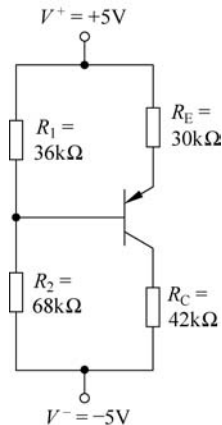


图 5.102 习题 5.58 图

5.59 ①对于图 5.103 所示的电路, 设计偏置稳定电路, 使得 $I_{CQ}=0.8\text{mA}$ 和 $V_{CEQ}=5\text{V}$ 。令 $\beta=100$ 。②如果 β 的范围为 $75 \leq \beta \leq 150$, 利用①的结果, 求解 I_{CQ} 的变化百分比。③如果 $R_E=1\text{k}\Omega$, 重复①和②。

5.60 设计形式如图 5.103 所示的偏置稳定电路, 其中 $\beta=120$, 使得 $I_{CQ}=0.8\text{mA}$, $V_{CEQ}=5\text{V}$ 且 R_E 两端的电压约为 0.7V 。

5.61 利用图 5.104 所示的电路, 设计偏置稳定的放大电路, 使得 Q 点位于负载线的中点。令 $\beta=125$ 。求解 I_{CQ} 、 V_{CEQ} 、 R_1 和 R_2 。

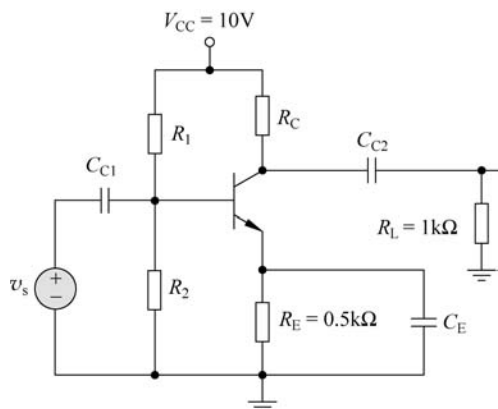


图 5.103 习题 5.59 图

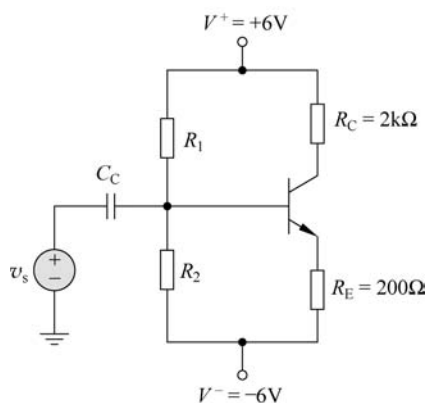


图 5.104 习题 5.61 图

5.62 对于图 5.104 所示的电路,偏置电压改为 $V^+ = 3V$ 和 $V^- = -3V$ 。①当 $\beta = 120$ 时,设计一个偏置稳定电路,使得 $V_{CEQ} = 2.8V$ 。求解 I_{CQ} 、 R_1 和 R_2 。②如果电阻 R_1 和 R_2 变化 $\pm 5\%$,求解 I_{CQ} 和 V_{CEQ} 的范围,并在负载线上标出所有的 Q 点。

5.63 ①设计形式如图 5.104 所示的偏置稳定电路,使得 $I_{CQ} = (3 \pm 0.1) \text{mA}$ 和 $V_{CEQ} \approx 5V$,所用晶体管的 β 值范围为 $75 \leq \beta \leq 150$ 。②画出①中的负载线并标出 Q 点的范围。

5.64 ①对于图 5.105 所示的电路,假设晶体管的电流增益 $\beta = 90$,电路参数为 $R_{TH} = 2.4k\Omega$ 。设计电路,使得 $V_{ECQ} = 1.5V$ 。求解 I_{BQ} 、 I_{CQ} 、 R_1 和 R_2 的值。②如果电流增益改为 $\beta = 130$,求解 I_{BQ} 、 I_{CQ} 和 V_{ECQ} 的值。

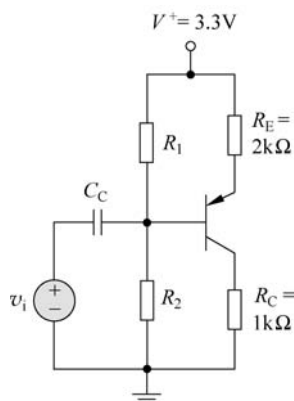


图 5.105 习题 5.64 图

5.65 图 5.106(a)所示电路的直流负载线和 Q 点如图 5.106(b)所示。如果晶体管的 $\beta = 120$,求解使电路偏置稳定的 R_E 、 R_1 和 R_2 的值。

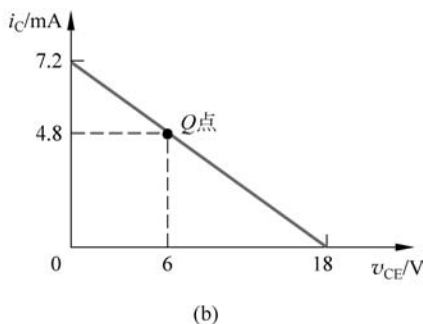
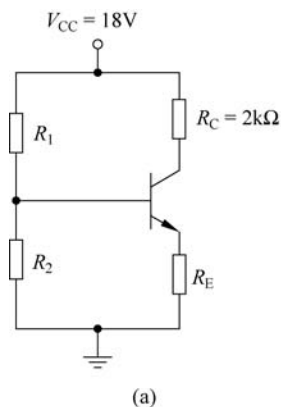


图 5.106 习题 5.65 图

5.66 图 5.107 所示的电路中,晶体管的 β 值范围为 $80 \leq \beta \leq 120$ 。设计一个偏置稳定电路,使得 Q 点的标称值为 $I_{CQ} = 0.2\text{mA}$ 和 $V_{CEQ} = 1.6\text{V}$, I_{CQ} 的值必须在 $0.19 \leq I_{CQ} \leq 0.21\text{mA}$ 范围之内。求解 R_E 、 R_1 和 R_2 。

5.67 图 5.108 所示的电路,在 $\beta = 60$ 时 Q 点的标称值为 $I_{CQ} = 1\text{mA}$ 和 $V_{CEQ} = 5\text{V}$ 。晶体管的电流增益范围是 $45 \leq \beta \leq 75$ 。设计一个偏置稳定电路,使得 I_{CQ} 的变化不超过其标称值的 5%。

5.68 ①图 5.108 所示的电路中, V_{CC} 的值变为 3V 。令 $R_C = 5R_E$ 和 $\beta = 120$ 。重新设计偏置稳定电路,使得 $I_{CQ} = 100\mu\text{A}$ 和 $V_{CEQ} = 1.4\text{V}$ 。②利用①的结果,求解电路中的直流功耗。

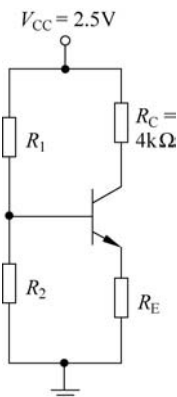


图 5.107 习题 5.66 图

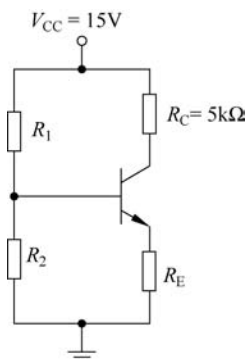


图 5.108 习题 5.67 图

5.69 图 5.109 所示的电路中,令 $\beta = 100$, $R_E = 3\text{k}\Omega$ 。设计偏置稳定电路,使得 $V_E = 0$ 。

5.70 图 5.110 所示的电路中,令 $R_C = 2.2\text{k}\Omega$, $R_E = 2\text{k}\Omega$, $R_1 = 10\text{k}\Omega$, $R_2 = 20\text{k}\Omega$ 和 $\beta = 60$ 。①求解基极电路的 R_{TH} 和 V_{TH} 。②求解 I_{BQ} 、 I_{CQ} 、 V_E 和 V_C 。

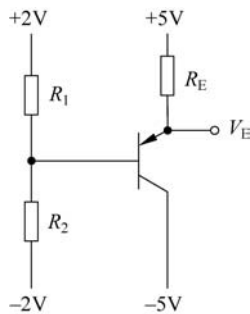


图 5.109 习题 5.69 图

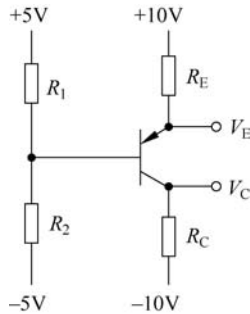


图 5.110 习题 5.70 图

5.71 设计图 5.110 所示的电路并使其偏置稳定, Q 点的标称值为 $I_{CQ} = 0.5\text{mA}$ 和 $V_{ECQ} = 8\text{V}$ 。令 $\beta = 60$ 。 R_1 和 R_2 中的最大电流限制为 $40\mu\text{A}$ 。

5.72 观察图 5.111 所示的电路。①晶体管的标称电流增益为 $\beta = 80$ 。设计一个偏置稳定电路,使得 $I_{CQ} = 0.15\text{mA}$ 且 $V_{ECQ} = 2.7\text{V}$ 。②利用①的结果,求解当晶体管电流增益在 $60 \leq \beta \leq 100$ 范围内变化时 I_{CQ} 和 V_{ECQ} 的变化百分比。

5.73 对于图 5.112 所示的电路,令 $\beta=100$ 。①求解基极电路的 R_{TH} 和 V_{TH} 。②求解 I_{CQ} 和 V_{CEQ} 。

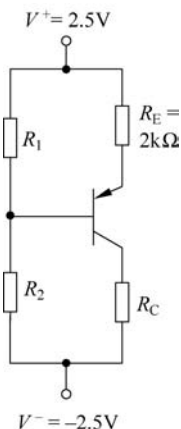


图 5.111 习题 5.72 图

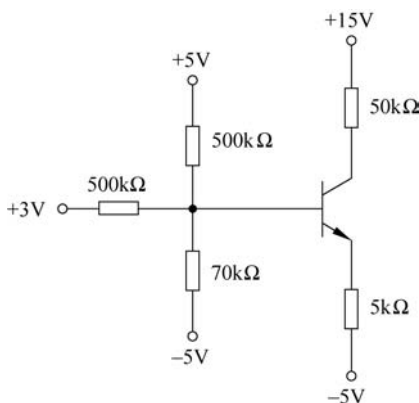


图 5.112 习题 5.73 图

5.74 为 NPN 型晶体管设计一个偏置稳定的四电阻偏置网络,使得 $I_{CQ}=0.8\text{mA}$, $V_{CEQ}=4\text{V}$ 和 $V_E=1.5\text{V}$ 。电路和晶体管的参数分别为 $V_{CC}=10\text{V}$ 和 $\beta=120$ 。

5.75 ①设计一个结构如图 5.104 所示的四电阻偏置网络,使 Q 点为 $I_{CQ}=50\mu\text{A}$ 和 $V_{CEQ}=5\text{V}$ 。偏置电压为 $V^+=+5\text{V}$ 和 $V^-=-5\text{V}$ 。假设可提供 $\beta=80$ 的晶体管。发射极电阻两端的电压应接近 1V 。②如果①中的晶体管用 $\beta=120$ 的晶体管代替,求解相应的 Q 点值。

5.76 ①设计一个结构如图 5.104 所示的四电阻偏置网络,使 Q 点为 $I_{CQ}=0.50\text{mA}$ 和 $V_{CEQ}=2.5\text{V}$ 。偏置电压为 $V^+=3\text{V}$ 和 $V^-=-3\text{V}$ 。晶体管的电流增益 $\beta=120$ 。发射极电阻两端的电压应接近 0.7V 。②如果①中的设计电阻用最接近设计值的标准值电阻取代,求解相应的 Q 点值。

5.77 ①设计结构如图 5.113 所示的四电阻偏置网络,使 Q 点为 $I_{CQ}=100\mu\text{A}$ 和 $V_{ECQ}=3\text{V}$ 。偏置电压为 $V^+=3\text{V}$ 和 $V^-=-3\text{V}$ 。可提供 $\beta=110$ 的晶体管。发射极电阻两端的电压应近似为 0.7V 。②如果①中的晶体管用 $\beta=150$ 的晶体管代替,求解相应的 Q 点值。

5.78 ①设计结构如图 5.77 所示的四电阻偏置网络,使 Q 点为 $I_{CQ}=1.2\text{mA}$ 和 $V_{CEQ}=6\text{V}$ 。偏置电压为 $V^+=9\text{V}$ 和 $V^-=-9\text{V}$ 。可提供 $\beta=75$ 的晶体管。发射极电阻两端的电压应接近 1.5V 。②如果①中的设计电阻用最接近设计值的标准值电阻取代,求解相应的 Q 点值。

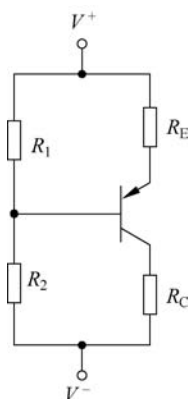


图 5.113 习题 5.77 图

5. 多级电路

5.79 对于图 5.114 所示电路中的每个晶体管,都有 $\beta=120$,B-E 间开启电压为 0.7V ,求解 Q_1 和 Q_2 的基极、集电极以及发射极静态电流。并求解 V_{CEQ1} 和 V_{CEQ2} 。

5.80 图 5.115 所示的电路中,每个晶体管的参数均为 $\beta=80$ 和 $V_{BE(on)}=0.7V$ 。求解 Q_1 和 Q_2 的基极、集电极以及发射极静态电流。

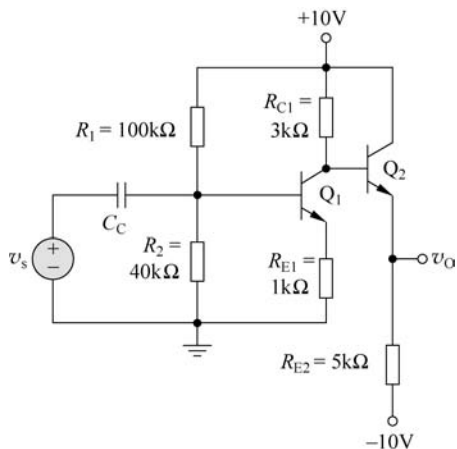


图 5.114 习题 5.79 图

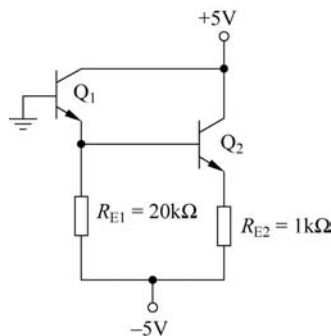


图 5.115 习题 5.80 图

5.81 图 5.104 所示电路的偏置电压改为 $V^+=5V$ 。设计一个电路,满足以下指标:
 $V_{CE1}=V_{CE2}=1.2V, V_{RE}=0.5V, I_{C1} \approx I_{C2} \approx 0.2mA, I_{R1} \approx I_{R2} \approx I_{R3} \approx 20\mu A$ 。

5.82 观察图 5.116 所示的电路。NPN 型晶体管的电流增益为 $\beta_n=120$, PNP 型晶体管的电流增益为 $\beta_p=80$, 求解 $I_{B1}, I_{C1}, I_{B2}, I_{C2}, V_{CE1}$ 和 V_{EC2} 。

5.83 ①图 5.117 所示的电路中,晶体管的参数为 $\beta=100$ 和 $V_{BE(on)}=V_{EB(on)}=0.7V$, 求解 R_{C1}, R_{E1}, R_{C2} 和 R_{E2} , 使得 $I_{C1}=I_{C2}=0.8mA, V_{ECQ1}=3.5V$ 且 $V_{CEQ2}=4.0V$ 。
 ②将①中的结果和计算机仿真联系起来。

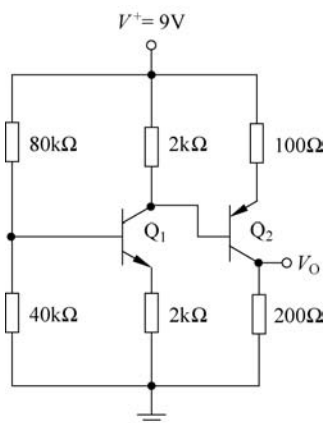


图 5.116 习题 5.82 图

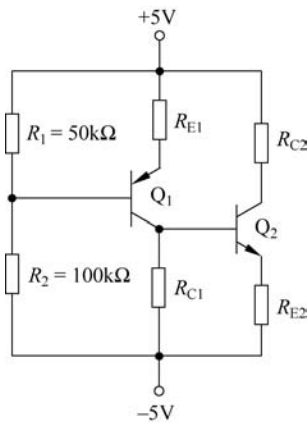


图 5.117 习题 5.83 图

6. 计算机仿真题

5.84 利用计算机仿真,画出图 5.24(a)所示电路在 $0V \leq V_1 \leq 8V$ 范围内的 $V_{CE}-V_1$ 变化曲线。 V_1 分别为什么电压时晶体管导通和饱和?

5.85 利用计算机仿真,验证例题 5.7 的结果。

5.86 观察例题 5.15 中的电路和参数。如果所有的电阻值都变化 $\pm 5\%$, 利用计算机仿真,求解 Q 点值的变化。

5.87 利用计算机仿真,验证例题 5.19 的结果。

7. 设计习题

(注: 所有的设计都应该和计算机仿真联系起来。)

*5.88 观察图 5.54(a)所示的共射电路。假设偏置电压 $V_{CC} = 3.3\text{V}$ 且晶体管的电流增益范围为 $100 \leq \beta \leq 160$ 。设计电路,使得标称 Q 点位于负载线的中点,且 Q 点值的变化不会超过 $\pm 3\%$ 。求解合适的 R_1 和 R_2 值。

*5.89 图 5.118 中的射极跟随器电路被偏置在 $V^+ = 2.5\text{V}$ 和 $V^- = -2.5\text{V}$ 。设计一个偏置稳定电路,使得标称 Q 点为 $I_{CQ} \approx 5\text{mA}$ 和 $V_{CEQ} \approx 2.5\text{V}$ 。晶体管的电流增益范围为 $100 \leq \beta \leq 160$ 。在最终设计中选用容差为 5% 的标准电阻。 Q 点值的范围是多少?

*5.90 图 5.57(a)中电路的偏置电压为 $V^+ = 3.3\text{V}$ 和 $V^- = -3.3\text{V}$ 。晶体管的电流增益 $\beta = 100$ 。设计一个偏置稳定电路,使得 $I_{CQ} \approx 120\mu\text{A}$, $V_{RE} \approx 0.7\text{V}$ 且 $V_{ECQ} \approx 3\text{V}$,在最终设计中使用标准电阻值。

*5.91 重新设计图 5.61 所示的多晶体管电路。偏置电压为 $\pm 3.3\text{V}$,晶体管的标称电流增益为 $\beta = 120$ 。设计一个偏置稳定电路,使得 $I_{CQ1} = 100\mu\text{A}$, $I_{CQ2} = 200\mu\text{A}$, 且 $V_{CEQ1} \approx V_{CEQ2} \approx 3\text{V}$ 。

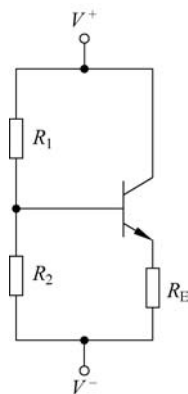


图 5.118 习题 5.89 图