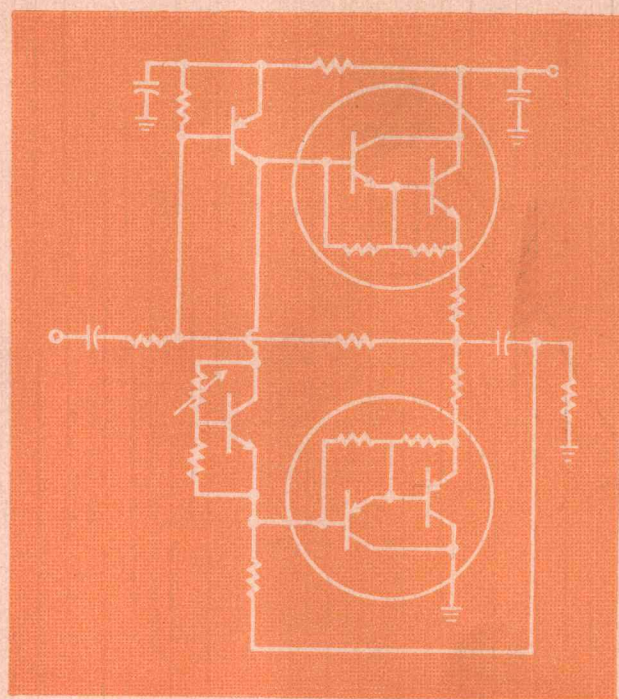


电子电路

数字与模拟



[美] C·A·霍尔特 著 魏志源 等译
张有正 魏志源 龚之春 校

下

人民邮电出版社

电子电路

数字与模拟

下 册

〔美〕C. A. 霍尔特 著

魏志源 等 译

张有正 魏志源 龚之春 校

人民教育出版社

本书是美国出版的大学教本，供三年级学生使用。中译本分上、下两册。

下册为第三篇模拟电路。包括晶体管小信号模型、三种放大组态、运算放大器原理及应用、偏置电路设计、音频功放、场效应管放大器、放大器频率响应、反馈放大器、振荡器与调谐放大器、线性集成电路的应用及稳压器等。各章末均附习题。

本书论述和取材较新颖，全书贯穿以集成电路为主的思想，适应电子技术最近发展趋势。可供教学、科研、生产人员参考。

ELECTRONIC CIRCUITS Digital and Analog

CHARLES A. HOLT

John Wiley & Sons, New York, 1978

责任编辑 李永和

电 子 电 路

数字与模拟

下 册

[美] C. A. 霍尔特 著

魏志源 等 译

张有正 魏志源 龚之春 校

*

人民教育出版社 出版

新华书店北京发行所发行

北 京 印 刷 一 厂 印 刷

通 县 满 庄 装 订 厂 装 订

*

开本 787×1092 1/16 印张 22.5 字数 510,000

1981年5月第1版 1981年12月第1次印刷

印数 00,001—15,500

书号 15012·0331 定价 1.90 元

下 册 目 录

第三篇 模 拟 电 路

第十二章 晶体管小信号模型

(王明止译) 1

- 12-1 基本放大器 1
- 12-2 低频模型 4
- 12-3 混合 π 模型 8
- 12-4 二端口网络理论 10
- 12-5 混合参数的测量 13
- 12-6 混合 π 参数的确定 15
- 12-7 对基极电阻的进一步讨论 18
- 参考文献 19
- 习 题 19

第十三章 放大器的基本组态

(王明止译) 23

- 13-1 典型共射放大器 23
- 13-2 共射放大器分析 27
- 13-3 共集放大器 30
- 13-4 共基放大器 33
- 13-5 导纳参数 37
- 13-6 共射、共集和共基三种组态的比较 40
- 13-7 转换增益 40
- 参考文献 47
- 习 题 47

第十四章 运算放大器(王明止译) 50

- 14-1 差分放大器 50
- 14-2 单片运算放大器 55
- 14-3 理想运算放大器 59
- 14-4 各种应用 64
- 参考文献 69
- 习 题 70

第十五章 偏置电路设计(张庆孚

译) 72

- 15-1 直流负载线和交流负载线 72
- 15-2 晶体管的选择 76
- 15-3 Q 点的选择 79

- 15-4 偏置原理 81
- 15-5 偏置电路设计 84
- 15-6 直接耦合放大器偏置电路原理 89
- 15-7 二极管-三极管镜像电流源 92
- 参考文献 95
- 习 题 95

第十六章 音频功率放大器(张庆孚

译) 99

- 16-1 功率 BJT 99
- 16-2 甲类放大 103
- 16-3 非线性失真 107
- 16-4 甲类共射功率放大器设计 111
- 16-5 推挽放大器 116
- 16-6 乙类放大器设计 121
- 16-7 集成电路功率放大器 127
- 参考文献 128
- 习 题 129

第十七章 场效应晶体管线性电

路(彭毅译) 132

- 17-1 单级放大器 132
- 17-2 运算放大器中的 FET 137
- 17-3 FET-BJT 放大器 140
- 17-4 功率 FET 143
- 17-5 偏置电路 148
- 17-6 耗尽型 FET 偏置电路设计 153
- 参考文献 157
- 习 题 157

第十八章 频率响应(彭毅译) 160

- 18-1 极点和零点 160
- 18-2 频率响应曲线 164
- 18-3 极点和时间常数 169
- 18-4 共射放大器的低频特性 171
- 18-5 共源放大器低频特性 177
- 18-6 高频放大器设计 181
- 参考文献 186

习 题	186
-----------	-----

第十九章 宽带多级放大器 (袁家 樾译)	189
-------------------------------	-----

19-1 射极耦合放大器设计	189
19-2 集成电路视频放大器	194
19-3 共射-共基放大器	199
参考文献	202
习 题	202

第二十章 反馈放大器 (袁家樾译)	205
-------------------------	-----

20-1 基本原理	205
20-2 反馈效应种种	207
20-3 电压取样、电流求和反馈	211
20-4 电压取样、电压求和反馈	216
20-5 电流取样、电流求和反馈	223
20-6 电流取样、电压求和反馈	225
20-7 各种设计方法	227
参考文献	232
习 题	233

第二十一章 反馈放大器的频率响应和 暂态响应 (简德华译)	236
--	-----

21-1 单极点放大器	236
21-2 双极点放大器的高频响应	237
21-3 双极点放大器的低频响应	242
21-4 多极点反馈放大器	246
21-5 增益裕量和相位裕量	251
21-6 主极点补偿	255
21-7 反馈补偿	259
21-8 极零 (滞后-超前) 补偿	262
21-9 运算放大器的补偿	267
参考文献	272
习 题	273

第二十二章 振荡器和调谐放大器 (简德华译)	276
---------------------------------	-----

22-1 文氏电桥振荡器	276
22-2 LC 振荡器	280
22-3 晶体振荡器	283
22-4 单稳态多谐振荡器和自激多谐振 荡器	286
22-5 间歇振荡器	290
22-6 调谐放大器	294
22-7 输入与输出都调谐的放大器	297
参考文献	300
习 题	301

第二十三章 集成电路的应用 (鍾福元 译)	304
--------------------------------	-----

23-1 模拟计算机网络	304
23-2 限幅器和比较器	308
23-3 电压-电流变换器	311
23-4 模-数(A/D)变换器	312
23-5 有源 RC 滤波器	317
23-6 波形发生器	321
参考文献	325
习 题	326

第二十四章 稳压器 (魏志源译)	329
------------------------	-----

24-1 直流电源	329
24-2 稳压	332
24-3 单片稳压器	337
24-4 开关稳压器	343
参考文献	353
习 题	353

附录 A 6-3 节反相器的计算机分析	355
---------------------------	-----

附录 B 各种二端口矩阵参数	357
----------------------	-----

第三篇 模拟电路

第十二章 晶体管小信号模型

联系 BJT 静态电压与电流的非线性埃伯尔斯-莫尔方程组对变化并不太快的时变量是有效的。许多晶体管电路所处理的信号很小,以致就这些信号而论晶体管处于线性状态。虽然埃伯尔斯-莫尔方程组在频率足够低时仍然适用;但为了能利用线性电路理论的各种有力工具,需要一个线性模型。本章主要目的是建立小信号混合 π 模型、研究电路参量的特性以及实验测定这些参量的方法。还包括对二端口(two-port)网络理论的简要介绍。

12-1 基本放大器

研究放大器,我们首先分析图 12-1 的电路,它包含一个偏置于放大区的 NPN 晶体管。虽然基区宽度 W 是集电极电压的函数,但为了使讨论尽可能简化,将忽略这个次要的效应。因此, I_{ES} 和 α_F 可看作常数。

符号

在这里以及整个这本书中,采用标准符号表示电流和电压。电流 i_B 为

$$i_B = I_B + i_b \quad (12-1)$$

当 v_i 为零时,图 12-1 的电路叫做静态,即处于休止状态,静态基极电流为 I_B 。当 v_i 不为零时,总电流 i_B 与静态值之差为 i_b 。符号 i_b 表示增量电流,也称为 i_B 的信号分量。注意: i_B, I_B, i_b 的习惯参考方向均以流入器件的 B 端为正。

v_{BE} 表示从基极 B 到发射极 E 的电压降,同样把它写成静态电压 V_{BE} 和增量电压 v_{be} 之和。图 12-1 电路中, v_{be} 就是 v_i 。总之,小写字母带大写下标表示各总电流和总电压;大写字母带大写下标表示各静态量;小写字母带小写下标用于各增量变量。不特别声明,电流参考方向均以流入器件为正。电压参考方向用双下标,或象图 12-1 中 v_o 。那样用正负符号表示。我们讲晶体管被偏置在工作点或Q 点(对应于静态)时,则 Q 点的电压和电流均指静态量。

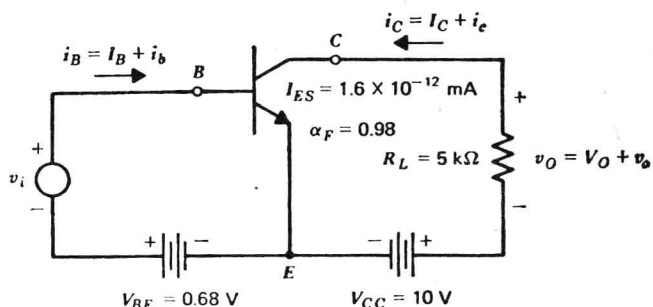


图 12-1 放大器

近似分析

信号电压 v_i 可以是正的或负的、时恒的或时变的。然而，假定随时间的任何变化在这里均慢到足以忽略结电容的电抗电流这种程度。而且， v_i 的大小也限制在放大区，并以低量级注入方式工作。

我们知道射极电流和集电极电流差不多等于基区中的电子扩散电流。电子梯度为 $\frac{n_b(0)}{W}$ ，其中 W 假定为常数。因此， i_E 和 i_C 正比于 $n_b(0)$ ，并且根据 1-6 节的边界条件式(1-44)， i_E 和 i_C 也就与 $\exp\left(\frac{qV_{BE}}{kT}\right)$ 成正比。基流 i_B 的两个分量 I_{BB} 和 I_{BE} 也正比于 $n_b(0)$ 。显然，各端电流彼此呈线性关系。但是，它们与 v_{BE} 是指数关系，而指数函数完全是非线性的。

v_{BE} 增加，会减小发射极空间电荷层内的电场，将允许有更多的电子注入到基极。 v_{BE} 变化很小的百分数就使每个端电流产生较大的变化。因此， v_{BE} 的作用有点象控制电流的“阀门”。例如，0.0025 V 的增量电压 v_i (v_{BE} 只增加约 0.4%) 使 $40 v_{be} = 0.1$ ，此时 $n_b(0)$ 增加到 $\exp 0.1$ 倍，即 1.1 倍。 $n_b(0)$ 增加 10% 使各端电流增长 10%。下面即将看到，图 12-1 中放大器的 I_C 和 I_B 分别近似为 1 mA 和 0.02 mA。故增量电流 i_c 和 i_b 分别为 0.1 mA 和 0.002 mA。按 $-\frac{i_c}{i_b}$ 定义的放大器电流增益 $A_i = -50$ 。

增量输出电压 $v_o = -i_c R_L$ (即 -0.5 V)。按 $\frac{v_o}{v_i}$ 定义的电压增益 $A_v = -200$ 。负的电压增益只意味着输出电压与输入电压反号。输出信号功率为 $-v_o i_c$ (即 0.05 mW)，而输入功率为 $v_i i_b$ (即 5×10^{-6} mW)。因此功率增益 $G = 10^4$ 。输出到负载电阻上的信号功率比输入信号所提供的功率大四个数量级，增加的功率是由电池供给的。

上述近似分析表明，放大器具有相当大的电流增益、电压增益和功率增益。尽管三个电流彼此呈线性关系，却因 $n_b(0)$ 与输入电压呈指数关系而具有非线性。现在将研究非线性问题。

小信号模型

在 $\frac{q}{kT} = 40$ 的放大区中，由于忽略 $\exp 40 v_{BC}$ 及很小的饱和电流，埃伯尔斯-莫尔方程组 (2-10) 和 (2-11) 可被简化。结果为 $i_E = -I_{ES} \exp 40 v_{BE}$ ，而 $i_C = -\alpha_F i_E$ 。为了方便，让我们采用 mA, k Ω , V，它们构成一套协调一致的单位。于是， $i_E = -1.6 \times 10^{-12} \exp 40 v_{BE}$ 。 i_E 乘以 $-\alpha_F$ 得到 i_C ，而 $i_B = -i_E - i_C$ 。则

$$i_C = 1.57 \times 10^{-12} e^{40 v_{BE}} \text{ mA} \quad (12-2)$$

$$i_B = 0.03 \times 10^{-12} e^{40 v_{BE}} \text{ mA} \quad (12-3)$$

当 $v_i = 0$ 时， $v_{BE} = 0.68$ 。借助于式(12-2)和(12-3)求得静态值为

$$I_C = 1.0 \text{ mA} \quad I_B = 0.02 \text{ mA} \quad V_O = -5.0 \text{ V} \quad (12-4)$$

让我们用 $\exp 40(V_{BE} + v_i)$ 代替式(12-2)及(12-3)中的 $\exp 40 v_{BE}$ ，而 $\exp 40(V_{BE} + v_i) = 6.5 \times 10^{11} \exp 40 v_i$ 。从式(12-2)及(12-3)的两个总变量中分别减去静态值 I_C 和 I_B ，可求得两个增量电流。其结果(以 mA 为单位)为：

$$i_c = e^{40v_i} - 1 \quad i_b = 0.02(e^{40v_i} - 1) \quad (12-5)$$

这两式表明： i_c 正比于 i_b ，电流增益 $-\frac{i_c}{i_b} = -50$ ，这与早先的估算一致。每个电流与 v_i 之间的关系都涉及到非线性指数函数关系。增量输出电压 $v_o = -5 i_c$ ，其中 i_c 由式(12-5)给出。图12-2示出 v_o - v_i 电压转移特性的两个图形，各自有不同的坐标刻度。

设 $v_i = 0.015 \cos \omega t$ 。从图12-2a看出， v_o 在+2.3V和-4.1V上下限之间变化，而 v_o 随时间的变化完全不是正弦的。图12-2a转移特性的非线性引入相当大的非线性失真。现假定 $v_i = 0.001 \cos \omega t$ ，从图12-2b观察到 v_o 在 ± 0.20 V上下限之间变化。在此范围内，图12-2的转移特性几乎是直线，非线性失真相当小。事实上， v_i 值在 ± 0.005 V之间时， v_o - v_i 的曲线完全是线性的(见题12-1)。

我们观察到最重要的结果是：当信号足够小时，就其增量变量而言BJT为线性器件。图12-2a的转移特性是弯曲的，但该曲线的一小段范围，如图12-2b所示，则近似为直线。电子学的许多重要领域，只涉及微小信号的放大和处理，其非线性失真可忽略。该领域通常称为线性电子学。

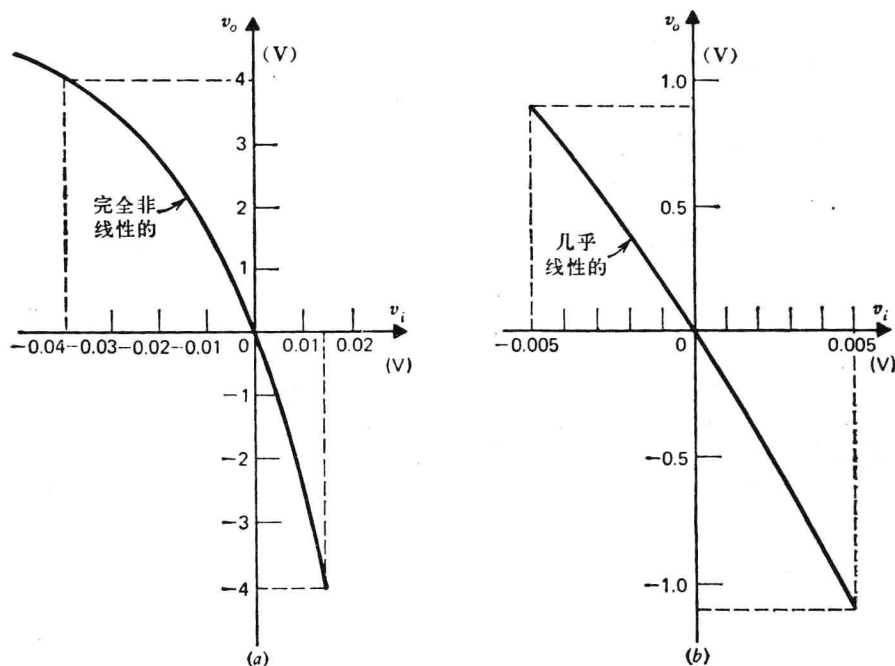


图 12-2 $v_o = -5(e^{40v_i} - 1)$ 的 v_o - v_i 曲线
(a) $-0.040 < v_i < 0.015$ (b) $-0.005 < v_i < 0.005$

当然，图解的结果可用解析方法来证明。在 $x=0$ 附近， $\exp x$ 的泰勒级数展开式为

$$e^x = 1 + x + \frac{x^2}{2!} + \frac{x^3}{3!} + \cdots \quad (12-6)$$

由此式很容易推论出

$$e^{40v_i} - 1 = 40v_i(1 + 20v_i + 267v_i^2 + 2667v_i^3 + \dots) \quad (12-7)$$

如果 v_i 很小, 比方说小于 0.005, 则式(12-7)变成

$$e^{40v_i} - 1 \approx 40v_i \quad (12-8)$$

用式(12-8)可求得式(12-5)的增量变量(单位为 mA)为

$$i_c = 40v_i \quad i_b = 0.8v_i \quad (12-9)$$

增量输出电压为 $-5i_c$ 或 $-200v_i$, 得电压增益为 -200 。这与前面获得的估算结果一致。功率增益 $G = A_i A_v$, 即 10000。

式(12-9)可写成 v_{be} 的函数

$$i_c = g_m v_{be} \quad i_b = g_\pi v_{be} \quad (12-10)$$

其中 $g_m = 40 \text{ m}\Omega$, 而 $g_\pi = 0.8 \text{ m}\Omega$ 。如果用适当的符号代替数值来分析, 就会得到

$$g_m = \left(\frac{q}{kT} \right) I_C \quad g_\pi = \frac{g_m}{\beta_F} \quad (12-11)$$

式中 $\beta_F = \frac{\alpha_F}{(1 - \alpha_F)} = 49$ 。

方程(12-10)表示晶体管的线性数学模型, 它们把各小信号增量变量很好地联系起来。根据式(12-10)画出的放大器增量电路模型示于图12-3。

该增量电路没有给出有关静态电流及电压的数据, 也没有包括直流电源, 各静态量要由非线性埃伯尔斯-莫尔模型来决定。就增量变量来说, 当信号足够小时, 该线性电路是极好的近似, 因而可用线性电路理论求出指定输入信号的增量响应。

虽然图 12-3 的模型对许多用途而言是满意的, 但它过份简化了。例如, 若 R_L 增加不受限制, 则 R_L 上信号功率的增加也不受限制。实际晶体管不可能有这样的性能。忽略基区宽度调制的假定并不总是合理的。如果 v_{CE} 随时间变化, 则基区宽度 W 也变化, α_F 和 I_{ES} 就跟着变化。还有一些其他效应也被忽略了, 因此需要一个较好的模型。下一节将讨论计入基区宽度调制效应的、更一般的方法。

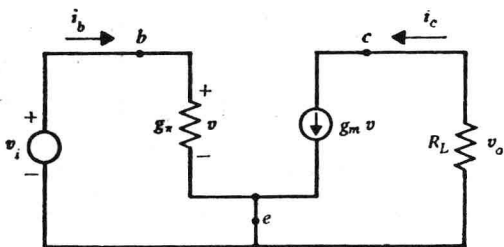


图 12-3 增量电路模型($v = v_{be}$)

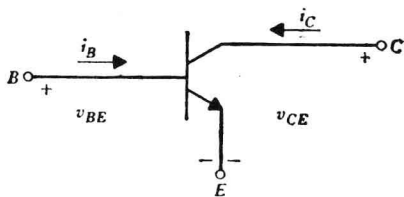


图 12-4 晶体管

12-2 低频模型

图 12-4 的晶体管静特性在数学上可用两个电流变量和两个电压变量来描述。一种选择方式是把 i_B 和 i_C 表示成 v_{BE} 和 v_{CE} 的函数, 即由以下关系表示

$$i_B(v_{BE}, v_{CE}) \quad i_C(v_{BE}, v_{CE}) \quad (12-12)$$

还有许多其它可选方式,但上述方式是方便的。第三个电流 i_B 取决于式(12-12)的两个电流,而第三个电压 v_{BC} 则取决于式(12-12)的两个电压。

泰勒级数展开

电流 i_B 和 i_C 可以展开成泰勒级数。每个电流都是两个变量的函数。我们先复习一下单变量函数 $f(x)$ 的展开。泰勒无穷级数为

$$f(x) = f(a) + (x-a)f'(a) + \frac{(x-a)^2}{2!}f''(a) + \frac{(x-a)^3}{3!}f'''(a) + \dots \quad (12-13)$$

式中, $f(a)$ 表示在 $x=a$ 处的 $f(x)$ 值, $f'(a)$ 表示在同一点求出的一阶导数值,等等。 $x=a$ 点的选择是任意的。

假定 i_B 是单变量 v_{BE} 的函数,于是 $i_B(v_{BE})$ 对应于 $f(x)$ 。在 Q 点附近展开时, $v_{BE} = V_{BE}$ 点对应于 $x=a$, 则式(12-13)的级数变成

$$i_B(v_{BE}) = I_B + (v_{BE} - V_{BE}) \frac{di_B}{dv_{BE}} + \frac{(v_{BE} - V_{BE})^2}{2!} \frac{d^2 i_B}{dv_{BE}^2} + \dots \quad (12-14)$$

式中用 I_B 来代替 $i_B(V_{BE})$, 并在 Q 点求各阶导数。由式 $i_b = i_B - I_B$ 和 $v_{be} = v_{BE} - V_{BE}$, 可将式(12-14)写成

$$i_b = v_{be} \left(\frac{di_B}{dv_{BE}} \right) + \frac{v_{be}^2}{2!} \left(\frac{d^2 i_B}{dv_{BE}^2} \right) + \frac{v_{be}^3}{3!} \left(\frac{d^3 i_B}{dv_{BE}^3} \right) + \dots \quad (12-15)$$

式中各阶导数均在 Q 点求值。

在前节中, i_b 已看成是单变量 v_{BE} 的函数, 而且指数关系由式(12-3)给出。利用式(12-3)可求出式(12-15)中的各阶导数, 从而将 i_b 表示为 v_{be} 的函数。其结果在上节已求出, 表示为式(12-5)和(12-7)(见题 12-5)。

式(12-12)中的基极电流是两个变量的函数。对应于式(12-15)的泰勒级数展开为

$$i_b = \left(v_{be} \frac{\partial}{\partial v_{BE}} + v_{ce} \frac{\partial}{\partial v_{CE}} \right) i_B + \frac{1}{2!} \left(v_{be} \frac{\partial}{\partial v_{BE}} + v_{ce} \frac{\partial}{\partial v_{CE}} \right)^2 i_B + \dots \quad (12-16)$$

式中 i_B 的各阶偏导数在 Q 点求值。 $\frac{\partial}{\partial v_{BE}}$ 这些符号都是对 i_B 的算子, n 次幂的算子意味着要进行 n 次运算。例如: $\left(\frac{\partial}{\partial v_{BE}} \right)^2 i_B$ 就是 $\frac{\partial^2 i_B}{\partial v_{BE}^2}$ 。

对足够小的输入信号, v_{be} 和 v_{ce} 都很小, 而式(12-16)右边有意义的只是那些正比于 v_{be} 和 v_{ce} 的项, 即

$$i_b(v_{be}, v_{ce}) = \left. \frac{\partial i_B}{\partial v_{BE}} \right|_Q v_{be} + \left. \frac{\partial i_B}{\partial v_{CE}} \right|_Q v_{ce} \quad (12-17)$$

同样, 可将电流 i_c 表示为

$$i_c(v_{be}, v_{ce}) = \left. \frac{\partial i_C}{\partial v_{BE}} \right|_Q v_{be} + \left. \frac{\partial i_C}{\partial v_{CE}} \right|_Q v_{ce} \quad (12-18)$$

为方便起见, 引入一组 g 参数:

$$\begin{aligned} g_\pi &= \left. \frac{\partial i_B}{\partial v_{BE}} \right|_Q & g_\mu &= - \left. \frac{\partial i_B}{\partial v_{CE}} \right|_Q \\ g_m &= \left. \frac{\partial i_C}{\partial v_{BE}} \right|_Q & g_o &= \left. \frac{\partial i_C}{\partial v_{CE}} \right|_Q \end{aligned} \quad (12-19)$$

每个参数都定义为微分电流与微分电压之比。因此,这些参数称为增量电导,用国际制(SI)单位 Ω 。(12-17)和(12-18)两个方程式可写成

$$\begin{aligned} i_b &= g_\pi v_{be} - g_\mu v_{ce} \\ i_c &= g_m v_{be} - g_o v_{ce} \end{aligned} \quad (12-20)$$

这组方程代表适用于晶体管小信号增量变量的线性数学模型。

导出式(12-20)线性模型[其中电导参数由式(12-19)定义]的分析方法适用于任何三端器件(参见题12-10)。在本书第十七章中,上述方程组用作场效应管对应模型的基础,那时只需把下标改成与场效应管术语相一致即可。该模型仅仅对小信号才有效。信号究竟要小到什么程度,取决于所用器件的特性。增量变量必须小到足以证明式(12-16)和相应的 i_c 方程中所有高次项均可忽略。前一节曾判明,只要 v_{be} 小于5 mV,线性模型至少对BJT增量变量是很好的近似。本节计入基区宽度调制效应这一次要影响之后,5 mV这个界限值并未显著变化。

为了求取用静态电流、温度以及晶体管基本参数来表示的BJT的 g 参数,需要有 i_c 和 i_b 的适当方程。由2-2节埃伯尔斯-莫尔方程(2-11),忽略两个很小的饱和电流,放大区内电流 i_c 就成为 $\alpha_F I_{ES} \exp\left(\frac{qV_{BE}}{kT}\right)$ 。由于 $\frac{W}{L_b}$ 小,根据式(12-14),乘积 $\alpha_F I_{ES}$ 为 $\frac{qAD_b n_{bo}}{W}$ 。因此

$$i_c = \frac{qAD_b n_{bo}}{W} e^{\frac{qV_{BE}}{kT}} \quad (12-21)$$

放大区内电流 i_b 是基极复合电流 I_{BB} 与发射结空穴电流 I_{BE} 之和。从2-3节的式(2-27)和(2-30)求得

$$i_b = qA \left(\frac{W n_{bo}}{2\tau_b} + \frac{D_e p_{eo}}{L_e} \right) e^{\frac{qV_{BE}}{kT}} \quad (12-22)$$

令 v_{CE} 为常数,将式(12-21)和(12-22)对 v_{BE} 微分,然后用 V_{BE} 代替 v_{BE} ,即可求得参数 g_m 和 g_π 。虽然 W 与电压有关,若 v_{CE} 保持不变,增量电压 Δv_{BE} 引起 W 的变化相对于 $e^{\frac{qV_{BE}}{kT}}$ 的变化可以忽略。因此可把 W 看成常数,其结果是

$$g_m = \left(\frac{q}{kT} \right) I_C \quad g_\pi = \left(\frac{q}{kT} \right) I_B \quad (12-23)$$

其中 I_C 和 I_B 均为静态电流。

电导 g_o 由 i_c 对 v_{CE} 微分求得。虽然 v_{CE} 并不直接出现在式(12-21)中,但基区宽度与这个电压有关。因此, i_c 的偏导数是 $\frac{\partial i_c}{\partial W}$ 与 $\frac{\partial W}{\partial v_{CE}}$ 的乘积。由式(12-21)求得在Q点的导数 $\frac{\partial i_c}{\partial W}$ 是 $-\frac{I_C}{W}$ 。当 v_{BE} 为常数时,由于 $dv_{CE} = -dv_{BC}$,则微分 $\frac{\partial W}{\partial v_{CE}}$ 等于 $-\frac{\partial W}{\partial v_{BC}}$ 。因此, g_o 是Q点处的 $-\frac{I_C}{W}$ 与 $-\frac{\partial W}{\partial v_{BC}}$ 的乘积。很清楚,该乘积给出 $g_o = g_m \eta$,其中基区宽度调制因子 η 由式(12-25)给出。

参数 g_μ 定义为 i_b 对 v_{CE} 的导数的负值。由式(12-22)求出的导数 $-\frac{\partial i_b}{\partial W} = -\frac{I_{BB}}{W}$,其中

I_{BB} 由式(2-30)给出。如前所述, $\frac{\partial W}{\partial v_{CE}}$ 可用 $-\frac{\partial W}{\partial v_{BC}}$ 代替, 因而 g_μ 可表示为 $\left(\frac{q}{kT}\right)I_{BB}\eta$ 。因为在放大区以低量级注入时, I_{BB} 比 I_{BE} 大相当多, 完全可以用 I_B 代替 I_{BB} , 故 $g_\mu = g_\pi\eta$ 。

根据式(2-36), 当 $I_B \approx \frac{I_C}{\beta_F}$, g 参数可表示为

$$\begin{aligned} g_m &= \left(\frac{q}{kT}\right)I_C & g_o &= g_m\eta \\ g_\pi &= \frac{g_m}{\beta_F} & g_\mu &= g_\pi\eta \end{aligned} \quad (12-24)$$

式中 $\beta_F = \frac{\alpha_F}{(1-\alpha_F)}$, 而基区宽度调制因子则定义为

$$\eta = \frac{kT}{q} \cdot \frac{1}{W} \cdot \frac{dW}{dV_{BC}} \quad (12-25)$$

$\frac{dW}{dV_{BC}}$ 项表示 v_{BE} 保持恒定时, 在 Q 点求得的导数值。

应当指出 每个增量电导都直接正比于静态集电极电流, 它们都是温度和集电极电压的函数

(见题 12-7 和 12-8)。此外, 因为 β_F 通常大于 20, 而 η 远小于 $\frac{1}{\beta_F}$, 由此得出

$$g_m \gg g_\pi \gg g_o \gg g_\mu \quad (12-26)$$

假若没有基区宽度调制, g_o 和 g_μ 必为零。在前节的讨论中, 由于把 W 视为常数, 这些参数不出现。我们来讨论一个实例。

例

硅($\varepsilon=10^{-10}$)NPN 晶体管在 290 K 有 $V_{BE}=0.65$ V, $V_{BC}=-4$ V, $I_C=2$ mA 及 $\beta_F=40$ 。多数载流子浓度 n_{eo}, p_{bo}, n_{co} 分别是 $10^{24}, 10^{22}, 10^{21}$ m⁻³, 突变冶金结之间的距离为 2×10^{-6} m。计算晶体管的增量参数。

解

当 $\frac{q}{kT}=40$, $I_C=2$ mA 时, 转移电导 $g_m=80$ m Ω , 而 $g_\pi=\frac{g_m}{\beta_F}$ (即 2 m Ω)。注意到掺杂密度等于多数载流子浓度, 内建结电压 ψ_{oe} 及 ψ_{oc} 由式(1-40)分别确定为 0.829 V 及 0.656 V。当 W_B 等于 2×10^{-6} m 时, 由式(2-21)求出基区宽度 W 与 V_{BC} 的关系为

$$W = (1.85 - 0.107\sqrt{0.656 - V_{BC}})10^{-6}\text{m}$$

用此式求 $\frac{dW}{dV_{BC}}$, 其值在 -4 V 处为 2.48×10^{-8} , 算出 W 值为 1.62×10^{-6} m。把这些值代入式(12-25), 基区宽度调制因子 $\eta=0.000383$ 。电导 $g_o=g_m\eta$, $g_\mu=g_\pi\eta$ 。结果分别为(单位 m Ω)

$$\begin{aligned} g_m &= 80 & g_o &= 0.031 \\ g_\pi &= 2 & g_\mu &= 0.00077 \end{aligned}$$

完全满足(12-26)的不等式。

线性电路模型

式(12-20)的数学模型,可用图 12-5 a 的线性电路来表示。相对于参考节点 e 、节点 b 和 c 的方程组是式(12-20)。考虑到不等式(12-26),图 12-5 b 的模型等效于图 12-5 a。

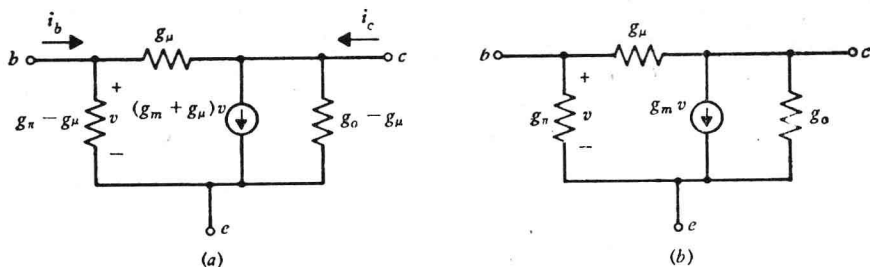


图 12-5 线性增量电路模型
(a) 由式(12-20)建立的模型 (b) 近似模型

$g_m v$ 电流源提供一个与电压降 v_{be} 成比例的电流;因而是依赖于电压的电流源。虽然 g 参数各定义式和关系式以及增量电路模型都是按 NPN 晶体管推导出来的,但是只要在式(12-24)中的 I_c 用绝对值代入,在式(12-25)中用 V_{CE} 代替 V_{BC} ,它们同样也适用于 PNP 器件。

增量电导 g_m 称为晶体管的互导或跨导。下标 m 代表“相互”(mutual)的意思。因为 g_m 定义为:当 v_{CE} 为常数时, i_c 的很小变化量与相应的 v_{BE} 变化量之比。所以 g_m 是衡量发射结电压控制集电极电流的有效程度的量。为使电压增益高,则希望 g_m 值大,而 BJT 与多数其它电子器件比较,其突出的特点就是互导较大,这是由于 $n_b(0)$ 与 v_{BE} 之间灵敏的指数关系引起的。在室温下, g_m 近似为 $40 I_c$, 因而 1 mA 电流产生的 $g_m = 40 \text{ mS}$ 。

电导 g_π 是当 v_{CE} 为常数时, i_B 的很小变化量与相应的 v_{BE} 变化量之比。一旦 v_{BE} 增加,就会使基区中贮存的电荷上升,从而使 i_B 增加。当 $g_m = 40 \text{ mS}$ 和 $\beta_F = 40$ 时, $g_\pi = 1 \text{ mS}$; 即增量电阻 $r_\pi = 1 \text{ k}\Omega$ 。

增量输出电导 g_o (之所以这样称呼,是因为通常把集电极-发射极称为输出端) 是当 v_{BE} 为常数时, i_c 的很小变化量与相应的 v_{CE} 变化量之比。 v_{CE} 变化使基区宽度 W 改变,而 W 的改变又影响基区中的少数载流子扩散电流。输出电导等于 $g_m \eta$, 这是因为发射极电压控制 i_c 的作用近似为集电极电压的 $1/\eta$ 倍。调制因子 η 的典型值在 $10^{-3} \sim 10^{-5}$ 之间。对于工作电流 1 mA , g_o 值大约在 $0.0400 \sim 0.0004 \text{ mS}$ 之间; 相应的增量输出电阻 r_o 之值为 $25 \sim 2500 \text{ k}\Omega$ 。

g_μ 也与基区宽度调制有关,当 v_{BE} 恒定时, g_μ 为比值 $\left| \frac{\Delta i_B}{\Delta v_{CE}} \right|$ 。 v_{CE} 的变化使 W 改变,这就使基区的电子贮存产生变化,从而影响 i_B 。因为对 i_B 的影响甚微,所以 g_μ 很小。当 $g_\pi = 1 \text{ mS}$ 时,期望的 g_μ (或 $g_\pi \eta$) 值为 $10^{-3} \sim 10^{-5} \text{ mS}$; 相应的 r_μ 值为 $1 \sim 100 \text{ M}\Omega$ 。

12-3 混合 π 模型

在基极端附加一只串联电阻 r_x 可以改善已导出的低频电路模型,如图 12-6 所示。图中也示出了 2-7 节中已讨论过的增量结电容 C_π 和 C_μ 。这些电容使模型的有用频率范围可延伸到射频。图 12-6 的电路称为混合 π 模型⁵,因为它是由附加有 r_x 的 π 型电路构成的。它广泛用于分

析晶体管电路的增量性能,并对 NPN 和 PNP 两种晶体管都适用。现在让我们来研究为什么要加上电阻 r_x 。

基极电阻 r_x 是在埃伯尔斯-莫尔方程组的推演中未考虑的次要影响。基极电流 I_B 主要由进入基区的多数载流子流构成,其作用是取代那些因与少数载流子复合而损失掉的多数载流子。在由于掺杂轻而具有较大电阻的区域内,这种流动是一漂移过程。如图 12-7 所示,在基区中多数载流子流以垂直于晶体管正常电流的方向漂移。由于顺着多数载流子流动的路径有电压降,所以实际的发射结电压比端电压 v_{BE} 低。计入这个电压的影响时,用一个适当电阻 r_x 附加到模型中。

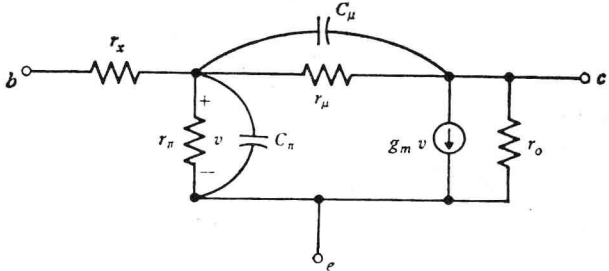


图 12-6 BJT 的混合 π 模型

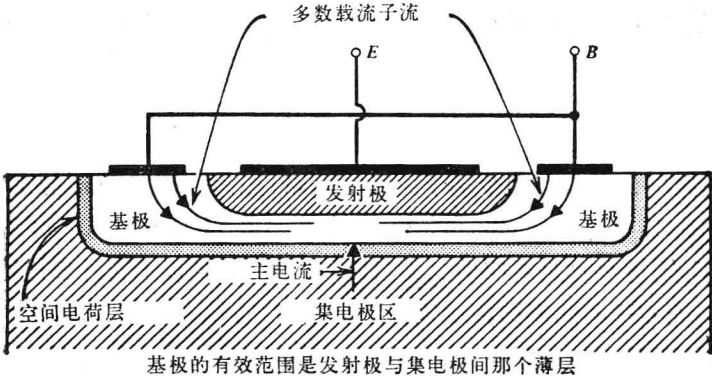


图 12-7 多数载流子在基区中的流动

考查图 12-7 表明：发射结电压在结的中点比外端低,这是由于中点与外端之间有欧姆压降的缘故。靠近发射极边缘的正向偏置较高,使附近的电流密度较大。这叫做电流积聚,或外挤 (pinch-out)。显然,在端点 B 与结的每个点之间的电阻不同。因此,把基极电阻 r_x 看作一个集中参数元件是一种随意而颇粗略的近似。幸好,对大多数情况这种近似可以用。

电阻 r_x 之值通常为几 Ω 到 100 Ω ,甚至更大。在低频,当电流很小时 r_x 的影响可以忽略。在大功率晶体管中常常遇到大电流,由基区电阻引起的电流积聚(外挤)尤其有害,它限制了最大电流。因为对电容 C_π 和 C_μ 充电的基极电流必须通过这个电阻,所以在高频时 r_x 特别重要。在研究噪声时,必须把 r_x 包括在电路模型中。它是产生热噪声的欧姆电阻,该电阻产生的噪声

被放大后显现在集-射电路中。

增加集电结反向偏压会使基区宽度 W 减小。这就减小了垂直于多数载流子流动方向的有效横截面积,使 r_x 增加。因此, r_x 随 $|V_{BC}|$ 增加而增加。

I_C 的增加使 r_x 减小。这个效应有两个原因:首先,电流较大使发射结边沿附近产生的电流所占百分比也大;这是由于电流与结电压呈指数关系造成的。因此,基极工作区的有效电阻降低了。其次,随着 I_C 的增加,注入则从低量级变到高量级,这使基区中多数载流子浓度增加,因此,基区电阻率降低。但这些效应是次要的,在典型工作范围内通常把 r_x 作为一个常数来处理。

混合 π 模型的元件值由测量得到,测量涉及到的参数出自二端口网络理论。以下两节讨论这个理论,并在 12-6 节将某些结果应用于求解混合 π 电路参数的问题。

12-4 二端口网络理论

研究小信号 BJT 电路既要用到已导出的混合 π 模型,也要利用二端口网络理论的基本概念。现在就来研究这个理论。

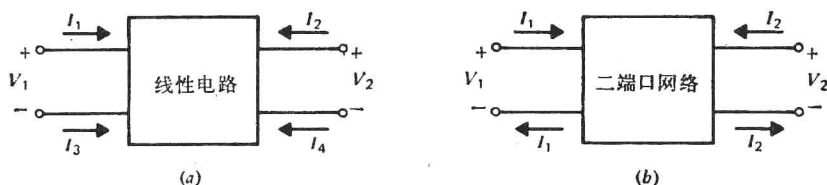


图 12-8 (a) 四端网络 (b) 二端口网络。

设图 12-8 a 的方框包含具有四个端子的线性电路,称为四端网络。假定四个电流由一个或多个外部信号源激励,每个都有相同的角频率 ω ,大写字母表示相量。如果 $I_3 = -I_1$ 及 $I_4 = -I_2$,如图 12-8 b 所示,这种电路就叫做二端口网络。按照习惯,不管外部连接形式如何,左边的两端构成输入端口,而右边的两端则构成输出端口。

讨论限于常见的情况,即方框内的电路不含有频率为 ω 的独立信号源。独立信号源是具有开路电压或短路电流的发生器,它与其它电路变量无关。象在图 12-6 中的 $g_m v$ 那样的非独立电流源是允许的,也可以具有其它频率的独立信号源,譬如电池 ($\omega = 0$)。可提供正的时平均功率的电源称为有功电源。至少有一个这种电源的电路称为有源网络,否则便是无源网络。这里提出的理论适用于正弦激励的二端口线性网络,该网络可为有源网络和无源网络,但不能有激励频率为 ω 的独立信号源。

设图 12-8 b 中由未画出的外电路来产生图中标明的电压及电流。若相量电压 V_1 和 V_2 已被算出或测得,则外电路可用两个理想电压源 V_1 和 V_2 来代替(如图 12-9 所示),这不会影响电流 I_1 及 I_2 。频率为 ω 的独立信号源只有 V_1 和 V_2 。由于电路是线性的,可以使用迭加原理。由 $V_1 (V_2 = 0)$ 引起的电流 I_1' 是 $y_i V_1$,而由 $V_2 (V_1 = 0)$ 引起的电流 I_1'' 是 $y_r V_2$,其中 y_i 和 y_r 表示具有导纳量纲的复数常数。总电流 I_1 是 $y_i V_1$ 与 $y_r V_2$ 之和。

同样可求得电流 I_2 , 其结果为

$$\begin{aligned} I_1 &= y_i V_1 + y_r V_2 \\ I_2 &= y_f V_1 + y_o V_2 \end{aligned} \quad (12-27)$$

式(12-27)说明两个端电流是两个端电压的线性函数。各导纳参数都是 ω 的函数, 并取决于方框内网络的特性。

二端口网络有四个端变量, 式(12-27)并不是联系这些变量的唯一方式。可将该方程组对 V_1 和 V_2 求解, 用 I_1 和 I_2 以及几个阻抗参数来表示 V_1 和 V_2 。实际上, 四个变量中的任意两个都可写成另外两个的函数。稍加思索会发现六种可能性, 其中四种以矩阵形式写出[如式(12-28)所示]



图 12-9 用电压源的网络

$$\begin{aligned} \begin{bmatrix} V_1 \\ V_2 \end{bmatrix} &= \begin{bmatrix} z_i & z_r \\ z_f & z_o \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_1 \\ I_2 \end{bmatrix} & \begin{bmatrix} I_1 \\ I_2 \end{bmatrix} &= \begin{bmatrix} y_i & y_r \\ y_f & y_o \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_1 \\ V_2 \end{bmatrix} \\ \begin{bmatrix} V_1 \\ I_2 \end{bmatrix} &= \begin{bmatrix} h_i & h_r \\ h_f & h_o \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_1 \\ V_2 \end{bmatrix} & \begin{bmatrix} I_1 \\ V_2 \end{bmatrix} &= \begin{bmatrix} g_i & g_r \\ g_f & g_o \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_1 \\ I_2 \end{bmatrix} \end{aligned} \quad (12-28)$$

把(12-27)的每个表达式与其对应的等效矩阵相比较, 矩阵形式的意义是显而易见的。

矩阵参数

参数 z, y, h, g 是彼此相关的。例如, 式(12-27)可用来求解 V_1 和 I_2 , 给出

$$\begin{aligned} V_1 &= \left(\frac{1}{y_i} \right) I_1 - \left(\frac{y_r}{y_i} \right) V_2 \\ I_2 &= \left(\frac{y_f}{y_i} \right) I_1 + \left(\frac{y_i y_o - y_f y_r}{y_i} \right) V_2 \end{aligned} \quad (12-29)$$

与(12-28)的 h 参数式对照表明: $h_i = 1/y_i$, $h_r = -y_r/y_i$, ...。很清楚, 从一组已知参数容易确定另一组参数。为了方便, 在附录 B 中给出了这些参数之间的相互关系。

观察式(12-28)揭示出 z_i, y_i, h_i, g_i 表示输出端口开路 ($I_2=0$) 或短路 ($V_2=0$) 时的输入阻抗 (V_1/I_1) 或导纳 (I_1/V_1)。例如 z_i 是 $I_2=0$ 时的 V_1/I_1 。下标 i 代表输入(input)。

参数 z_o, y_o, h_o 和 g_o 表示输入端口短路或开路时的输出阻抗 (V_2/I_2) 或导纳 (I_2/V_2), 而下标 o 代表输出(output)。例如 y_o 是输入短路 ($V_1=0$) 时的输出导纳。

带下标 f 的每个正向矩阵参数, 是当输出端口一个变量 (I_2 或 V_2) 等于零时, 输出端口另一个变量 (V_2 或 I_2) 对输入端口一个变量 (V_1 或 I_1) 的比值。例如 h_f 是当输出短路 ($V_2=0$) 时的正向电流增益 I_2/I_1 。测量时, 要求从输入端口到输出端口的正向激励。

带下标 r 的反向矩阵参数, 是当输入端口一个变量 (I_1 或 V_1) 等于零时, 输入端口另一个变量 (V_1 或 I_1) 对输出端口一个变量的比值。一个例子是 h_r , 它是输入端口开路 ($I_1=0$) 时的反向电压增益 V_1/V_2 , 是通过对网络反向激励来测量的。

上面已经学过, 按式(12-28)定义, 每个矩阵参数都是在两个端口中一个端口短路或开路时, 变量组 (V_1, V_2, I_1, I_2) 中两个变量之比。因为 z 参数具有欧姆量纲, 并在一个端口开路时定义的,

故称它们为开路阻抗参数。 y 参数或短路导纳参数，具有姆欧的量纲，是在一个端口短路时定义的。 h 参数一个(h_i) 是阻抗，两个(h_f 、 h_r) 无量纲，而另一个(h_o) 是导纳，因此，它们称为混合参数。 g 参数，也具有混合量纲，没有另外的名称。

共射混合参数

三端线性网络或晶体管总可以看作二端口网络。这由任意选择一个公共端就可以做到，而另外两端的电流记作 I_1 及 I_2 。对三端网络导出式(12-27)与对图 12-8b 的二端口网络的推导相同。只要输入信号足够小，则偏置于放大区的 BJT 就是三端线性器件的一个例子。

下节研究把发射极选为公共端，利用测出的 h 参数来求晶体管混合 π 参数的方法。把共发射极(共射) h 参数写成 h_{ie} 、 h_{re} 、 h_{fe} 、 h_{oe} ，其中第二个下标表明公共端。从图 12-10 及式(12-28)求得二端口方程组为

$$\begin{aligned} V_{be} &= h_{ie} I_b + h_{re} V_{ce} \\ I_c &= h_{fe} I_b + h_{oe} V_{ce} \end{aligned} \quad (12-30)$$

图 12-10 的晶体管假定偏置在放大区，式(12-30)就表示各端增量变量的关系，它们与外电路无关。当然，各参数与 Q 点和频率有关。

根据式(12-30)有

$$h_{ie} = \left. \frac{V_{be}}{I_b} \right|_{V_{ce}=0} = \text{共射短路输入阻抗} \quad (12-31 a)$$

$$h_{re} = \left. \frac{V_{be}}{V_{ce}} \right|_{I_b=0} = \text{共射开路反向电压增益} \quad (12-31 b)$$

$$h_{fe} = \left. \frac{I_c}{I_b} \right|_{V_{ce}=0} = \text{共射短路正向电流增益} \quad (12-31 c)$$

$$h_{oe} = \left. \frac{I_c}{V_{ce}} \right|_{I_b=0} = \text{共射开路输出导纳} \quad (12-31 d)$$

我们看到 h_{ie} 和 h_{fe} 是在相量电压 $V_{ce}=0$ 时确定的。这意味着总电压 v_{CE} 等于静态电压 V_{CE} ，输出端处于增量短路。在 $I_b=0$ 或 $i_b=I_B$ 时求得参数 h_{re} 和 h_{oe} 。虽然输入端对增量开路*，在测量时必须保持固有的 Q 点。

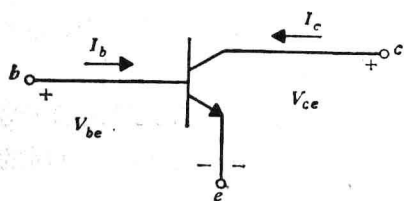


图 12-10 作为二端口网络的 BJT

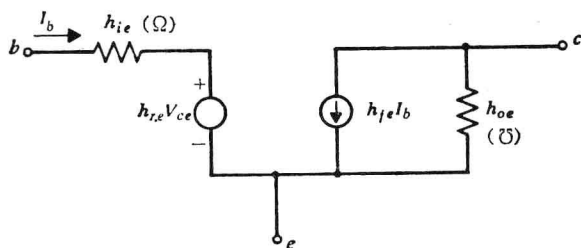


图 12-11 BJT 的共射 h 参数模型

图 12-11 表示晶体管共射 h 参数的电路模型。它的端电压和端电流满足式(12-30)的关系。只要正弦信号小到可以把晶体管作为一个线性器件看待，无论管子三个端点对外如何连接，图

* 原文误为 the output terminals are incrementally open-circuited。——译者注