

晶体管 h_{FE} 电流关系的一点注记

易 明 锐

(北京半导体器件研究所)

1983 年 3 月 19 日收到

提 要

本文重新评价了晶体管电流放大系数 h_{FE} 的电流关系,结果表明, h_{FE} 的最大值 $h_{FE\max}$ 可能远小于其理想值 h_{FE0} . 指出在晶体管的某些物理研究中应考虑到这一情况.

一、引 言

晶体管 h_{FE} 的小电流与大电流下降现象及其机理已是熟知的^[1-6]. 然而,许多作者在研究中又经常假定(或暗含): 在一个适当的“中等电流”区内,两方面的下降机构的影响都可以忽略,即认为此区域内 h_{FE} 等于其理想值 h_{FE0} . 本注记的目的即在于表明,实际器件中情况可能远不是这样. 本文利用 Gummel-Poon 方程^[7], 导出一个宽范围的 h_{FE} 电流关系表达式,并应用这一模型实验研究了几种不同类型的器件. 结果表明,在实验的器件中,由于势垒复合与基区电导调制,导致 h_{FE} 的最大值 $h_{FE\max}$ 远低于 h_{FE0} , 比值 $h_{FE\max}/h_{FE0}$ 最高的也只达到 75%, 而低的只有 30%.

二、 h_{FE} 的宽范围电流关系

在正向有源区,集电极电流的 Gummel-Poon 方程^[7]可写为

$$I_C = I_S \frac{\exp(V_{BE}/V_T)}{1 + (I_C \tau_F K / Q_B)} \quad (1)$$

其中 $Q_B = qA_E G_B$, $G_B \triangleq \int_0^{w_B} N_B(x) dx$ 为基区 Gummel 数, $I_S = qD_B n_i^2 A_E / G_B$, τ_F 为基区渡越时间, K 是描述基区纵向扩展效应的因子, $V_T = kT/q$. 对于基极电流,考虑发射区复合 (I_{B1})、发射结势垒复合 (I_{B2}), 以及基区复合 (I_{B3}) 等三个分量:

$$I_{B1} = I_{ES} \exp(V_{BE}/V_T), \quad (2)$$

$$I_{B2} = I_\tau \exp(V_{BE}/nV_T), \quad (3)$$

$$I_{B3} = I_C \tau_F K / \tau_{BF}. \quad (4)$$

其中, $I_{ES} = qn_i^2 D_E A_E / G_E$, G_E 为发射区 Gummel 数, $I_\tau = qn_i A_E d_E / 2\tau$ 为势垒复合电流常数 (d_E 为势垒厚度, τ 为势垒复合寿命), τ_{BF} 为基区复合有效寿命. 由式 (1) — (4) 得到 h_{FE} 的电流关系式为

$$h_{FE} = \frac{h_{FEO}}{1 + aK\delta + b(1 + K\delta)^{\frac{1}{n}}\delta^{\frac{1-n}{n}} + (1-a)(K-1)} \quad (5)$$

其中

$$h_{FEO} = \frac{\beta_r \beta_v}{\beta_r + \beta_v} = a\beta_r, \quad (6)$$

$$a = \frac{1}{1+m}, \quad m = \beta_r/\beta_v, \quad (7)$$

$$b = h_{FEO} \frac{I_r}{I_{CO}} \left(\frac{I_{CO}}{I_s} \right)^{\frac{1}{n}}, \quad (8)$$

$$\delta = I_C/I_{CO} = I_C/A_E J_{CO}. \quad (9)$$

其中, $\beta_r = I_s/I_{ES}$ 与 $\beta_v = \tau_{BF}/\tau_F$ 分别是注射效率与基区输运效率限制的电流放大系数, $J_{CO} = qG_B/\tau_F$ 是基区大注入临界电流密度. 设 τ_F 与 τ_{BF} 随注入强度的变化是微弱的, 则式(5)中除 K 以外, a 、 b 、 h_{FEO} 及 J_{CO} 等四个模型参数近似与 I_C 无关. 势垒复合指数因子 n 也与 I_C 无关. 这样, 在不考虑基区纵向扩展效应, 即 $K=1$ 时, 对式(5)微分可得

$$h_{FE\max} = \frac{h_{FEO}}{1 + a\delta_{\max} \frac{1 + 2(n-1)(1 + \delta_{\max})}{1 + (n-2)(1 + \delta_{\max})}}. \quad (10)$$

其中归一化极值电流 $\delta_{\max}$ 由下式给出

$$\frac{b}{a} = \frac{n(1 + \delta_{\max})^{\frac{n-1}{n}} \delta_{\max}^{\frac{2n-1}{n}}}{1 + (n-2)(1 + \delta_{\max})}. \quad (11)$$

图1给出了按式(10)与(11)计算的 $h_{FE\max}/h_{FEO}$ 对参数 b 的关系.

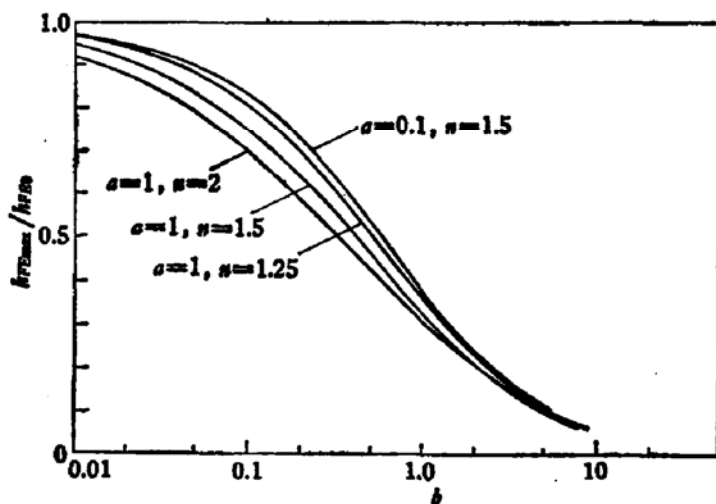


图1 $h_{FE\max}/h_{FEO}$ 对 b 的关系

为了估计实际器件的 $h_{FE\max}$ 与理想值 h_{FEO} 之间的差距, 需要将式(5)的模型与测量的 $h_{FE}-I_C$ 曲线进行拟合, 得出 a 、 b 、 n 三个参数, 从而得到比值 $h_{FE\max}/h_{FEO}$. 为了方便, 图2给出了按式(5)计算的, $K=a=1$, $n=1.5$ 时的一组归一化 $h_{FE}-I_C$ 曲线. 当参数 $n < 1$ 时, h_{FE} 的大电流下降向大电流方向推移. 但在硅器件中通常可设 $a=1$. 因

为硅平面管的 τ_F 在 0.1 毫微秒数量级, 而 τ_{BF} 在微秒级以上^[8], 故 β_V 为 10^4 数量级. 另一方面, 由于发射极重掺杂引起能隙收缩, 导致 β_r 下降, 因而硅管中通常有 $\beta_V \gg \beta_r$, 即

$a \approx 1$. 只是在掺杂器件中由于 τ_{BF} 大大降低, 可能出现 $a < 1$ 的情形. 对于 GaAs 晶体管, 特别是宽发射极晶体管 (Npn 与 NpN)^[9], 由于不仅具有低的少子寿命, 而且发射极能隙比基区大若干 kT , 因而应该有 $\beta_r \gg \beta_V$, 即 $a \approx 0$.

因子 K 的影响将导致 h_{FE} 在大电流方向更迅速的下降, 但只要收集区的大注入临界电流 (I_0) 大于式 (11) 的 $\delta_{\max}$ 对应的 $I_{C\max}$ 值, 那么 $h_{FE\max}$

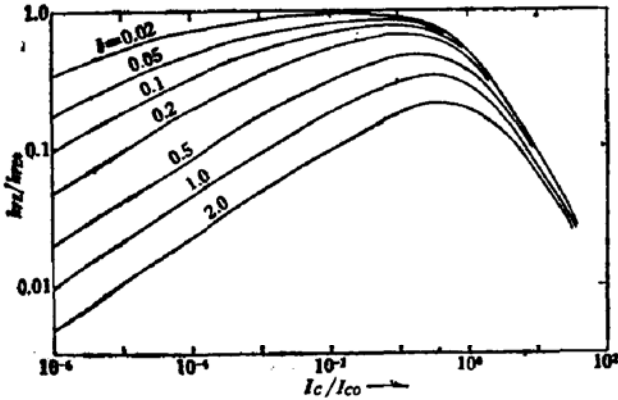


图2 一组典型情况的归一化 $h_{FE}-I_C$ 曲线
($a=1, n=1.5, K=1$)

仍将由式 (10) 与 (11) 决定, 不受 K 的影响. 临界电流 I_0 的计算通常分为强场与弱场情况, 这些结果是熟知的^[10,11]. 文献 [12] 作过更细致的划分. 这里顺便给出一个统一的结果: 对迁移率 μ 的场强关系采用下述的解析近似^[13]

$$\mu = \frac{\mu_0}{\sqrt{1 + \left(\frac{\mu_0 E}{v_l}\right)^2}} = \frac{\mu_0}{\sqrt{1 + \left(\frac{E}{E_c}\right)^2}}, \quad (12)$$

则可得集电极大注入临界电流密度及因子 K 为

$$J_0 = \frac{J_{02}}{\sqrt{1 + \left(\frac{J_{02}}{J_{01}}\right)^2}} = \frac{J_{02}}{\sqrt{1 + \left(\frac{E_c}{E}\right)^2}}, \quad (13)$$

$$K = 1 + \frac{W_c^2}{4qD_c\tau_F} \left[1 - \frac{J_0}{J_c} \sqrt{1 + \left(\frac{J_{02}}{J_{01}}\right)^2 \left(1 - \frac{J_c^2}{J_0^2}\right)} \right]^2 \quad (14)$$

其中 $J_{01} = q\mu_0 N_c V_{CE} / W_c = (E/E_c) J_{02}$ 为线性弱场情况的临界电流密度, $J_{02} = qN_c v_l$, v_l 为极限漂移速度, $E_c = v_l / \mu_0$ 为临界电场强度. 式 (14) (代入式 (5)) 可以用来拟合基区纵向扩展情况下 h_{FE} 的大电流下降. 但是, 在仅对获知比值 $h_{FE\max} / h_{FE0}$ 感兴趣时, 只要判断大电流下降机构是否属于基区纵向扩展效应, 以及是否影响到 $h_{FE\max}$ 值, 而不必用式 (14) 进行实际拟合.

三、实验结果与讨论

测量了几种集成的与分立的晶体管. 图 3 为集成晶体管阵 LM3045J、BGF3045 与超增益差分对管 EDM29 的 $h_{FE}-I_C$ 特性, 其中拟合曲线按 $K=1$ 的情形计算, 取模型参数 $a=1$, n 与 b 则由拟合确定. I_{C0} 从差分法测 n^* 的结果获得^[14,15], 分别为: 50mA (BGF3045)、18mA (LM3045J)、13mA (EDM29, No. 2)、与 9mA (EDM29, No. 3). 图 3 中拟合曲线的比值 $h_{FE\max} / h_{FE0}$ 也列于图下表中. 曲线 1 和 2 在整个测量电流范围

内与测量点拟合,表明该两种器件的 h_{FE} 大电流下降属于基区大注入效应. 而曲线 3 与 4 在大电流区域与实验点的显著分歧表明,在 EDM29 中 h_{FE} 的大电流下降属于集电极大注入效应.

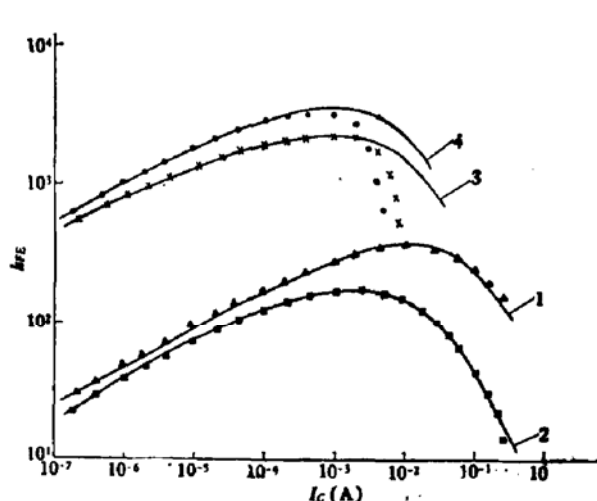


图 3 几种集成晶体管的 $h_{FE}-I_C$ 测量点 ($V_{CE} = 5.7$ 伏)及其拟合曲线

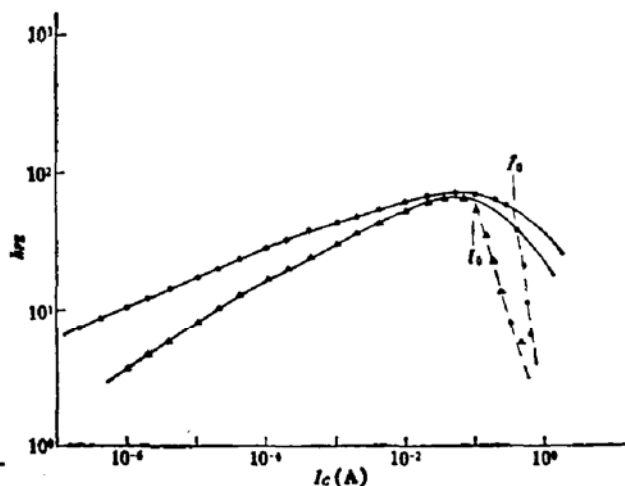


图 4 高频管 3DA37C 与开关管 3DK3E 的 $h_{FE}-I_C$ 测量点 ($V_{CE} = 5.7$ 伏)及其拟合曲线(实线为 $K=1$ 的情形)

曲 线	样品型号	a	b	n	I_{CO}	$h_{FE\max}/h_{FEO}$
#1	BGF3045	1	1	1.4	50mA	0.33
#2	LM3045J	1	0.25	1.5	18mA	0.6
#3	EDM29(No.2)	1	0.1	1.5	13mA	0.75
#4	EDM29(No.3)	1	0.2	1.5	9mA	0.65

图 4 是高频晶体管 3DA37C 与开关管 3DK3E 的 $h_{FE}-I_C$ 测量结果及其拟合曲线, 其中 I_{CO} 由输出电导 g_o 的测量结果获得^[40], 分别为 170mA(3DA37C)与 130mA(3DK3E). 参数 a 选取为 $a=1$ (3DA37C) 与 $a=0.1$ (3DK3E). 图中两种器件的 h_{FE} 大电流下降显然也属于基区扩展效应, 其中虚线是计及 K 因子后的拟合结果. 所用的因子 K 的拟合参数也列于图下表中, 其中临界电流 I_0 按实测点的变化趋势估计, 如图中箭头所示.

本文的研究表明, 由于势垒复合与基区电导调制的影响, 实际晶体管的 $h_{FE\max}$ 可能远低于其理想值 h_{FEO} . 在某些研究中, 例如在试图将 h_{FE} 的温度系数与发射区能隙收缩的数据作比较时^[17], 似应考虑到这一情况. 在晶体管模型参数的统计关系中^[18], $h_{FE\max}$ 与主控参数 I_s 之间的相关系数较小也可归因于 $h_{FE\max}$ 与理想值 h_{FEO} 的差距.

样品型号	a	b	n	I_{CO}	$W_C^2/4qD_C\tau_F$	I_0	J_{01}/J_{02}	$h_{FE\max}/h_{FEO}$
3DA37C	1	1	1.5	170mA	20	100mA	0	0.33
3DK3E	0.1	1.5	1.3	130mA	20	350mA	0.5	0.3

参 考 文 献

- [1] P. Schmidt and M. B. Das, *Solid-State Electronics*, 15, 107 (1972).
- [2] J. Olmstead, et al., *ECA Review*, 32, June, 222 (1971).
- [3] R. J. Whittier and D. A. Tremere, *IEEE Trans. Electron Devices*, ED-16, 39 (1969)
- [4] D. Buhanan, *ibid.*, ED-16, 117 (1969).
- [5] P. L. Hower, *ibid.*, ED-20, 426 (1973).
- [6] L. E. Clark, *ibid.*, ED-17, 661 (1970).
- [7] H. K. Gummel and H. C. Poon, *BSTJ*, 49, 827 (1970).
- [8] W. P. Dumke, *IEEE Trans. Electron Devices*, ED-28, 494 (1981).
- [9] H. Beneking, et al., *Microelectronics Journal*, 13, 5 (1982).
- [10] 林昭炯、韩汝琦, 晶体管原理与设计, 科学出版社(1979)
- [11] 陈星弼、唐茂成, 晶体管原理, 国防出版社 (1981).
- [12] G. Rey et al., *Solid-State Electronics*, 18, 863 (1975).
- [13] B. Ranfft and H. -M. Rein, *Microelectronics Journal*, 13, 23 (1982).
- [14] 易明锐, 集成运算放大器(分析与设计), 科学出版社 (1983).
- [15] 陈星弼、易明锐, 物理学报, 27, 10(1978).
- [16] M. G. Yi, *Electronics Letters*, 16, 861 (1980).
- [17] H. M. Rein, et al., *Solid-State Electronics*, 21, 439 (1978).
- [18] D. A. Divekar, et al., *IEEE J. Solid-State Circuits*, SC-12, 552 (1977).

On The Current Dependence of Bipolar Transistor DC Current Gain Factor

Yi Mingguang

(Beijing Research Institute of Semiconductor Devices)

Abstract

A critical reappraisal is made of the current dependence of the D C current gain factor h_{FE} of bipolar transistors over a wide range of currents. Among other important results it is shown that the maximum value of h_{FE} can possibly be much less than its ideal value h_{FEO} .