

晶体管杂系参数与自然等效线路*

成众志 李锦林

(中国科学院物理研究所)

提 要

本文研究面结合型晶体管共发射极线路的小信号 h 参数与自然等效线路中元件的关系。根据两种合金管(2N104及II-6晶体管) h 参数的实验结果求出 h 参数与自然等效线路元件随频率及随直流运用状态(直流发射极电流及直流集电极电压)的相互关系。对实验结果与根据晶体管物理构造分析计算的结果进行了比较。对开路反向电压放大系数 μ_{bc} 的现象给予详细分析,并求出 μ_{bc} 与开路输出导纳 h_{22} 的相互关系。两套晶体管的 h 参数及自然等效线路的完整资料可供晶体管器件设计及线路研究者的使用。

引 言

线性运用的晶体管可由一组小信号参数来代表。由于晶体管有三种基本运用线路(共基极、共发射极、共集电极线路),每种线路可由一个四端网络来表示,每个网络可用六组不同的小信号参数代表。这十八组参数相互间有一定的关系,若已知一组参数,可换算出其他各组参数。比较最常用的一组参数为共发射极的杂系参数(h 参数),根据这一组参数可算出共发射极线路及其他线路的各种性能,例如输入阻抗,输出阻抗及最大功率增益^[1]。由此可知, h 参数对线路分析有极大的用途。

晶体管的性能也可用不同的等效电路来代表。根据物理意义推算出一种“自然等效线路”^[2]。这个等效线路精确地代表了晶体管的性能,对于晶体管设计者有极大的帮助,其中各元件与 h 参数有一定的关系。根据这些关系及 h 参数的测量结果,可推算出自然等效线路,根据器件制造的物理参数也可以推算出自然等效线路。本文对于这些参数的分析详加研讨,并且用两个晶体管为样品(苏联的II-6型及美国的2N104型)供给实用数据,证明分析结果与实验结果的符合。

晶体管的线性运用区域比较小,它的性能随直流运用点的微小改变而起相当大的变化,有些参数随发射极直流电流的改变起较大的变化,有些参数与集电极直流电压密切相关,当频率不同时有些参数也改变。为了充分了解晶体管的性能,必须研究这些参数与直流运用点及频率的关系。本文在这一方面做了详细的分析,供给了实用数据。对研究一些线路有实用的价值,例如振荡器的频率稳定度、自动增益控制等等。

图1(a)表示共发射极线路的双发生器等效线路,此线路是根据下列二式求得:

* 1959年5月16日收到。

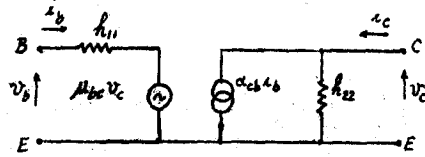


图 1(a) 晶体管共发射极双发生器等效线路

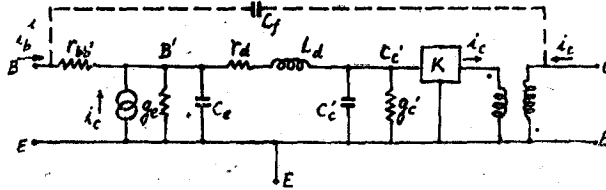


图 1(b) 晶体管共发射极自然等效线路

$$\begin{aligned} v_b &= h_{11}i_b + h_{12}v_c = \frac{1}{y_{11}}i_b + \mu_{bc}v_c, \\ i_c &= h_{21}i_b + h_{22}v_c = \alpha_{cb}i_b + \frac{1}{g_{22}}v_c. \end{aligned} \quad (1)$$

其中

$$\begin{aligned} h_{11}\left(\frac{1}{y_{11}}\right) &= \frac{v_b}{i_b} \Big|_{v_c=0}, & h_{12}(\mu_{bc}) &= \frac{v_b}{v_c} \Big|_{i_b=0}, \\ h_{21}(\alpha_{cb}) &= \frac{i_c}{i_b} \Big|_{v_c=0}, & h_{22}\left(\frac{1}{g_{22}}\right) &= \frac{i_c}{v_c} \Big|_{i_b=0}. \end{aligned}$$

图 1(b) 表示共发射极线路的自然等效线路, 其中 $r_{bb'}$ 是基极电阻, g_e 是发射极旁路电导, C_e 是发射极旁路电容, r_d 是发射极串联电阻, L_d 是发射极串联电感, g_c' 是集电极转移电导, C_c' 是集电极转移电容, K 是放大系数, C_f 是集电极与基极间的极间电容。

本文研究 h 参数与自然等效线路元件间的关系, 以及这些参数与频率及直流运用状态的关系。

一、 h 参数与频率的关系

h 参数的频率效应可以根据参数与自然等效线路的关系求得, 在直流运用点 (I_E 及 V_c) 固定、温度不变时, h 参数与频率关系推导如下:

1. 短路电流放大系数 α_{cb}

根据参考文献[2], 可用下式表示:

$$\alpha_{cb} = \frac{i_c}{i_b} \Big|_{v_c=0} = \frac{\alpha_{cb0}}{\left(1 + j\frac{\omega}{\omega_{cb}}\right)\left(1 + j\frac{\omega}{\omega_d}\right)}, \quad (2)$$

上式中 α_{cb0} 为 α_{cb} 的低频值, ω_{cb} 及 ω_d 为二截止频率。这些参数与自然等效线路元件的关系为

$$\alpha_{cb0} = \frac{1}{g_e r_d}, \quad \omega_{cb} = \frac{g_e}{C_e}, \quad \omega_d = \frac{r_d}{L_d}.$$

將 α_{ob} 用振幅 $|\alpha_{ob}|$ 及相角 $\angle\alpha_{ob}$ 表示, 得

$$|\alpha_{ob}| = \frac{\alpha_{ob0}}{\sqrt{\left(1 + \frac{\omega^2}{\omega_{cb}^2}\right)\left(1 + \frac{\omega^2}{\omega_d^2}\right)}}, \quad \angle\alpha_{ob} = -\left(\tan^{-1}\frac{\omega}{\omega_{cb}} + \tan^{-1}\frac{\omega}{\omega_d}\right). \quad (3)$$

当 $\omega_d \gg \omega_{cb}$, 而频率较低时, 式 (2) 及式 (3) 可简化为

$$\alpha_{ob} \approx \frac{\alpha_{ob0}}{1 + j\frac{\omega}{\omega_{cb}}}, \quad (4)$$

$$|\alpha_{ob}| = \frac{\alpha_{ob0}}{\sqrt{1 + \frac{\omega^2}{\omega_{cb}^2}}}, \quad \angle\alpha_{ob} = -\tan^{-1}\frac{\omega}{\omega_{cb}}. \quad (5)$$

根据式 (3) 及式 (5), 可求出 α_{ob} 的频率效应, 如图 2 所示。而在低频、高频的 h 参数及其他的重要性能等列于表 1, 以供参考。

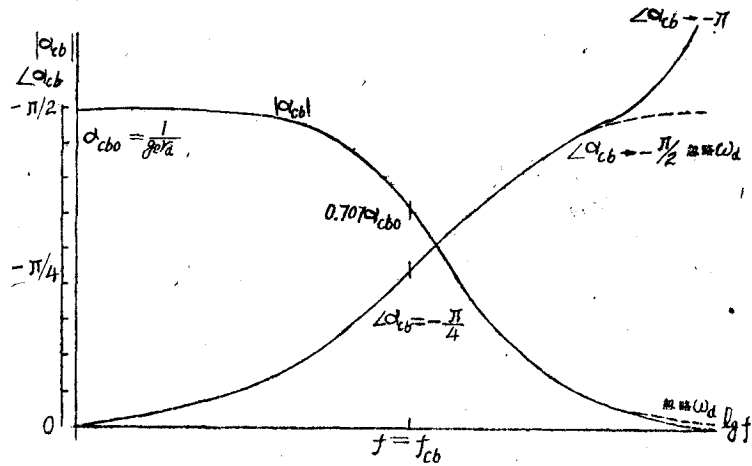


图 2 短路电流放大系数的频率特性

2. 开路电压反馈系数 μ_{bc}

在自然等效线路中, 若忽略集电极与基极间电容 C_f 的作用, 求算 μ_{bc} :

$$\begin{aligned} \mu_{bc} &= \frac{v_b}{v_o} \Big|_{i_b=0} \\ &\approx \mu_{bc0} \frac{1 + j\frac{\omega}{\omega_c}}{1 + j\frac{\omega}{\omega_{ob}}}, \end{aligned} \quad (6)$$

其中 μ_{bc0} 为 μ_{bc} 的低频值, ω_c 为另一截止频率。 μ_{bc0} 及 ω_c 与自然等效线路元件的关系为

$$\mu_{bc0} = \frac{g_o'}{Kg_o}, \quad \omega_c = \frac{g_o'}{C_e'}.$$

表 1 高低频的 h 参数及其他重要特性

项 目	$\omega = 0$		$\omega = \infty$		其他特性
	振 幅	相角	振 幅	相 角	
α_{cb}	$\frac{1}{g_e r_d}$	0	0	$-\pi/2$ (忽略 ω_d) 或 $-\pi$	若 $\omega_d \gg \omega_{cb}$ 当 $\omega = \omega_{cb}$ 时 $ \alpha_{cb} = \frac{\alpha_{cbo}}{\sqrt{2}} \quad \angle \alpha_{cb} = -\pi/4$
μ_{bc}	$\frac{g_c'}{K g_e}$	0	$\frac{C_c'}{K C_e}$ (忽略 C_f) 或 $\sqrt{\left(\frac{C_c'}{K C_e}\right)^2 + \omega^2 r_{bb}^2 C_f^2}$	0 (忽略 C_f) 或 $\pi/2$	若 $\omega_{cb} \gg \omega_e$ 当 $\omega = \omega_e$ 时 $ \mu_{bc} = \sqrt{2} \mu_{bc0}, \angle \mu_{bc} = \pi/4$ 当 $\omega = \sqrt{\omega_c \omega_{cb}}$ 时 $\angle \mu_{bcMax} = \tan^{-1} \left(\sqrt{\frac{\omega_{cb}}{\omega_c}} - \sqrt{\frac{\omega_e}{\omega_{cb}}} \right)$
$h_{11} = \frac{1}{g_{11} + j\omega C_{11}}$	$ h_{11} = r_{bb}' + \frac{1}{g_e}$ 或 $g_{11} = \frac{g_c}{1 + r_{bb}' g_e}$ $C_{11} = \frac{C_e}{(1 + r_{bb}' g_e)^2}$	0	$ h_{11} = r_{bb}'$ 或 $g_{11} = \frac{1}{r_{bb}'}$ $C_{11} = 0$	0	当 $\omega = \omega_{cb} \sqrt{1 + r_{bb}' g_e}$ 时 $\angle h_{11Max} = -\tan^{-1} \frac{1}{2(1 + r_{bb}' g_e)} \sqrt{1 + r_{bb}' g_e}$
$h_{22} = g_{22} + j\omega C_{22}$	$ h_{22} = \frac{1}{K r_d} \left(1 + \frac{g_c'}{g_e} \right)$ 或 $g_{22} = \frac{1}{K r_d} \left(1 + \frac{g_c'}{g_e} \right)$ $C_{22} = \frac{1}{K r_d} \cdot \frac{g_c'}{g_e} \left(\frac{C_c'}{g_c'} - \frac{C_e}{g_e} \right)$	0	$ h_{22} = \frac{1}{K r_d} \left(1 + \frac{C_c'}{C_e} \right)$ (忽略 z_c') 或 $g_{22} = \frac{1}{K r_d} \left(1 + \frac{C_c'}{C_e} \right)$ $C_{22} = \frac{C_c'}{K}$	0 (忽略 z_c') 或 $\pi/2$	若 $\omega_{cb} \gg \omega_e$ 当 $\omega = \sqrt{\omega_c \omega_{cb} \left(1 + \frac{g_c'}{g_e} \right)}$ 时 $\angle h_{22Max} = \tan^{-1} \frac{1}{2} \sqrt{\frac{g_c'}{g_e + g_c'} \cdot \frac{\omega_{cb}}{\omega_e}}$

μ_{bo} 的振幅 $|\mu_{bo}|$ 及相角 $\angle\mu_{bo}$ 由式 (6) 展开为

$$|\mu_{bc}| = \mu_{bc0} \sqrt{\frac{1 + \frac{\omega^2}{\omega_c^2}}{1 + \frac{\omega^2}{\omega_{cb}^2}}}, \quad \angle\mu_{bo} = \tan^{-1} \frac{\omega}{\omega_c} - \tan^{-1} \frac{\omega}{\omega_{cb}}. \quad (7)$$

式 (6) 或式 (7) 仅能代表 μ_{bo} 在较低频率时的频率效应, 而在频率较高时, 不能忽略 C_f 的作用, 将 C_f 的作用计入后, μ_{bo} 与频率的关系变为

$$\mu_{bc} = \mu_{bc0} \frac{1 + j \frac{\omega}{\omega_c}}{1 + j \frac{\omega}{\omega_{cb}}} + j\omega r_{bb'} C_f. \quad (8)$$

在频率较高, 当 $\omega \gg \omega_{cb}$, $\omega \gg \omega_c$ 时, 式 (8) 可简化为

$$\mu_{bc} = \mu_{bc0} \frac{\omega_{cb}}{\omega_c} + j\omega r_{bb'} C_f = \frac{C_c'}{KC_e} + j\omega r_{bb'} C_f. \quad (9)$$

而 μ_{bc} 的振幅及相角值变为

$$|\mu_{bc}| = \sqrt{\left(\frac{C_c'}{KC_e}\right)^2 + \omega^2 r_{bb'}^2 C_f^2}, \quad \angle\mu_{bc} = \tan^{-1} \omega \frac{KC_e r_{bb'} C_f}{C_c'}. \quad (10)$$

用式 (7) 及式 (10) 绘出 μ_{bo} 在低频及高频的关系如图 3。由曲线中可见: 极间电

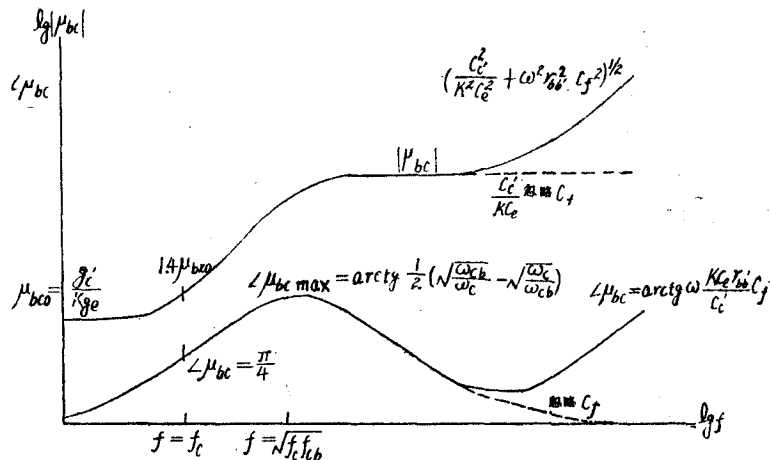


图 3 开路电压反馈系数的频率特性

容 C_f 的作用不可忽略, 而实验结果也证明 C_f 作用的重要 (见图 7); 忽略 C_f 使高频实验值与根据式 (7) 的计算值相差甚远, 而且 C_f 的作用不但影响了振幅值, 对相角值亦有甚大的影响。 μ_{bc0} 值往往出现在较低的频率。如果测试所用最低频率不适当, $|\mu_{bc}|$ 的低频平直部分没有出现 (例如在参考文献 [2a] 中), 这样所得的 μ_{bc0} 值发生误差, 使实验结果与分析不符。

μ_{bo} 在低频及高频的极限值及其他重要性能也列于表 1。

3. 短路输入阻抗 h_{11}

根据 h_{11} 与自然等效线路元素的关系求得:

$$h_{11} = \frac{v_b}{i_b} \Big|_{v_c=0} = r_{bb'} + \frac{1}{g_e \left(1 + j \frac{\omega}{\omega_{cb}}\right)}. \quad (11)$$

由式(11)求 h_{11} 的振幅 $|h_{11}|$ 及相角 $\angle h_{11}$:

$$|h_{11}| = \frac{\omega_{cb}^2}{g_e(\omega^2 + \omega_{cb}^2)} \sqrt{\left(1 + r_{bb'} g_e \frac{\omega^2 + \omega_{cb}^2}{\omega_{cb}^2}\right) + \frac{\omega^2}{\omega_{cb}^2}},$$

$$\angle h_{11} = -\tan^{-1} \frac{\frac{\omega}{\omega_{cb}}}{1 + r_{bb'} g_e \left(1 + \frac{\omega^2}{\omega_{cb}^2}\right)}. \quad (12)$$

根据式(12)绘出 h_{11} 的频率效应曲线由图4(a)表示. 若将 h_{11} 看作由一等效电导 g_{11} 及一等效电容 C_{11} 并联组成, 则

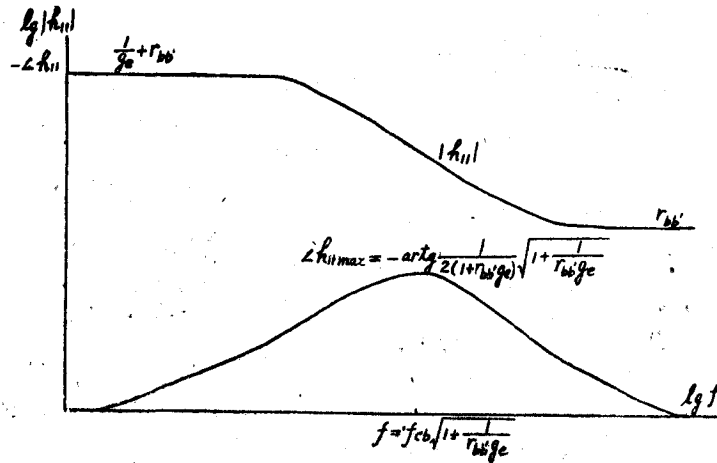


图4(a) 短路输入阻抗的频率特性

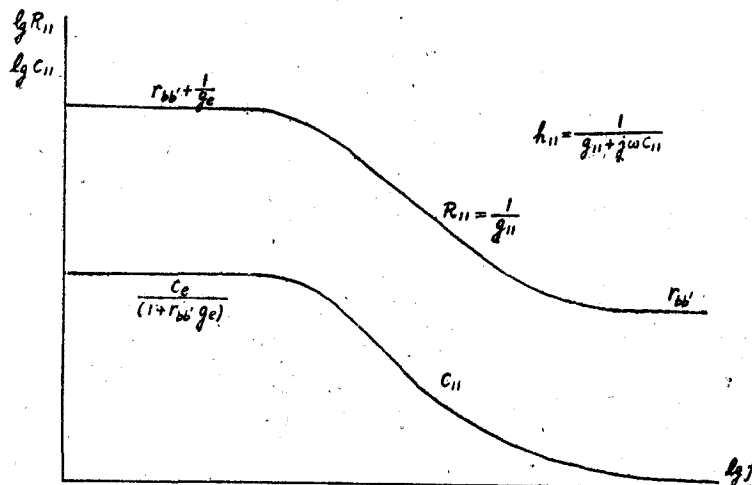


图4(b) 短路输入电导与短路输入电容的频率特性

$$\begin{aligned}
 h_{11} &= \frac{1}{g_{11} + j\omega C_{11}}, \\
 g_{11} &= \frac{g_e + r_{bb'}g_e^2 + \omega^2 r_{bb'}C_e^2}{(1 + r_{bb'}g_e)^2 + (\omega r_{bb'}C_e)^2}, \\
 C_{11} &= \frac{C_e}{(1 + r_{bb'}g_e)^2 + (\omega r_{bb'}C_e)^2}.
 \end{aligned} \tag{13}$$

用式(13)繪出 g_{11} 及 C_{11} 与頻率的关系见图4(b)。 h_{11} , g_{11} 及 C_{11} 的高頻值及低頻值等重要性能列在表1。

4. 开路輸出导納 h_{22}

根据自然等效线路求算 h_{22} ：

$$h_{22} = \frac{i_c}{v_c} \Big|_{i_b=0} = \frac{1}{K} \left(\frac{1}{z_{c'}} + \frac{1}{z_d} + \frac{z_e}{z_{c'}z_d} \right). \tag{14}$$

其中 $z_{c'}$, z_d 及 z_e 与自然等效线路的关系是：

$$z_{c'} = \frac{1}{g_{c'} \left(1 + j \frac{\omega}{\omega_c} \right)}, \quad z_e = \frac{1}{g_e \left(1 + j \frac{\omega}{\omega_{cb}} \right)}, \quad z_d = r_d \left(1 + j \frac{\omega}{\omega_d} \right).$$

当 $z_{c'} \gg z_d$ 时, 在式(14)内忽略 $\frac{1}{z_{c'}}$, 简化得：

$$h_{22} = \frac{1}{K r_d} \left(1 + \frac{g_{c'}}{g_e} \frac{1 + j \frac{\omega}{\omega_c}}{1 + j \frac{\omega}{\omega_{cb}}} \right).$$

比較上式与式(6), 可見 h_{22} 的頻率效应与忽略 C_f 时所求得 μ_{bc} 的頻率效应相似。 h_{22} 的振幅 $|h_{22}|$ 及相角 $\angle h_{22}$ 与頻率的关系繪如图 5(a), 虛綫部分代表忽略 $z_{c'}$ 的作用。

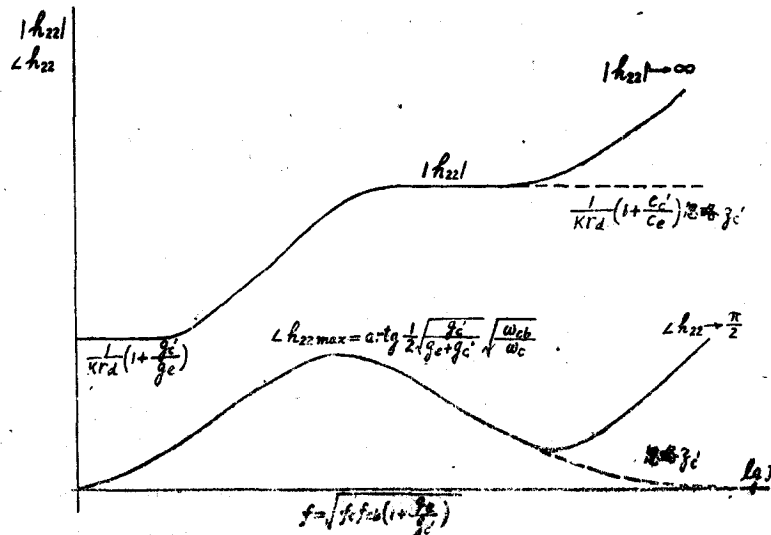


图 5(a) 开路輸出导納的頻率特性

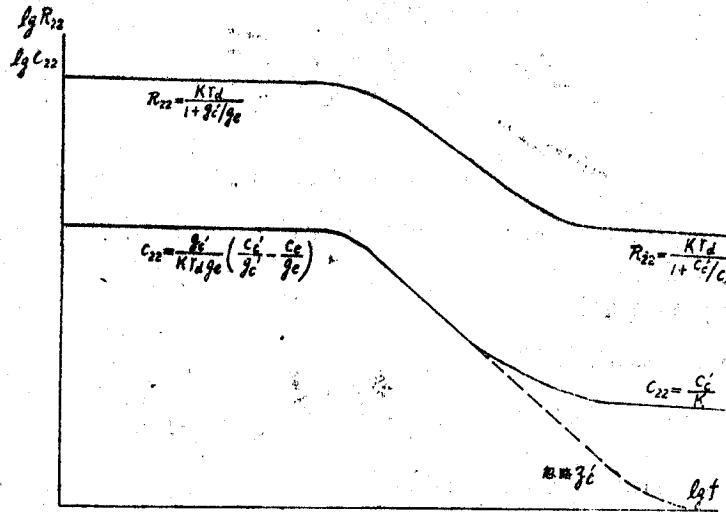


图 5(b) 开路输出电导及开路输出电容的频率特性

若將开路輸出導納 h_{22} 用一等效电阻 (或等效电导 $g_{22} = \frac{1}{R_{22}}$) 及一等效电容 C_{22} 并联表示, 則

$$h_{22} = \frac{1}{R_{22}} + j\omega C_{22} = g_{22} + j\omega C_{22}.$$

將式(14)与上式比較, 得

$$g_{22} = \frac{1}{R_{22}} = \frac{1}{K r_d} \left(1 + g_o' r_d + \frac{g_o'}{g_c} \frac{1 + \frac{\omega^2}{\omega_o \omega_{ob}}}{1 + \frac{\omega^2}{\omega_{ob}^2}} \right),$$

$$C_{22} = \frac{1}{K r_d} \left(C_o' r_d + \frac{g_o'}{g_c} \frac{1}{1 + \frac{\omega^2}{\omega_{ob}^2}} \right).$$
(15)

根据式(15)繪出的頻率特性見图 5(b). h_{22} 的低頻, 高頻及其他重要特性在表 1 中列出.

在高頻时, 式(15)簡化为

$$g_{22} = \frac{1}{R_{22}} \cong \frac{C_o' + C_c}{K r_d C_c}, \quad C_{22} \cong \frac{C_o'}{K}, \quad h_{22} \cong \frac{C_o' + C_c}{K r_d C_c} + j\omega \frac{C_o'}{K}.$$

h_{22} 的振幅 $|h_{22}|$ 及相角 $\angle h_{22}$ 变为:

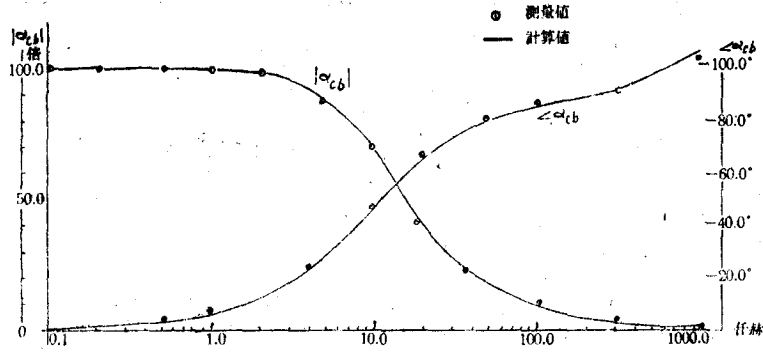
$$|h_{22}| = \frac{1}{K r_d} \sqrt{\left(1 + \frac{C_o'}{C_c}\right)^2 + \omega^2 r_d^2 C_o'^2}, \quad \angle h_{22} = \tan^{-1} \omega \frac{C_o' r_d C_o'}{C_c + C_o'}.$$

根据上式繪出 $|h_{22}|$ 及 $\angle h_{22}$ 的頻率效应見图 5(a) 高頻的实綫部分. 將上式与式(9), 式(10)相比, 可見 h_{22} 与計及 C_f 关系的 μ_{bc} 在高頻的頻率效应相似, 在高頻时 C_o' 有重要作用.

5. 实验结果

实验所用样品为两个合金法制成的 PNP 面接合型三极管：管 I 为美国的 2N104 型管，管 II 为苏联 П-6 型管。用电桥法测 h_{22} ，用测振幅及相角法测 α_{cb} 、 μ_{bc} 及 h_{11} [8]。

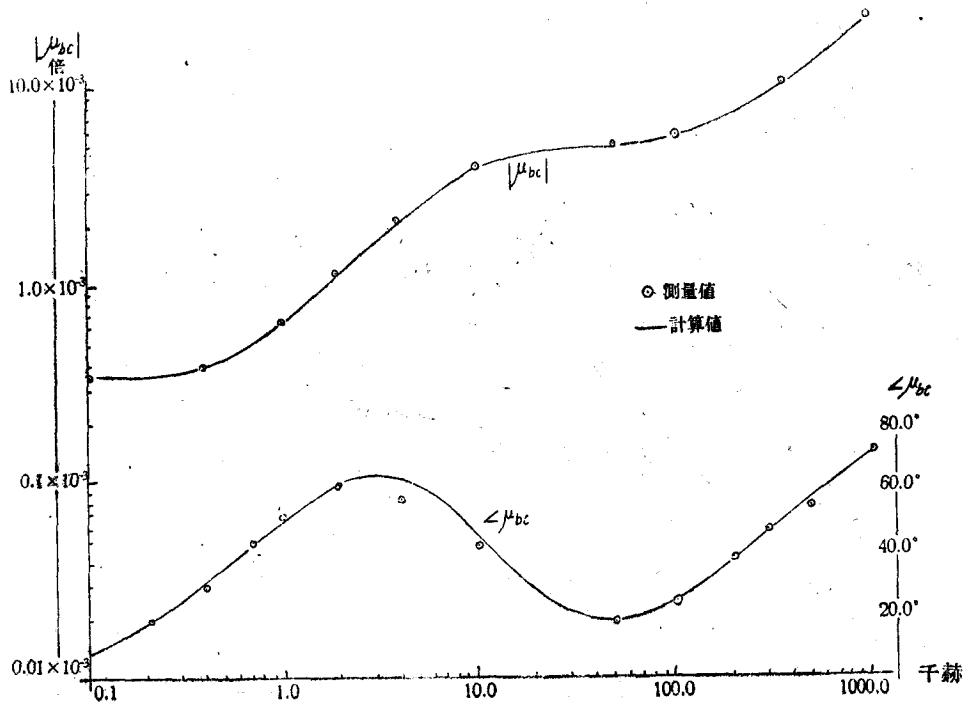
为了比较实验结果（根据 h 参数的测量结果求自然等效线路元件）及理论分析结果



$\alpha_{cb}-f$ 的关系

$V_c = -6$ 伏 $I_B = 1$ 毫安 $T = 20^\circ\text{C}$

图 6 短路电流放大系数频率特性理论计算及实验比较



$\mu_{bc}-f$ 的关系

$V_c = -6$ 伏 $I_B = 1$ 毫安 $T = 20^\circ\text{C}$

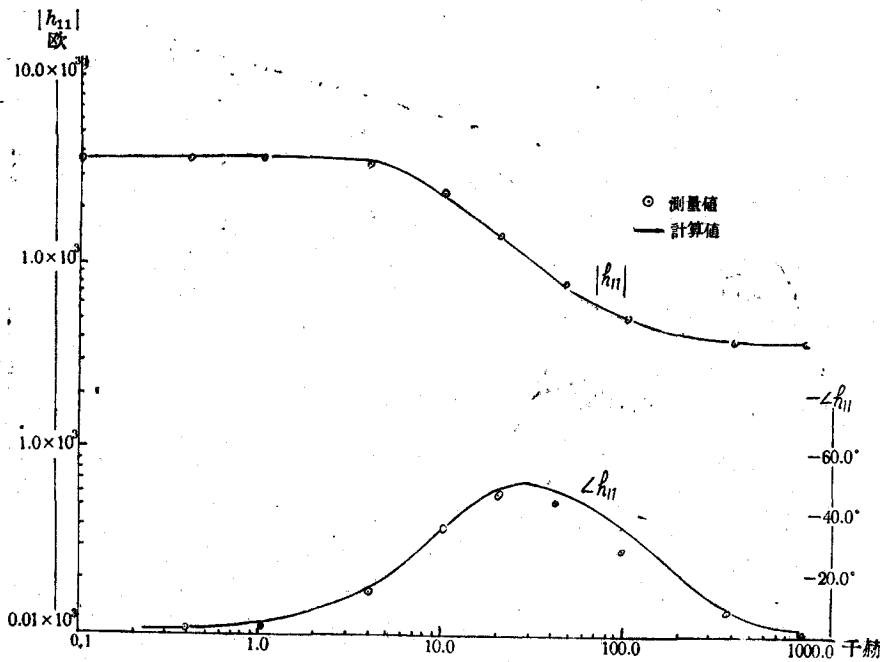
图 7 开路电压反馈系数频率特性理论计算及实验比较

(根据器件的物理性能及构造求自然等效线路元件), 用表 2 所列的重要物理参数及几何尺寸近似地代表管 I^[4,5]. $V_c = -6$ 伏, $I_E = 1$ 毫安, 在室温情况下, 用两种方法所得等效线路元件的数值列在表 3 中. 由表 3 可见, 用两种方法求得管 I 的等效线路元件值颇为相近.

用管 I 自然等效线路元件(根据 h 参数的实验值计算结果, 见表 3)计算 h 参数的频率

表 2 晶体管 I 的重要物理参数及几何尺寸

名称及符号	数值及单位
基极电阻率 ρ_b	4.0 欧姆-厘米
发射极电阻率 ρ_e	10^{-3} 欧姆-厘米
集电极电阻率 ρ_c	10^{-3} 欧姆-厘米
空穴迁移率 μ_p	1,700 厘米 ² /伏-秒
电子迁移率 μ_n	3,600 厘米 ² /伏-秒
空穴扩散常数 D_p	44 厘米 ² /秒
空穴寿命 τ_p	16.3 微秒(测量算得)
基层宽度 W'	15.2 密耳(测量扩散电容算得)
集电极直径 D_c	42 密耳
发射极直径 D_E	13 密耳
$\lambda = q/kT$	38.6 1/伏(25°C时)



$h_{11} - f$ 的关系

$V_c = -6$ 伏 $I_E = 1$ 毫安 $T = 20^\circ\text{C}$

图 8 短路输入阻抗频率特性理论计算及实验比较

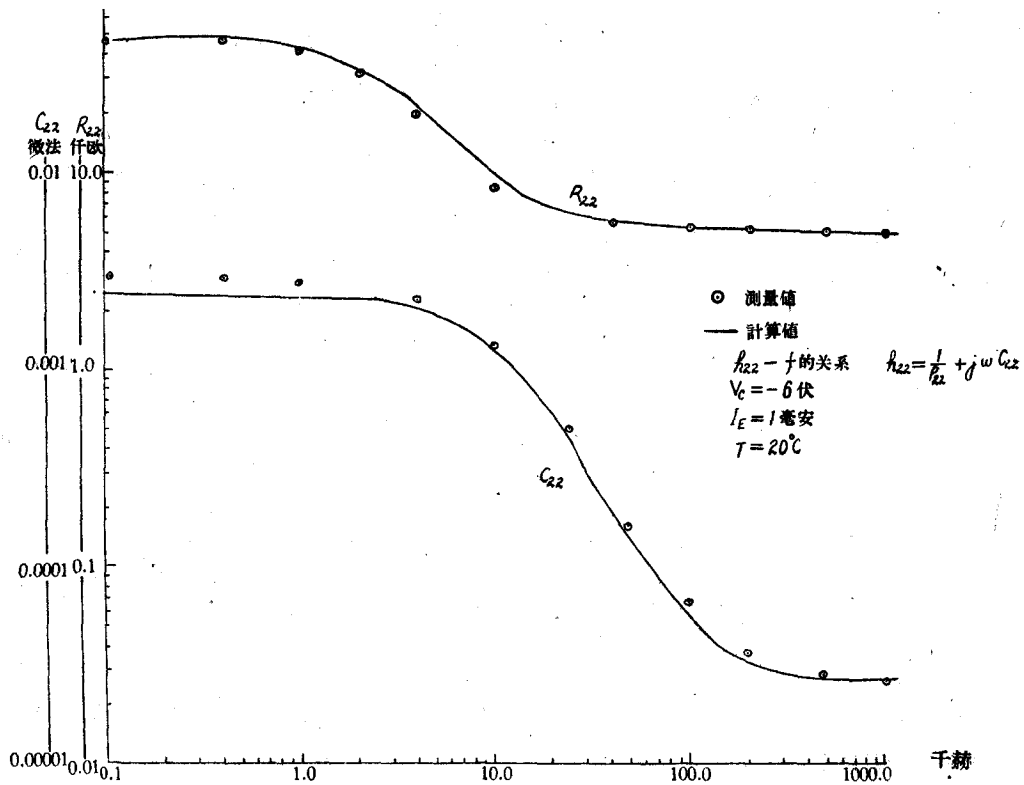


图9 开路输出导纳频率特性理论计算及实验比较

表3 自然等效线路元件理论计算及实验比较
($V_c = -6$ 伏 $I_E = 1$ 毫安)

等效线路元件	用表2物理参数算得		由测量h参数换算求得	
	管 I	管 II	管 I	管 II
K 倍	3,060	2,600	2,800	2,600
$r_{bb'}$ 欧 姆	350	80	388	80
$\frac{g_o'}{K}$ 微 莫	0.101	0.128	0.107	0.128
$\frac{C_o'}{K}$ 微微法	27.32	28	24	28
g_e 毫 莫	0.302	0.300	0.309	0.300
C_e 微 法	0.005	0.0038	0.0048	0.0038
r_d 欧 姆	26	30	32.4	30
L_d 微 亨	1.11	1.15	1.08	1.15
C_f^* 微微法	—	10	9	10

* 这个数值包括杂散电容在内。

效应,所得结果与直接测量的结果极为符合(见图6至图9)。由此可见,自然等效线路可以准确地代表晶体管的频率特性。

二、 h 参数与发射极直流电流 I_E 的关系

由自然等效线路元件与直流电流 I_E 的关系可以推算出 h 参数与直流电流 I_E 的关系。因为所用理论有一些假设^[2]，所得的结果为第一次近似值，因此与测量所得 h 参数与电流 I_E 的关系有些不符合处，在此进一步地解释这些现象，同时根据 h 参数的测试结果，求出等效线路元件与电流 I_E 的关系。

在集电极电压及温度为定值时，自然等效线路的元件 r_d , L_d , g_{DP} 及 C_{DP} 随 I_E 的改变起较大的变化：

$$r_d = \frac{1}{\lambda I_E}, \quad (16a)$$

$$L_d = \frac{1}{6\lambda} \left(\frac{W^2}{D_P} \right) \frac{1}{I_E}, \quad (16b)$$

$$g_{DP} = \frac{\lambda}{2} \left(\frac{W^2}{L_P} \right) I_E, \quad (16c)$$

$$C_{DP} = \frac{\lambda}{2} \left(\frac{W^2}{D_P} \right) I_E. \quad (16d)$$

其中 g_{DP} 及 C_{DP} 是扩散电导及扩散电容， D_P 为空穴扩散常数， L_P 为空穴扩散长度。

其他元件 $r_{bb'}$, C_f , K , g_λ (集电极与基极间的漏电导) 及 C_{TC} (集电极的渡越电容) 按照第一次近似原理不与 I_E 直接相关。

在良好晶体管中，下列近似关系存在：

$$g_e \cong g_{DP}, \quad (17a)$$

$$C_e \cong C_{DP}, \quad (17b)$$

$$\frac{C_e'}{K} \cong \frac{C_{DP}}{K} + C_{TC}, \quad (17c)$$

$$\frac{g_e'}{K} \cong \frac{g_{DP}}{K} + g_\lambda. \quad (17d)$$

从上式可见： g_e 及 C_e 与 I_E 成正比关系， C_e'/K 及 g_e'/K 与 I_E 成线性关系。这些关系将使 h 参数与 I_E 关系的分析简化，并应用在下边的分析中。

1. α_{cb} 与 I_E 的关系

根据分析，已知电流放大系数可用式(2)代表：

$$\alpha_{cb} = \frac{\alpha_{cb0}}{\left(1 + j \frac{\omega}{\omega_{cb}}\right) \left(1 + j \frac{\omega}{\omega_d}\right)}. \quad (2)$$

按照第一次近似原理， α_{cb0} , ω_{cb} 及 ω_d 都不随 I_E 的改变而变化，因此 α_{cb} 也不随 I_E 变化，这与实验结果不符合。图 10 表示在 $V_c = -6$ 伏， $T = 20^\circ C$ 时，管 I、II 的 α_{cb} 在不同频率时与 I_E 的关系。在低频时 α_{cb} 的振幅及相角都随 I_E 改变，先随 I_E 增加而增加，经最大值后随 I_E 的增加而减少。在高频时， α_{cb} 的振幅及相角随 I_E 改变所产生的变动比低频时小。从 α_{cb0} 与 I_E 的物理关系进一步地研究已获得 α_{cb0} 随 I_E 改变的初步理论^[6]，为了增加晶体管线性运用的区域已采取各种方法改进 α_{cb0} 与电流 I_E 的关系^[7]。

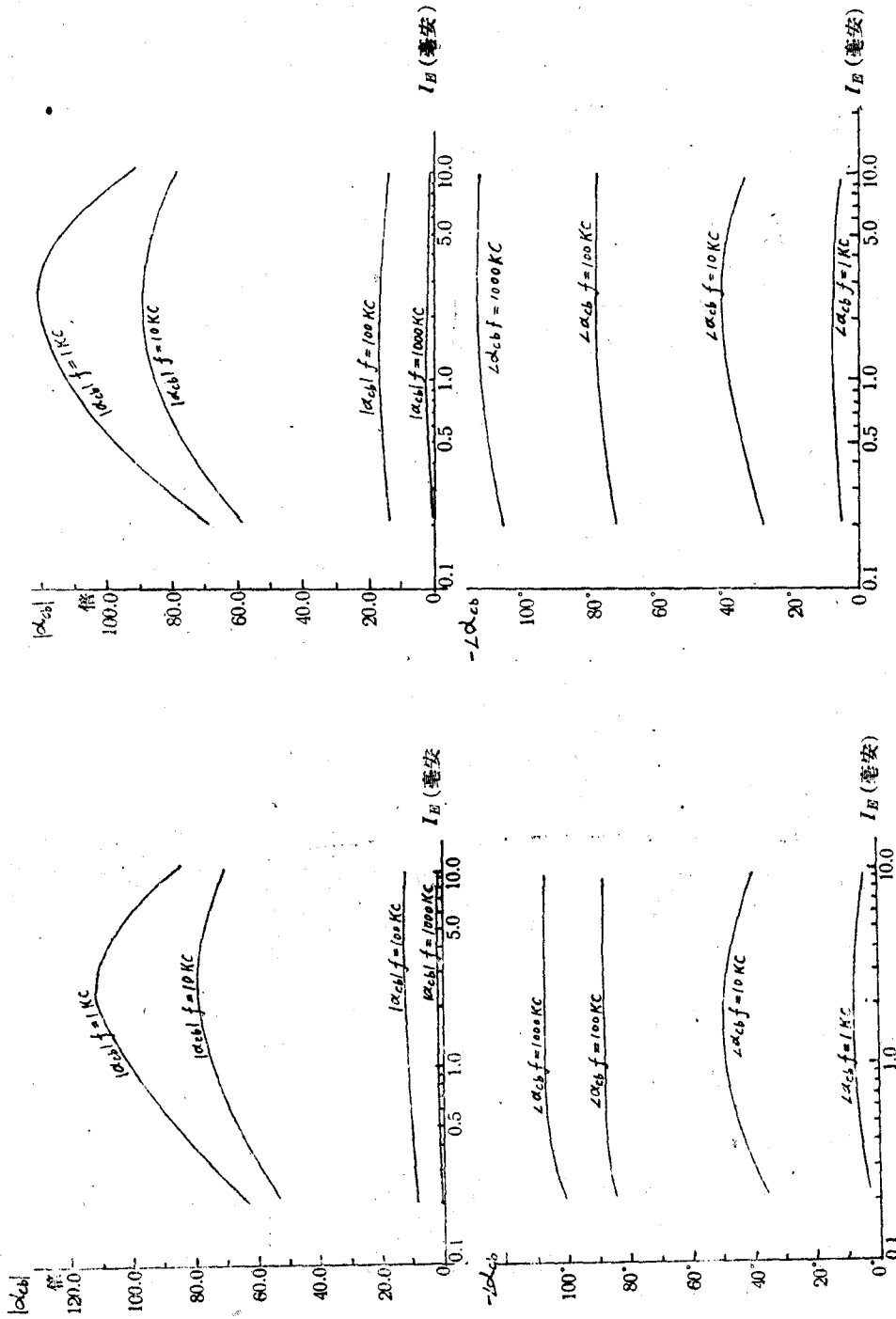
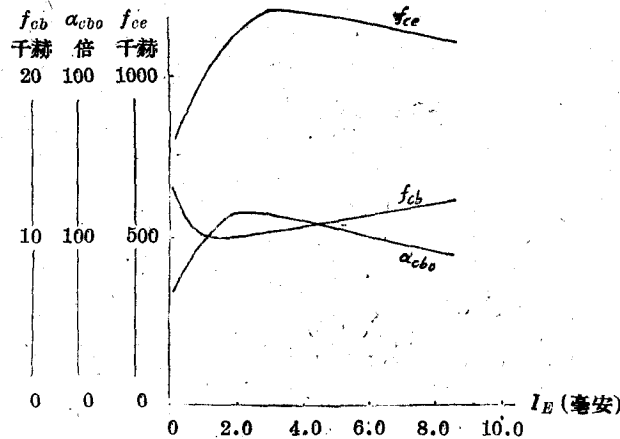


图 10 短路电流放大系数与发射极电流的关系

图 11 表示在 $V_c = -6$ 伏, $T = 20^\circ\text{C}$ 时, 管 I 的 α_{cb0} 及 f_{cb} 随电流 I_E 变化的测量结果, 及根据 $f_{ce} \cong \alpha_{cb0} f_{cb}$ 计算 f_{ce} 与 I_E 的关系, 其中 f_{ce} 为共基极电路的短路电流放大系数 α_{ce} 的截止频率, 而

$$\alpha_{ce} \cong \frac{\alpha_{cb0}}{1 + j \frac{\omega}{\omega_{ce}}}$$

其中 α_{ce0} 为 α_{ce} 的低频值。



f_{ce} , α_{cb} , f_{cb} 与 I_E 的关系
 $V_c = -6$ 伏 $T = 20^\circ\text{C}$

图 11 α_{cb} , f_{cb} 及 f_{ce} 与发射极电流的关系

f_{cb} 与 f_{ce} 随 I_E 改变所发生的变化, 根据自然等效线路的第一次近似理论无法解释, 而 α_{cb0} 及 f_{ce} 的实验结果基本上与参考文献[6]的分析符合。因为当电流由小增大时, f_{cb} 减小经一最小值后反而增加, 使低频时 α_{cb} 的相角有如图 10 中所示的变化。在高频时 f_d 产生较大的作用 ($f_d \cong 3f_{ce}$), 而 f_{ce} 随电流改变的变化与 f_{cb} 相反, 因此相角 $\angle \alpha_{cb}$ 变化甚小(见图 10)。

2. μ_{bc} 与 I_E 的关系

根据第一次近似原理, 已知低频开路电压及反馈系数为

$$\mu_{bc} = \frac{g_c'}{Kg_e} \frac{1 + j \frac{\omega}{\omega_c}}{1 + j \frac{\omega}{\omega_{cb}}} \quad (6)$$

因为 g_e 与电流 I_E 成正比变化, g_c'/K 及 ω_c 随 I_E 增加略为增加, ω_{cb} 的改变较小, 因此 μ_{bc} 的振幅及相角都随 I_E 的增加而减小。

已知高频开路电压反馈系数为

$$\mu_{bc} = \frac{C_c'}{KC_e} + j\omega r_{bb'} C_f \quad (9)$$

由于 C_e 与电流 I_E 成正比增加, $r_{bb'}$, C_f 不随 I_E 改变, C_c'/K 随 I_E 增加而略增。因此

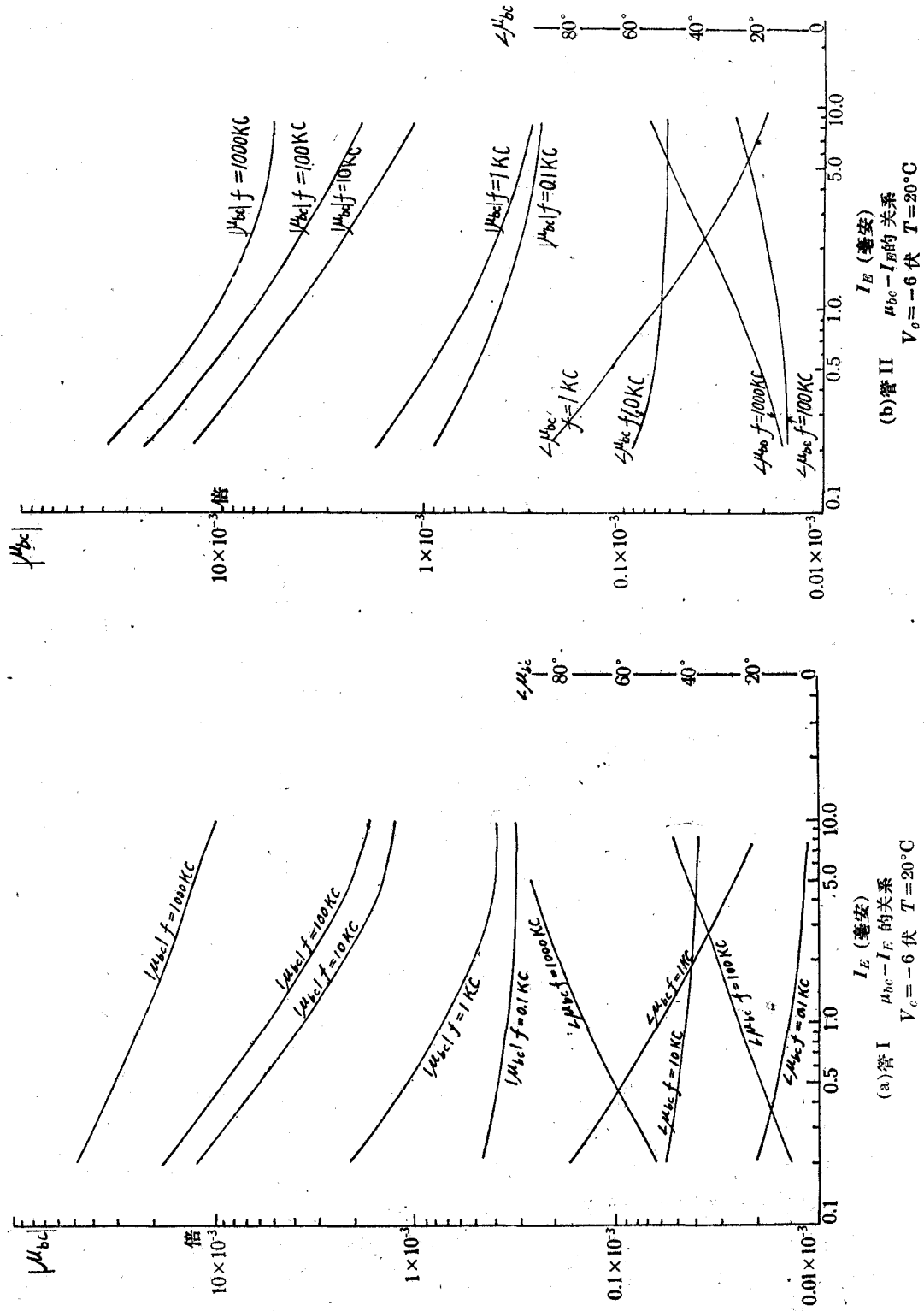


图 12 开路电压反馈系数与发射极电流的关系

在高频时, μ_{bc} 的振幅随 I_E 增加而减小, 而 μ_{bc} 的相角随 I_E 增加而增加。此相角与 I_E 的关系和低频时 μ_{bc} 的相角与 I_E 的关系相反。图 12 表示两管的 μ_{bc} 与 I_E 的关系的测量结果。与根据近似理论所推算各参数改变的趋势相符合。

3. h_{11} 与 I_E 的关系

在低频时短路输入阻抗为

$$h_{11} = r_{bb'} + \frac{1}{g_e \left(1 + j \frac{\omega}{\omega_d}\right)}. \quad (11)$$

把上式改变为

$$h_{11} = r_{bb'} + \frac{\alpha_{cb0} r_d}{1 + j \frac{\omega}{\omega_{cb}}} \cong r_{bb'} + \alpha_{cb} r_d. \quad (18)$$

因为 $\alpha_{cb0} r_d \gg r_{bb'}$ 式中的第二项对 h_{11} 的振幅起主要作用, 所以 I_E 增加时 g_e 增加, h_{11} 的振幅减小, 而 h_{11} 的相角随 I_E 的变化也与 α_{cb} 相角随 I_E 的变化相似, 有一最大值。

由式(11)得 h_{11} 的高频表示式

$$h_{11} = r_{bb'} + j \frac{1}{\omega C_e}. \quad (19)$$

对于 h_{11} 的振幅, $r_{bb'}$ 起重要作用, 电流 I_E 改变 h_{11} 不发生大的变化。而 h_{11} 的相角与 C_e 相关, 当 I_E 增加时, C_e 成正比增加, h_{11} 的相角随之减少。两管短路输入阻抗与电流 I_E 的关系的测试结果在图 13 中示出。

4. h_{22} 与 I_E 的关系

从表 1 知道, 低频时开路输出电导及电容表示式是

$$\begin{aligned} g_{22} &\cong \frac{1}{K r_d} \left(1 + \frac{g_e'}{g_e}\right), \\ C_{22} &\cong \frac{g_e'}{K r_d g_e} \left(\frac{C_e'}{g_e'} - \frac{C_e}{g_e}\right) \cong \frac{C_e'}{K r_d g_e}. \end{aligned} \quad (20)$$

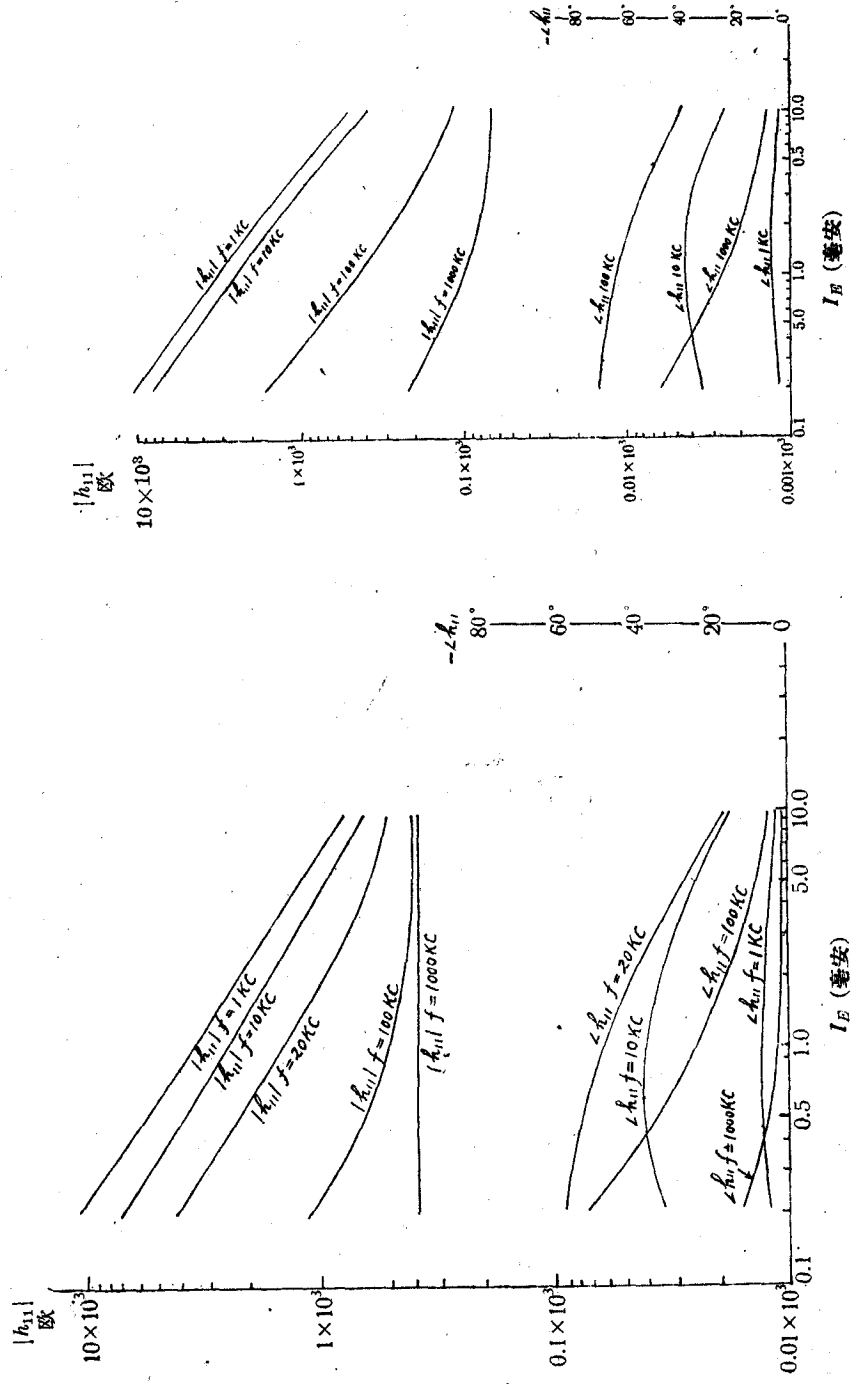
在高频时 g_{22} 及 C_{22} 的表示式是

$$\begin{aligned} g_{22} &\cong \frac{1}{K r_d} \left(1 + \frac{C_e'}{C_e}\right), \\ C_{22} &\cong \frac{C_e'}{K}. \end{aligned} \quad (21)$$

由于 r_d 与 I_E 成反比关系, g_e 及 C_e 与 I_E 成正比关系, 所以乘积 $r_d g_e$ 及 $r_d C_e$ 是不随 I_E 改变的。 g_e'/K 和 C_e'/K 随 I_E 增加而稍增, 无论在低频及高频时, g_{22} 及 C_{22} 都随 I_E 增加而增加。图 14 表示两管的 R_{22} 及 C_{22} 与电流 I_E 的关系, 实验结果与分析相符合。

5. 等效电路元件与 I_E 的关系

根据 h 参数的实验结果及 h 参数与等效电路元件换算方法(参考表 1)算出各元件与 I_E 的关系在图 15 中绘出。用表 2 的物理参数及几何尺寸, 同时应用式(16)及式(17)算得 $C_e, g_e, C_e'/K$ 及 g_e'/K (忽略 g_e 值)与 I_E 的关系如图 15(a) 中虚线所示, 与图中实线的数



(a)管 I $h_{11} - I_E$ 的关系
 $V_c = -6$ 伏 $T = 20^\circ\text{C}$

(b)管 II $h_{11} - I_E$ 的关系
 $V_c = -6$ 伏 $T = 20^\circ\text{C}$

图 13 短路输入阻抗与发射极电流的关系

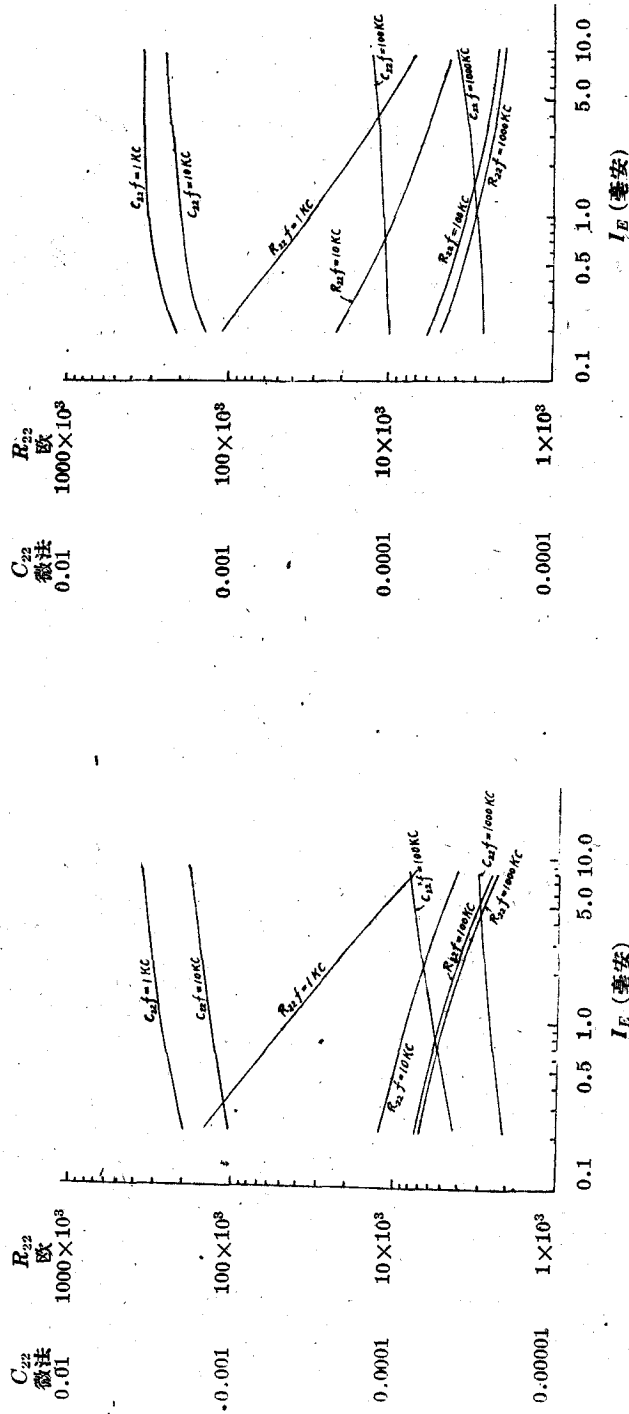


图 14 开路输出导纳与发射极电流的关系

值有显著的区别。从图 15 所得结果可知： g_e, C_e 及 $1/r_d$ 不与 I_E 成正比增加， C_e/K 及 g_e/K 也不与 I_E 成线性关系。 K 及 $r_{bb'}$ 也随 I_E 略起变化，这些结果与第一次近似理论不符（图中的虚线），而与文献 [4a] 中测量短路导纳参数 (y 参数) 所得的部分实验结果相符合。

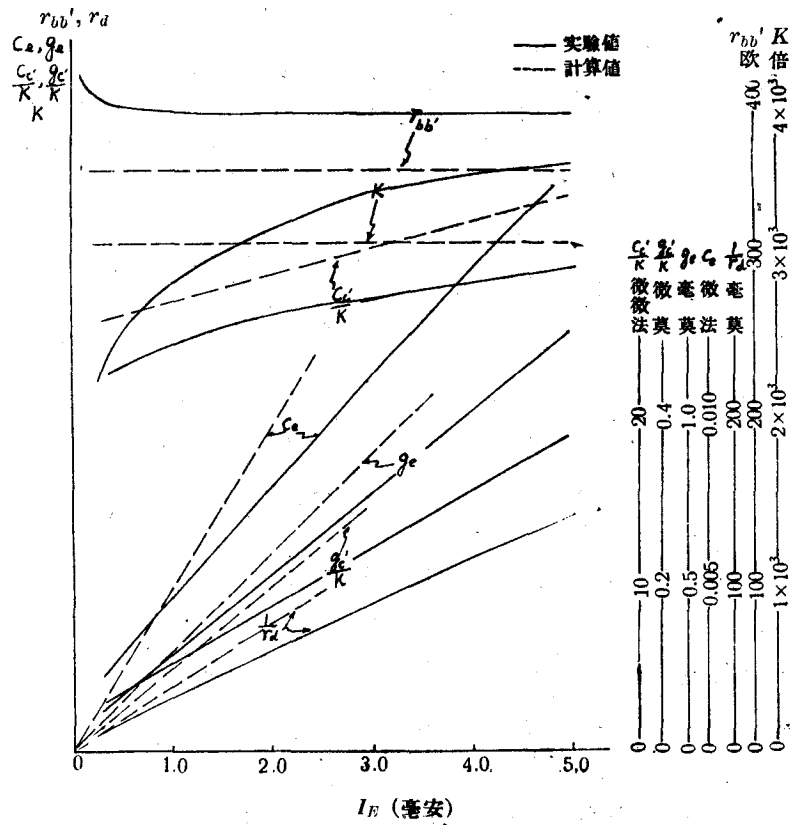
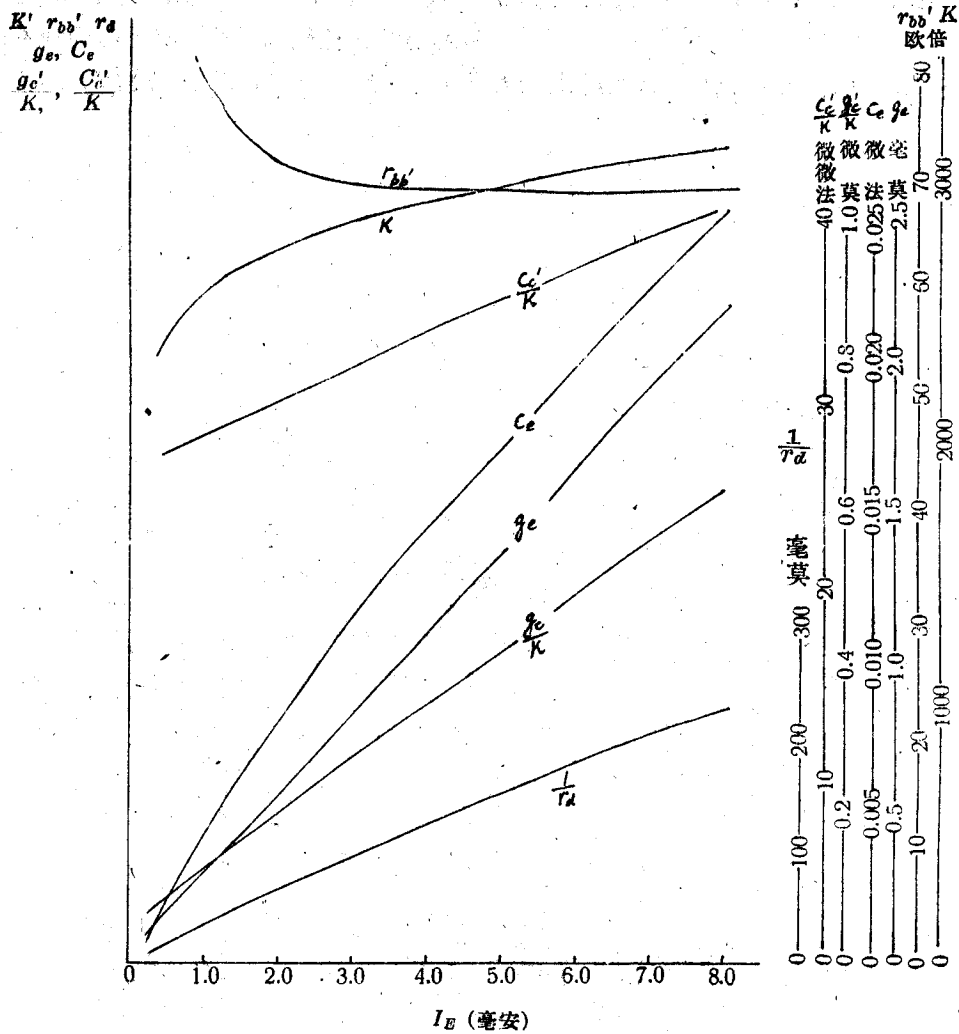


图 15 (a)管 I $K, r_{bb'}, r_d, g_e, C_e, \frac{g_e'}{K}, \frac{C_e'}{K} - I_E$ 的关系
 $V_c = -6$ 伏 $T = 20^\circ C$



(b)管 II $K, r_{bb'}, r_d, g_e, C_e, \frac{g_e'}{K}, \frac{C_e'}{K} - I_E$ 的关系

图 15 等效线路元件与发射极电流的关系

三、 h 参数与集电极直流电压 V_c 的关系

当发射极直流电流 I_E 及温度固定时,变动集电极直流电压 V_c , 晶体管的性能将起变化, h 参数改变。根据自然等效线路元件与 V_c 的关系研究 h 参数随 V_c 变化的情况。

图 16 表示 PNP 面接合型晶体管的构造, d_1 代表发射极空间电荷层的宽度, d_2 代表集电极空间电荷层的宽度, W' 代表基层宽度, 在晶体管正常运用时 $d_2 \gg d_1$, d_1 可以忽略不计, 因为 $\sigma_c \gg \sigma_b$, $d_{2n} \gg d_{2p}$, 故 $d_2 \cong d_{2n}$ 。其中 σ_c 为集电极的电导率, σ_b 为基层的电导率, d_{2n} 为集电极空间电荷层在基层的宽度, 而 d_{2p} 为集电极空间电荷层在集电极中的宽度。因此有效基层宽度 W 变为

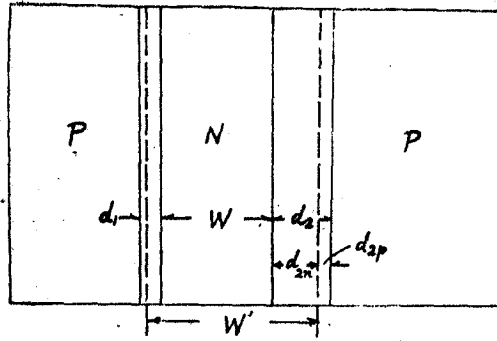


图 16 PNP 面接合型晶体管

$$W = W' - d_2 \cong W' - d_{2n}. \quad (22a)$$

而空间电荷层宽度与外加电压的关系是

$$d_2 \cong 0.04 \sqrt{\rho_b |V_c|}, \quad (22b)$$

其中 $|V_c|$ 代表 V_c 的绝对值, 在直流电压 V_c 较低的运用状态下, $|V_c| \ll |V_{BR}|$, V_{BR} 称为基层穿通电压. 当直流电压 V_c 与 V_{BR} 相等时, 有效基层宽度等于零, 晶体管失去效用, 因此 $d_2 \ll W'$, 且下式成立:

$$W^2 \cong (W' - d_2)^2 \cong W'^2 - 2W'd_2 = W'^2 - 0.08W' \sqrt{\rho_b |V_c|}. \quad (23)$$

上式表示有效基层宽度与集电极直流电压的关系.

采用式(22)及式(23), 并代入式(16)及式(17), 求出自然等效线路各元件与集电极直流电压的关系如下:

$$K \cong 76 \frac{W}{d} |V_c| = 1.9 \cdot 10^8 \sqrt{\frac{|V_c|}{\rho_b}} W' - 76 |V_c|^2, \quad (24a)$$

$$L_d \cong \frac{1}{6\lambda} \frac{1}{I_E D_P} (W'^2 - 0.08W' \sqrt{\rho_b |V_c|}), \quad (24b)$$

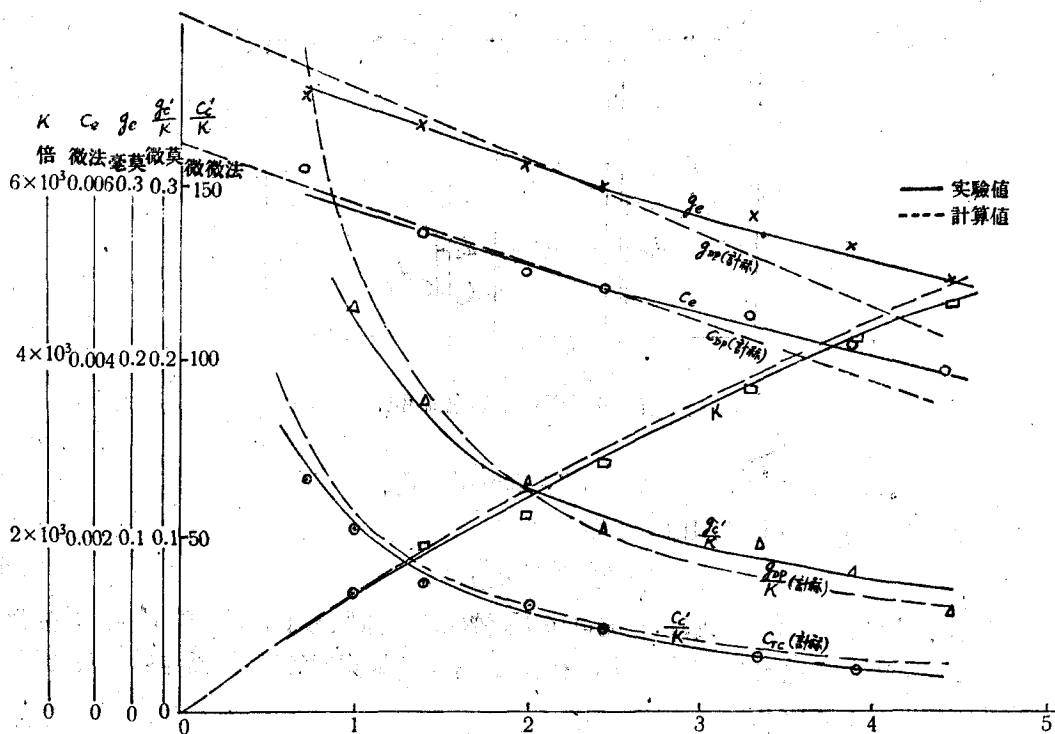
$$g_e \cong \frac{\lambda}{2} \frac{I_E}{I_P^2} (W'^2 - 0.08W' \sqrt{\rho_b |V_c|}), \quad (24c)$$

$$C_e \cong \frac{\lambda}{2} \frac{I_E}{D_P} (W'^2 - 0.08W' \sqrt{\rho_b |V_c|}), \quad (24d)$$

$$\frac{C_e'}{K} \cong 0.707 D_c^2 \sqrt{\rho_b |V_c|} + C_{DP} / K, \quad (24e)$$

$$\frac{g_e'}{K} \cong \frac{\lambda}{2} \frac{I_E}{I_P^2} 0.527 \cdot 10^8 \left(\sqrt{\frac{\rho_b}{|V_c|}} W' - 0.04 \rho_b \right) + g_e. \quad (24f)$$

由上述各式可见, 当 $|V_c| \ll |V_{BR}|$ 时, K 与 $\sqrt{|V_c|}$ 成抛物线关系; g_e, C_e 及 L_d 与 $\sqrt{|V_c|}$ 成线性关系; $\frac{g_e'}{K}$ 及 $\frac{C_e'}{K}$ 与 $\sqrt{|V_c|}$ 成双曲线关系; 而其他元件 $r_a, r_{bb'}$ 及 C_f 不随 V_c 变化. 用表 2 的物理参数及式(22)算得管 I 上述元件与 $\sqrt{|V_c|}$ 的关系见图 17 中的虚线, 实线是管 I 的实验结果, 可见上述分析是正确的.



管 I $K, g_e, C_e, \frac{C_e'}{K}, \frac{g_e'}{K} - \sqrt{|V_c|}$ 的关系
 $I_E = 1$ 毫安 $T = 20^\circ\text{C}$

图 17 等效线路元件与 $\sqrt{|V_c|}$ 的关系

1. α_{cb} 与 V_c 的关系

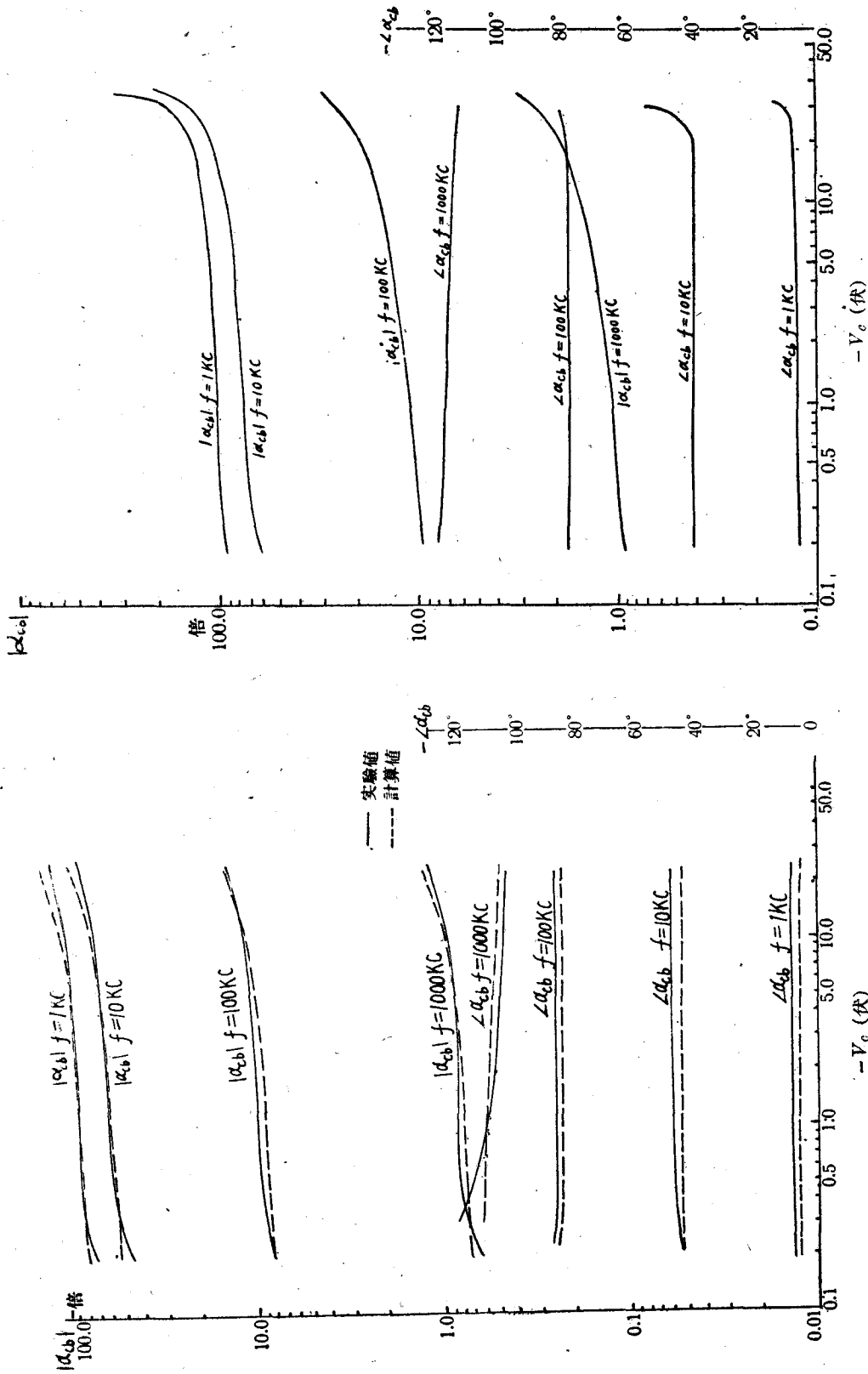
根据式(2)及式(24)可知, $|V_c|$ 增加时, α_{cb} 亦增加, ω_{cb} 不变, ω_d 略增。因此 V_c 增加时, 高低频 α_{cb} 的振幅增加, 低频 α_{cb} 的相角亦略增, 而高频的相角略减, 与低频的相角特性相反。若 $|V_c|$ 继续增加, 电流倍增现象发生^[8], α_{cb} 的振幅及相角都突然增加。两管在 $I_E = 1$ 毫安 $T = 20^\circ\text{C}$ 及不同频率时 $\alpha_{cb} - V_c$ 特性见图 18。

用表 1 的物理参数及几何尺寸并取 $r_d = 32.4$ 欧姆, $r_{bb'} = 388$ 欧姆, $C_f = 9$ 微微法; 应用式(16), (17) 及式(24), 算得在 $I_E = 1$ 毫安、室温情况下管 I 的 $\alpha_{cb} - V_c$ 特性如图 18(a) 中虚线所示。

2. μ_{bc} 与 V_c 的关系

根据以上的分析可知, $\frac{g_e'}{K}$ 及 $\frac{C_e'}{K}$ 都随 $|V_c|$ 增大而降低, 而 ω_c 及 ω_{cb} 变动不大。从 μ_{bc} 的低频式(6)及 μ_{bc} 的高频表示式(9)可得结论: μ_{bc} 的振幅随 $|V_c|$ 的增加而降低, 低频 μ_{bc} 的相角随 $|V_c|$ 的变化较小, 而高频 μ_{bc} 的相角随 $|V_c|$ 增加而增加, 与低频的相角变化有较大的差别。

实验结果如图 19 所示。图 19(a) 中虚线是计算值。从实验结果及计算值比较可知, 高频时实验结果与以上分析相符合。而低频时 μ_{bc} 的振幅随 $|V_c|$ 增加而降低, 经最小值



(a) 管 I $\alpha_{cb} - V_c$ 的关系
 $I_E = 1$ 毫安 $T = 20^\circ\text{C}$

(b) 管 II $\alpha_{cb} - V_c$ 的关系
 $I_E = 1$ 毫安 $T = 20^\circ\text{C}$

图 18 短路电流放大系数与集电极电压的关系

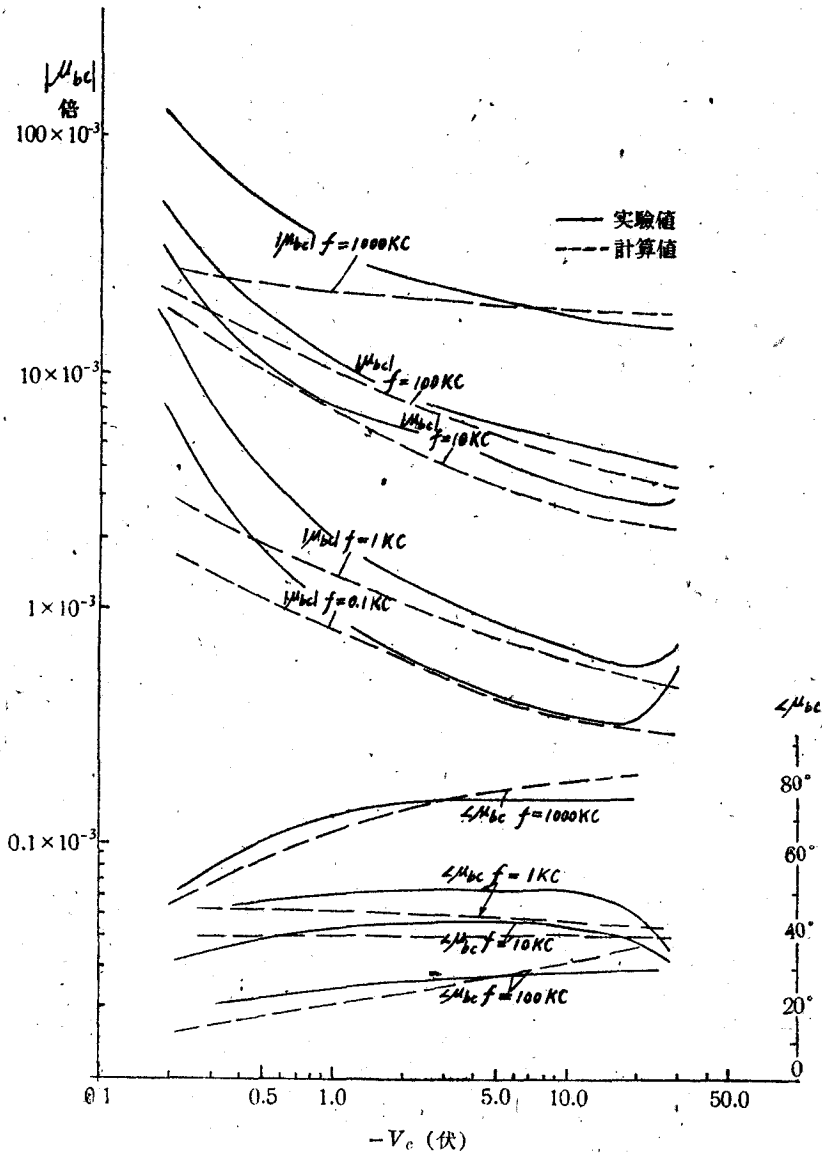
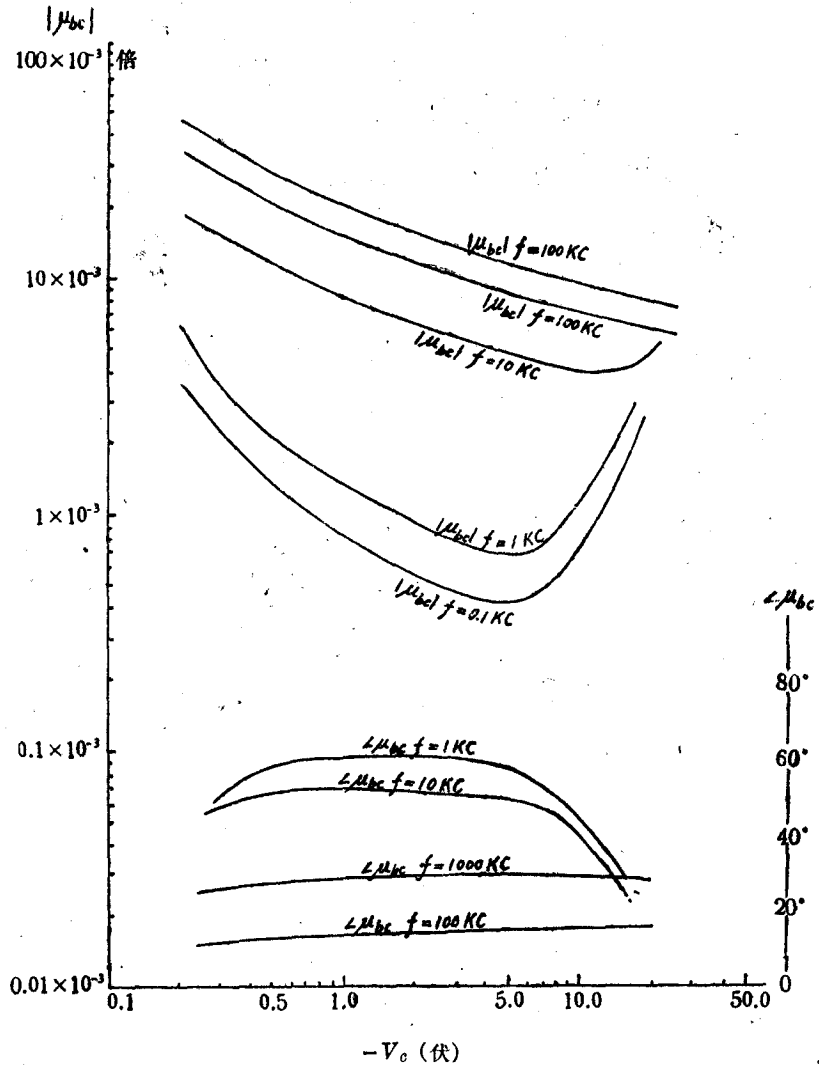
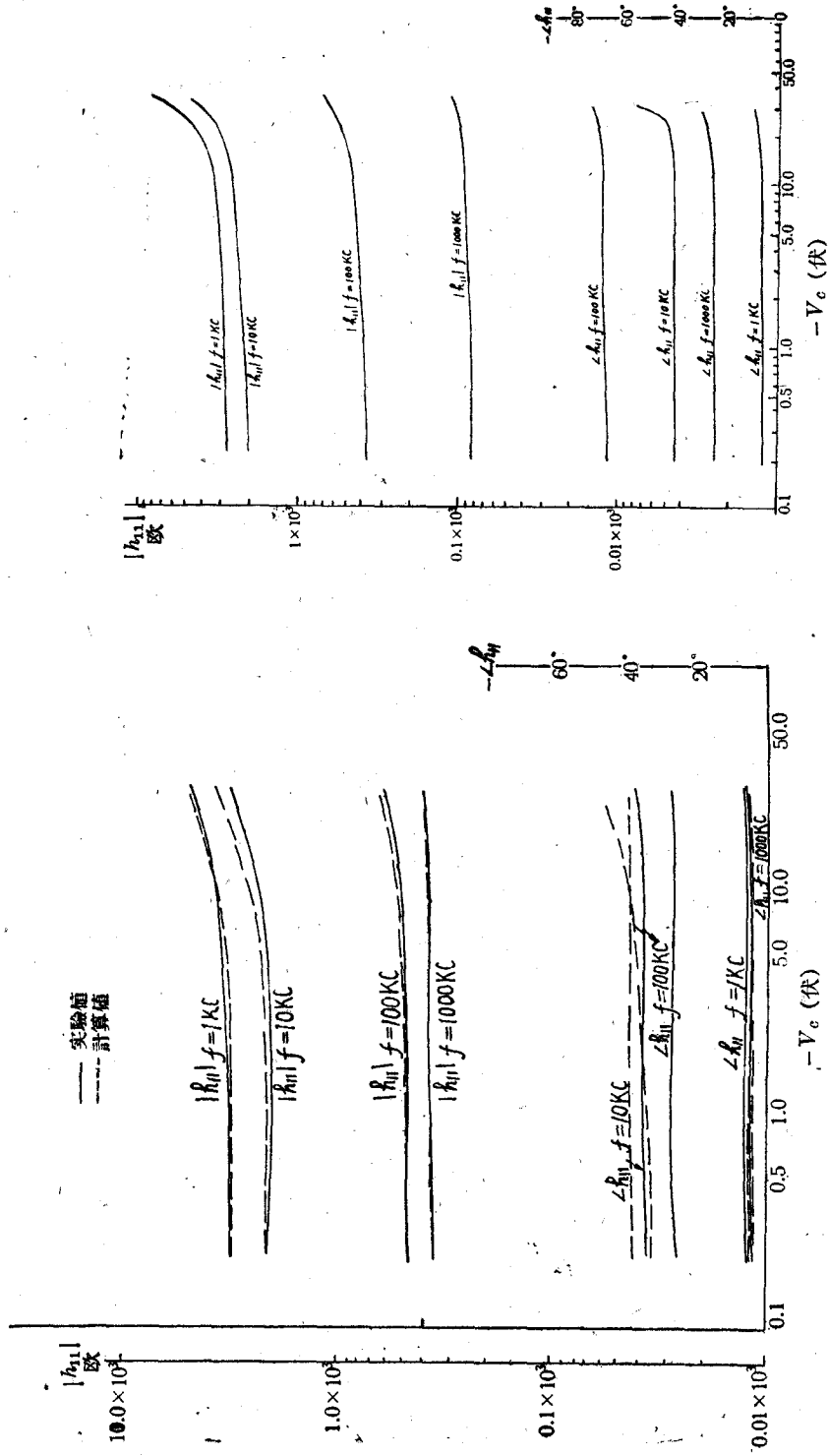


图19 (a)管 I $\mu_{bc} - V_c$ 的关系
 $I_B = 1$ 毫安 $T = 20^\circ C$



(b)管 II $\mu_{bc} - V_c$ 的关系
 $I_B = 1$ 毫安 $T = 20^\circ\text{C}$

图19 开路电压反馈系数与集电极电压的关系



(a)管 I $h_{11} - V_c$ 的关系
 $I_E = 1$ 毫安 $T = 20^\circ\text{C}$

(b)管 II $h_{11} - V_c$ 的关系
 $I_E = 1$ 毫安 $T = 20^\circ\text{C}$

图 20 短路输入阻抗与集电极电压的关系

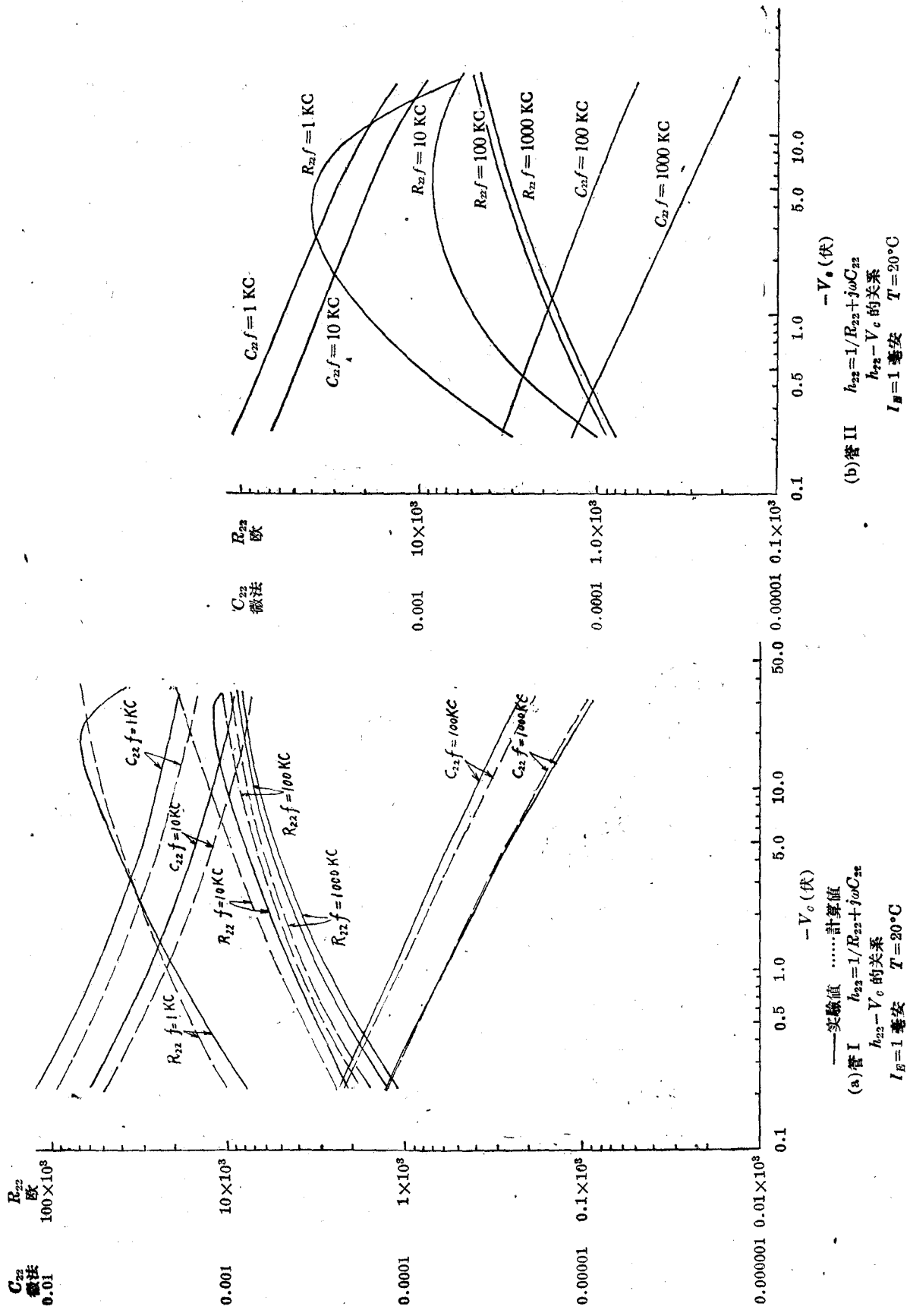
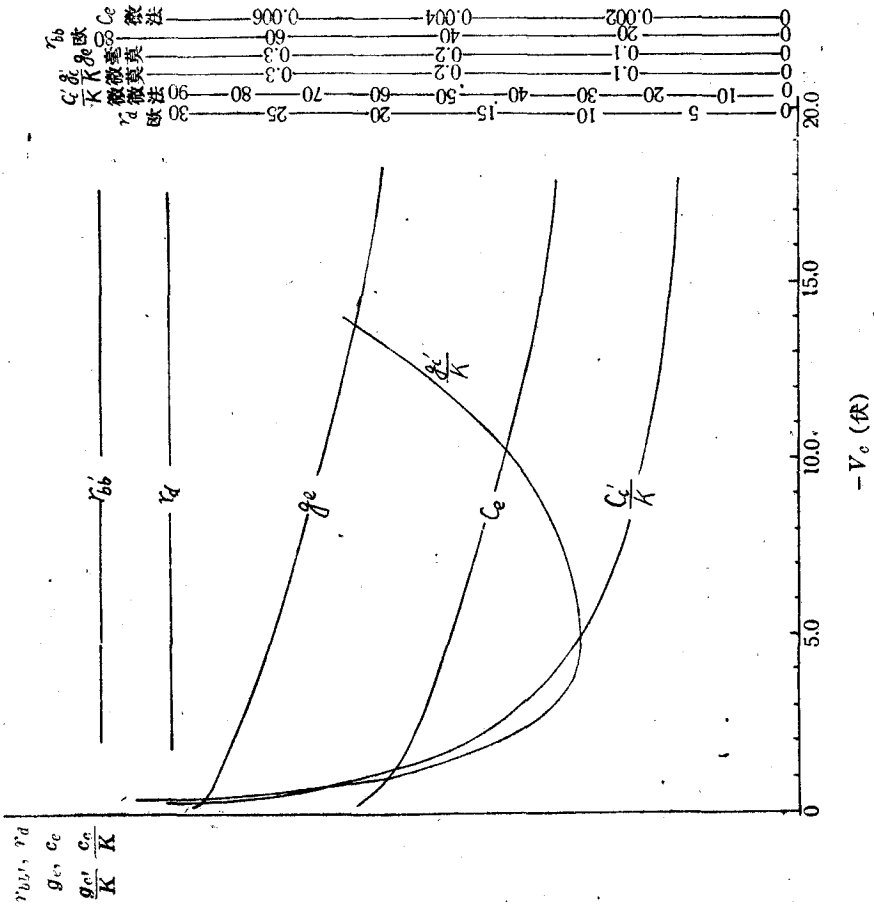


图 21 开路输出导纳与集电极电压的关系



(b)管 II r_{bb}' , r_d , g_e , C_e , g_c'/K , $C_c'/K - V_c$ 的关系
 $I_B = 1$ 毫安 $T = 20^\circ C$

图 22 等效线路元件与集电极电压关系

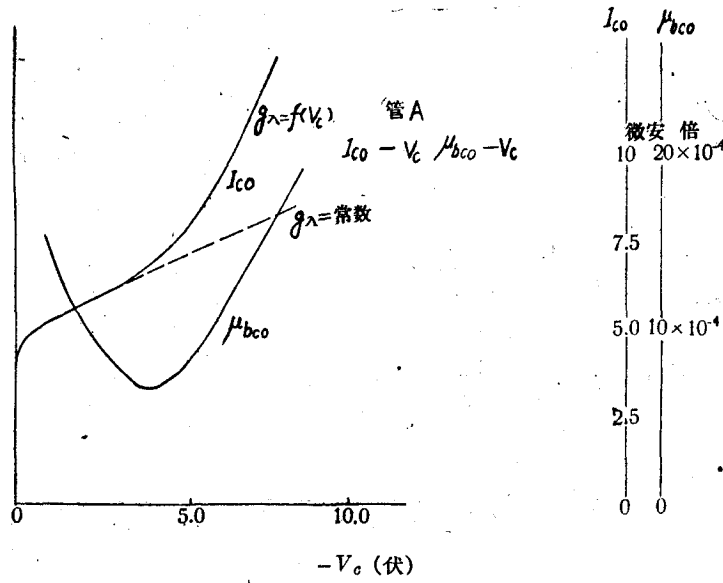


图 23(a) g_λ 及 μ_{bco} 急剧变化的晶体管

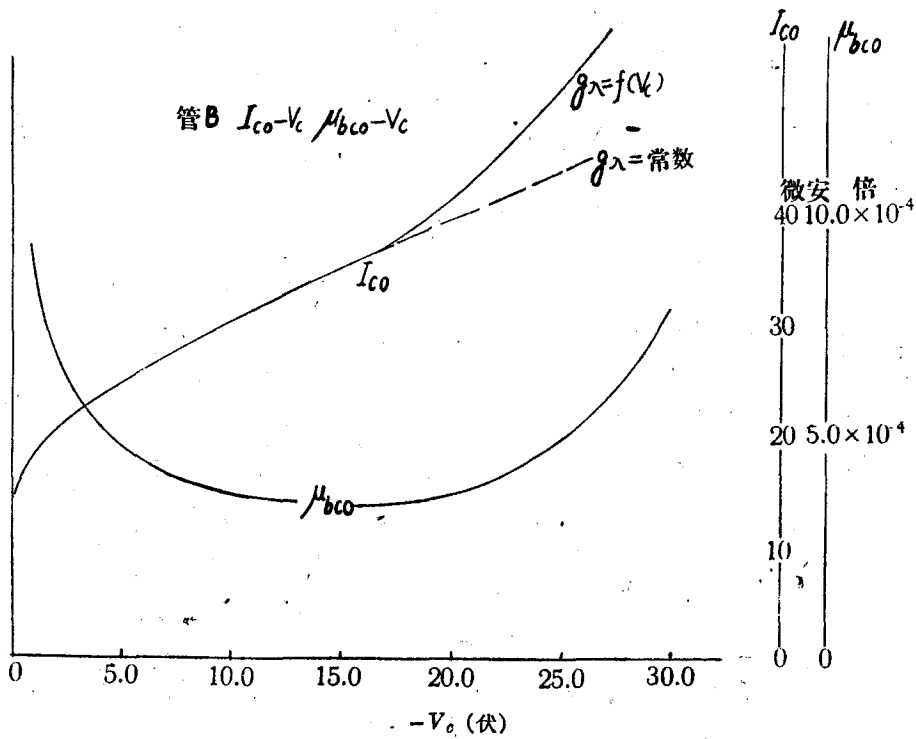


图 23(b) g_λ 及 μ_{bco} 缓慢变化的晶体管

后再上升,同时 μ_{bc} 的相角又急剧下降,与上述分析不相符合,进一步的研讨见本节第五段(等效线路元件与 V_c 的关系)。

3. h_{11} 与 V_c 的关系

根据式(18)可知, $h_{11}-V_c$ 特性与低频时 $\alpha_{cb}-V_c$ 的特性相似,振幅及相角随 V_c 增加而略增,实验结果见图 20。图 20(a) 中虚线是计算值。可见实验是与分析相符合。

4. h_{22} 与 V_c 的关系

其分析与 $\mu_{bc}-V_c$ 特性相似,从 h_{22} 高低频表示式(20)及(21)可知, g_{22} 及 C_{22} 随 $|V_c|$ 的增加而减小。实验结果见图 21, 图 21(a) 中虚线是计算值。高频的 R_{22} 及 C_{22} 与分析相符合,低频的 C_{22} 也与分析符合,低频 g_{22} 与低频的 μ_{bc} 相似,随 $|V_c|$ 增加先下降然后再上升(在图 21 中表现为 R_{22} 先升高而下降),这一点与分析不符。进一步的研讨亦见本节第五段。

5. 等效线路元件与 V_c 的关系

利用 h 参数测试结果及 h 参数与等效线路各元件的关系,求得各管的等效线路元件与集电极直流电压的关系在图 22 中表示。图 22 (a) 中绘出各元件与 V_c 的计算结果,以便对比。由图 22 可见,除在较高 $|V_c|$ 时, $\frac{g_c'}{K}$ 的实验结果与分析不相符外,其余元件与电压的关系和分析结果有良好的符合,这些结果亦与文献[4a]中的一部分结果符合,该文献中的 $g_{c'}$ 与 $\frac{g_c'}{K}$ 相当。

从式(6)及(20)可见,低频的 μ_{bc} 及低频 R_{22} 均与 $\frac{g_c'}{K}$ 相关,而 $\frac{g_c'}{K}$ 在较高的 V_c 时,其实实验结果又与分析结果不符。根据式(17d), $\frac{g_c'}{K}$ 的表示式是

$$\frac{g_c'}{K} = \frac{g_{DP}}{K} + g_\lambda. \quad (17a)$$

我们比较 g_λ 与集电极直流电压的关系来推论 $\frac{g_c'}{K}$ 与 V_c 的关系。漏电导 g_λ 与发射极开路时的集电极电流相关:

$$I_{c0} = I_c |_{I_E=0}, \quad I_{c0} \cong g_\lambda |V_c|.$$

图 23 表示两种不同晶体管的 $I_{c0}-V_c$ 曲线以及 $\mu_{bc}-V_c$ 曲线。管 A 的 g_λ 与 μ_{bc0} 随 V_c 起较剧烈的变化,而管 B 的 g_λ 与 μ_{bc0} 随 V_c 的变化则较缓和。由此可知,集电极电压较高时,低频的 μ_{bc} 及 R_{22} 随电压的变化与 $\frac{g_c'}{K}$ (g_λ) 的性质密切相关。 g_λ 为常数的假设不正确,亦无法解释低频 μ_{bc} 及 R_{22} 与 V_c 关系中出现与分析不符的原因。

参 考 文 献

- [1] Cheng, C. C., *Electronics*, 27 April (1954), 191-194.
- [2a] Zawels, J. *RCA Review*, 15, Sept. (1955), 360-378.
- [2b] 罗无念,成众志等,“晶体管电子学”,人民邮电出版社,1958.
- [3a] *P. I. R. E.* 44, Nov. (1956), 1543.
- [3b] Knight, G. Johnson, R. A. & Holt, R. B., *P. I. R. E.* 41, Aug. (1953), 983-987.
- [3c] Giacoletto, L. J. *RCA Review*, 14, June (1953), 269-296.
- [4a] Giacoletto, L. J. *RCA Review*. 15, Dec. (1954), 506-566.
- [4b] Herold, E. W., Transistor I, *RCA Lab.*, pp. 27-58, 1956.

- [5] Early, J. M., *B. S. T. J.* **32**, Nov. (1953), 1271—1312.
[6a] Webster, W. M., *P. I. R. E.* **42**, June (1954), 914—920.
[6b] Rittner, E. S., *Phy. Rev.* **94**, (1955), 1161—1171.
[7] Armstrong, L. O. Carlson, C. L. & Bentivengur M., *RCA Review* **16**, March (1956), 144—152.
[8a] Schenkel, H. & Statz, H., *Proc. Nat. Elect. Conf.* **10** (1954), 614—625.
[8b] McKay, K. C., *Phy. Rev.* **94**, May (1954), 877—884.
[8c] Millér, S. L., *Phy. Rev.* **99**, Aug. (1955), 1234—1241.

NATURAL EQUIVALENT CIRCUIT AND HYBRID PARAMETERS OF JUNCTION TRANSISTOR

CHENG CHUNG-CHIH LEE GIN-LIN

(*Institute of Physics, Academia Sinica*)

ABSTRACT

In this paper the relationships between small-signal h -parameters and elements of the natural equivalent circuit of the common emitter configuration of junction transistors are studied. From experimental results of h -parameters of two typical alloyed PNP transistors (one 2N104 and one II-6 transistor) the relationship of h -parameters and elements of natural equivalent circuit vs operating frequency and d. c. operating condition (d.c. emitter current and d.c. collector voltage) are evaluated. Results thus obtained are then compared with results obtained from analysis based on calculations using physical constants of the transistor. The explanation of the behavior of the reverse open-circuit voltage amplification factor, μ_{bo} , of the common emitter circuit is given in detail. Characteristics of μ_{bo} and properties of h_{22} (the output admittance with input open) are correlated. This paper gives complete information about h -parameters and natural equivalent circuit of two transistors, serving as an important reference for both device men and research workers on transistor circuits.