

半导体译丛

高频晶体管

上海市科学技术编译馆

高 頻 晶 体 管

上海市科学技术編译館

*

上海市科学技术編译館出版

(上海南昌路59号)

商务印书館上海厂印刷 新华书店上海发行所发行

*

开本 787×1092 1/16 印張 4 1/2 字数 139,000

1965年8月第1版 1965年8月第1次印刷

印数 1-4,300

編号 15·300 定价(科七) 0.65 元

目 录

高频锗扩散型晶体管的设计.....	渡边 誠 (1)
高频晶体管的等效电路和四端网络参数.....	川口 清一 平井 实 (12)
高频锗扩散型晶体管的制造技术.....	小林 稔 (32)
高频锗扩散型晶体管的真空扩散技术.....	三上 修 (40)
漂移晶体管电流增益的频率特性.....	菅野 卓雄 越賀 夫差子 (56)
凝聚电极型高频晶体管.....	伝田 精一 (62)
利用合金扩散技术制作的各種高频晶体管.....	W. Edlinger (67)
台面晶体管的改进(英国专利).....	H. W. Cumming 等 (71)
台面晶体管及其制造方法(美国专利).....	R. P. Misra (73)

21-1

高频锗扩散型晶体管的設計^①

渡边 誠

明确了高频用锗扩散型晶体管器件的结构、电气特性和高频特性的关系,进而叙述了高频晶体管 ECL-1206 的主要参数的确定过程。

在特性的分析中,以物理现象明显对应的 T 型等效电路为基础,导出了适用于扩散型晶体管的新的等效电路。根据这个电路,计算扩散型晶体管的高频增益,计算结果表明,它和以往晶体管的结果有所不同。此外,就这个等效电路的各种参数和器件结构之间的对应关系作了理论的分析,给出了设计的基本资料。综合上述两方面,确定了获得最大高频增益的设计方案,并涉及了制造技术上的问题,确定了高频用锗扩散型晶体管 ECL-1206 的主要参数。

引言

在扩散型晶体管制造工艺上,通过设计可以正确地规范晶体管各部分的尺寸和电阻率,目前,不仅能设计制作出高频用的晶体管,而且能设计制作出各种用途的晶体管,鉴于有关的设计方案是非常多的,所以,本文主要是叙述高频用晶体管的设计,继而略述了高频晶体管 ECL-1206 的主要参数。

因为扩散型晶体管和以往的晶体管在结构上有所不同,所以,原有的等效电路对扩散型晶体管是不适用的。在此,根据晶体管的结构,导出变形的 T 型等效电路。利用这个等效电路,进行了晶体管高频增益的计算。

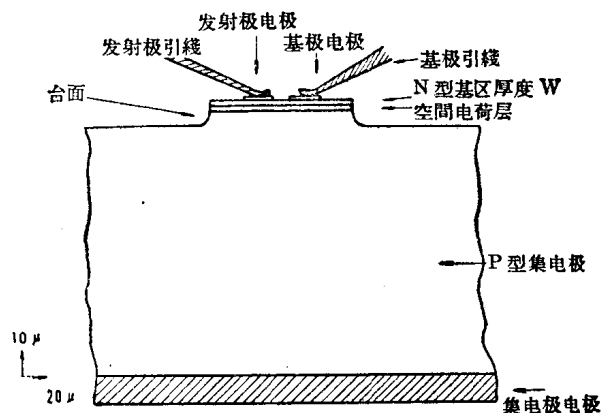
此外,就变形等效电路的各种参数和晶体管结构之间的对应关系进行了计算,算出了获得相应于最大高频增益的晶体管各部分的尺寸及电阻率。

继而考虑到制造技术上的限制,确定了高频锗扩散晶体管 ECL-1206 的主要参数,并就理论上所预期的特性和实测值作了比较和讨论。

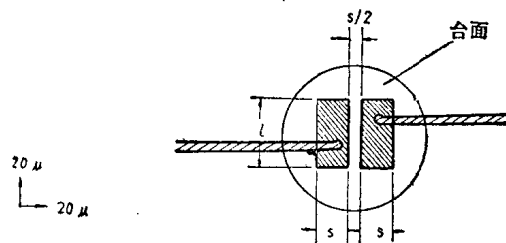
1. 扩散晶体管的等效电路

在计算晶体管的等效电路的过程中,分别计算了晶体管本征作用的部分(内部区域)和由结构上附加在这一内部区域上的部分(外部区域),并采用把这两者相加的方法。对于一切结型晶体管而言,前者是共同的,但后者却随结型晶体管的种类而导

关于一维模型的内部区域的等效电路已经有过计算^[1~4]。对于扩散晶体管的外部区域,可按图 1 所示的结构考虑^①,其中需要计入发射极电容 C_{te} ,



(A) 断面图



(B) 俯视图

图 1 扩散结型晶体管 (ECL-1206) 的结构

集电极电容 C_{tc} , 基极电阻 r'_{bb} , 集电极电阻 r_{sc} , 而且还有附属在上述参数中的发射极和基极引线的接触电阻 r''_{cb} , 电极引出线等的分布电容 C'_{cb} , C'_{be} , C'_{ce}

^①“高周波用ゲルマニウム拡散型トランジスタの設計”(日本)电气通信研究所研究实用化报告,第十卷,第 6 号,999~1014 页

扩散型晶体管的电极结构,除图 1 所示的并列型外,有各种复杂的形式,在此研究如图示的最基本形式

以及引线电感 l'_b, l'_e 。在此,仅就晶体管本身的特性进行分析,也就是,在研究分析中不考虑引线的接触电阻、分布电容及电感等的影响。

在图 2 的各参数中,集电极电容 C_{to} , 集电极电阻 r_{sc} , 基极电阻 r'_{bb} 都是分布参数结构,在进行计算中,应使参数最少,以集中参数电路表示;此外,各参数要有明确的物理意义。

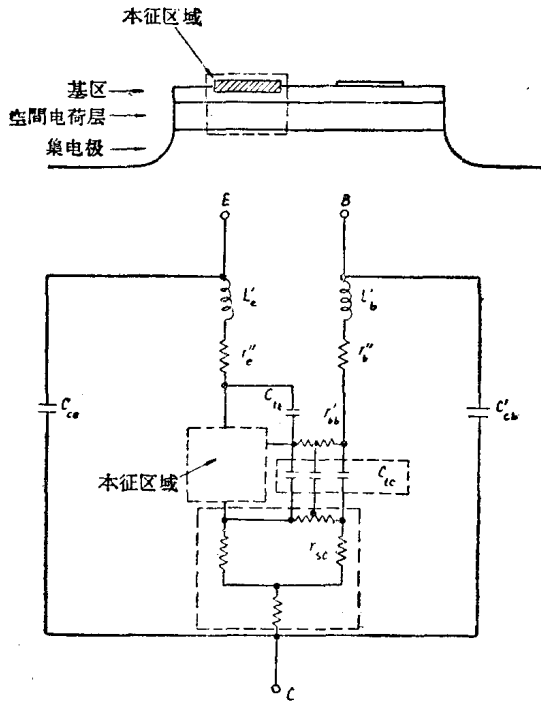


图 2 电极部分的放大和等效电路的结构

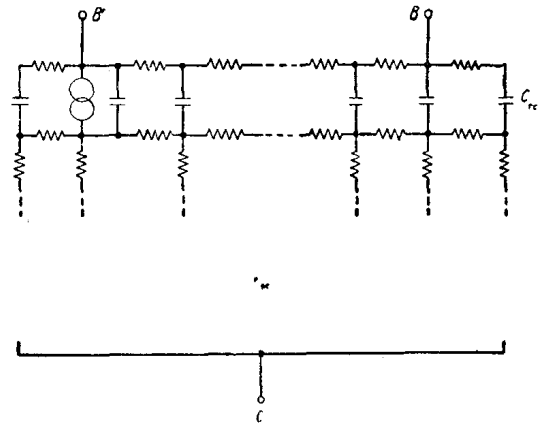


图 3 集电极部分电路网络的结构

图 3 是这个分布参数结构部分的放大图。将这个结构以集中参数电路表示的方法,基本上可分为两种。一种是利用图 4(A) 所示的 T 型接法,另一种是图 4(B) 所示的 Π 型接法。在此,采用前者作为例子,正如图 5 所表示的合金扩散型晶体管的高频等效电路,该电路在 100 Mc 以下与实验值符合得很好^[5]。但是,在这个电路中 r_{b1}, r_{b2} 的物理意义是不明确的。

另一方面,就电路元件的数目而论,图 4(B) 的 Π 型电路的电路元件要比 T 型电路多,集电极电容分成 C_{c1}, C_{c2} , 在低频时以 $C_{c1} + C_{c2}$ 与电流源相并联,而在高频时仅以 C_{c1} 与电流源相并联,这种近似是正确的。对于 C_{c1}, C_{c2} 而言,如果按图 1 所示的发射极和基极电极面积相等的结构,并将集电极结

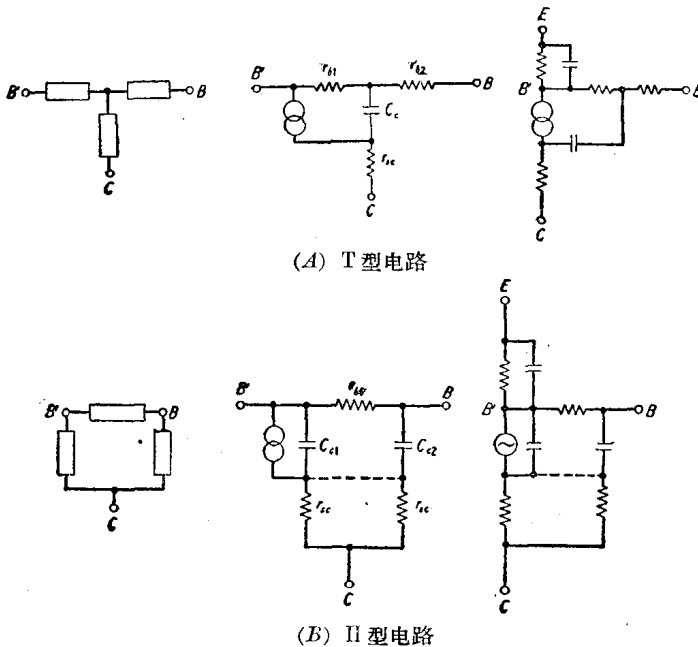


图 4 集电极部分的等效电路

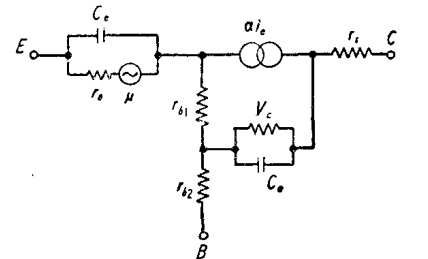


图 5 合金扩散型晶体管等效电路
(根据 Jochems, Memelink 与 Tummers)

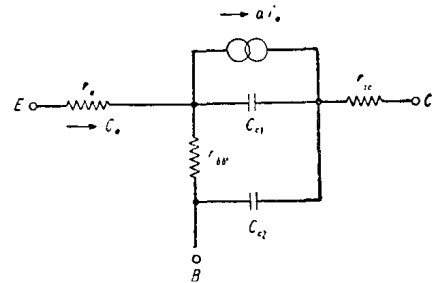


图 6 扩散面结型晶体管的等效电路

面积分成 2 个相等的部分来考虑, 采用 $C_{c1}=C_{c2}$ 是方便的; 对于要求高度近似的情况, 可以用 C_{ti} 表示内部区域的结电容 C_{c1} , 以 C_{c2} 表示其余部分的电容。在以下的计算中取 $C_{c1}=C_{c2}$ 。

图 4(B) 的 r_{s1} , r_{s2} 表示对应于发射极和基极电极下面的集电极内部区域的扩展电阻。对于两电极之间的距离等于或大于电极宽度的情况, r_{s1} , r_{s2} 构成彼此独立的电阻, 但对于两电极之间的距离小于电极宽度一半的情况, 正如图中的虚线所示, 可以将两者视为短路。对于在基本技术上有可能会制作出电极的间距小于电极宽度的 1/2 的情况, 可利用该二点短路的等效电路。此外, 在低于由基极电阻和集电极电容所构成的时间常数的频率下, 可以将由集电极结的整个面积延伸到台面部分的扩展电阻视为集电极电阻 r_{sc} 。

根据上述的分析, 作为扩散结型的等效电路, 可以得到图 6 所示的变形 T 型等效电路, 有关这一电路的性能, 已由川口及平井分析过^①。

$$h_{11}^e = \frac{z_e \{1 + y_c z_{bb}' + r_s (y_c + y_c' + y_c y_c' z_{bb}')\} + z_{bb}' (1 + y_c' r_s) (1 - \alpha) + r_s y_c z_{bb}'}{(z_e + r_s) (y_c + y_c' + y_c y_c' z_{bb}') + (1 + y_c' z_{bb}') (1 - \alpha)} \quad (1)$$

$$h_{12}^e = \frac{z_e (y_c + y_c' + y_c y_c' z_{bb}') + y_c' z_{bb}' (1 - \alpha)}{(z_e + r_s) (y_c + y_c' + y_c y_c' z_{bb}') + (1 + y_c' z_{bb}') (1 - \alpha)} \quad (2)$$

$$h_{21}^e = \frac{z_e (y_c + y_c' + y_c y_c' z_{bb}') - \alpha + y_c' z_{bb}' (1 - \alpha)}{(z_e + r_s) (y_c + y_c' + y_c y_c' z_{bb}') + (1 + y_c' z_{bb}') (1 - \alpha)} \quad (3)$$

$$h_{22}^e = \frac{y_c + y_c' + y_c y_c' z_{bb}'}{(z_e + r_s) (y_c + y_c' + y_c y_c' z_{bb}') + (1 + y_c' z_{bb}') (1 - \alpha)} \quad (4)$$

2.2 功率增益的公式

利用 R. L. Pritchard 的公式可以求得高频的有效功率增益

$$G_{av} = \frac{|h_{21}|^2}{2r_{j1}g_{22}(1 + P_m) - H_r} \quad (5)$$

$$r_{11} = \text{Re}(h_{11}) \quad g_{22} = \text{Re}(h_{22}) \quad H_r = \text{Re}(h_{12}h_{21}) \quad (6)$$

$$P_m = \left\{ 1 + \left(\frac{x_{11}}{r_{11}} \right)^2 - \frac{H_r}{r_{11}g_{22}} \left[1 + \left(\frac{x_{11}}{r_{11}} \right) \left(\frac{H_i}{H_r} \right) \right] \right\}^{\frac{1}{2}} \quad (7)$$

$$x_{11} = \text{Im}(h_{11}) \quad H_i = \text{Im}(h_{12}h_{21}) \quad (8)$$

其中 Re 和 Im 分别表示实数部和虚数部。

如果将前面的(1)~(4)式代入(5)式中, 可以得到共发射极的有效功率增益, 但是, 由于(1)~(4)式是非常复杂的, 所以进行了如下的简化。

首先, 利用图 6 的等效电路, 于是

$$z_{bb}' = r_{bb}'$$

$$y_c = y_c' = j\omega C_{c1} = j\omega C_{c2} \quad (9)$$

对于足够大的发射极电流

$$|z_c| \ll r_{sc} \quad |z_c| \ll r_{bb}' \quad (10)$$

2. 高频增益的计算

将上述的 T 型等效电路经过 h 参数变换后, 利用 R. L. Pritchard 的公式, 计算了高频有效功率增益^[6]。

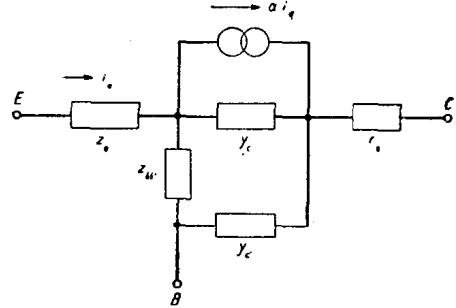


图 7 一般化的变形 T 型等效电路的结构

2.1 T→h 的变换

由变形 T 型电路导出 h 参数, 在图 7 所示的一般情况, 已由川口等发表。在此, 仅引用其结果。对于共发射极的情况

对于电流增益 α , 按 RC 的近似得到

$$\alpha = \frac{\alpha_0}{1 + f/f_\alpha} \quad (11)$$

此外, 还定义了以下各量: 基极截止频率 f_b

$$f_b = \frac{1}{2\pi C_{c1} r_{bb}'} \quad (12)$$

集电极截止频率 f_c

$$f_c = \frac{1}{2\pi C_{c1} r_{sc}} \quad (13)$$

基于上述的条件, 得到了如下的 h 参数的公式

$$h_{11}^e \approx r_{11}^e \approx r_{bb}' \quad (14)$$

$$h_{12}^e \approx \frac{-f^2}{f_\alpha f_b} \quad (15)$$

$$h_{21}^e \approx \frac{1}{j\frac{f}{f_\alpha} + 2j\frac{f}{f_c}} \quad (16)$$

① 川口、平井: 高周波トランジスタの等価回路と 4 端子パラメータ, 通研实报, 10, 6, p. 1015, 1961. (即本輯第二篇)

$$h_{22}^e \approx g_{22}^e \approx 4\pi C_c \left(\frac{f_c f_a}{2f_a + f_c} \right) \quad (17)$$

又

$$\left. \begin{aligned} x_{11} &\approx 0 \\ |h_{21}|^2 &= \left(\frac{f_a f_c}{f(f_c + 2f_a)} \right)^2 \end{aligned} \right\} \quad (18)$$

2.3 电压反馈系数 $h_{12} \approx 0$ 的情况

在电压反馈系数 h_{12}^e 近似为零的较低频率下,有效增益可由(4)~(18)式求出

$$\begin{aligned} G_{av}(h_{12}^e=0) &\approx \frac{|h_{21}|^2}{4r_{11}g_{22}} \\ &\approx \frac{f_a^2 f_c^2}{f^2(f_c + 2f_a)^2} \cdot \frac{2f_a + f_c}{4r_{bb}' \cdot 4\pi C_{c1} f_c f_a} \\ &= \frac{1}{16\pi C_{c1} r_{bb}' f^2} \cdot \frac{f_a f_c}{(2f_a + f_c)} \end{aligned} \quad (19)$$

比较(19)式和 Pritchard 等表示的增益公式^[6]

$$G_{av} = \frac{f_a}{8\pi f^2 C_c' r_{bb}'} \quad (20)$$

可以看出,经过 $C_{c1} = C_c/2$ 以及以 $f_a f_c / (2f_a + f_c)$ 取代 f_a 的修正后,两者变为相同,此外,当 $f_c \rightarrow \infty$, 则(19)和(20)式完全一致。

因此,扩散结型晶体管 $h_{12} \approx 0$ 的有效功率增益,可以以含有集电极电阻和集电极电容决定的截止频率 f_c 的公式

$$f_a' = \frac{f_a f_c}{2f_a + f_c} \quad (21)$$

来考虑通常晶体管的截止频率 f_a 。通常, $f_c \gg 2f_a$, 所以, f_a' 可视为经过集电极截止频率 f_c 微小修正后的 f_a 的表达式。

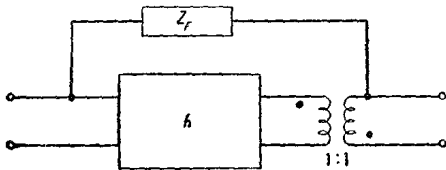


图8 y 中和电路的结构

2.4 单向化电路的功率增益

计算了中和电路中 $h_{12} = 0$ 的功率增益,对于图8所示的 y 中和电路, $h_{21} = 0$ 的条件是

$$Z_f = -\frac{h_{11}}{h_{12}} \quad (22)$$

中和后的电路参数可表示如下

$$h^N = \begin{vmatrix} h_{11} \left(\frac{1}{1-h_{12}} \right) & 0 \\ h_{21} \frac{\left(1 + \frac{h_{12}}{h_{21}} \right)}{(1-h_{12})} & h_{22} - \frac{h_{12}(1+h_{21})}{h_{11}} \end{vmatrix} \quad (23)$$

根据共发射极单向化电路的参数 h^{eN} , 再一次

对有效功率增益进行计算

$$h_{11}^{eN} = h_{11} \left(\frac{1}{1-h_{12}} \right) \approx r_{11}^{eN} \approx r_{bb}' \quad (24)$$

$$h_{22}^{eN} \approx g_{22}^{eN} \approx 2\pi C_c \left[\frac{f_c f_a}{(2f_a + f_c)} \right] \left[2 - \frac{f_c}{f_c + 2f_a} \right] \quad (25)$$

$$h_{21}^{eN} \approx h_{21}^e \approx \frac{1}{j \frac{f}{f_a} + 2j \frac{f}{f_c}} \quad (26)$$

$$\left\{ \begin{aligned} x_{11} &\approx 0 \\ |h_{21}|^2 &\approx \left[\frac{f_a f_c}{f(f_c + 2f_a)} \right]^2 \end{aligned} \right\} \quad (27)$$

$$\begin{aligned} G_{av,N} &= \frac{|h_{21}|^2}{4r_{11}g_{22}} = \frac{1}{8\pi C_c r_{bb}' f^2} \cdot \frac{f_a f_c}{(2f_a + f_c)} \\ &\cdot \left[2 - \frac{f_c}{f_c + 2f_a} \right]^{-1} = \frac{1}{16\pi C_c r_{bb}' f^2} \cdot \frac{f_a f_c}{2f_a + \frac{f_c}{2}} \end{aligned} \quad (28)$$

即对于单向化的情况,只需要以 f_c 作了修正的 f_a' 来代替以往的 f_a 。

$$f_a'' = \frac{f_a f_c}{2f_a + \frac{f_c}{2}} = \frac{2f_a f_c}{4f_a + f_c} \quad (29)$$

如果 $f_c \rightarrow \infty$, 则 $f_a'' \rightarrow 2f_a$, 可以看出,由于中和使得功率增益提高了6分贝。为了忽略 f_c 的影响,必要的条件是 $f_c \gg 4f_a$, 和无单向化的情况相比,它对 f_c 的要求是严格的。

3. 高频用扩散结型晶体管的设计^[7,8]

前章的讨论结果主要涉及了直接与高频增益有关的 T 型等效电路的主要参数,这些参数包括 α 截止频率 f_a , 基极电阻 r_{bb}' , 集电极电容 C_c 以及由集电极扩展电阻和集电极电容所决定的集电极截止频率 f_c 等。

为了获得最大的高频增益而进行了晶体管的设计,在如图1结构的晶体管中,能够自由决定的参数,有电极的长短边的长度,电极间距,台面的面积,基区宽度和表面浓度以及集电极电阻率^[8]。此外,要使集电极原始材料的厚度比电极短边的长度薄是有困难的,另一方面,由于集电极扩展电阻与台面部分的原始材料的电阻有关,所以,在设计中不考虑集电极厚度和扩展电阻之间的关系。将来如能采用外延法,可以预期,集电极电阻将大大降低。

以图1所示的相对位置作为考虑电极与台面部分配置的基准。即取电极的间距为电极宽度的 $1/2$, 台面的面积为一个电极面积的10倍,这样,将台面的面积等分为 C_{c1} 和 C_{c2} (参考图6)。

3.1 设计概论

考虑决定扩散结型晶体管特性的各种主要参数

与設計参数之間的关系。

众所周知,共基极电流增益 α 的截止频率 f_a 和基极宽度 w 有如下的关系

$$f_a = D_p / \pi k w^2 \quad (30)$$

若将集电結近似地視作突变結,則 C_c 与集电极电阻率及电极的面积之間有如下的比例关系

$$C_c = A \cdot l \cdot s \cdot \rho^{-\frac{1}{2}} \quad (31)$$

其中 l, s 分别表示电极长短边的边长, A 为比例系数。基极电阻与基极表面濃度 C_0 和电极的尺寸之間有如下的关系

$$r'_{bb} = B \cdot C_0^{-1} s \cdot l^{-1} w^{-1} \quad (32)$$

B 为比例常数。因此,适用于(20)式

$$f_a / r'_{bb} C_c \propto \rho^{\frac{1}{2}} C_0 w^{-1} s^{-2} \quad (33)$$

上面的(33)式,对高频晶体管的设计給出了极其明确的指标,即必須設計

1. 薄的基区宽度 w ,
2. 小的基区电极宽度 s ,
3. 高的表面濃度 C_0 ,
4. 大的集电极的电阻率 ρ 。

在上述的条件中,1、2两项的限制取决于制作技术,3项的限制取决于发射效率,对于4,由于它容易导致閘流效应,所以,它取决于所用集电极原始材料电阻的上限。

表1 扩散結型晶体管的結構和特性的关系

特 性	电极尺寸		基 极		集电极
	长边 l	短边 s	表面濃 度 C_0	基区 宽度 w	电阻 率 ρ
截止频率 $f_a \nearrow$	$\searrow$	$\searrow$	$\nearrow$	$\searrow$	$\searrow$
集电极电容 $C_c \searrow$	$\nearrow$	$\searrow$	$\searrow$	$\nearrow$	$\nearrow$
基极电阻 $r'_{bb} \searrow$	$\nearrow$	$\searrow$	$\nearrow$	$\nearrow$	$\nearrow$
优 值 $\nearrow$	$\searrow$	$\searrow$	$\nearrow$	$\searrow$	$\searrow$
电流增益 $h_{21} \nearrow$	$\searrow$	$\searrow$	$\searrow$	$\searrow$	$\searrow$
小电流时的 $f_a \nearrow$	$\searrow$	$\searrow$	$\searrow$	$\searrow$	$\searrow$

左栏中的特性和結構之間的关系仅表示了大致的傾向。一般的箭头表示1次方的关系,二重箭头表示二次方以上的关系,点綫表示1次方以下的关系

3.2 对于集电极截止频率的考虑

根据(21)式或(29)式得到的 f'_a , f''_a 代替(20)式的 f_a 进行設計。扩展电阻 r_{sc} 和电极面积的1/2次方成反比例,和集电极电阻率成正比比例

$$r_{sc} = R_0 (sl)^{-\frac{1}{2}} \rho \quad (34)$$

其中, R_0 为比例常数。由(34)式和(13)式得到

$$f_c = \frac{1}{2\pi A R_0 (ls)^{\frac{1}{2}} \rho^{\frac{1}{2}}} \quad (35)$$

代入有效功率增益的式中,

$$\frac{f'_a}{C_c r'_{bb}} \propto \frac{1}{4\pi A R_0 D_p (ls)^{\frac{1}{2}} \rho^{\frac{1}{2}} + \pi k w^2} \cdot \frac{\rho^{\frac{1}{2}} C_0 w}{s^2} \quad (36)$$

将(36)式对 w 进行微分,求得該式最大值时的 w 值为 w_0

$$w_0 = \left(\frac{4 A R_0 D_p (ls)^{\frac{1}{2}} \rho^{\frac{1}{2}}}{k} \right)^{\frac{1}{2}} = \left(\frac{2 D_p}{f_c k \pi} \right)^{\frac{1}{2}} \quad (37)$$

将上式直接写为

$$f_c = \frac{2 D_p}{k \pi w_0^2} = 2 f_a \quad (38)$$

此外,以 f''_a 代替 f_a 进行同样的計算

$$f_c = \frac{4 D_p}{k \pi w_0^2} = 4 f_a \quad (39)$$

因此,设计的程序是,根据3.1节所述的限制来决定 s, C_0, ρ 的值,其次由这些值求出 f_c ,继而根据 f_c 由(38)~(39)式定出 w_0 的值。

4. ECL-1206 的主要参数的确定

基于前章所述的順序,进行 ECL-1206 的设计,经过如下的途径来确定各主要参数。

1. 电极短边的长度 s 由电极上压焊綫的引綫的可能实用限度, s 取为 25μ 。

2. 集电极电阻率 ρ 由实验得知,在电阻率为 $2 \sim 4 \Omega \text{cm}$ 时开始发生閘流效应,为了安全起见,采用 $1 \Omega \text{cm}$ 的原始材料。

3. 表面濃度 C_0 图9的实验数据表明,如果提

表2 ECL-1206 的主要組成部分(設計值)

結 构	
集电极电阻率 ρ	$1 \Omega \text{cm}$
基区宽度 w	1.5μ
基区表面濃度 C_0	5×10^{16}
电极短边 s	25μ
电极长边 l	50μ
台面直径 $2r$	100μ
电极間距 $s/2$	12.5μ
共基极截止频率 f_a (含外壳的特性)	600 Mc
热 阻 Q	$0.2 ^\circ \text{C/mW}$
集电极击穿电压 BV_{CB0}	35 V
共发射极电流增益 h_{21}	40
集电极电容(带有外壳) C_c	1.8 pF
基极电阻 r'_{bb}	100Ω
集电极电阻 r_{sc}	30Ω

高基区表面杂质浓度, 发射效率和电流增益都将下降。若共发射极电流增益的设计中心值取作 40, 则相应的表面浓度应为 5×10^{18} 。

4. 电极长边的长度 l 考虑到图 1 所示的圆

形的台面部分有良好的发射效率, 取 l 为 50μ 。

5. 根据以上的值, 可以由图 10 的曲线族求出 C_e 的值。若台面的直径为 100μ , 并将台面部分的电容分成相等的 C_{e1} 和 C_{e2} , 可以得到如下的数值

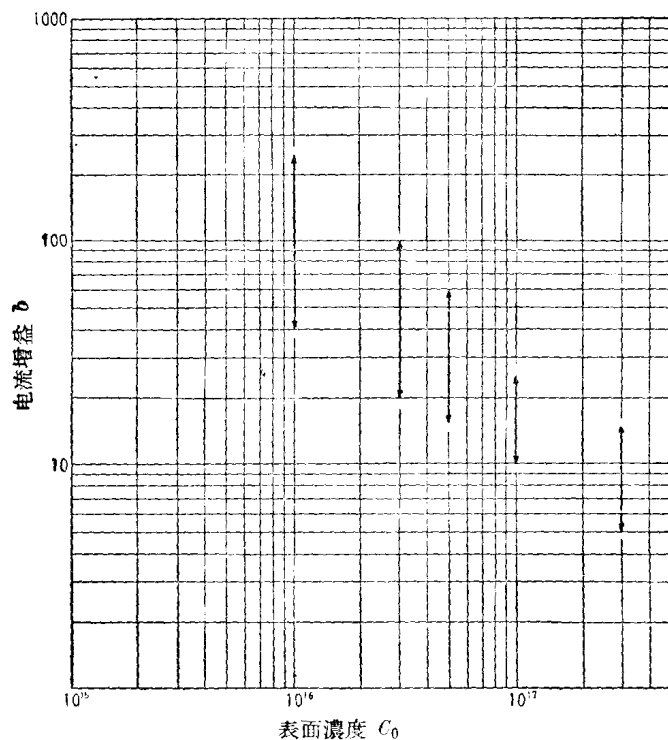


图 9 电流增益 b 与表面浓度 C_0 的实验值

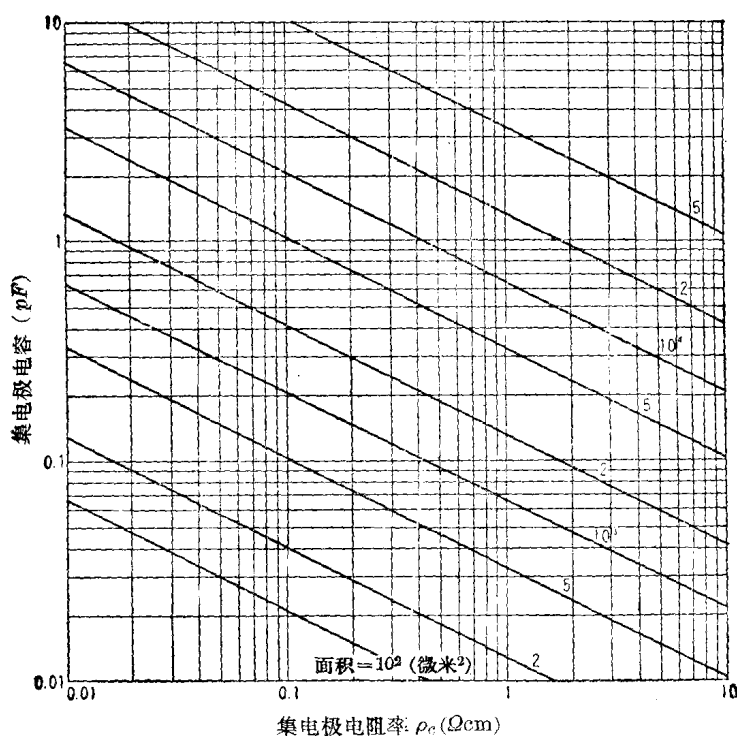


图 10 台面面积与集电极电容

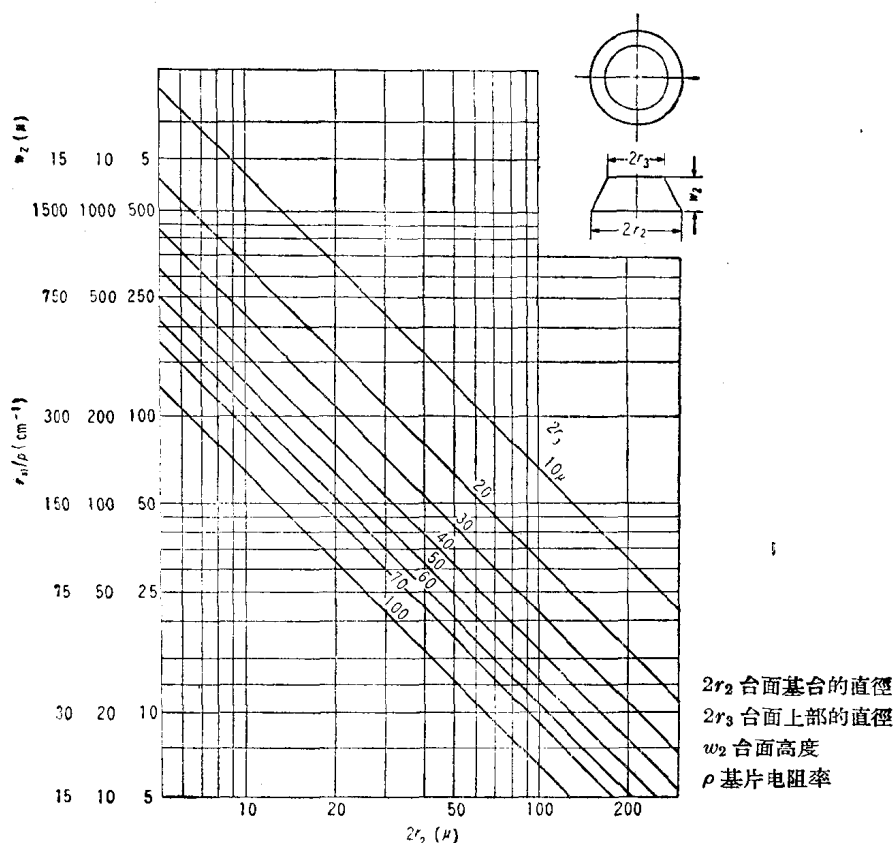


图 11 台面部分的电阻 r_{s1} 的计算图(由伊藤:通研经过报告, 844 号)

($V_c = 6V$)

$$C_{c1} = C_{c2} = 0.4 pF \quad (40)$$

6. 若将台面部分的电阻以及由台面基面构成的扩展电阻之和视作集电极电阻, 则从图 11, 12 中可以求出集电极电阻。若集电极结处的台面直径取作 110μ , 台面高度取为 5μ , 台面基底的直径取作 130μ , 电阻率取作 $1 \Omega cm$, 于是给出的 $r_{sc} = 30 \Omega$ 。在集电极结空间电荷层的扩展还未到达台面基台的限度内, 希望台面高度(由集电极结到台面的基台)要低些, 考虑到制造工艺上的误差, 取台高为 5μ 。

7. 从 r_{sc} 和 C_c 计算 f_a 。由(13)式得到

$$f_a \approx 13000 Mc \quad (41)$$

8. 从(39)式求 f_a

$$f_a = f_c / 4 \approx 3250 Mc \quad (42)$$

9. 基板表面浓度取作 5×10^{18} , 集电极电阻率取作 $1 \Omega cm$, 于是, 基区内部的电位 $Fw = 2KT$ 。 $\epsilon = qFw / 2KT \approx 1$, $\epsilon' \approx \epsilon^2 \approx 1$ 。由于电场而产生的加速效应 $k \approx 2$ ①。

10. 从(30)式求得基区宽度 w_0 得到 $w_0 = 0.8 \mu$ 。但是, 在这样薄的基区上进行电极引线的焊接容易使基区损坏, 在制造技术上实现是有困难的, 针对这

一点, 对于 ECL-1206, 选取 $w_0 = 1.5 \mu$, 这一数值要比理论的最佳值大得多, 与此相应的 $f_a = 1300 Mc$, 可以预期, 将会获得更好的高频特性。

11. 对应于 $w = 1.5 \mu$, 由图 13 的计算图得到基极电阻 $r'_{bb} = 100 \Omega$ ②。

12. 基于以上的设计, 构成了图 16 所示的等效电路②。

5. ECL-1206 的电学特性及其讨论

表 2 和图 17 给出了由图 16(4) 的等效电路计算得到的 ECL-1206 晶体管本身的电特性。

ECL-1206 的外壳采用 TO-5。TO-5 的形状稍大些, 而且集电极与其他电极之间的分布电容也比较大, 但是, 由于集电极能够直接和表面积很大的管座相接触, 所以, 可以提高晶体管的耗散功率③。

图 16(B) 表示带有管座的晶体管的等效电路, 其中, 发射极和基极的电极引线的电感分别为 5 毫

① f_a 的计算参照本辑第二篇图 9

② 发射极势垒电容 C_{te} , 扩散电容 C_{de} 因数值很小, 故可忽略

③ ECL-1206 的热阻的实测值是 $0.2^\circ C/mW$

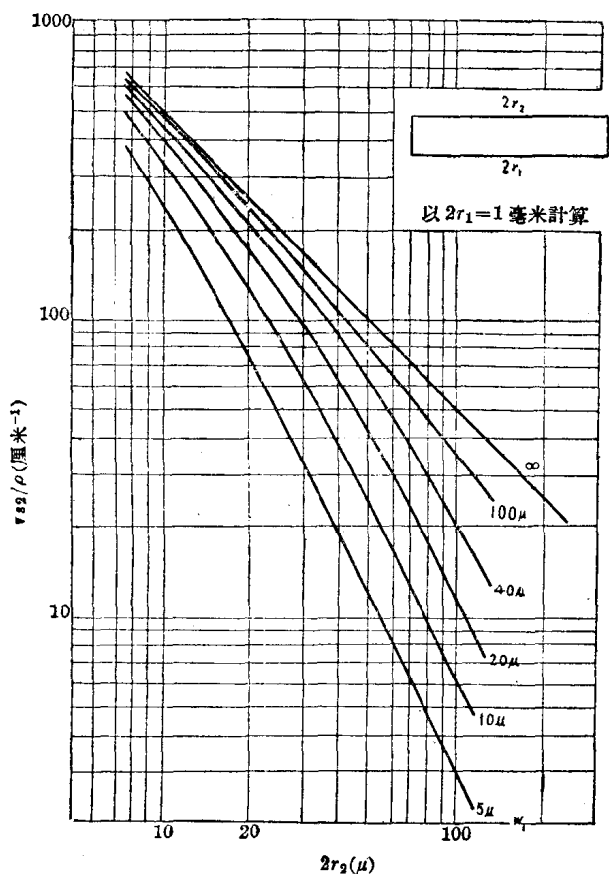


图 12 由台面基台引起的扩展电阻 r_{s2} 的计算图表
(由伊藤:通研经过报告, 844 号)

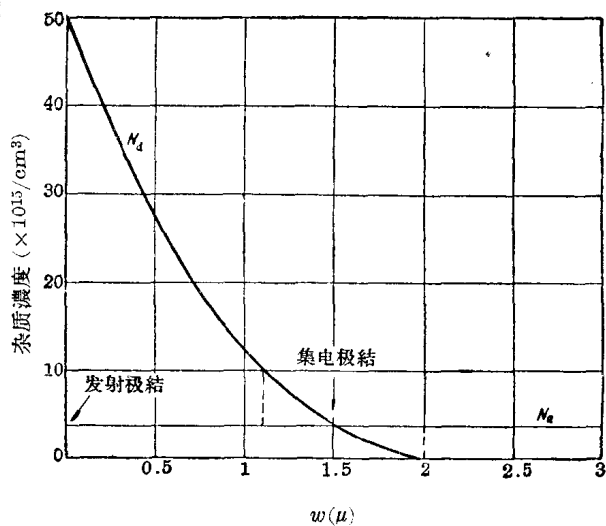
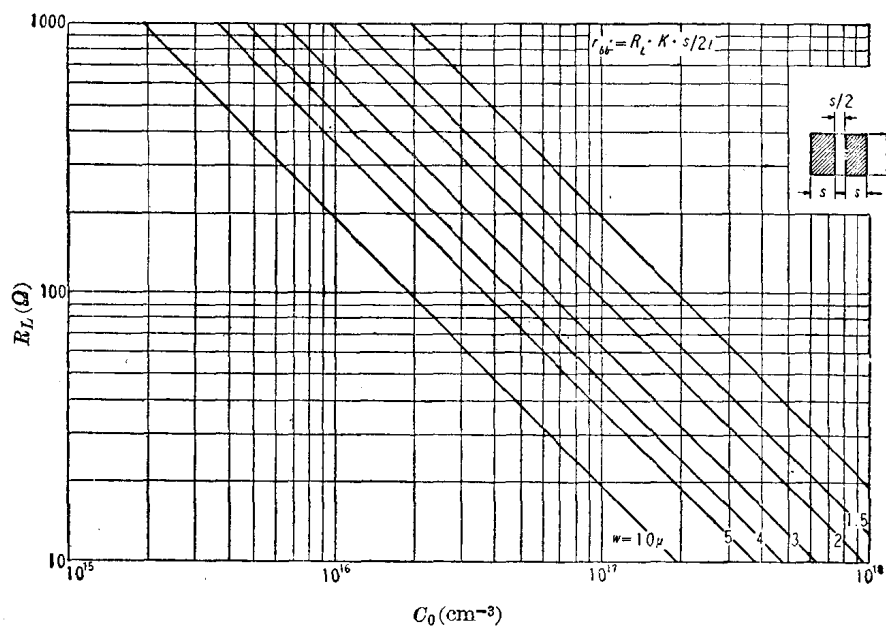
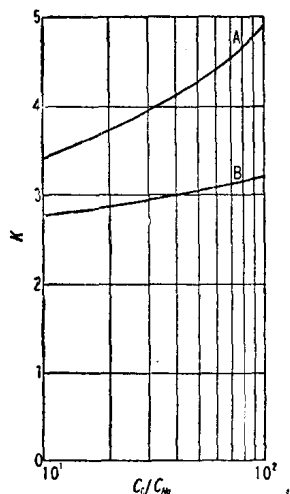


图 13 ECL-1206 的基区中杂质浓度的分布

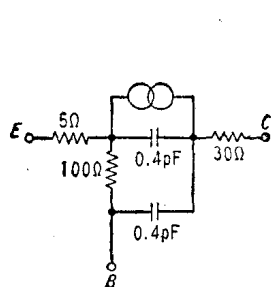


注: 在 l/s 小于 2 时, 由于边缘效应, 要对电极长度 l 进行修正
图 14 基极电阻 $r_{bb'}$ 的计算图表 I (M 型基区的情况)

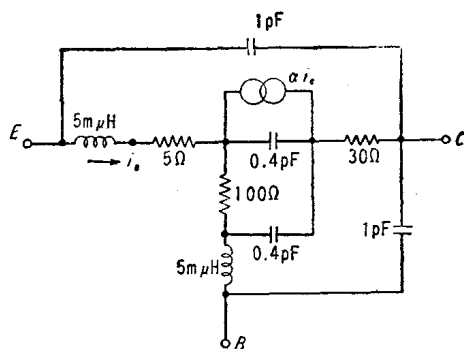


A 指数函数型的基极杂质分布
B 误差函数型的基极杂质分布
(图 13 公式之修正项 K 的值)

图 15 基极电阻 $r_{bb'}$ 的计算图表 II

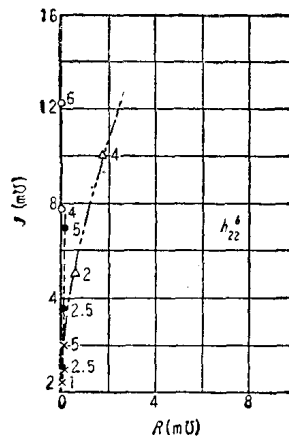
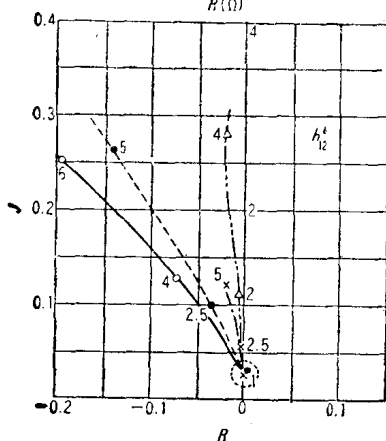
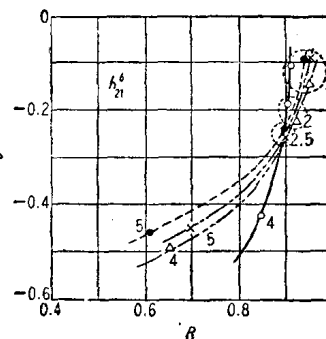
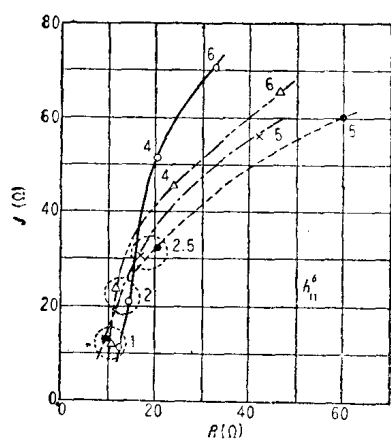


(A) 晶体管之本体



(B) 带有管座的晶体管

图 16 ECL-1206 的等效电路



—○— } 实测值
—△— } 计算值 (带有管座的特性)
—●— } 计算值 (仅本征晶体管的特性)
—×— }

图 17 ECL-1206 的 h 参数

微亨^①，集电极与基极和发射极之间的电容分别为 $1pF$ 。带有管座的特性与图 17 所示的相同。

图 17 给出了 ECL-1206 典型特性的实测结果。由于制造工艺上的种种原因，实测值和设计值有所差异，可以认为，如果考虑了高频晶体管特性测量的误差，设计值和实测值将符合得相当好。这些结果表明，在第一节至第三节中所阐述的等效电路的组成、器件的参数以及等效电路中的各参数的推导方法是正确的。

到目前为止，在分析上还未能解决的问题有如下几点：

1. 由于基区中电导率调制对集电极截止频率影响的估计。

2. 由于铬表面处理以及扩散工艺中发生的晶格散射对载流子迁移率以及对 α 截止频率的影响。

3. 基区中电导率调制和基极电阻的关系。

现对上述几点作进一步的讨论。

从图 17 的结果可以看出，引线电感、外壳电容

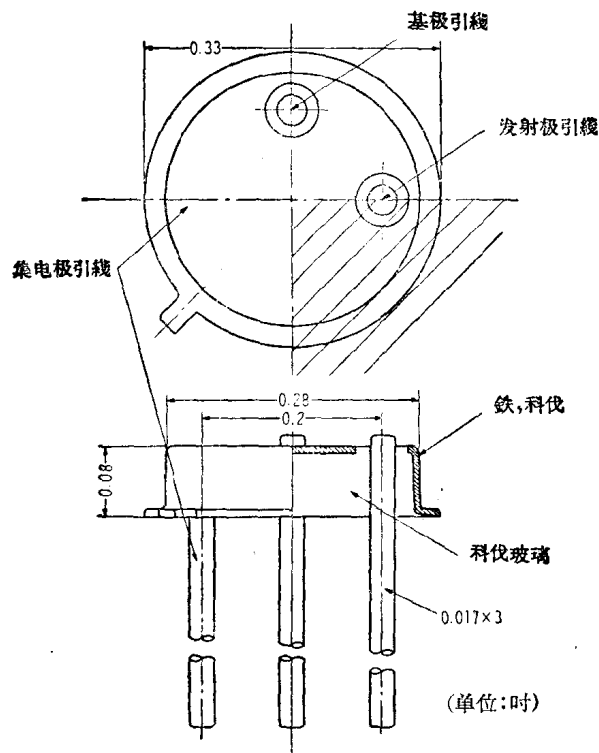


图 18 TO-5 型管座的形状

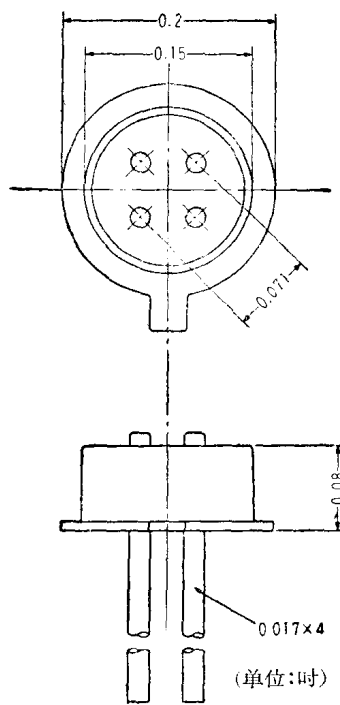


图 19 TO-17 型管座的形状

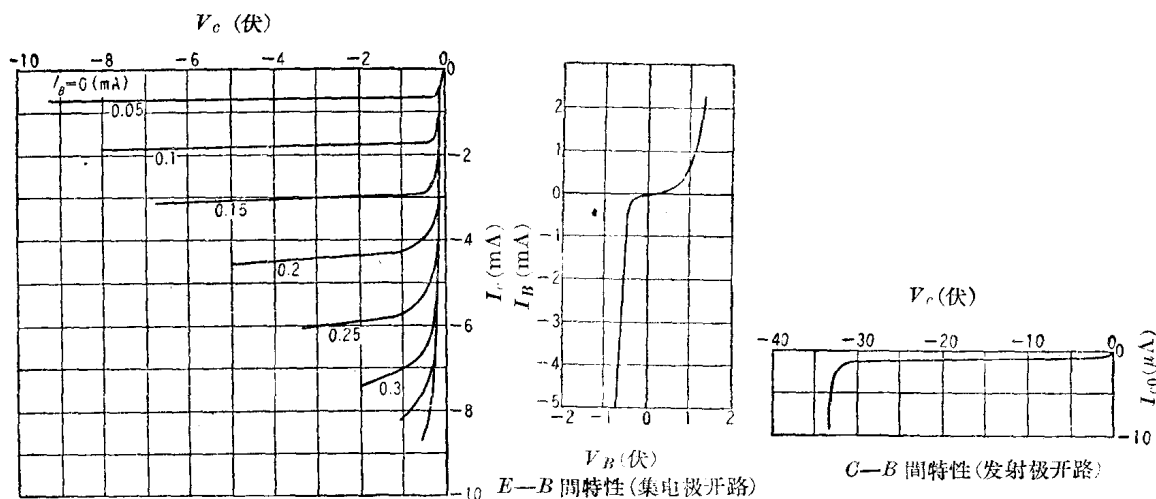
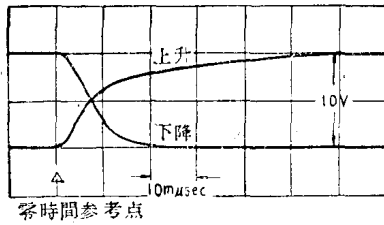


图 20 ECL-1206 静特性的一例

① 原文为 $5 \times 10^{-8} m\mu H$ ，太小，且和图 16(B) 不符，疑为刊误——编者注

集电极电压波形



电路

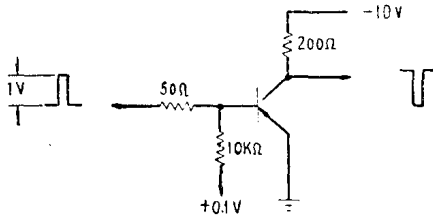


图 21 ECL-1206 的脉冲响应
(Tektronix R+585)

等外加因素对晶体管本身的特性有很大的损害。

根据前述的理由, ECL-1206 采用了 TO-5 型外壳, 但是, 如果使用 TO-17 或者 TO-18 型的外壳, 由图 18, 图 19 曲线的比较可以看出, 它的特性有了明显的改善。

如果仅以高频特性作为对象, 在牺牲发射效率-电流增益的同时, 基区表面浓度 C_0 可以提高到 $1 \sim 3 \times 10^{17}$ 数量级。此外, 通过制作技术的改进, 电极宽度 s 可以小于 20μ , 因此, 有可能实现基区宽度 $w < 1\mu$ 的制作。在进行了以上的改良之后, 如果能够采用同轴型的外壳, 可以预期, 有可能制造出工作在 1000 Mc 以上频率的晶体管。

小 结

对高频用锗扩散结型晶体管, 导出了它的等效电路, 说明了等效电路和器件物理结构之间的对应关系。进一步根据这个等效电路, 求得高频增益为最大的扩散结型晶体管的设计方法, 考虑到这一设计理论和实际的制造技术上的限制, 确定了高频晶体管 ECL-1206 器件的结构。对理论上所预期的高

频特性和实际晶体管的特性进行了比较和讨论, 两者在制造及测量上引起的误差范围内符合得很好。

参 考 文 献

- [1] H. Krömer: Zur Theorie des Diffusions und des Drifttransistors, A. E. U., **8**, 223~228, 363~369, 499~504, 1954.
- [2] J. M. Early: Design Theory of Junction Transistors, B. S. T. J., **32**, 11, 1271~1312, 1953.
- [3] R. L. Pritchard: Frequency Variations of Junction Transistor Parameters, I. R. E., **42**, 5, 786~799, 1954.
- [4] J. Almond and R. J. McIntype: The Equivalent Circuit of the Drift Transistor, R. C. A. Rev, **18**, 3, 361~384, 1957.
- [5] P. J. W. Jochems, O. W. Memelink and L. J. Tummers: Construction and Electrical Properties of a Germanium Alloy-Diffused Transistors, I. R. E., **46**, 6, 1161~1164, 1958.
- [6] R. L. Pritchard: High Frequency Power Gain of Junction Transistors, I. R. E., **43**, 9, 1075~1085, 1955.
- [7] O. A. Lee: A High Frequency Diffused Base Germanium Transistor, B. S. T. J., **35**, 1, 23~34, 1956.
- [8] J. M. Early: Structure Determined Gain-Band Product of Junction Triode Transistor, I. R. E., **47**, 12, 1924~1927, 1959.
- [9] J. L. Moll & I. M. Ross: Dependence of Transistor Parameters on the Distribution of Base Layer Resistivity, I. R. E., **44**, 1, 72~78, 1956.
- [10] R. M. Warner Jr., J. M. Early, G. T. Loman: Characteristics, Structure, and Performance of a Diffused Base Germanium Oscillator Transistor, Trans, I. R. E., ED-3, 127~130, 1948.

(阮 武译 朱天玉校)

高频晶体管的等效电路和四端网络参数^①

川口 清一 平井 实

本文叙述了高频晶体管的小信号等效电路,从理论上计算了各元件的频率特性,求出它们的实用近似电路,进而将四端网络参数用等效电路来表示,对其频率特性作理论的分析。其次,叙述了以共基极的 h 参数求得等效电路的方法。继而叙述了这些参数的测量方法。最后给出了各高频晶体管的四端网络参数和等效电路的实际测量例子

1. 結 言

对现有各种高频晶体管求出从低频到截止频率附近范围内通用的等效电路,并由此分析了四端网络参数的频率特性。本文可以作为了解高频放大器性能的手段。

2. 高频晶体管的结构和等效电路的组成

图1~4^[6,8]表示三种典型的高频晶体管的结构。首先考虑这些不同结构的晶体管的本征区域(由发射极注入少数载流子的基区以及与此有关的发射结与集电结)的等效电路的组成,例如在图5(1)的环形基极型和图6(1)的台面型中,用虚线包围的部分即是本征区域。图7表示本征区域的各种等效电路。理论上图7(1)所示的等效电路是最基本的电路。即由本征区域晶体管的一维理论^[1,2]求出共基极四端网络参数 $[y']$ (y'_{11} , y'_{21} , y'_{12} 和 y'_{22}),它包括发射极及本征区域中集电极的势垒电容 C_{et} 和 C_{ct} 。由二维理论^[3]可以求出本征区域的基极阻抗 $Z_{bb'10}$ 。

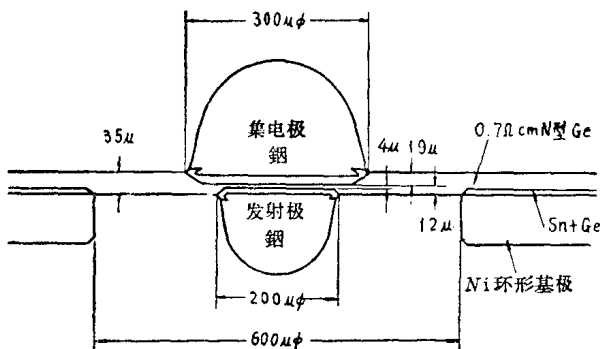
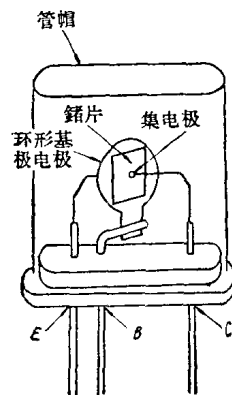


图1 晶体管 ECL-1205 (Ge 合金结) 器件剖面

如果将这一电路的一维共基极 y 参数变换成 h 参数,则得到图7(2)的等效电路。进一步的变换可以得到图7(3)、(4)的电路。

其次,在上述的本征区域的等效电路中,通过在本征区域上附加外部的等效电路,就组成了各种晶体管的完整等效电路。例如合金(环形基极)型和扩散基区(台面)型二种晶体管的完整等效电路就可由图5(2)和图6(2)分别表示。

从目前各种高频晶体管的测量观点来看,可以认为图8是一般高频晶体管典型的完整等效电路。



分布阻抗 (参照图 10)

$$\begin{aligned} C_{BE} &= 0.384 \text{ pF} \\ C_{CE} &= 0.274 \text{ pF} \\ C_{CB} &= 0.360 \text{ pF} \\ L_B &= 0.001 \mu\text{H} \\ L_C &= 0.011 \mu\text{H} \\ L_E &= 0.012 \mu\text{H} \end{aligned}$$

图2 ECL-1205 的构造和分布阻抗

① “高周波トランジスタの等価回路と四端子パラメータ”(日本)电气通信研究所研究实用化报告,第十卷,第六号,1015~1041页

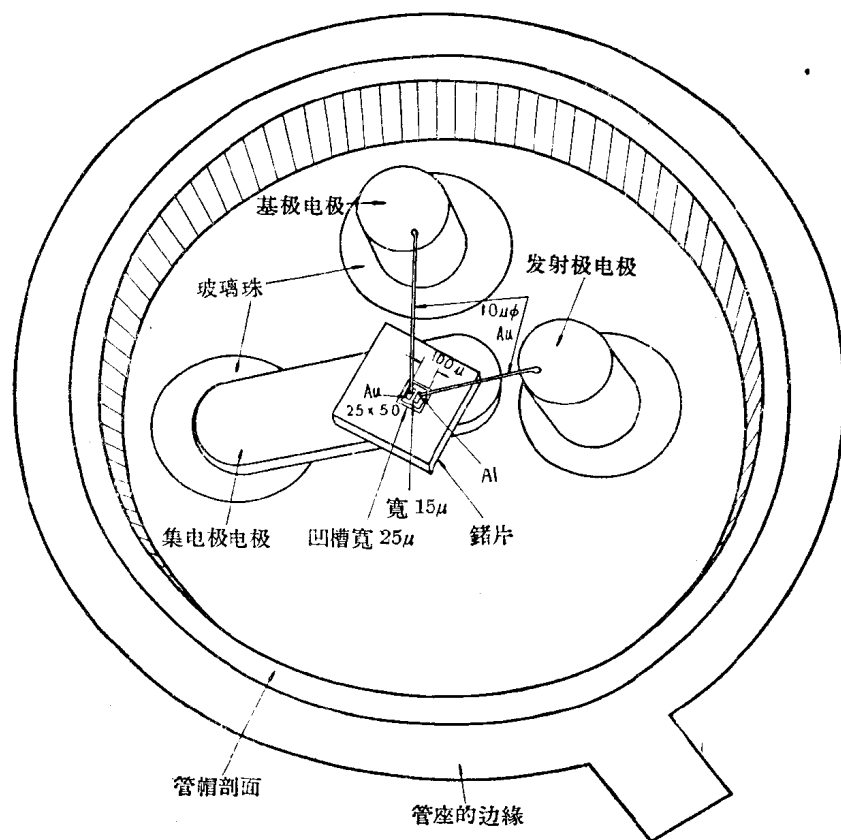


图3 晶体管 2N700 (Ge 台式)的内部

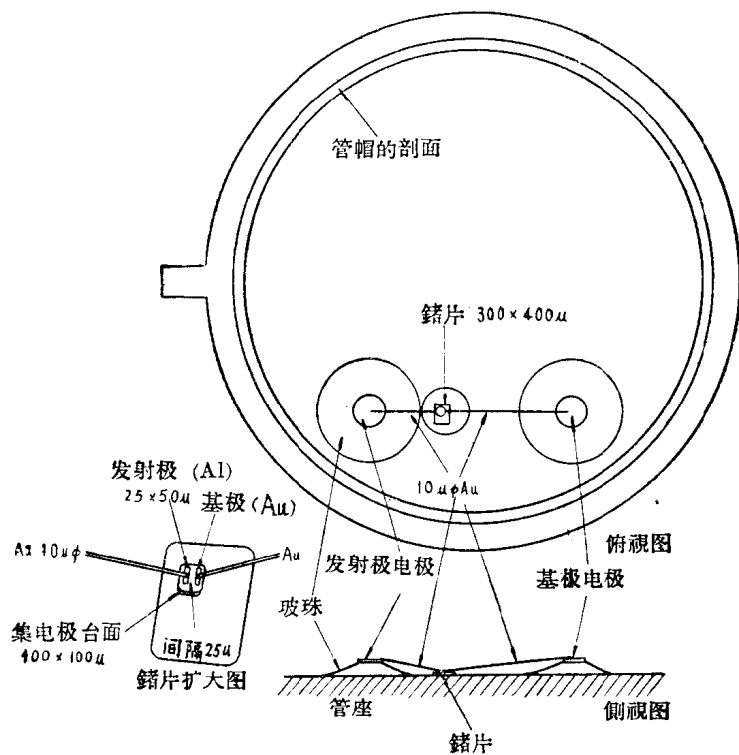


图4 晶体管 2N1143 (Ge 台式)的构造

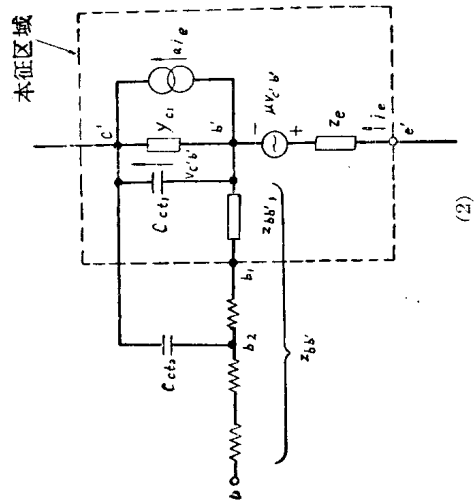
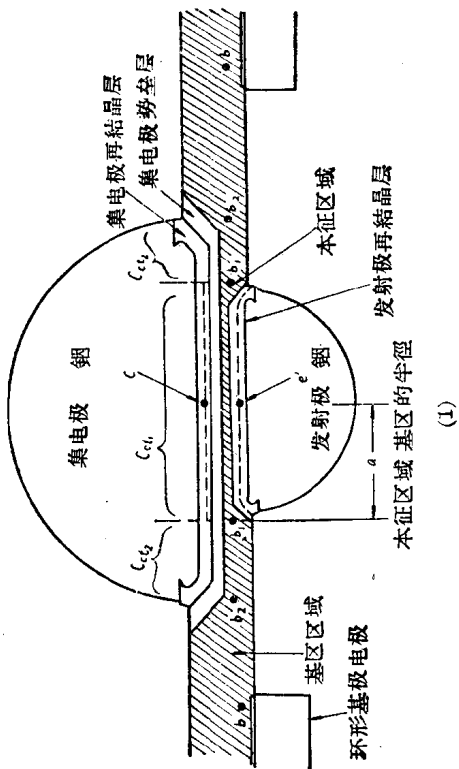


图5 合金结(环形基极)型晶体管的半导体内部构造及其等效电路

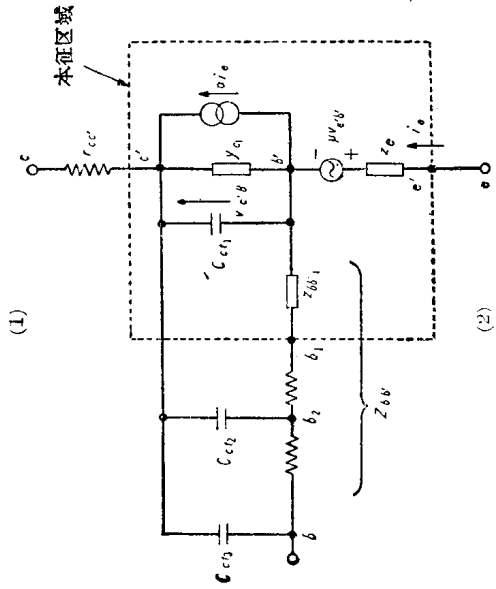
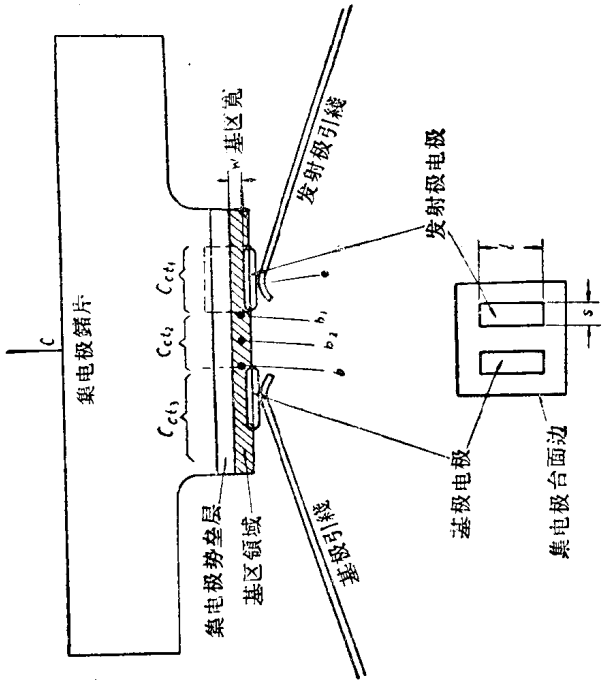


图6 扩散基区(台式、线状基极)型晶体管半导体内部构造及其等效电路