

# メサ形トランジスタの高周波特性

## High Frequency Characteristics of Mesa-type Transistors

牧 本 次 生\*  
Tsugio Makimoto

### 内 容 梗 概

メサ形トランジスタの高周波特性—遮断周波数，ベース抵抗およびコレクタ容量—について検討する。不純物分布形を基にして，それらのパラメータの物理的な意義を考察し，設計の際の数値的な基礎資料を示す。続いて，普通の拡散法で得られる分布形では，ある限界があることを示し，再拡散法について，原理的な検討を加え，それによる改善の度合を定量化する。また，このような理論だけでは不十分な，二，三の問題の実験結果についてふれ，特に遮断周波数の高電流密度における低下の現象は，最適コレクタ比抵抗を決定する重要な因子であることを示す。続いて，日立メサ形トランジスタの特長と電気的特性とを示した。

### 1. 緒 言

トランジスタの高周波特性の改善は，ベース領域にドリフト・フィールドを設けること<sup>(1)</sup>および不純物拡散の技術によって，狭いベース幅を均一に制御すること，という二つの事実によってなされてきた。メサ形トランジスタ（あるいはベース拡散形トランジスタ）は，この二つを巧みに組み合わせたものであり，C. A. Lee<sup>(2)</sup>が，最初にその試作結果を報告した。

その後，高周波特性はさらに改善され，現在 1,000 Mc/s の近くまで動作するトランジスタが市販され，また少なくとも試作的には 1,000 Mc/s をこえるトランジスタが可能となったという報告がある。こうした高周波特性の改善の結果は，トランジスタの応用分野をますます広めることになり，最近特に注目をあびている，トランジスタ化テレビジョンが可能となったのも，メサ形トランジスタをはじめとする高周波トランジスタの出現の結果にほかならない。

トランジスタの高周波特性としては，遮断周波数，ベース抵抗およびコレクタ容量の三つがある。これらを次のように組み合わせた量を考え，これを高周波の Figure of Merit と称して，トランジスタの“良さ”の目安とする<sup>(3)</sup>。

$$\text{Figure of Merit} = \frac{\text{(遮断周波数)}}{\text{(ベース抵抗)} \times \text{(コレクタ容量)}}$$

以下本文では，まず高周波の三つのパラメータの物理的な意義を不純物分布形を基にして考察する。ベース領域の n 形不純物の分布形は，遮断周波数とベース抵抗を支配する。普通の拡散法では，これは誤差関数形となるが，これだけでは上記二つのパラメータに限界があるので，再拡散法による改善の可能性について原理的な考察を行なう。続いて高周波の三つのパラメータの中で，特にメサ形トランジスタの場合に考慮しなければならない問題にふれたいと思う。

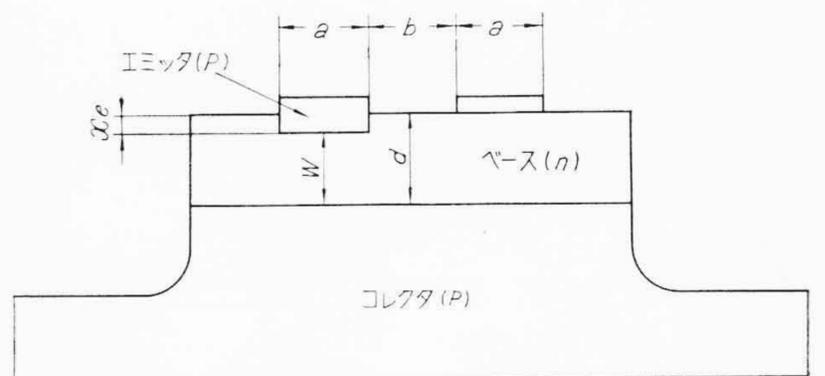
### 2. 不純物分布形と高周波特性

第 1 図は，メサ形トランジスタの断面構造の模型を示したものであり，ここに取扱う寸法を同時に記入してある。高周波特性の観点からは，(1) p 形ウエファにアンチモンを拡散して n 形層を作り，(2) これに金およびアルミニウムを蒸着して，おのおのベースおよびエミッタ電極とし，(3) メサ成形を行なう。以上三つの工程が本質的な問題となる。

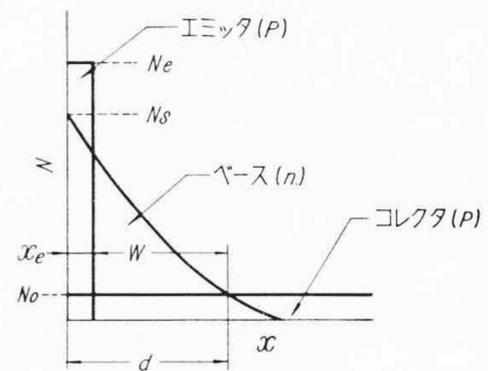
第 2 図に，メサ形トランジスタの不純物濃度を表面からの距離 (x) の関数として示した。通常的设计では  $N_0 \sim 4 \times 10^{15} \text{cm}^{-3}$ ， $N_s \sim 10^{18} \text{cm}^{-3}$ ， $N_e \sim 10^{21} \text{cm}^{-3}$  である。また  $d \sim 1.5 \mu$ ， $x_e \sim 0.2 \mu$  である。

まず遮断周波数について考察する。メサ形トランジスタの場合，

\* 日立製作所武蔵工場



第 1 図 メサ形トランジスタの断面構造の模型



第 2 図 メサ形トランジスタの不純物分布形

遮断周波数 ( $f_a$ ) は，次式のように三つの成分から成り，おのおの emitter cutoff ( $f_e$ )，base cutoff ( $f_b$ ) および collector cutoff ( $f_c$ ) と呼ぶ。

$$\frac{1}{f_a} = \frac{1}{f_e} + \frac{1}{f_b} + \frac{1}{f_c} \dots \dots \dots (1)$$

emitter cutoff は次式で表わされる<sup>(4)</sup>。

$$f_e = \frac{1}{2\pi \cdot r_e \cdot C_e} \dots \dots \dots (2)$$

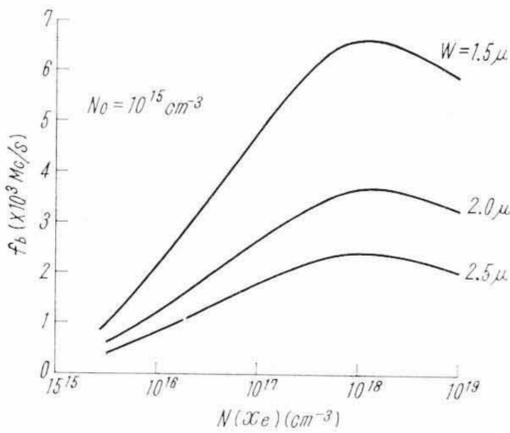
$$r_e = \frac{1}{I_e} \cdot \frac{kT}{q} \quad (\text{エミッタ抵抗})$$

$$C_e = a \cdot N_s^{\frac{1}{2}} \quad (\text{エミッタ接合容量})$$

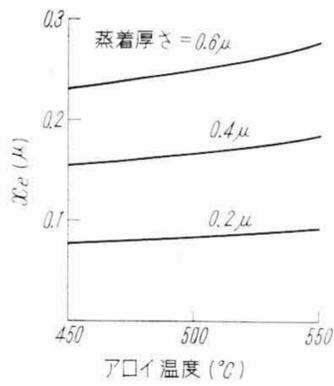
ここに  $I_e$ : エミッタ電流  $k$ : ボルツマン定数  
 $T$ : 絶対温度  $a$ : 定数  
 $N_s$ : 表面濃度

ここで，emitter cutoff はエミッタ電流依存性をもつことが重要な点である。したがって遮断周波数のエミッタ電流依存性を調べることによって，emitter cutoff のみを分離することができる。collector cutoff は C. A. Lee<sup>(2)</sup> によって次式で与えられる。

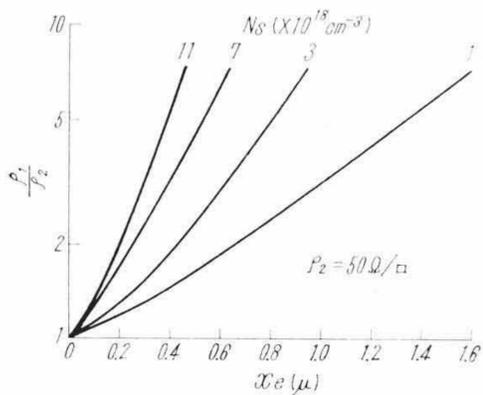
$$f_c = \frac{1}{2\pi (r_{bb'} + R_{cs}) C_c} \dots \dots \dots (3)$$



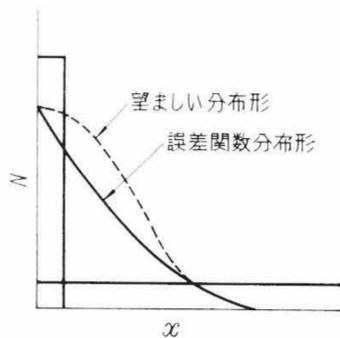
第 3 図 n 形不純物のエミッタ側濃度  $N(x_e)$  と base cutoff との関係



第 4 図 アロイ温度とエミッタ接合深さ ( $x_e$ ) の関係



第 5 図  $x_e$  と  $\frac{\rho_1}{\rho_2}$  との関係



第 6 図 ベース層不純物の誤差関数分布形と、望ましい分布形

着膜厚さをパラメータとして、エミッタのアロイ温度とエミッタ接合の深さ ( $x_e$ ) の関係を計算した結果である。また第 5 図に  $\rho_2 = 50 \Omega$  とした場合の  $\rho_1/\rho_2$  と  $x_e$  との関係を、表面濃度 ( $N_s$ ) をパラメータとして記した。ここで不純物分布形は誤差関数形 ( $N = N_s \cdot \text{erfc}(\frac{x}{\lambda})$ ) であることを仮定した。これら二つのグラフから  $r_{bb'}$  の理論値を算出できる。

コレクタ容量は、コレクタ接合においてポアソンの方程式を中性条件と境界条件 (空間電荷層の境界で電界が零) を満足するように解くことによって得られる。接合におけるイオン濃度の分布が、階段形または直線の傾斜形である場合には、簡単な解析解が得られているが、一般の場合には微分方程式の数値解が要求される。拡散接合の場合には Lawrence など<sup>(7)</sup>によって、すでに計算がなされている。それから結論できることは、メサ形トランジスタのように、濃度こう配が非常に急な場合はコレクタ容量は、微小な電圧範囲ではバイアス電圧の  $-\frac{1}{2}$  乗に比例し、大きな電圧では  $-\frac{1}{2}$  乗に比例するというのである。電圧依存性が、 $-\frac{1}{2}$  乗になる範囲では、コレクタ容量はコレクタ比抵抗に依存することはいうまでもない。

これまでの考察の結果、base cutoff を高くするためには、ベース幅をできるだけ狭くすること、ベース抵抗を小さくするためには sheet resistivity を下げることが必須の条件である。しかも表面濃度は静特性からの要請もあって、ある限度を越えて設計することはできない。また不純物分布形は、誤差関数という決った形をもっているのであるから、上の二つの要求を同時に満足させることは、ある限度までである。この限度を越えるためには、分布形を誤差関数からずらせばよい。第 6 図は普通の拡散法で得られる分布形と、望ましい分布形とを示した。続いてそれを可能にする再拡散法について原理的な検討を加える。

### 3. 再拡散法についての検討

アンチモンの気相拡散では、表面濃度が時間によって変らないから不純物分布は次式で表わされる<sup>(8)</sup>。

$$N(x) = N_s \cdot \text{erfc}\left(\frac{x}{2\sqrt{Dt}}\right) \dots\dots\dots (6)$$

ここに  $D$  : 拡散係数  $t$  : 拡散時間  
 $x$  : 表面からの距離

こうして拡散したウエファをアンチモンの蒸気圧のないところでもう一度加熱したらどうなるか。この問題を解くことによって、それがメサ形トランジスタの高周波特性に対して、すぐれた分布形をもたらすことがわかる。これを再拡散法と呼ぶ。

#### 3.1 解析解を求めること

解析解は、基礎式(7)を初期条件(8)と境界条件(9)を満足するように解いて得られる。

$$\text{基礎式: } \frac{\partial N(x,t)}{\partial t} = D \frac{\partial^2 N(x,t)}{\partial x^2} \dots\dots\dots (7)$$

$$\text{初期条件: } N(x,0) = N_{s1} \cdot \text{erfc}\left(\frac{x}{\lambda_1}\right) \dots\dots\dots (8)$$

$$\text{境界条件: } \left. \frac{\partial N(x,t)}{\partial x} \right|_{x=0} = k \cdot N(0,t) \dots\dots\dots (9)$$

ここに  $N_{s1}$  : 一次拡散の表面濃度,  $\lambda_1 = 2\sqrt{D_1 t_1}$   
( $D_1$  : 一次の拡散係数,  $t_1$  : 同じく時間)  
および  $k$  : 蒸発係数。

この問題の Green 関数は次式で表わされる<sup>(9)</sup>。

$$G(x,t; \xi, \tau) = \frac{1}{2\sqrt{\pi D(t-\tau)}} \left[ \exp\left\{-\frac{(x-\xi)^2}{4D(t-\tau)}\right\} + \exp\left\{-\frac{(x+\xi)^2}{4D(t-\tau)}\right\} - 2k \cdot \exp(k\xi) \right]$$

C. A. Lee は、コレクタ側の比抵抗を上げることは、 $C_c$  を減少させるが ( $C_c \propto \rho_c^{-1/2}$ ),  $R_{cs}$  を高くする ( $R_{cs} \propto \rho_c$ ) ため、collector cutoff の見地からは得でないことを指摘している。

base cutoff は、エミッタから注入された担体がコレクタ接合に達する時間で決まる。これは、(1)ベース領域にドリフト・フィールドが存在すること。(2)不純物濃度が一様でないため、移動度が一様でないこと、という二つのことのために複雑になる。次式は、Moizhes<sup>(5)</sup>によって与えられた。

$$f_b = \frac{Z_e^2}{\pi W^2} \left\{ \int_0^{Z_e} \frac{dZ}{D^2(Z)} \right\}^{-1/2} \dots\dots\dots (4)$$

ここに  $Z = \log \frac{N}{N_0}$ ,  $Z_e = \log \frac{N(x_e)}{N_0}$ ,  $D$  : 拡散係数

(4)式の数値計算結果からドリフト・フィールドを強くするため表面濃度を高くしてゆくと、最初 base cutoff は上昇するが、移動度が減少するため、極大値を過ぎてしだいに減少することがわかる。第 3 図は(4)式の計算結果であるが、 $N_0 = 10^{15} \text{cm}^{-3}$  の場合、 $N_s \doteq N(x_e) = 10^{18} \text{cm}^{-3}$  で base cutoff が最高になるという、設計上きわめて重要な結論が得られる。

ベース抵抗 ( $r_{bb'}$ ) は次式で与えられる<sup>(6)</sup>。

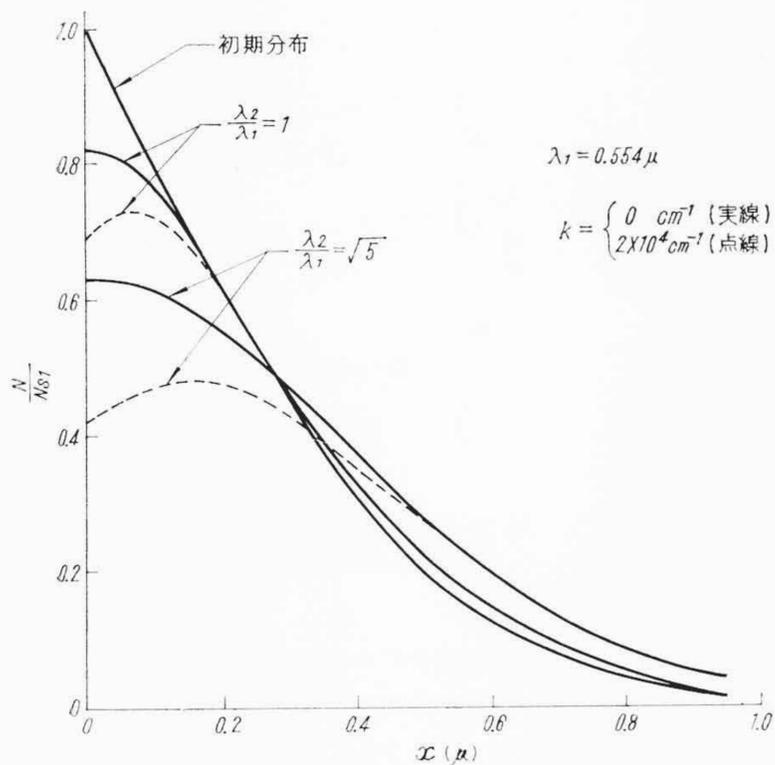
$$r_{bb'} = \left( \frac{a}{3} \cdot \rho_1 + b \cdot \rho_2 \right) \cdot \frac{1}{l} \dots\dots\dots (5)$$

ここに  $a$  : 蒸着膜幅  $b$  : 蒸着膜間隔  
 $l$  : 蒸着膜長さ

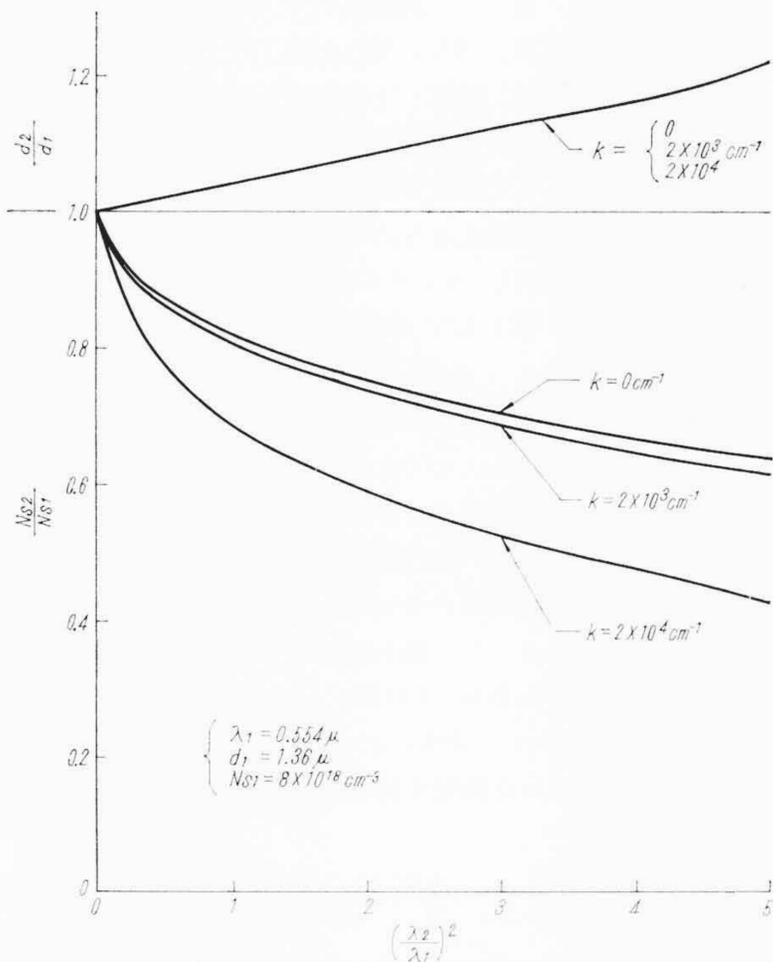
$$\rho_1 : \text{エミッタ直下の sheet resistivity} = \int_{x_e}^d N q \mu dx$$

$$\rho_2 : \text{拡散後の sheet resistivity} = \int_0^d N q \mu dx$$

$\rho_2$  は四点法で実測できるが、 $\rho_1$  は直接測定することはできない。それを算定する基礎資料が第 4 図および第 5 図である。第 4 図は蒸



第7図 再拡散法によって得られる不純物分布形



第8図 拡散深さおよび表面濃度の二次拡散量に対する変化率

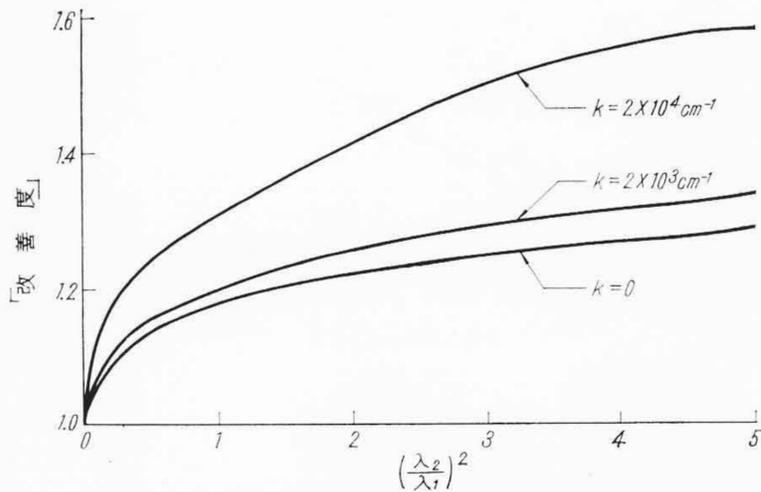
$$\times \int_{-\infty}^{-\xi} \exp\left\{-\frac{(x-\tau)^2}{4D(t-\tau)} + k\tau\right\} d\tau \dots\dots\dots (10)$$

したがって、求める解は Green 関数の  $\tau=0$  とし、第3項を誤差関数で表示することによって次式で与えられる。

$$N(x,t) = \int_0^\infty G(x,t; \xi, 0) \cdot N(\xi, 0) \cdot d\xi$$

$$= \frac{1}{2\sqrt{\pi Dt}} \int_0^\infty \left[ \exp\left\{-\frac{(x-\xi)^2}{4Dt}\right\} + \exp\left\{-\frac{(x+\xi)^2}{4Dt}\right\} - 2\sqrt{\pi Dt} \cdot k \cdot \exp\{Dtk^2 + k(x+\xi)\} \cdot \operatorname{erfc}\left(\frac{x+\xi}{2\sqrt{Dt}} + k\sqrt{Dt}\right) \right] N(\xi, 0) d\xi \dots\dots\dots (11)$$

これが再拡散後に得られる不純物分布を示す式である。



第9図 二次拡散量と「改善度」との関係

3.2 数値計算結果

二次拡散量を示すパラメータとして次の量を定義する。

$$\lambda_2 = 2\sqrt{D_2 t_2} \dots\dots\dots (12)$$

ここに  $D_2$ : 二次拡散係数  $t_2$ : 同じく時間

第7図に  $k=0$  および  $2 \times 10^4 \text{cm}^{-1}$  について、再拡散後の不純物分布を  $\lambda_2$  をパラメータにして示した。実存する  $k$  の値はほぼ  $2 \times 10^3 \text{cm}^{-1}$  でこの間にある。

第8図に二次拡散後の拡散深さ ( $d_2$ ) および表面濃度 ( $N_{s2}$ ) の変化を  $\lambda_2$  の関数として示した。

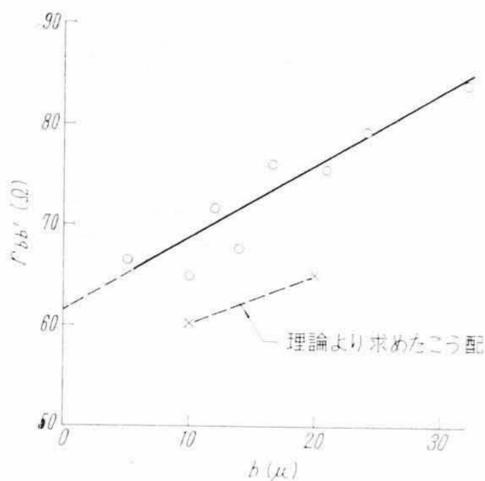
ここで再拡散による特性改善の度合を定量化する必要がある。定量化は次のような形で考える。つまり“表面濃度と拡散深さが与えられる場合に、再拡散法によれば、誤差関数分布に比べ、どれだけ sheet resistivity を減少させることができるか。”それを改善度と定義して、 $\lambda_2$  の関数として示したのが第9図である。この図によって、再拡散法の利用が非常に有利であることがわかる。

4. メサ形トランジスタに特有の諸問題

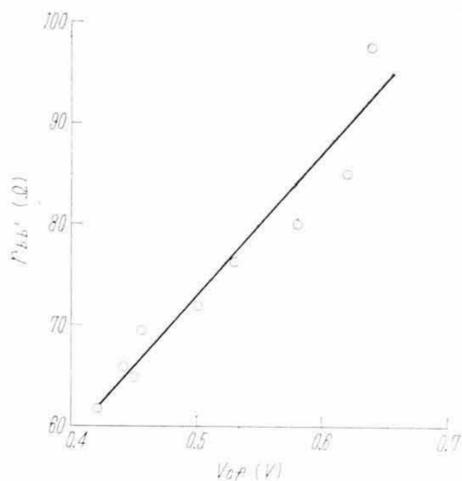
メサ形トランジスタと、最も普通の構造である合金形およびドリフト・トランジスタでは、その不純物分布形が、まったく異なっていることおよび真空蒸着、熱圧着などの特殊な工程があるために、高周波特性にも、メサ形特有のいくつかの問題がある。ここでは、そのような設計理論には表だって表われないけれども、実際には決して無視することのできない問題について検討する。

4.1 ベース抵抗に対する接触抵抗の影響

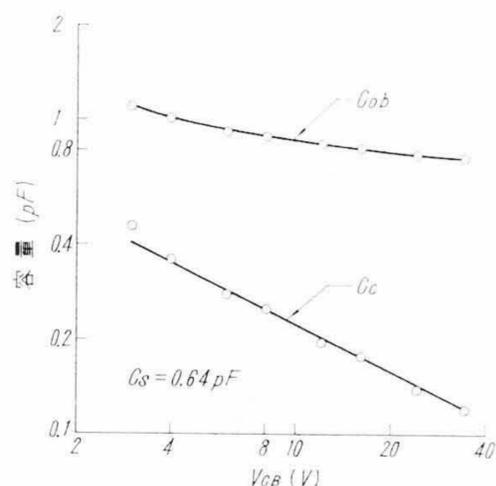
ベース電極の接触抵抗はメサ形トランジスタのベース抵抗に大きな影響をもっている。たとえば第10図は、エミッタ・ベース電極間隔とベース抵抗との関係を示したものである。そのこう配は、理論的に計算した値にほぼ近いが、距離を零まで外そうした  $r_{bb'}$  は約  $60\Omega$  となる。これはエミッタ直下の成分と測定の際の寄生的な成分との和になるのであるが、大きく見積ってもそれは約  $40\Omega$  となる。したがって、実測される  $60\Omega$  はそれを上回っていることになり、接触抵抗の存在を予想させる。それを確認するには、コレクタ・ベース間の正方向の立上りで見ればよい。そこで両電極に正方向にバイアスをかけ、電流が  $10\text{mA}$  流れる電圧を  $V_{ef}$  として、 $V_{ef}$  と  $r_{bb'}$  との相関をとった。第11図から明らかに、両者は非常に強い相関をもっている。したがって、接触抵抗を押えることがベース抵抗を小さくするための必須の条件である。いくつかの検討の結果、蒸着膜と  $G_e$  ウエファとの接着状態がペレット付け以降の、重なる熱処理や洗浄の結果、かなり弱くなっていることが接触抵抗の原因であることを確かめ、蒸着スケジュールの改善を行なった。改善された蒸着スケジュールによればほとんどすべての製品が、 $V_{ef} < 0.5\text{V}$  となり、接触抵抗の問題を解決することができた。



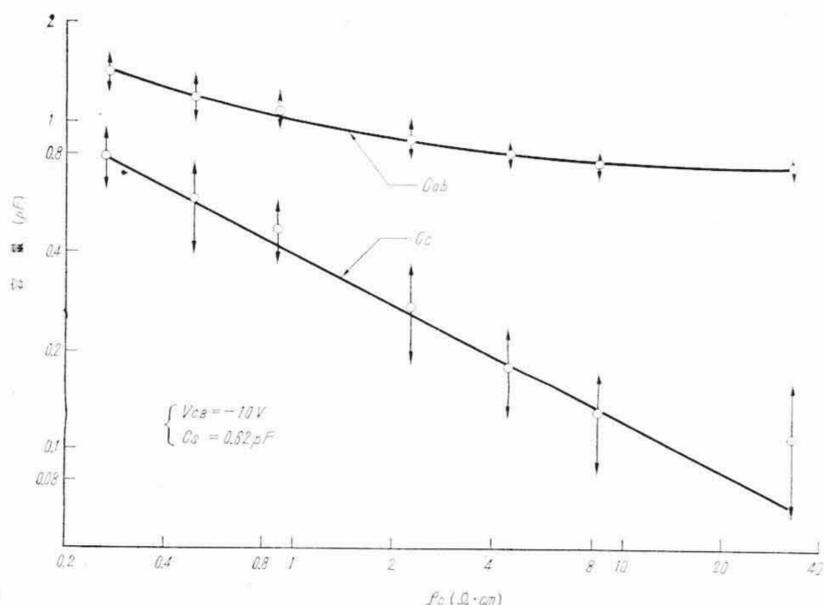
第 10 図 エミッタ・ベースの電極間隔とベース抵抗との関係



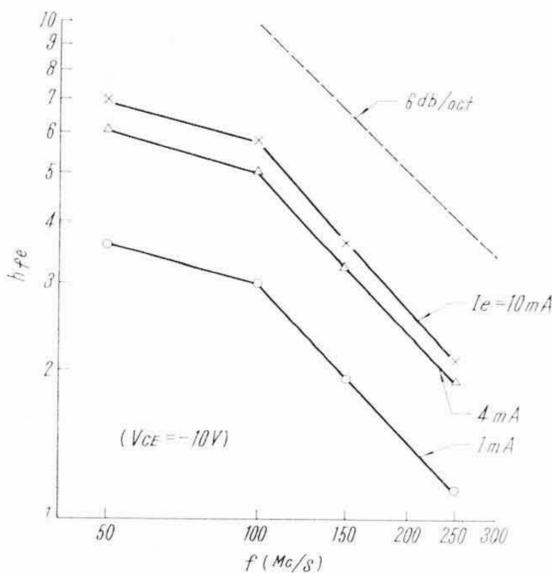
第 11 図 コレクタ・ベース間の正方向電圧とベース抵抗との関係



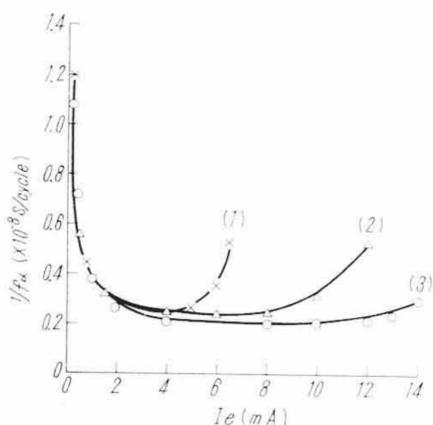
第 12 図 コレクタ容量  $C_{ob}$  および  $C_c$  ( $C_c = C_{ob} - C_s$ ) のバイアス電圧依存性



第 13 図 コレクタ容量  $C_{ob}$  および  $C_c$  ( $C_c = C_{ob} - C_s$ ) のコレクタ比抵抗依存性



第 14 図  $h_{fe}$  の測定周波数依存性



実線は第 1 表の定数を使った計算値  
第 15 図  $1/f_\alpha$  のエミッタ電流依存性

第 1 表 第 15 図の三つのトランジスタに対する (14) 式の定数

| 定数  | a                     | b                   | $I_0$ | n   |
|-----|-----------------------|---------------------|-------|-----|
| 単位  | $10^{-8} \text{mA/s}$ | $10^{-8} \text{/s}$ | mA    | —   |
| (1) | 0.210                 | 0.188               | 6.2   | 7.3 |
| (2) | 0.173                 | 0.202               | 11    | 5.3 |
| (3) | 0.198                 | 0.168               | 15    | 6.0 |

4.2 コレクタ容量の電圧依存性の  $-\frac{1}{2}$  乗近似

コレクタ容量の電圧依存性を調べるためには、まず浮遊容量を分離する必要がある。浮遊容量の測定は、(1)ベース・リード線を切断して容量を測定する。(2)コレクタ容量対バイアス電圧の曲線を

プロットし、電圧を高くした場合にコレクタ容量の収束する値を読む。(3)メサ面積の違うものを作成し、メサ面積対コレクタ容量の相関線を面積が零になるまで外そうして、そのときのコレクタ容量の値を読む。以上三つの実験によって、浮遊容量をかなり正確に評価することができた。第 12 図はコレクタ容量 ( $C_{ob}$ ) および真の接合容量 ( $C_c$ ) とバイアス電圧との関係を示す。 $C_c$  は  $C_{ob}$  より浮遊容量 ( $C_s$ ) を減じたものである。図から明らかに、バイアス電圧 4 V 以上では  $C_c$  の電圧依存性はこう配が  $-\frac{1}{2}$  の直線となる。この結論は、コレクタ容量の設計上、きわめて重要なものであって、コレクタ容量はコレクタ比抵抗によって支配されていることを示している。そのことをさらに実験的に証明するために、コレクタ側比抵抗の種々異なるトランジスタを作成し、コレクタ容量と比抵抗との相関を第 13 図に示した。バイアス電圧 10 V の場合には、接合容量は比抵抗の  $-\frac{1}{2}$  乗に比例するということが明らかである。したがって、コレクタ容量の立場からは比抵抗は高いほどよいわけであるが、それを無制限に許すことができないのは、次に述べる遮断周波数の高電流密度における低下の現象である。

4.3 遮断周波数の高電流密度における低下

遮断周波数の測定は、高周波の電流増幅率  $h_{fe}$  の測定による。第 14 図は  $h_{fe}$  の周波数依存性を示すものであるが、100 Mc/s 以上では、そのこう配は  $-6 \text{ db/oct.}$  に非常に近い。したがって 100 Mc/s における  $h_{fe}$  を測定すれば遮断周波数  $f_\alpha$  は次式で与えられる<sup>(10)</sup>。

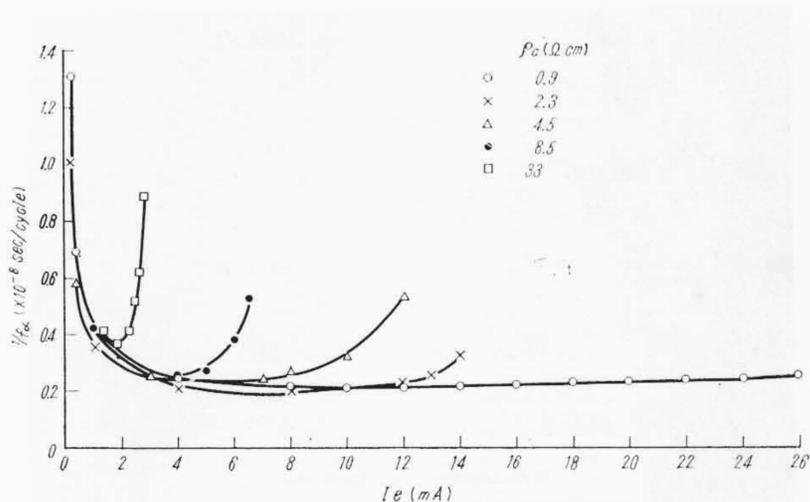
$$f_\alpha = \frac{4}{3} \times h_{fe} \times 100 \text{ (Mc/s)} \dots\dots\dots (13)$$

現象を定量化するために  $f_\alpha$  のエミッタ電流依存性を実験式で表示することにした。次に示す実験式は現象をきわめて満足にあらわしている。

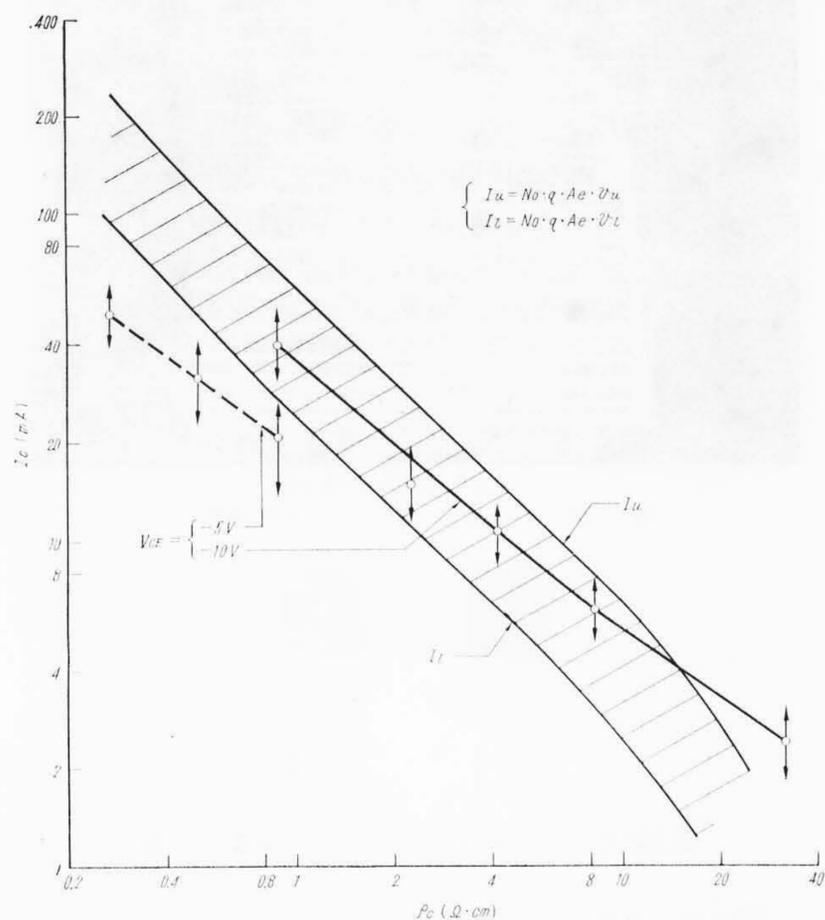
$$\frac{1}{f_\alpha} = \frac{a}{I_e} + b \left\{ 1 + \left( \frac{I_e}{I_0} \right)^n \right\} \dots\dots\dots (14)$$

ここに、 $I_e$  はエミッタ電流であり、 $a, b, I_0$  および  $n$  は best-fit から求められる定数である。第 15 図は上の実験式を実測値にあてはめた場合であって、実線は第 1 表の定数を用いて実験式から計算されたものである。両者の一致は実験式の妥当性を示している。

第 16 図はコレクタ比抵抗を種々変えた場合の  $1/f_\alpha$  対  $I_e$  の関係をプロットしたものである。比抵抗が高くなるにつれ、 $f_\alpha$  は小さいエミッタ電流で急速に低下してゆくことがわかる。第 17 図は定数  $I_0$  対コレクタ比抵抗の関係を示す。図中、 $0.9 \Omega \cdot \text{cm}$  に断層があるのはバイアス電圧の違いによるもので、 $\rho_c < 0.9 \Omega \cdot \text{cm}$  では 5 V、 $\rho_c > 0.9 \Omega \cdot \text{cm}$  では 10 V にバイアスしてある。図中、斜線の施してある部分は、コレクタ領域における電流密度の飽和という現象から



第16図 コレクタ側比抵抗の種々異なるトランジスタの  $1/f_\alpha$  のエミッタ電流依存性

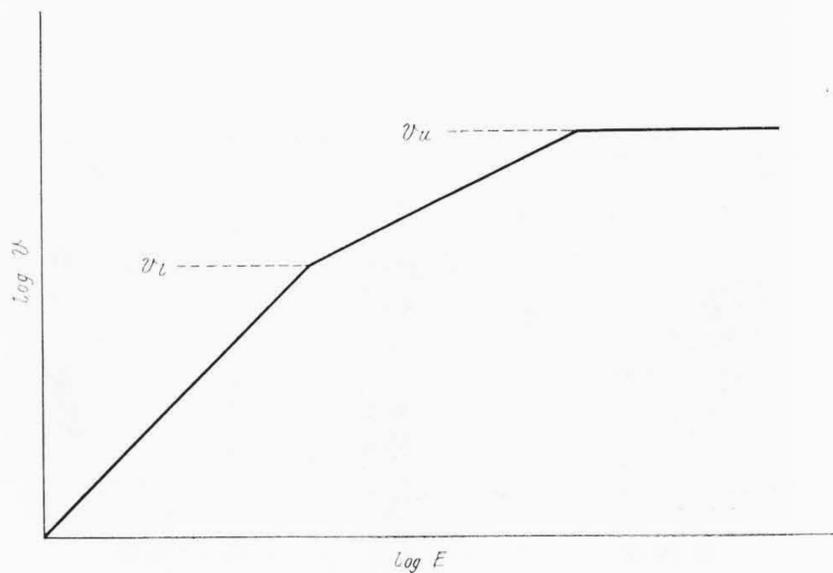


第17図 定数  $I_0$  のコレクタ比抵抗依存性

予想される  $I_0$  の範囲である。  $G_e$  中の多数担体の速度  $v$  は、電界に対して第18図に示す関係をもつ<sup>(1)</sup>。したがって、コレクタ飽和抵抗 ( $R_{cs}$ ) については電流密度の小さい範囲では  $R_{cs} = \text{一定}$  となるが、  $v = v_l$  に相当する電流 ( $I_l$ ) から増大を始め、  $v = v_u$  に相当する電流 ( $I_u$ ) では無限大となる。遮断周波数の低下がこの現象に支配されているならば、それは  $I_l$  から低下を始め、  $I_u$  では零となるはずである。したがって低下の特長的電流  $I_0$  は、  $I_l$  と  $I_u$  の間にあることになるわけである。第17図は(実験に伴ういろいろな誤差を考慮に入れると) 上のような考察の強い裏付けとなっている。以上のような実験結果より、メサ形トランジスタの遮断周波数の高電流密度における低下の機構は、コレクタ側における電流密度の飽和と密接に関係していることが明らかである。

また、定数  $n$  は  $\rho_c = 0.27 \Omega \cdot \text{cm}$  のとき  $n = 2$ 、  $\rho_c = 33 \Omega \cdot \text{cm}$  のとき  $n = 8$  となり、その間単調に増加する傾向を示した。

従来、メサ形トランジスタのコレクタ比抵抗の決定法についてはなんら定量的な理論がなく、ただ定性的な方向づけとして、(1) collector cutoff が低くなるから、あまり比抵抗を高くするのはかまばしくない。(2) サイリスタ作用が起るために、あまり高くすることはできない。などの表現が用いられている。そして C. A. Lee の



第18図 担体速度  $v$  の電界依存性 ( $p$ 形  $G_e$ , 298 K)

設計以来、  $1 \Omega \cdot \text{cm}$  前後の比抵抗が用いられているのが現状である。しかし以上に示した実験結果によれば、少なくとも高周波特性の向上という点からは、電流および電圧のバイアス条件が与えられれば、コレクタ容量と遮断周波数との検討から Figure of Merit を最大にするコレクタ比抵抗を定量的に決定することができる。

## 5. 日立メサ形トランジスタの電気的特性

以上のような検討をもとにして製作したトランジスタが HS 106 および 2SA 290 シリーズ (290, 289 および 288) である。前者は高周波特性と出力特性とを両立させたものであり、後者は出力特性を押えて高周波特性をさらに改善したものである。両者のおもな違いとその結果得られる利点とを第2表にまとめて示した。

HS106は通信工業用トランジスタであり、最適バイアス条件は、  $V_{CE} = -10 \text{ V}$ 、  $I_e = 5 \text{ mA}$  である。

2SA 290 の最適バイアス条件は  $V_{CE} = -6 \text{ V}$ 、  $I_e = 3 \text{ mA}$  であり、主として TV チューナ用として用いられる。そのうち、2SA290はRF用、289はMixer用および288はOscillator用として使えばいいように設計されている。

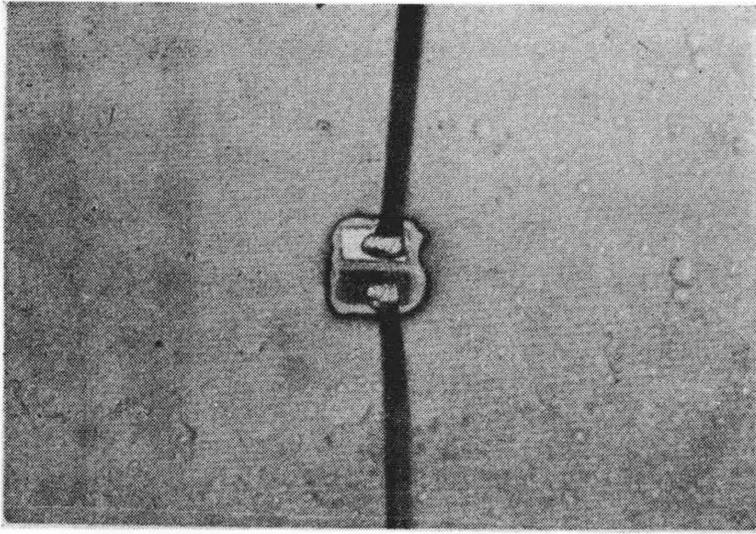
第19図は、2SA290のペレット部の拡大図、第20図は同じくマウントの状況を示す。第21図および第22図は2SA290およびHS106のエミッタ接地の動作状態を示す。第23図はそれらの外観写真である。

日立メサ形トランジスタの電気的特性の一覧表を第3表に示した。

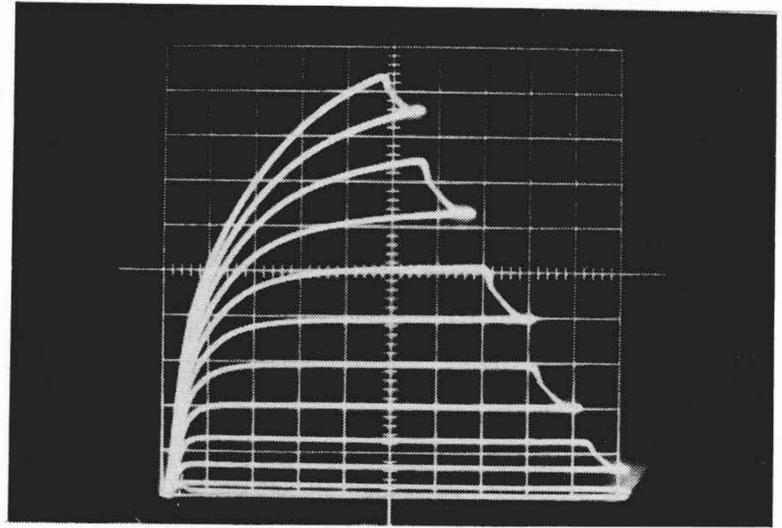
## 6. 結 言

メサ形トランジスタの高周波の三つのパラメータ—遮断周波数、ベース抵抗およびコレクタ容量—について物理的な検討を加え、設計上の基礎となる数値計算結果を与えた。ベース領域の不純物分布形の考察から、高周波特性についてすぐれた分布形をもたらす再拡散法について、原理的に検討した。続いて設計理論には表だってあらわれないが、実際問題として無視することのできない具体的な諸問題のうち、ベース抵抗に対する接触抵抗の効果、コレクタ容量の電圧および比抵抗依存性および遮断周波数の高電流密度における低下の現象について実験結果を述べた。コレクタ比抵抗の決定法については、従来定量的な理論がなかったが、コレクタ容量および遮断周波数の電流依存性についての実験結果から、最適比抵抗を決定することができる。

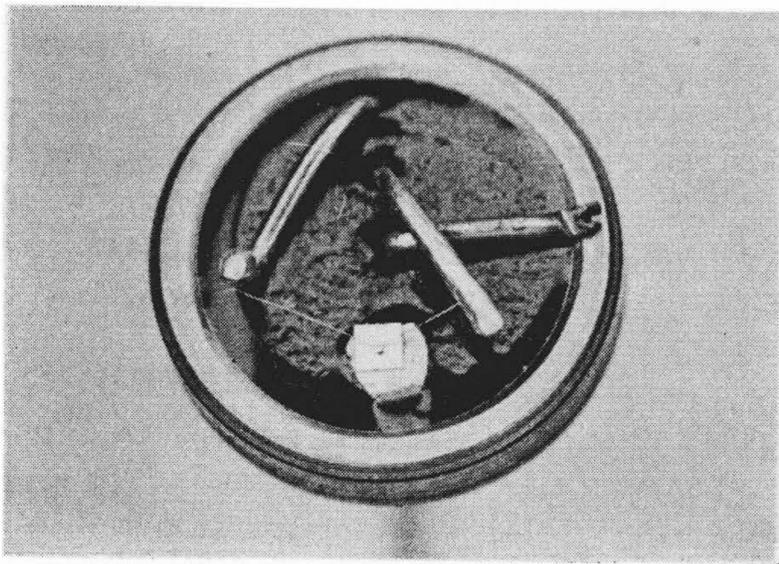
最後に、終始ご指導を賜った田畑進氏および田宮幸造氏に対し謹んで感謝の意を表す。



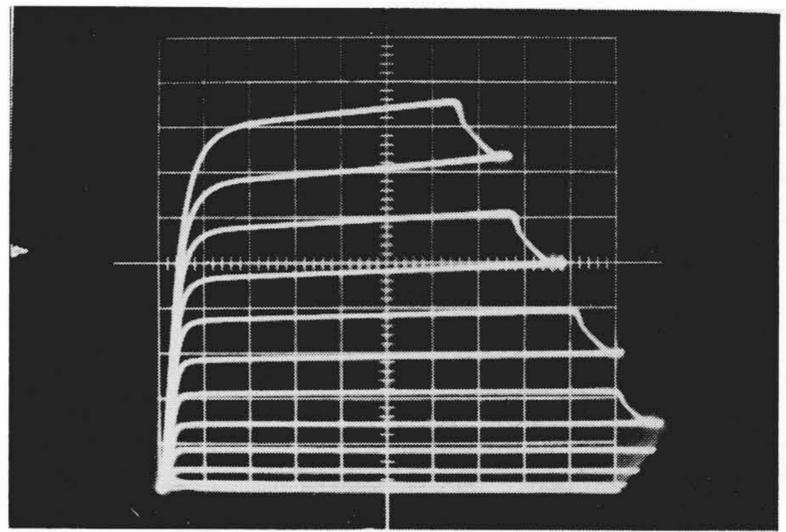
第19図 メサ部分の拡大図(2SA290)120倍



電流1mA/div., 電圧0.5V/div., および  $I_b=0.05\text{mA/step}$ .  
第21図 2SA290のエミッタ接地動作



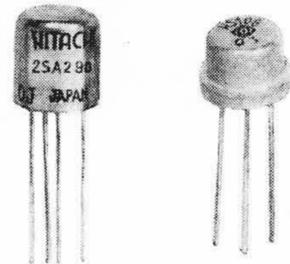
第20図 マウントの状況(2SA290)



スケールは第21図の場合と同じ。  
第22図 HS106のエミッタ接地動作

参考文献

- (1) H. Krömer: Arch. Elekt. Übertrag, 8 (May, Aug. and Nov. 1954)
- (2) C. A. Lee: B. S. T. J., 35, (Jan. 1956)
- (3) 川上正光: 電子回路(V), p.110 (昭-33 共立)
- (4) J. M. Early: Proc. IRE, 46 (Dec. 1958)
- (5) B. Ya. Moizhes: Soviet Physics-Solid State, 1, No. 8 (1960)
- (6) R. L. Pritchard: Proc. IRE, 46 (1958)
- (7) H. Lawrence and R. M. Warner: B. S. T. J., 39 (March 1960)
- (8) R. Déchamps: L'onde Électrique, No. 383 (1959)
- (9) 犬井鉄郎ほか: 偏微分方程式の応用1 (岩波講座 現代応用数学) (昭-33 岩波)
- (10) C. H. Knowles and E. A. Temple: Electronic Design, 6 (July 1958)
- (11) E. J. Ryder: Phys. Rev., 90 (June 1953)



第23図 2SA290 および HS106の外観

第2表 HS106と2SA290のおもな設計の違いと特長

|        | エミッタ面積   | コレクタ比抵抗   | ステム                            |
|--------|--|---|--------------------------------|
| HS106  | 大きい。(10)×25 $\mu^2$ 。<br>$I_o$ が大きくなり $f_a$ は大電流まで低下しない。 | 低い。(1 $\Omega$ ・Cm)。 $I_o$ が大きくなり, $f_a$ は大電流まで低下しない。 | TO-5形。熱抵抗が小さくなるため, 許容出力が大きくなる。 |
| 2SA290 | 小さい。(60)×25 $\mu^2$ 。エミッタ容量が減少するため小電流で $f_a$ が高い。        | 高い。(4 $\Omega$ ・cm)。コレクタ容量が小さくなる。                     | TO-7形。浮遊容量が非常に小さい。             |

第3表 日立メサ形トランジスタの電気的特性

| 項目            | 単位            | HS 106   |     |     |     | 2SA290 シリーズ   |     |     |     | 区分     |
|---------------|---------------|--|-----|-----|-----|---|-----|-----|-----|--------|
|               |               | 条件   | 最大  | 標準  | 最小  | 条件  | 最大  | 標準  | 最小  |        |
| $I_{co}$      | $\mu\text{A}$ | -20V   | 30  | 5   |     | -20V  | 30  | 5   |     | 共通     |
| $I_{eo}$      | $\mu\text{A}$ | -0.5V  | 50  | 5   |     | -0.5V   | 50  | 5   |     |        |
| $\alpha_{cb}$ | —             | -10V, 5mA  |     | 50  | 10  | -6V, 3mA  | 150 | 50  | 10  |        |
| $c_{ob}$      | pF            | -10V   | 3.0 | 2.3 |     | -10V  | 1.2 | 0.9 |     |        |
| $r_{bb'}$     | $\Omega$      | -10V, 5mA, 150Mc   | 100 | 50  |     | -6V, 3mA, 150Mc   | 100 | 65  |     |        |
| $h_{fe}$      | —             | -10V, 5mA, 100Mc   |     | 3.5 | 2.7 | -6V, 3mA, 100Mc   |     | 3.5 | 2.5 |        |
|               |               | -6V, 20mA, 100Mc   |     | 2.5 | 2.0 |   |     |     |     |        |
| P.G           | db            |  |     |     |     | -6V, 3mA<br>100Mc   | 18  |     | 15  | 2SA288 |
|               |               |  |     |     |     |   | 20  |     | 17  | 2SA289 |
|               |               |  |     |     |     |   | 21  |     | 18  | 2SA290 |
| 最大定格          |               | $V_{CB}=-20\text{V}, V_{EB}=-0.5\text{V}, I_e=20\text{mA}, P_c=250\text{mW}$ |     |     |     | $V_{CB}=-20\text{V}, V_{EB}=-0.5\text{V}, I_e=10\text{mA}, P_c=80\text{mW}$ |     |     |     |        |