

# メサ形トランジスタの最適コレクタ比抵抗

## Optimal Collector Resistivity of Mesa Transistors

牧 本 次 生\* 佐 藤 興 吾\*  
Tsugio Makimoto Kôgo Satô

### 内 容 梗 概

高周波の線形増幅用に使われるメサ形トランジスタについて、その“Figure of Merit”を最大にするようなコレクタ比抵抗を決定するための実際的な方法を提供するのが目的である。

コレクタ比抵抗に大きく支配される高周波のパラメータはコレクタ容量 ( $c_{ob}$ ) と遮断周波数 ( $f_a$ ) のエミッタ電流依存性であり、ベース抵抗 ( $r_{bb'}$ ) はほとんどこれによらない。拡散層の深さが  $1\mu$  近辺のメサ形トランジスタではコレクタ容量に対して階段形接合近似が十分成立する。また、遮断周波数の電流依存性に対しては筆者らがさきに報告した結果を用いた。解析の結果、浮遊容量が全く存在しない理想的な場合にはコレクタ比抵抗が高くなるほど高周波の“Figure of Merit”が高く両者の関係は若干異なる考察の基礎から出発した J. M. Early 氏の結果とよく一致することを見いだした。また、浮遊容量が存在する場合にはコレクタ比抵抗に最適値が存在する。このような設計論を適用することにより、 $f_a \sim 1,500$  Mc/s,  $r_{bb'} \sim 95 \Omega$  および  $c_{ob} \sim 0.9$  pF の高周波特性を有する UHF トランジスタ HS 523 を開発することができた。

### 1. 緒 言

メサ形トランジスタは高周波における線形増幅用あるいは高速スイッチング用など広い応用分野を有している。このような個々の用途に対してコレクタの最適比抵抗が存在するのであるが、従来その設計基準は必ずしも明確でない。本文は高周波線形増幅用のメサ形トランジスタに対して最適コレクタ比抵抗を決定するための設計法を提供する。高速スイッチング用に対しては世界的にエピタクシャル技術が導入されるすう勢にあり、その場合は当然異なった設計論が用意されなければならない。

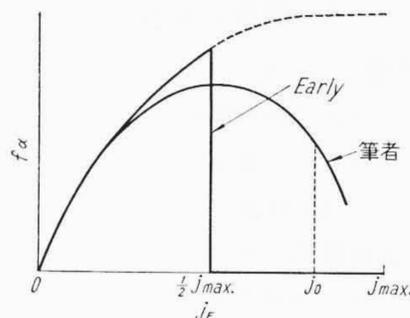
筆者らはさきにゲルマニウム・メサ形トランジスタの遮断周波数が高電流密度において減少する機構はコレクタ領域において支配されていることを指摘し、電流依存性の模様を二、三のパラメータを含む普遍的な実験式で表現した<sup>(1)</sup>。同時にこの実験式に含まれるパラメータのコレクタ比抵抗依存性を与えてその物理的な意味について考察した。また、コレクタ容量については拡散層の深さが  $1\mu$  近辺であるような高周波メサ形トランジスタでは実際的にはコレクタ接合が階段形接合で十分近似できることを明らかにした<sup>(2)</sup>。このような実験結果から、バイアス条件が指定されれば高周波の“Figure of Merit\*\*”に対する最適コレクタ比抵抗が決定され得ることを示し、定性的な方向づけを行なった。ここではそのような関係を定量化し、かつ、得られた結果を実験的に吟味してその妥当性を確認した。

### 2. J. M. Early 氏の考察

J. M. Early<sup>(3)</sup>氏はメサ形トランジスタの原理的な限界が素子の幾何学的寸法に支配されていることを指摘し、両者の関係を定量的に示した。したがって最適コレクタ比抵抗をどのように決定するかについては詳細な議論をしていないが、ここに基本的な考え方のみを記して若干検討を加える。

まずコレクタ容量については階段形接合の近似を用いており、当然のことながら浮遊容量は考えていない。したがってコレクタ容量はコレクタ側アクセプタ濃度の $1/2$ 乗に比例するとしている。

またトランジスタの動作可能な最大エミッタ電流密度として次式を用いている：



第1図 遮断周波数 ( $f_a$ ) のエミッタ電流依存性に対する J. M. Early 氏と筆者の近似

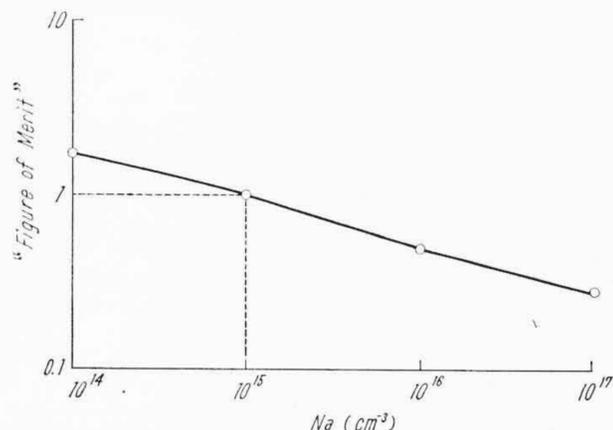
$$j_{E\max} = \frac{1}{2} j_{\max} \dots\dots\dots (1)$$

$$j_{\max} = N_a q V_{\max} \dots\dots\dots (2)$$

ここに  $j_{\max}$  : コレクタに流し得る最大電流密度  
 $N_a$  : コレクタ側アクセプタ濃度  
 $q$  : 電子の電荷  
 $V_{\max}$  : 正孔の最大ドリフト速度<sup>(4)</sup>

エミッタ電流に対してこのような条件を設けたことは等価的に考えれば遮断周波数の電流依存性を第1図のように近似したことに相当する。図には同時に筆者らが解析の基礎として用いる曲線をも示している。J. M. Early 氏の場合は第1図における  $j_{E\max}$  を比抵抗によってきまるパラメータと考え、筆者らの場合は同図における  $j_0$  を比抵抗によってきまるパラメータと考えている。

J. M. Early 氏は高周波の“Figure of Merit”とコレクタ側不純物濃度の関係について第2図に示す関係を得ている。図は  $N_a = 10^{15} \text{ cm}^{-3}$  のときの値を1にしたときの相対値を示している。図より不純物濃度の減少（あるいは比抵抗の増大）とともに“Figure of



第2図 高周波の“Figure of Merit”とコレクタ側アクセプタ濃度の関係 (J. M. Early 氏による)

\* 日立製作所武蔵工場

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

Merit”が単調に増加していることがわかる。筆者らの解析においても浮遊容量が零の場合はほとんど同様の傾向を示す。

しかし、実際のゲルマニウム・メサ形トランジスタにおいてはコレクタ側不純物濃度はそんなに低いものではなく、 $5 \times 10^{14} \sim 5 \times 10^{15} \text{cm}^{-3}$ の範囲にあるのが普通である。このような点から見ると J. M. Early 氏の結論は実際の設計に対して十分生かされていないように思われる。その一つの原因は浮遊容量の存在による。メサ形トランジスタのコレクタ接合容量はほとんどの場合 1 pF 以下であって、これはステムなどの寄生素子の浮遊容量と同程度の大きさになる。したがってコレクタ側の不純物濃度を下げて接合容量を小さくしたとしても、浮遊容量の大きさにカバーされて次第にその効果は見られなくなる。逆に、必要以上に接合容量を下げないで、不純物濃度をいくぶん高めにして電流容量を大きくするようにした方が実際には Merit が高くなる場合がある。このように寄生素子の影響が望ましくないことは明らかであって、現在、素子自体の改善とともに寄生素子の改善もきわめて重要な問題として研究が進められている<sup>(5)</sup>。

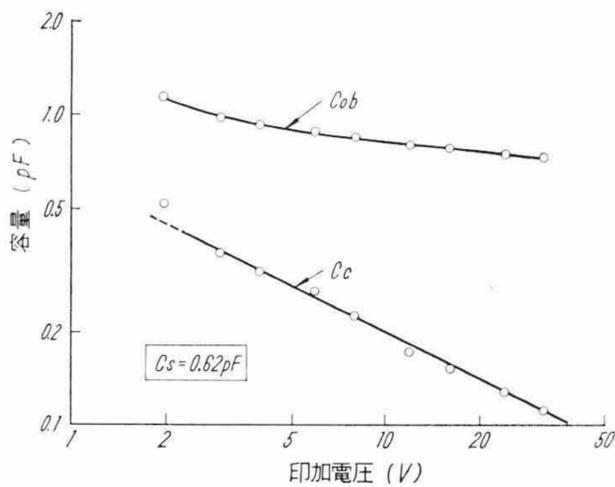
### 3. 従来の実験資料

#### 3.1 コレクタ容量について

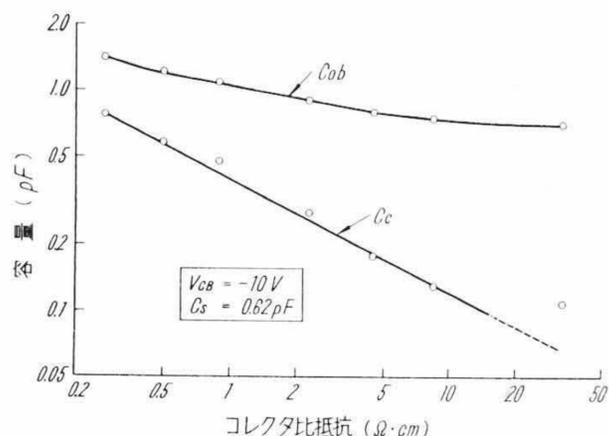
まず、コレクタ接合近辺の不純物分布形が階段形分布の特長を有していることを確かめる<sup>(2)</sup>。第3図はコレクタ容量 ( $c_{ob}$ ) のバイアス電圧依存性を示す。 $c_{ob}$  は素子自体の接合容量 ( $c_c$ ) とステムなどの寄生的部分の浮遊容量 ( $c_s$ ) からなる。同図は  $c_s = 0.62 \text{ pF}$  とおくことによって  $c_c$  のバイアス依存性が  $c_c \propto (\text{電圧})^{-1/2}$  の形で表現されることを示しており、これは接合近辺の不純物分布形を階段形で近似してよいことを意味している。

階段形接合においては接合容量は不純物濃度によって定まる。メサ形トランジスタにおいてはベース側の不純物濃度はコレクタ側のそれに比し圧倒的に高いからコレクタ容量に寄与するのはコレクタ側の不純物濃度である。

第4図はコレクタ比抵抗とコレクタ容量の関係を示す実験結果で



第3図 コレクタ容量の印加電圧依存性



第4図 コレクタ容量のコレクタ比抵抗依存性

ある。実験に用いた素子はTVチューナ用トランジスタ(2SA290)と同一寸法であり、プロットは約10個のデータの平均値である。この場合も  $c_s = 0.62 \text{ pF}$  とすることによって  $c_c$  の比抵抗依存性は  $c_c \propto (\text{比抵抗})^{-1/2}$  の形に表現することができ、上の実験で得られた結論を裏付けている。

以上二つの実験結果よりコレクタ比抵抗を  $\rho$  とすればコレクタ容量の比抵抗依存性は次式で与えられる:

$$c_{ob} = \frac{k}{\sqrt{\rho}} + c_s \dots \dots \dots (3)$$

(3)式の第1項は真性の接合容量をあらわし、第2項は浮遊容量を示す。ここで、 $k$ をさらにほかのパラメータであらわせば<sup>(6)</sup>

$$k = A_C \cdot \sqrt{\frac{\epsilon}{2\mu_p V_{CB}}} \dots \dots \dots (4)$$

- ここに  $A_C$ : コレクタ面積
- $\epsilon$ : Geの誘電率
- $\mu_p$ : Geの正孔移動度
- $V_{CB}$ : コレクタ・ベース間の印加電圧

#### 3.2 遮断周波数について

遮断周波数のエミッタ電流依存性は第1図にその一般的な様相を示した。はじめ、電流とともに遮断周波数が増加し、最大値をすぎた減少をはじめめる。この減少の様相はコレクタ比抵抗によって大きく異なって来る。さきに報告したように遮断周波数のエミッタ電流依存性は次の実験式できわめて満足に表現することができる<sup>(1)</sup>:

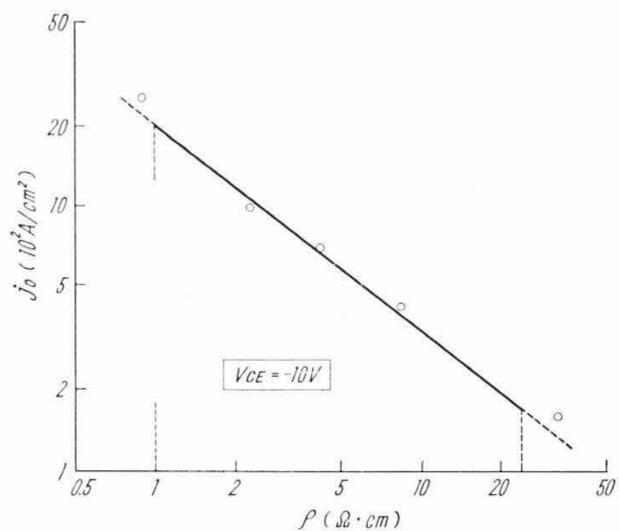
$$1/f_a = \frac{A}{I_E} + B \left\{ 1 + \left( \frac{I_E}{I_0} \right)^n \right\} \dots \dots \dots (5)$$

ここに  $I_E$  がエミッタ電流であり、 $A, B, I_0$  および  $n$  は定数である。(5)式をエミッタ電流密度  $j_E$  で表現すれば

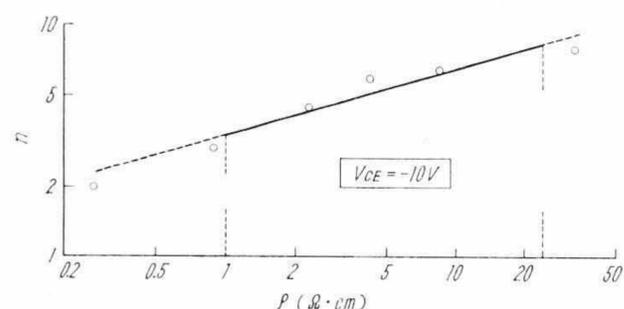
$$1/f_a = \frac{a}{j_E} + b \left\{ 1 + \left( \frac{j_E}{j_0} \right)^n \right\} \dots \dots \dots (6)$$

ここで(5)式および(6)式の定数の間には  $A_E$  をエミッタ面積として次の関係がある:

- $a = A_E \cdot A$
- $b = B$
- $j_0 = I_0 / A_E$



第5図 (6)式のパラメータ  $j_0$  のコレクタ比抵抗依存性



第6図 (6)式のパラメータ  $n$  のコレクタ比抵抗依存性

(6)式の定数中  $a$  および  $b$  はコレクタ比抵抗には大きく依存せずむしろベース領域の設計できる。第5図は  $j_0$  のコレクタ比抵抗依存性を示し、第6図は  $n$  のコレクタ比抵抗依存性を示す。バイアス電圧は  $V_{CE} = -10V$  であり、プロットは約10個のデータの平均値である。

4. 最適コレクタ比抵抗の決定

4.1 問題の定式化

以上 Ge メサ形トランジスタの最適コレクタ比抵抗を決定するための基礎的な実験資料を整理した。ベース抵抗はコレクタ比抵抗に無関係であることが明らかであるから“Figure of Merit”を最大にするためには結局次式を最小にすればよい：

$$\frac{c_{ob}}{f_a} = \left( \frac{k}{\sqrt{\rho}} + c_s \right) \left[ \frac{a}{j_E} + b \left\{ 1 + \left( \frac{j_E}{j_0} \right)^n \right\} \right]$$

$$= ak \left( \frac{1}{\sqrt{\rho}} + \frac{c_s}{k} \right) \left[ \frac{1}{j_E} + \frac{b}{a} \left\{ 1 + \left( \frac{j_E}{j_0} \right)^n \right\} \right] \dots (7)$$

ここで  $\rho$ ,  $j_E$  を変数とし、 $c_s/k$ ,  $b/a$  をパラメータとして含む次のような関数  $F$  を考える：

$$F(\rho, j_E; c_s/k, b/a) = \left( \frac{1}{\sqrt{\rho}} + \frac{c_s}{k} \right) \left[ \frac{1}{j_E} + \frac{b}{a} \left\{ 1 + \left( \frac{j_E}{j_0} \right)^n \right\} \right] \dots (8)$$

以上によって最適コレクタ比抵抗を決定する問題は、パラメータ  $c_s/k$ ,  $b/a$  が与えられ  $j_E$  を任意に可変とするとき関数  $F$  を最小にするための  $\rho$  を決定する問題に帰せられる。

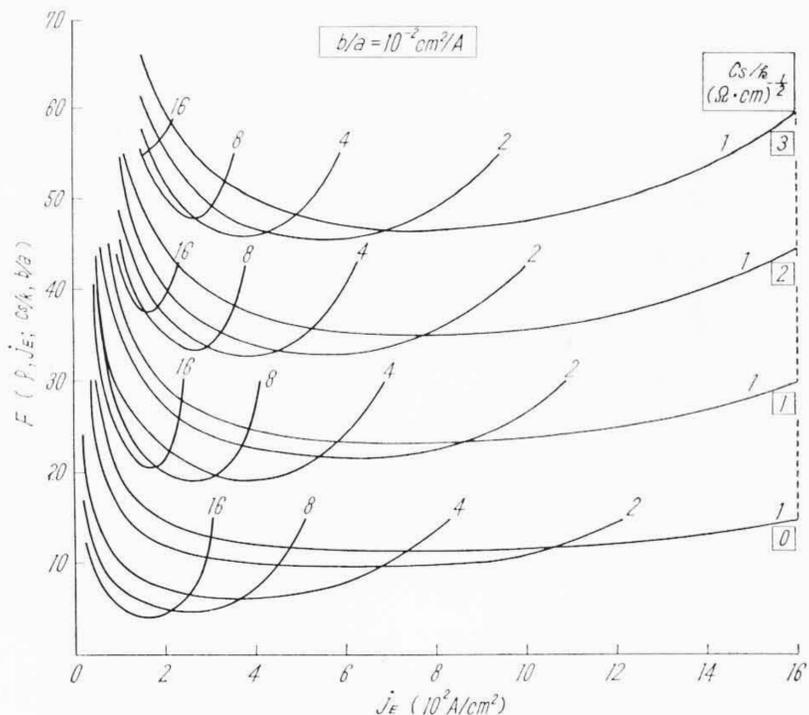
4.2 計算結果

数値計算は関数  $F(\rho, j_E; c_s/k, b/a)$  のパラメータを第1表のように定めて行なった。たとえばTVチューナ用トランジスタでは  $b/a \sim 15$ ,  $c_s/k \sim 1$ , UHFトランジスタでは  $b/a \sim 3$ ,  $c_s/k \sim 3$  のものがあるから第1表のパラメータの選定は実用的な範囲を大体カバーしている。また、浮遊容量が全く存在しない理想的な場合は  $c_s/k = 0$  とおけばよい。

第7図に第1表のパラメータに対する関数  $F$  の計算結果を示し

第1表 数値計算を行なうための(6)式のパラメータ

$b/a$ $10^{-3} \text{cm}^2/\text{A}$	$c_s/k$ $(\Omega \cdot \text{cm})^{-1/2}$
5	0, 1, 2, 3
10	0, 1, 2, 3
15	0, 1, 2, 3



第7図  $b/a = 10^{-2} \text{cm}^2/\text{A}$  の場合の関数  $F$  の計算結果

た。パラメータ  $b/a$  は図の最上部に示され、 $c_s/k$  は図の右端に示されている。また各曲線に付随している数値は  $\Omega \cdot \text{cm}$  を単位にした比抵抗の値である。また  $F$  の単位は  $10^{-3} \cdot \Omega^{-1/2} \cdot \text{cm}^{-3/2} \cdot \text{A}^{-1}$  である。以下の計算結果でも  $F$  は無名数のように取り扱っているが、すべて上記単位になっている。

これらの図より  $c_s/k = 0$ , つまり浮遊容量が存在しない理想的な場合には比抵抗が高いほど  $F$  が小さく、したがって Merit が高い。この結果は第2図に示した J. M. Early 氏の結果と定性的に同じである。一方、 $c_s/k$  が大きくなると  $F$  を最小にする比抵抗は次第に低い方に移動する。

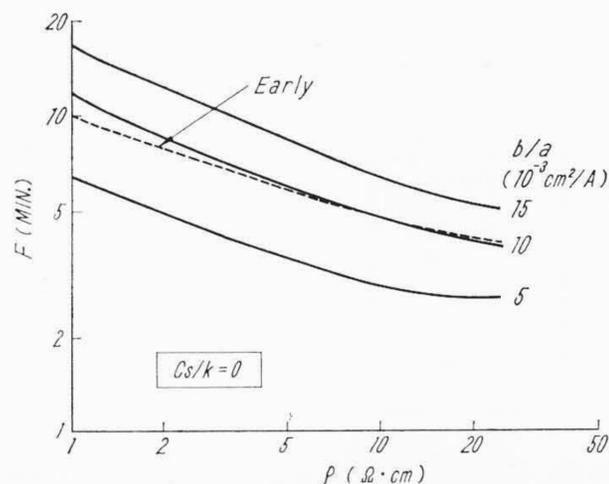
$F$  の最小値を求めるためには  $F$  を  $j_E$  で微分して零とおけばよい。これより  $F$  を最小にする電流密度を求めることができる。

$$\frac{\partial F}{\partial j_E} = 0 \dots (9)$$

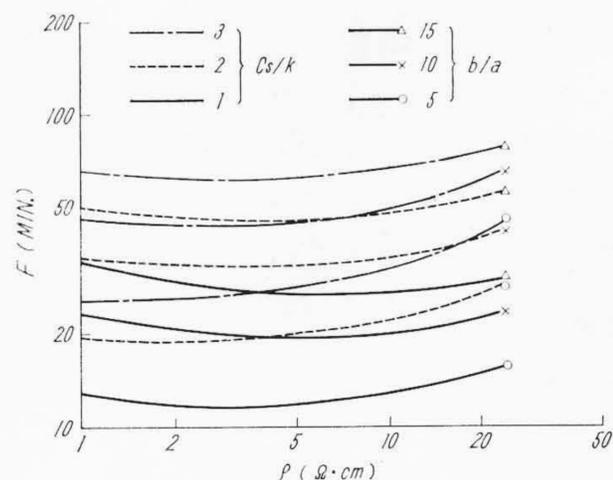
$$j_E = \left( \frac{a}{nb} \cdot j_0^n \right)^{\frac{1}{n+1}} \dots (10)$$

(10)式で求められた  $j_E$  は比抵抗とパラメータ  $b/a$  を指定すれば一義的に定まる。また、(10)式で得られた  $j_E$  を(8)式に代入することによって  $F(\rho, j_E; c_s/k, b/a)$  の最小値を求めることができる。このようにして求めた  $F$  の最小値を比抵抗の関数として表現し、さらにそれが最小になるときの比抵抗を求めれば、これが“Figure of Merit”に対する最適コレクタ比抵抗となる。

第8図に浮遊容量が存在しない理想的な場合について  $F$  の最小値の比抵抗依存性を  $b/a$  をパラメータにして示した。同図の曲線群より、比抵抗が高いほど  $F$  の最小値は小さくなること、およびその比抵抗に対する依存性はパラメータ  $b/a$  の変化によってほとんど変わらないことがわかる。同図の点線は第2図に示した J. M. Early 氏の結果を  $\rho = 1 \Omega \cdot \text{cm}$  のとき  $F = 10$  として示している。比抵抗に対する依存性は筆者らの結果とかなりよく一致している。しかし浮遊容



第8図 浮遊容量が存在しない場合の  $F$  の最小値の比抵抗依存性



第9図 浮遊容量が存在するときの  $F$  の最小値の比抵抗依存性

量が全く存在しないということは実際にはあり得ず、したがって実際の設計に対しては第8図の結果が指導性を失なうことは前に指摘したとおりである。

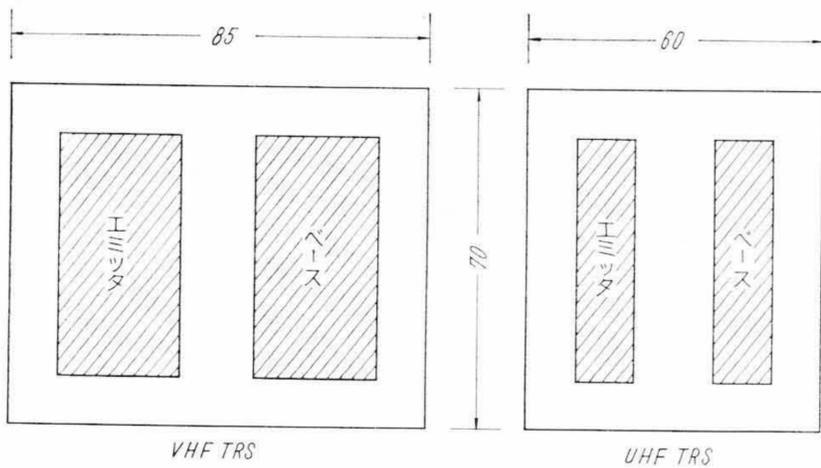
第9図は  $c_s/k$  が零でないときの  $F$  の最小値の比抵抗依存性を  $b/a$  をパラメータとして示している。同図は第8図の模様と大きく趣を異にしていることがわかる。浮遊容量が存在しない理想的な場合には比抵抗は高いほど Merit が高いのであるが、実際的な場合には比抵抗に最適値が存在するということがきわめて重要な点である。また、第9図の曲線の傾向から判断すると最適比抵抗よりも少し低めのほうが安全であることもわかる。前に指摘したように、現実に製品化されているメサ形トランジスタにおいて極端に比抵抗の高いものがないことは以上のような考察の結果によって始めて納得されることである。

5. UHF トランジスタへの応用

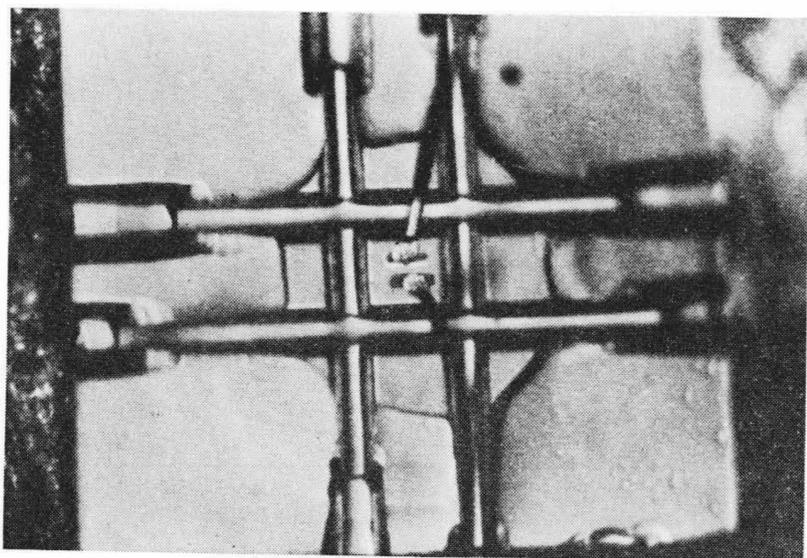
以上メサ形トランジスタの高周波の“Figure of Merit”を最大にするための最適コレクタ比抵抗を決定する具体的な方法を明らかにした。筆者らはこのような考え方に基づいて UHF トランジスタについて検討したのでその概略を報告する<sup>(7)</sup>。

まず UHF トランジスタと従来の TV チューナ用トランジスタの電極寸法を比較して第10図に示した。蒸着電極は細ければ細いほど高周波の Merit が高くなるということはすでに J. M. Early 氏が指摘しているところであるが<sup>(8)</sup>、あまり細くなると電極からのリード線の引き出しが非常に困難になる。HS 523 では電極の幅は 2 SA 290 の約 1/2 になっている。第11図に熱圧着後の顕微鏡写真を示した。リード線は  $8 \mu\phi$  の金線である。

電極寸法とステムの構造が定まると(8)式の  $F(\rho, j_E; c_s/k, b/a)$  のパラメータ  $c_s/k$  と  $b/a$  の大体の値が定まる。 $c_s/k \sim 3$ ,  $b/a \sim 3(\times 10^{-3} \text{cm}^2/\text{A})$  として計算するとコレクタ比抵抗としては  $1 \sim 1.5 \Omega \cdot \text{cm}$



第10図 HS 523 (UHF トランジスタ) と 2 SA 290 (VHF トランジスタ) の電極構造 (単位  $\mu$ )



第11図 HS 523 の熱圧着後顕微鏡写真 (約 100 倍)

第2表 不純物分布形の最適条件を求めるための実験計画

ロット	拡散時間(分)	コレクタ比抵抗( $\Omega \cdot \text{cm}$ )	再拡散
#A	45	4	なし
#B	30	1	なし
#C	45	1	なし
#D	30	1	5分

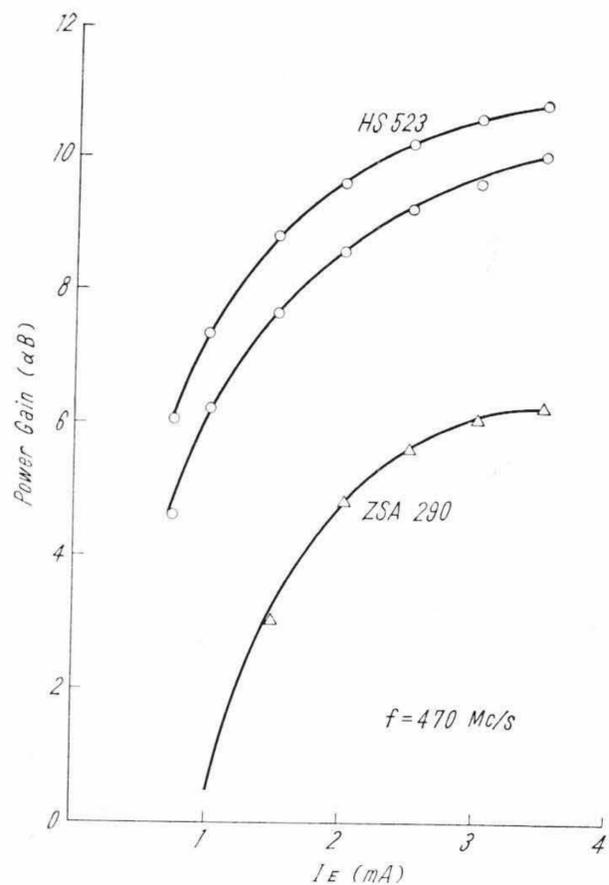
第3表 高周波パラメータの測定結果

特 性 (単 位)	$c_{ob}$ (pF)	$Re(h_{ie})$ ( $\Omega$ )	$ h_{fe} $ (-)
ロット	-10V 1 Mc/s	-6V 3mA 100 Mc/s	-6V 3mA 100 Mc/s
#A	0.8	100	8
#B	0.9	135~145	14
#C	0.9	90~95	11~12
#D	0.9	120~130	14

が最適である。

ベースおよびコレクタ領域の不純物分布形は拡散工程で決まってしまう。不純物分布形の最適条件を求めるために第2表に示すような仕様で試作実験を行なった。第2表において再拡散と呼ぶのは通常の拡散を終えたあと不純物源を取り去って熱処理を与える方法であって、高周波特性を損わずにエミッタ耐圧を若干高くするのに効果的である。その原理についてはさきに詳細な報告<sup>(8)</sup>を行なったのでここでは省略する。

第3表は上記仕様で行なった実験のうち高周波パラメータの測定結果を整理したものである。ここで  $Re(h_{ie})$  はベース抵抗 ( $r_{bb'}$ ) に相当するパラメータであり、 $|h_{fe}|$  は遮断周波数 ( $f_\alpha$ ) に比例する量である。 $Re(h_{ie})$  はベース領域の不純物分布形で定まるパラメータであるから比抵抗が適当かどうかを見るためには  $c_{ob}/|h_{fe}|$  の値の大小を見ればよい。拡散時間が同じで比抵抗のみが異なる #A ( $\rho = 4 \Omega \cdot \text{cm}$ ) と #C ( $\rho = 1 \Omega \cdot \text{cm}$ ) についてその値を比較すると #C の方が明らかに Merit が高い。これは上記の理論的な予想を裏付けている。また、この表から再拡散法の効果を見出すのは困難であるが、#B と #D についてエミッタの耐圧を比較すると #D では  $30 \mu\text{A } V_{E0} = 0.65 \text{V}$ , #B では  $30 \mu\text{A } V_{E0} = 0.40 \text{V}$  であり、その効果が明らかになる。拡散時間の最適値を求めるためには  $|h_{fe}|/Re(h_{ie})$  の値の大小が



第12図 470 Mc/s における電力利得のエミッタ電流依存性

判定基準になる。コレクタ比抵抗が同じで拡散時間のみ異なる #B (30分) と #C (45分) とを比較すると #C の方が Merit が高い。したがって総合的に #C の条件が最適である。この場合  $f_a \sim 1,500 \text{ Mc/s}$ ,  $r_{bb'} \sim 95 \Omega$ ,  $c_{ob} \sim 0.9 \text{ pF}$  となる。第12図は  $470 \text{ Mc/s}$  における電力利得のエミッタ電流依存性の測定結果である。図より従来の製品に比し約 4~5 dB 利得が向上していることがわかる。

6. 結 言

Geメサ形トランジスタの高周波の“Figure of Merit”を最大にするためのコレクタ比抵抗を求めた。コレクタ比抵抗に支配される高周波のパラメータはコレクタ容量 ( $c_{ob}$ ) と遮断周波数 ( $f_a$ ) のエミッタ電流依存性であり、これらのパラメータに対し次のような表現を用いた:

$$c_{ob} = \frac{k}{\sqrt{\rho}} + c_s \dots\dots\dots (3)$$

$$1/f_a = \frac{a}{j_E} + b \left\{ 1 + \left( \frac{j_E}{j_0} \right)^n \right\} \dots\dots\dots (6)$$

ここで  $k$ ,  $c_s$ ,  $a$  および  $b$  は比抵抗によらない定数であって、 $j_0$  および  $n$  は比抵抗に依存する。第5図および第6図にその比抵抗依存性を示している。

“Figure of Merit”を最大にするために、 $c_{ob}/f_a$ を最小にするコレクタ比抵抗を計算した。浮遊容量が存在しない ( $c_s=0$ ) 理想の場合にはコレクタ比抵抗が高いほど Merit が高く、その傾向は考察

の基礎を若干異にする J. M. Early 氏の結果とよく一致する。また、浮遊容量が無視できない ( $c_s \neq 0$ ) 場合にはコレクタ比抵抗に最適値が存在する。

筆者らは以上のような考え方に基づいて UHF トランジスタ HS 523 を開発した。コレクタ比抵抗をかえて試作実験を行なうことによって理論的な予想を裏付けることができた。その高周波特性は、 $f_a \sim 1,500 \text{ Mc/s}$ ,  $r_{bb'} \sim 95 \Omega$ ,  $c_{ob} \sim 0.9 \text{ pF}$  であり、 $470 \text{ Mc/s}$  における電力利得は従来の 2SA 290 より 4~5 dB 高く、10~11 dB となった。

終わりにのぞみ、本研究の途上、ご指導、ご激励を賜わった宮城精吉博士、桑田正信博士および中村純之助博士に対し謹んで謝意を表わす。

参 考 文 献

- (1) 牧本: 応用物理 31, 505 (昭37-7)
- (2) 牧本: 日立評論 44, 753 (昭37-5)
- (3) J. M. Early: Proc. IRE, 46, 1924 (Dec. 1958)
- (4) E. J. Ryder: Phys. Rev., 90, 766 (June 1953)
- (5) J. D. McCotter et al: IRE Trans. on Electron Devices, ED-8 (Jan. 1961)  
Microwave Transistor Mounts in Coaxial Shell: Bell Lab. Rec., 38, (1960)
- (6) 川上正光: 電子回路 V, 82 (昭33 共立出版)
- (7) T. Makimoto and K. Sato: Hitachi Review (to be published)
- (8) 牧本: 応用物理 31, 544 (昭37-7)



特 許 の 紹 介

特許第245636号

福田 寿・谷崎 義一  
栗田 健太郎

負 荷 時 電 圧 位 相 調 整 変 圧 器

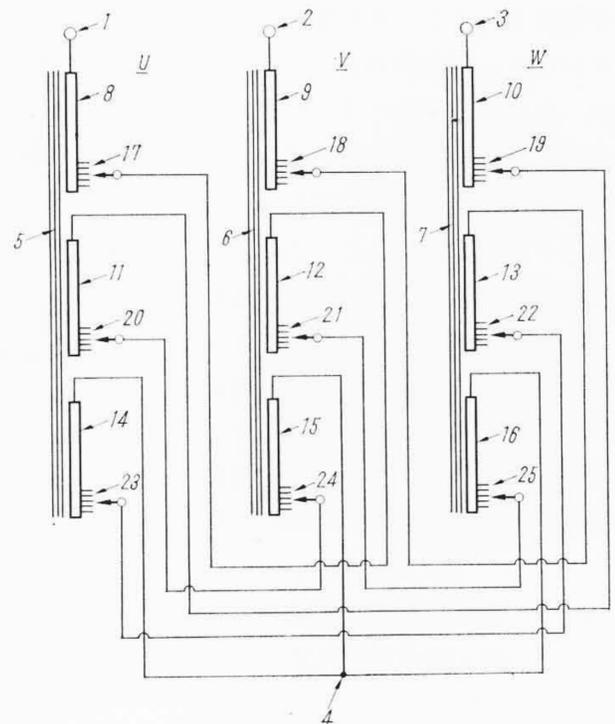
電力潮流調整のため変圧器の負荷時電圧とともに位相を調整するためには、従来直角位相分の電圧供給用の別個の位相調整変圧器を主変圧器のほかに設けることを要し、設備費の著しい増大をまぬがれなかった。これを避けるため変圧器内に補助巻線を設けて位相調整を行なうことを試みられたこともあるが、位相調整可能の範囲が十分でなく特に同相電圧分に無関係に直角位相電圧分のみを自由に調整することは困難であった。

この発明の変圧器は、別個の位相調整変圧器を必要とすることなくしかも上述のような従来の難点を解決したものである。

図において 1, 2, 3 は変圧器の三相 U, V, W の各端子, 4 は中性点, 5, 6, 7 は各相の鉄心, 8, 9, 10 は各相の一次巻線または二次巻線をなす主巻線, 11, 12, 13 および 14, 15, 16 は各相のそれぞれの鉄心 5, 6, 7 にそれぞれの主巻線 8, 9, 10 とともに巻かれた補助巻線を示す。U相の主巻線 8 には V相の補助巻線 12 および W相の補助巻線 16 を直列に接続し、同様に V相の主巻線 9 には W相の補助巻線 13 と U相の補助巻線 14 とを、また W相の主巻線 10 には U相の補助巻線 11 と V相の補助巻線 15 とをそれぞれ直列に接続するものとする。17, 18, 19 はそれぞれ主巻線 8, 9, 10 のタップ調整装置, 20, 23 および 21, 24 および 22, 25 はそれぞれ補助巻線 11, 14 および 12, 15 および 13, 16 のタップ調整装置を示す。

今、負荷時電圧を調整する場合は、各主巻線 8, 9, 10 に対応するタップ調整装置 17, 18, 19 の調整により行なわれるが、位相調整に際しては、各相主巻線に直列に接続された2個の補助巻線の電圧の大きさを調整すればよい。

すなわち、各補助巻線の電圧の大きさを相等しく調整した場合は、主巻線と同相分の電圧の方向を互いに相殺し、したがって直角分のみ位相調整を行ないうる。また各補助巻線の電圧値をそれぞれ変化させ、その接続方向を転換すれば、直角分のみならず、主巻線の



電圧と同相である同相分の調整ができる。

上述のように、この発明によれば、別個の直角分位相調整変圧器を必要とすることなく、この種装置の価格を著しく軽減しうるとともに、従来の一個の補助巻線を備えた変圧器に比較し、位相調整可能範囲を線的变化から面積的变化に拡大しうるものである。

(須 田)