

表面溶融型トランジスタの研究

岩 田 三 郎

昭和 3 6 年 3 月

東京大学工学部
電気工学科

学
論
類

144

学位授与年月日：
昭和 37 年 3 月 31 日

著者名：岩田三郎

学位授与番号： 一

目 次

1 総論	1
2 製造方法	4
2.0 序論	4
2.1 結晶の製造方法	6
2.1.1 結晶製造の原理	6
2.1.2 装置の説明	7
2.1.3 結晶製造の実際	10
2.1.4 設計方法	14
2.2 結晶の測定と検討	29
2.2.0 序	29
2.2.1 ベース中の測定	29
2.2.2 製造条件とベース中の関係	31
2.2.3 ベース領域の不純物濃度分布の測定	33
2.2.4 不純物の偏析についての検討	36
2.3 切断と化学処理	39
2.4 電極の取付けと表面処理	42
2.4.0 序	42
2.4.1 ベース電極の取付け方法	42
2.4.2 各種金線と比較	45
2.4.3 Sb 鍍金金線の製造方法	46
2.4.4 ベースリードとフレクタ間の電気容量と破壊電圧	49
2.4.5 表面処理	52
2.5 結論	53
3 電気的特性	55
3.0 序論	55

3.1	ドリフト・トランジスタの理論	56
3.1.0	序	56
3.1.1	ドリフト・トランジスタのパラメータ	56
3.1.2	電界と移動度が一定でない場合の β の補正式	61
3.2	高周波特性	64
3.2.0	序	64
3.2.1	寄生的な量の理論的補正	64
3.2.2	寄生的な量の測定	78
3.2.3	Hパラメータの実験値とその補正及び検討	83
3.2.4	電流増巾率に対する空乏層の影響	95
3.3	直流特性と電流増巾率の温度特性	98
3.3.1	直流特性	98
3.3.2	電流増巾率 α の温度特性	101
3.4	パルス特性	103
3.5	結論	104
4	応用特性	106
4.0	序論	106
4.1	単一方向化電力利得	107
4.1.0	序	107
4.1.1	原理	107
4.1.2	測定	110
4.1.3	計算値と実測値の比較	113
4.1.4	100 MC以上に於ける電力利得の測定	115
4.1.5	100 MC以上に於ける電力利得の計算	115
4.1.6	100 MC電力利得測定器	116
4.2	高周波増巾に於ける雑音指数	119
4.2.0	序	119

4.2.1	雑音指数の測定	119
4.2.2	計算値と実測値の比較	120
4.3	周波数変換特性	123
4.3.0	序	123
4.3.1	周波数変換の四端子組表示	123
4.3.2	周波数変換利得測定装置	124
4.3.3	測定結果	127
4.3.4	変換利得の計算値と実測値の比較	131
4.4	超短波発振特性	133
4.4.0	序	133
4.4.1	測定回路及び測定方法	133
4.4.2	実験結果	134
4.5	TFM 121 FM-AM 受信機	138
4.6	結論	143
5	生産における諸問題	144
5.0	序論	144
5.1	2T20型の生産	145
5.1.1	生産の状況	145
5.1.2	不純物量と特性の関係	148
5.1.3	電流増巾率と電力利得の分布	152
5.1.4	信頼度	155
5.1.5	2T20型の規格	158
5.2	TX117の生産	159
5.3	結論	168
6	他の高周波トランジスタとの比較	169
7	結論	173

付録 2T20型トランジスタの規格

第一章 總論

トランジスタが發明されて以來僅か十數年が経過してゐる。現在、その用途は既に非常に広範圍に及んでゐる。特に当初はトランジスタのう使用できる周波数が低周波に限られてゐたが、現在では超短波の領域にも十分使用できるトランジスタが續々市販される様になつた。高周波用トランジスタとしては現在ではいわゆるメサ型トランジスタが主流を占めてゐるが、ここでのべる表面溶融型トランジスタはメサ型よりも遙かに容易に且つ安價に製造できるトランジスタで、性能も十分メサ型のそれに匹敵する。トランジスタの高周波特性がよい爲にはベース巾が小さくなくてはならない。ダブルドーピングによる結晶製造法や合金法ではベース巾の制御が非常に困難であつて、現在では高周波トランジスタはメサ型をはじめとしてほとんどが不純物の固体中拡散を利用して作られてゐる。成長型トランジスタとしてもN型不純物とP型不純物の拡散定数の差を利用した成長拡散法が成長型の新しい方法として用いられてゐるが、これは周波数限界や経済性の問題で必ずしも満足な方法ではない。本論文でのべる表面溶融法は経済性と操作の容易さに重点をおいて考えられた新しい方法で、P型ゲルマニウム單結晶の小片の上にN型及びP型不純物の少量をのせ、表面より輻射熱によつて溶融し、再結晶させるのがその特色である。母結晶が小さいということは原料費が少くなること、冷却時間が短い爲めに拡散距離短

が小さくなり従ってベース巾が小さくなって高周波特性がよくなることの二つの利点を生みだしてくれらる。それ以後の組み立ては普通の成長型トランジスタとほぼ同じであってXサ型にくらべてはるかに容易である。この方法は最初短波帯トランジスタの製造法として採用されたが、いろいろの改良を加えることによりFM帯、さらにテレビ帯にも十分使用できるトランジスタを作ることも容易になった。使用目的によって設計条件を変え、2T20型、TX117型の二種類のものゝ研究試作した。前者は短波帯、FM帯に使用することを目的とし後者はテレビ帯にも使用することが出来る。2T20型は現在工場において量産しており、性能、歩留り、原価共に十分満足な状態にある。両者は原理的には全く同じものであるから本論文では主としてTX117型について述べ、2T20型については第4章と第5章でふれることにする。以下本論文の概要を各章毎にのべることにする。

第1章では製造法について述べる。製造法で特に問題になるのは結晶の製造と電極の取りつけであって、高性能と経済性を目標とした設計理論と製造の実際をのべる。第2章では完成したトランジスタの900メガサイクルまでの電氣的特性を測定した結果をのべ、それが寄生的素子によって大きい影響をうけることを示す。又これらの影響を除いた本質的パラメータの電氣的パラメータと構造パラメータとの関係を明らかにする。第3章ではパルス特性の測定結果についてもふれる。第4章では応用特性として高周波における電力利得、雑音、周波数変換、共振特性の測定の結果とそれの基礎的

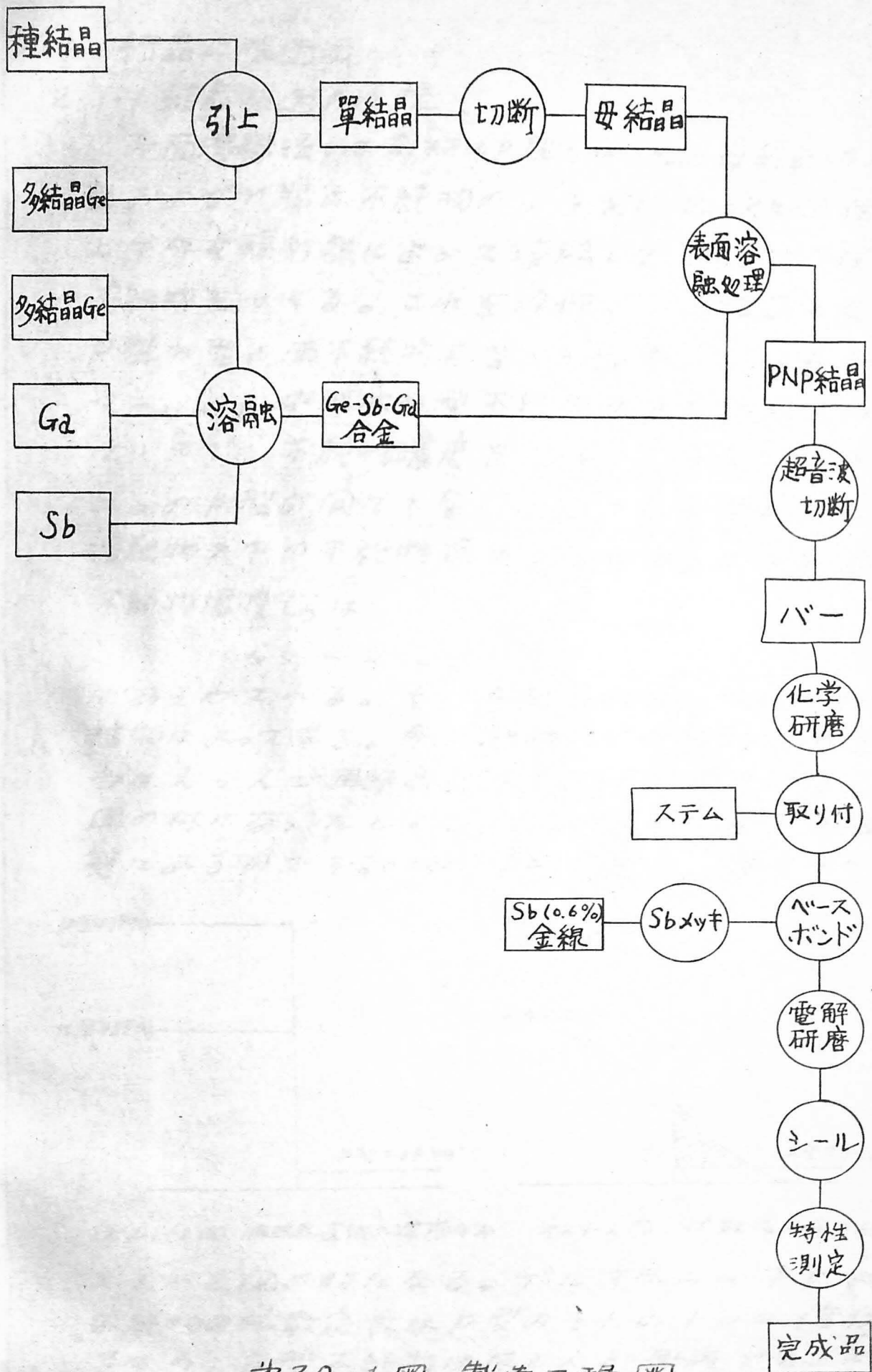
的パラメータとの関係を検討する。第四章の最後に FM 受信機に 2T20 型を使用した場合の實際をのべる。第五章では生産の実際上の向題の内特に特性の分布、その結晶による相違、歩留り等についてのべる。第六章では各章でのべたことを総合してこのトランジスタと他の高周波用トランジスタを製造原価と特性の二つの点で比較する。

第二章 製造方法

- 2.0 序論
- 2.1 結晶の製造方法
- 2.2 結晶の測定と検討
- 2.3 切断と化学処理
- 2.4 電極の取付けと表面処理
- 2.5 結論

2.0 序論

この章では製造の実際の操作と設計方法をのべ希望する高周波特性を得るための製造条件を考察する。2.1では製造装置の概要と製造方法、設計方法、特にトランジスタの主要素であるベース中、不純物濃度分布等と製造条件即ち添加不純物量、冷却時間との関聯を検討する。実際製造した結晶が所望の条件を備えてゐるかを否かを検査することは成長型トランジスタの性能、歩留りがほとんど結晶の性質に依存してゐるので非常に重要である。2.2では特にベース中、ベース中の不純物濃度分布の測定法をのべる。2.3では結晶をバーにするための切断方法とそれ以後の化学処理、2.4では電極の取付け方法をのべる。このトランジスタではベース中が非常に狭いのでベースリードの取付けには特に工夫を要する。2.4では色々な方法を試みた結果、アンチモン鍍金した金線が最もおぐれてゐることを示し、電極取付け後の表面処理として苛性カリによる電解エッチ法に依つてのべる。このトランジスタの製造の主要点は結晶の製造とベースリードの取付け法にあるのでこの二点に依つて詳しく論ずる。第2.0-1図は製造工程図である。



※2.0-1 製造工程図

2.1 結晶の製造法

2.1.1 結晶製造の原理

表面溶融法では最初にP型ゲルマニウムの母結晶の上にP型およびN型の不純物の小片をのせ、次に母結晶の上半分を輻射熱によって溶融して不純物を含んだ溶融物をつくる。これを冷却して再結晶させればP型N型の両不純物を含んだ結晶が得られるが、ゲルマニウムの中ではN型不純物の方が拡散定数が大きいのので、不純物濃度を適当にえらんでおけば、二つのP型の間にN型の層をつくることができる。溶融物の中の不純物濃度を C_L とすれば再結晶層の不純物濃度 C_S は

$$C_S = k C_L$$

であらわされる。 k は分配係数とよばれる不純物の種類によって異なる。今溶融物の中の不純物濃度を適当にえらんで再結晶直後の不純物濃度が図2.1-1の形になるとする。この後も結晶は高温の状態にあるので不純物の拡散が起り、濃度分布は

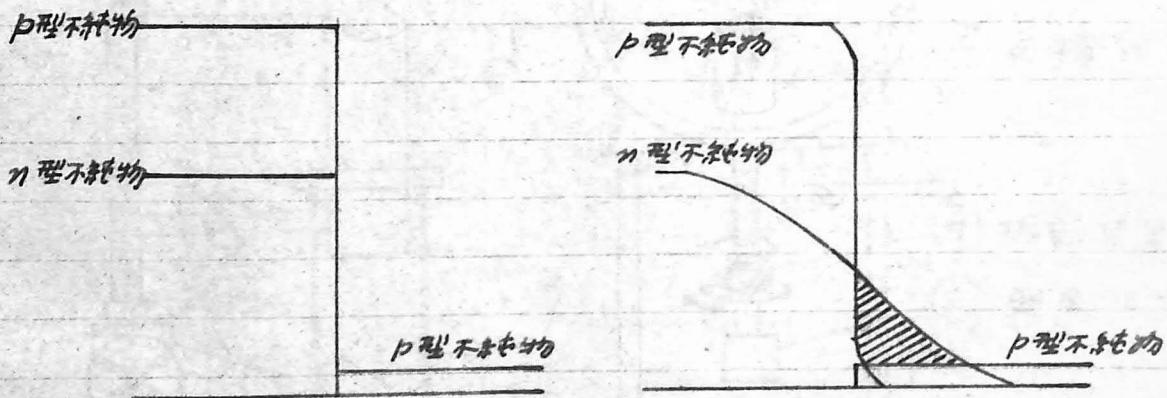


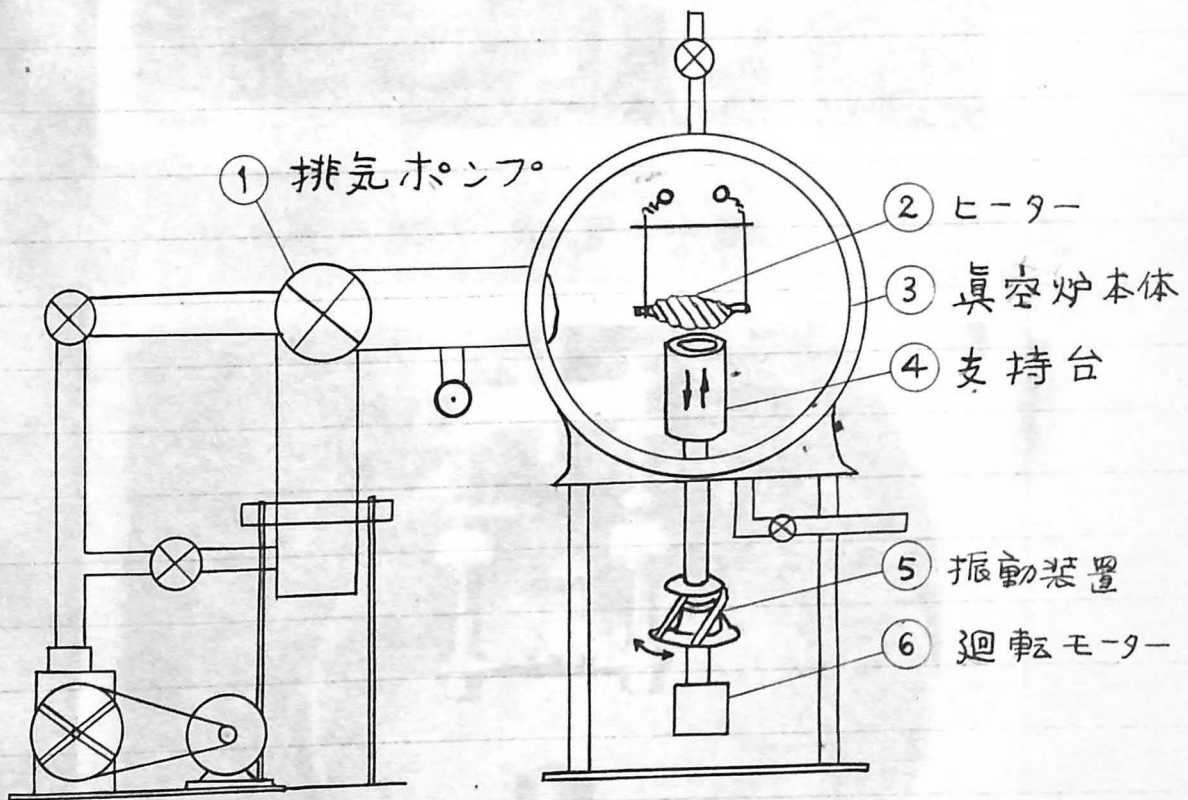
図2.1-1 再結晶直後の濃度分布 図2.1-2 拡散後の濃度分布

図2.1-2の形になる。ゲルマニウムの中ではN型不純物の拡散定数はP型のその100倍位であるから、P型不純物はほとんど無視できる程度で

第2.1-2図の斜線の部分にN型層ができてゐる。トランジスタとしては母結晶がコレクタ、再結晶層がエミッタ、N型層がベースになる。表面溶融法はこの原理を利用した他の方法、例えば成長拡散法や浸漬法に比べて多くの利点をもっているが、その詳細については次節以下にのべることにする。

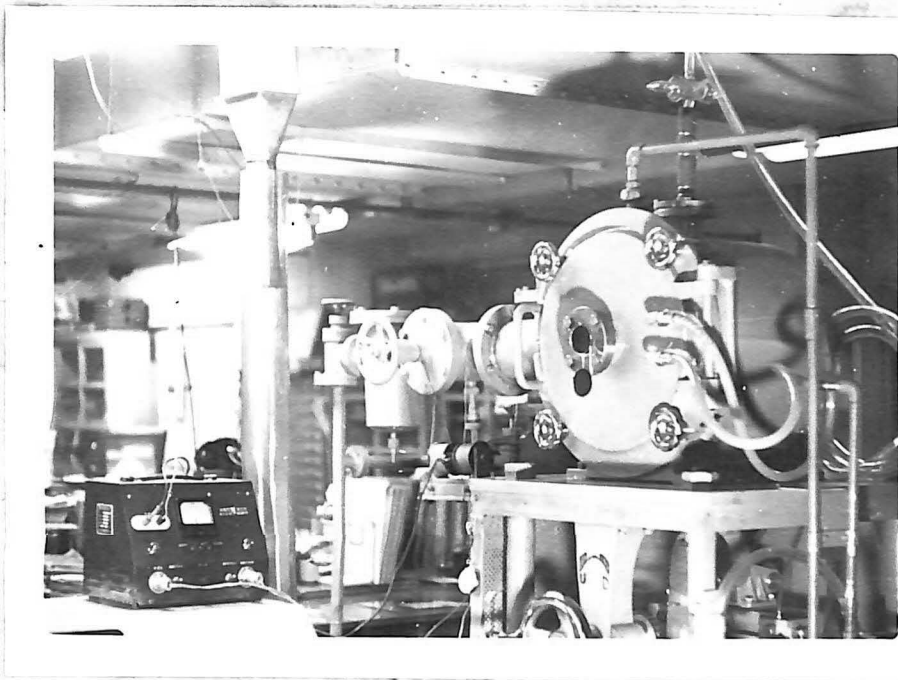
2.1.2 装置の説明

装置の概略図を第2.1-3図に、外観の写真を第2.1-4図、内部の写真を第2.1-5図に示した。③の炉本体は①の真空装置によって排気される。到達真空度は 10^{-6} mm Hgであり、 10^{-4} mm Hgに達するには約2分を要する。最初は真空にしないうで不活性ガスで置換することを試みたが、置換に相当の時

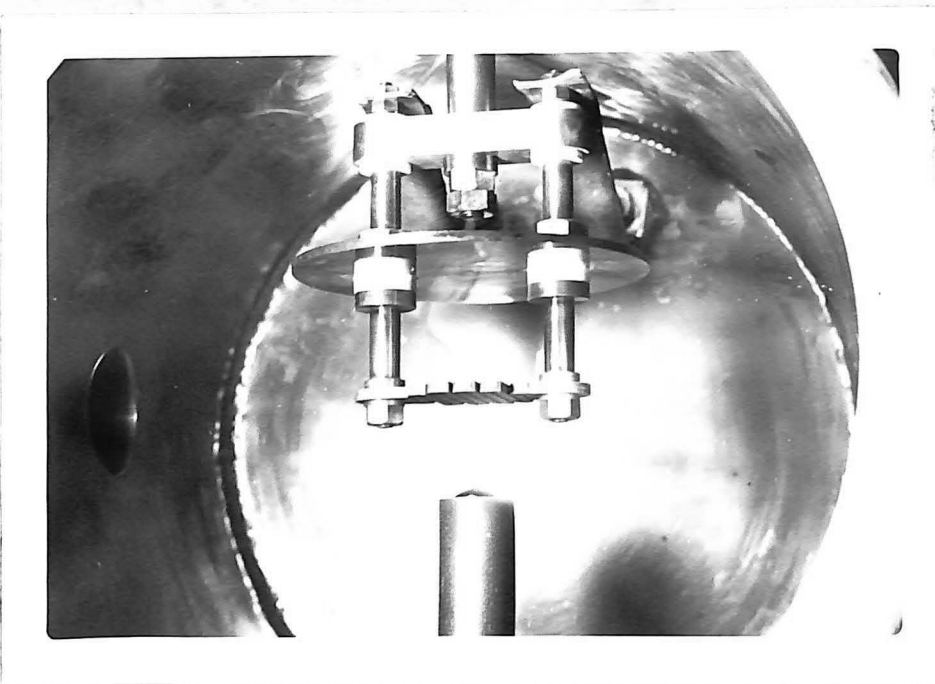


第2.1-3図 結晶製造装置の概略図

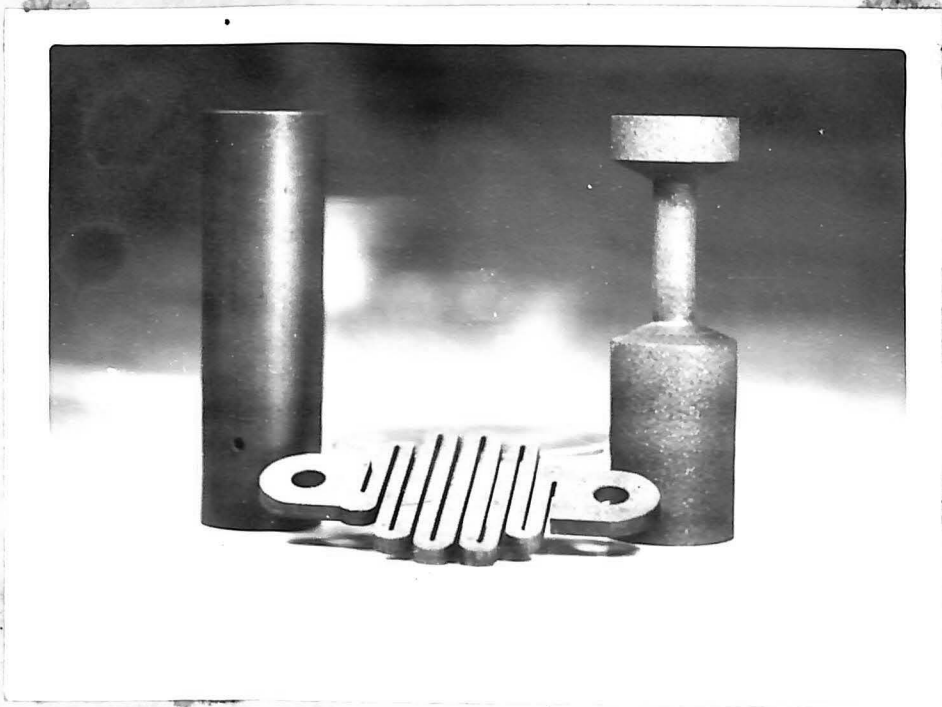
直を要し、ヒーターの寿命も真空の時に比べて
 大分短くなるので②の方式に改造した。②は
 グラファイト製のヒーターでホ2.1-6図の中央はそ
 の写真である。結晶を溶解するときは大抵25V
 で80Aの電流を流す。④は同じくグラファイト製



ホ2.1-4図 装置の外観



ホ2.1-5図 装置の内部



オ2-1-6図 結晶支持台とヒーター(中央)

の結晶支持台でオ2-1-6
 図の両端はその写真であ
 る。右のI型の台の方が
 再結晶面が平らになるの
 で現在ではこの形のもの
 を使用してゐる。支持台
 は⑥のモーターで20
 r.p.m.の回転をする様に
 なっており、同時に⑤の振
 動装置(オ2-1-7図)
 によつて100 μ 全振巾
 約3°の円周方向の振動が
 与えられる。装置は非常
 に簡單で制御装置は全然
 使用してゐない。



オ2-1-7図 振動装置

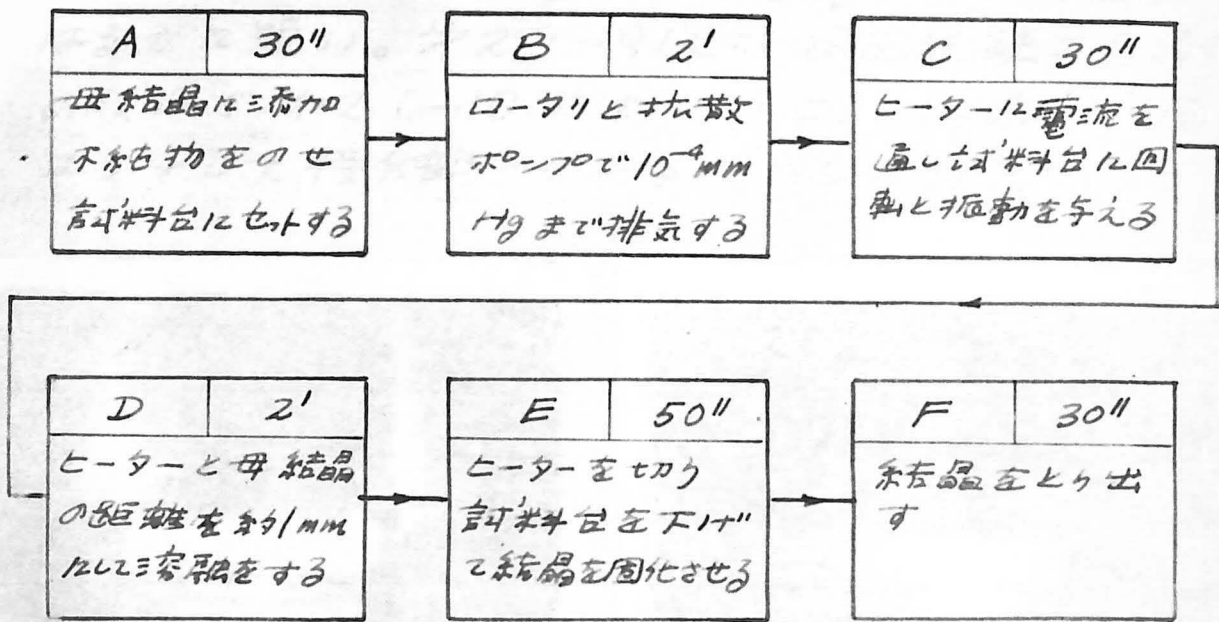
2.1.3 結晶製造の実際

母結晶は<111>方向に引上げたGraあるいはInを含む比抵抗0.4~1 ohm-cmのp型ゲルマニウム単結晶で直径20mm位、厚さ2.5mm~3.5mm、重量約4~6互の内筒形をしてゐる。添加する不純物は表2.1-1表の如きものがある

アクセプト不純物				ドナー不純物			
物質	分配係数	拡散定数 (936°C) cm ² /sec	蒸気圧 (1000°C) mmHg	物質	分配係数	拡散定数 (936°C) cm ² /sec	蒸気圧 (1000°C) mmHg
B	16	1.0 × 10 ⁻¹⁰	< 10 ⁻⁸				
Al	0.10	—	2 × 10 ⁻⁴	P	0.12	1.4 × 10 ⁻¹⁰	> 10 ⁴
Ga	0.10	3.1 × 10 ⁻¹²	4 × 10 ⁻³	As	0.04	6.0 × 10 ⁻¹⁰	> 10 ³
In	0.001	4 × 10 ⁻¹²	4 × 10 ⁻²	Sb	0.003	3.8 × 10 ⁻¹⁰	15
Tl	4 × 10 ⁻⁵	4 × 10 ⁻¹³	10	Bi	4 × 10 ⁻⁵	3.8 × 10 ⁻¹⁰	6

表2.1-1 各種不純物の定数

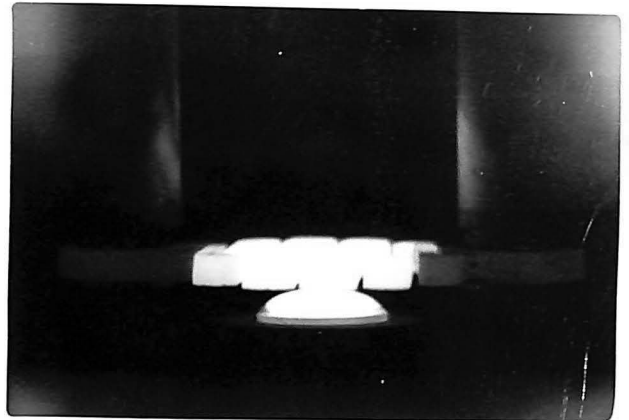
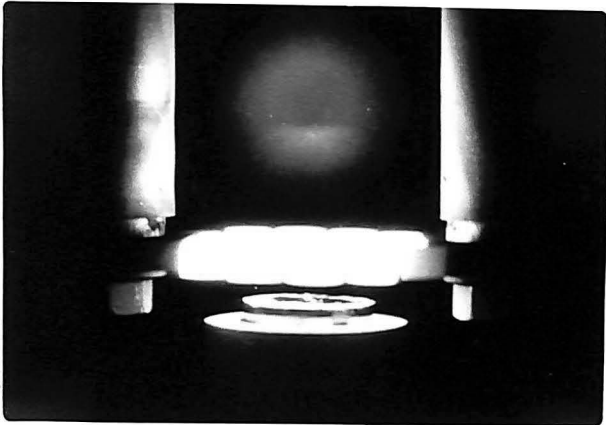
加、分配係数、蒸気圧、拡散定数等から考えてp型不純物としてはGra、n型不純物としてはSbをえらんだ。溶融中の蒸発をふせぐための秤量の容易のためにGraは1.4% Sbは10%のGe合金を使用した。2.1-8図は工程図で各工程に要する平均時間を記してある。Bの工程で真空度が10⁻⁴mmHgに達したらCの工程にうつり、ヒーターに約80Aの電流を流して約1300°Cにする。この時は母結晶の上面とヒーターの距離は約1cmである。次のDの工程ではヒーターと結晶の距離を約1mmにして溶融をはじめ、同時に試料台に回転と振動を与える。振動を与えることは溶融を平らに進行させるためと、溶融物中の不純物濃度を一定にするために非常に有用な工程である。Eの工程では



、オ 2.1-8 図 結晶製造の工程図

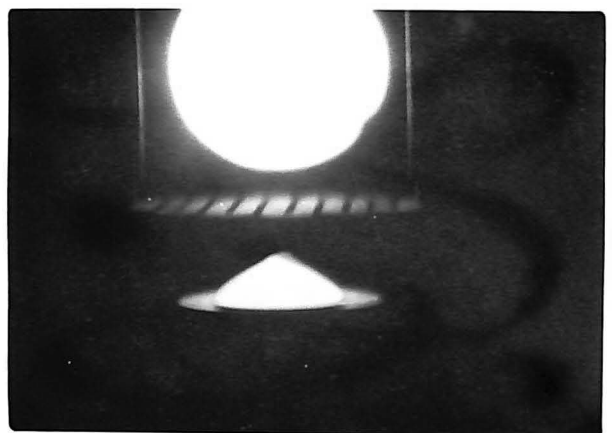
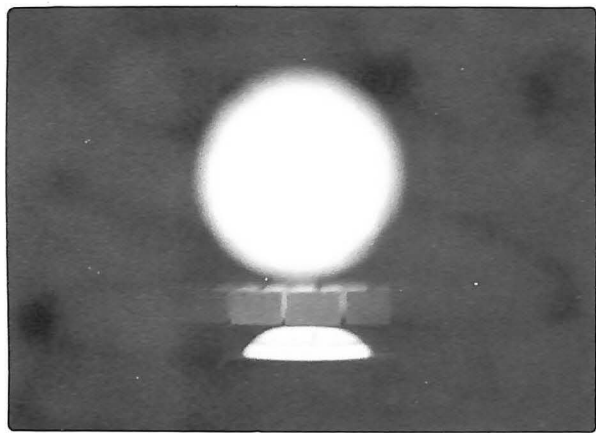
ヒーターの電流をきり、試料台への伝導と表面からの輻射によって結晶を冷却させる。この時局に丸型不純物の分散があってベース層がでるので薄いベースをつくるためには冷却時値を短かくしなければならぬ。これが40''~50''と他の方法より相当短いのが表面溶解法の大きい特長である。冷却時値とベース中の関係については2.1-4で示されることとする。真空中で溶解を行うために丸型不純物のアンチモンが相当蒸発する。純粋なアンチモンを使用するとこの蒸発量が70%以上に達してしかもそのばらつきが多く製品の均一性も悪い。これは真空方式の重大な欠点であるが、50% Ge合金を使えばこの蒸発量は大体50%±5%となり、最初からその点を考慮しておけば實際上ほとんど支障はなくなつた。ガリウムの蒸気圧は非常に低いので問題にならなかつた。全操作に要する

時間は7~8分で普通の結晶製造工程の時間より
はるかに短い。第2.1-9図は表面溶融の各段階
の状況で第2.1-10図はでき上がった結晶の断面を
エッチして接合部分が分る形にした写真である



(1) 添加物が溶けはじめたとき

(2) 溶融が進行しているとき



(3) ヒーターを切ったとき

(4) 固化が終了したとき

第2.1-9図 表面溶融の状況

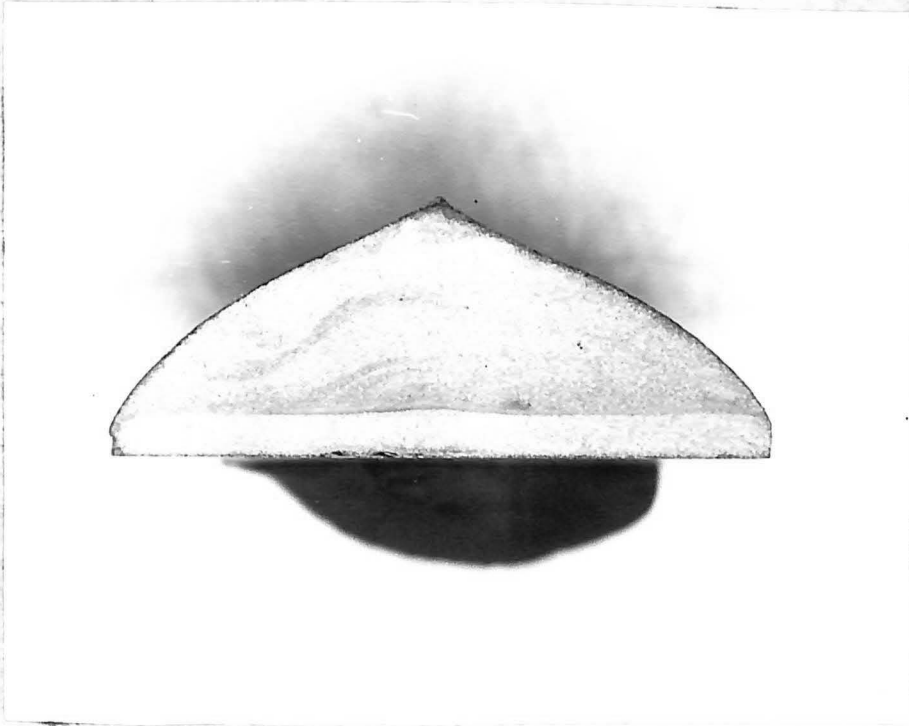


Fig. 2.1-10 結晶の断面

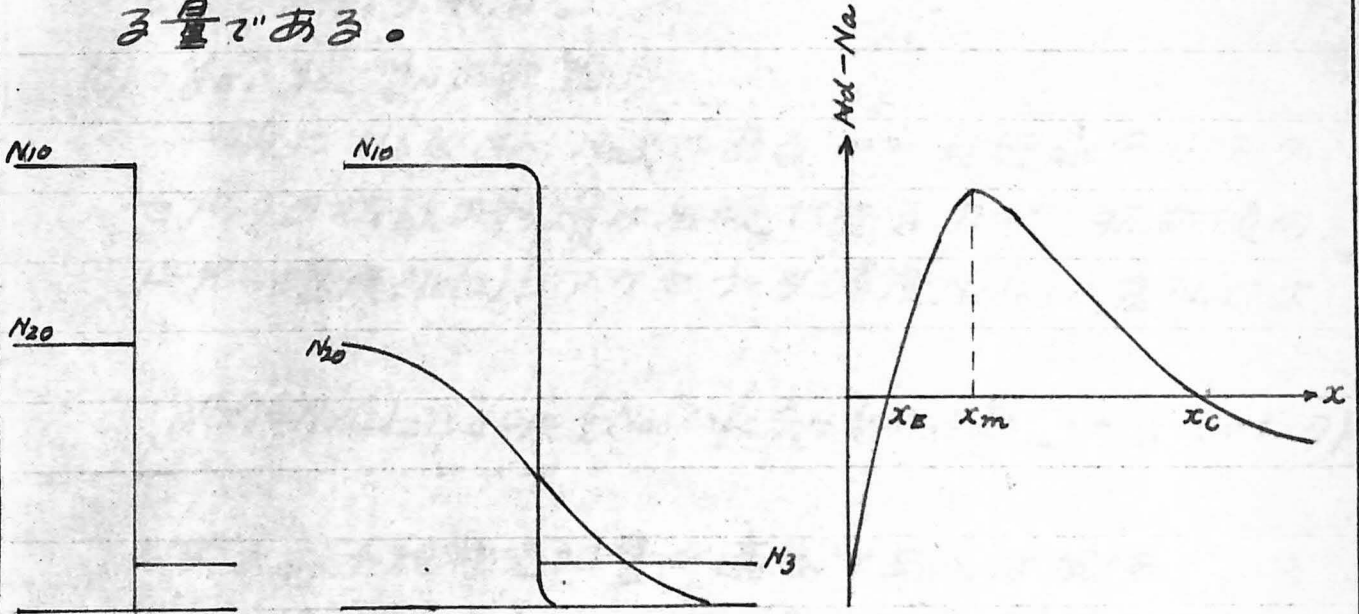
2.1.4 設計方法

成長型トランジスタの高周波性能指数は大体結晶の製造過程で決定する。よく知られてゐる様にトランジスタの電流増巾率の遮断周波数を f_c (サイクル), ベースひろがり抵抗を r_b' (オーム), コレクタ容量を C_c とすれば, 高周波性能指数は $(f_c / r_b' C_c)^{1/2}$ に比例する。 f_c と r_b' はベース巾とベース中の不純物濃度分布に關係し, C_c はコレクタ接合部分の不純物濃度勾配と接合の断面積に關係する。この他にエミッタ接合容量 C_{TE} やベースリードに關係する量, 例えばエミッタのオーバーラップ容量 C_{EL} 等もトランジスタの高周波性能に大きく影響を与えるが, 後者はつゞいては2.4でのべることにする。この項では結晶製造条件例えば不純物添加量, 結晶冷却時間とベース巾, ベース中の不純物濃度分布, ベースの面伝導度, C_c , C_{TE} の關係を求めるところにする。電流増巾率, その遮断周波数, ベースひろがり抵抗等との關係をつゞいてはトランジスタの電氣的性質の測定と關聯させて第三章で論ずることにする。これらの關係を明らかにすることは希望する電氣的特性をもつトランジスタの設計を可能にするばかりでなく, 電氣的特性を理解するためにも大いに役立つと思う。

(a) 不純物添加量

母結晶のp型不純物濃度(アクセプタ濃度)を N_3 , 上半分を溶融したときの溶融物中のp型不純物(アクセプタ)濃度, n型不純物(ドナー)濃度をそれぞれ N_{1L} , N_{2L} とし, アクセプタ, ドナーの分配係数をそれぞれ k_1 , k_2 とすれば再結晶直後の濃度分布は第2.1-11図の如くなり, $N_{10} = k_1 N_{1L}$, $N_{20} = k_2 N_{2L}$

となる。\$N_{1L}, N_{2L}\$は添加不純物量で定まるから\$N_1, N_2\$
\$N_3\$はすべて相当な範囲で任意にえらぶことのできる量である。



第2.1-11図 拡散前

第2.1-12図 拡散後

第2.1-13図 不純物分布

(b) 不純物の拡散, 拡散距離

再結晶がはじまってから冷却するまで, 結晶はある時間には溶融点附近の温度に落ちてゐるから, ゲルマニウム中で不純物拡散がおこる。今不純物拡散がFickの法則に従うとすれば, 添加したアクセプタ, ドナーの結晶中の濃度 \$N_1(x), N_2(x)\$ は誤差関数の補関数であらわされ,

$$N_1(x) = \frac{1}{2} N_{10} \operatorname{erfc} \frac{x}{L_1} \quad (2.1-1)$$

$$N_2(x) = \frac{1}{2} N_{20} \operatorname{erfc} \frac{x}{L_2} \quad (2.1-2)$$

$$\operatorname{erfc} z = 1 - \operatorname{erf} z, \operatorname{erf} z = \frac{2}{\sqrt{\pi}} \int_0^z e^{-\theta^2} d\theta$$

となる。\$L_1, L_2\$は不純物の拡散距離で不純物の拡散定数 \$D_1, D_2\$ と拡散時間 \$t\$ の函数である。\$D_1, D_2\$ は温度の函数であるが, 温度 \$T\$ が時間 \$t\$ の函数として分れば

$$L_1 = 2 \left[\int_0^t D_1 [I(t)] dt \right]^{\frac{1}{2}}, L_2 = 2 \left[\int_0^t D_2 [I(t)] dt \right]^{\frac{1}{2}} \quad (2.1-3)$$

として求められる。

(c) y_E, y_c, y_m の計算

一般に $N_3 \ll N_{10}, N_{20}$ であるから母結晶中のアクセプタの拡散の影響は無視できるので、拡散後のドナー濃度 $N_d(x)$ とアクセプタ濃度 $N_a(x)$ の差 $N(x)$ は

$$N(x) = N_d(x) - N_a(x) = \frac{1}{2} N_{20} \operatorname{erfc} \frac{x}{L_2} - \frac{1}{2} N_{10} \operatorname{erfc} \frac{x}{L_1} + N_3 \quad (2.1-4)$$

となる。不純物添加量が適当であれば固体ゲルマニウム中では $D_1 \ll D_2$ であるから拡散後の不純物濃度分布はオ 2.1-12 図の形になり、 $N_d - N_a$ はオ 2.1-13 図の形になる。 $N_d - N_a = 0$ の点 x_E, x_c で零になり $x < x_E, x > x_c$ では $N_d - N_a < 0$ で p 型となり、 $x_E < x < x_c$ では $N_d - N_a > 0$ で n 型となり、 $x = x_m$ で $N_d - N_a$ が最大になる。トランジスタとしては $x < x_E, x_E < x < x_c, x > x_c$ の部分がそれぞれエミッタ、ベース、コレクタ領域になり、 x_E, x_c がエミッタ、コレクタ接合になる。 $L_2/L_1 \equiv \lambda, x \equiv L_2 y$ とおけば (2.1-4) 式は

$$N(y) = \frac{N_{20}}{2} \operatorname{erfc} y - \frac{N_{10}}{2} \operatorname{erfc} \lambda y - N_3 \quad (2.1-5)$$

となり、 $y_E = x_E/L_2, y_c = x_c/L_2$ は

$$\frac{N_{20}}{2} \operatorname{erfc} y - \frac{N_{10}}{2} \operatorname{erfc} \lambda y - N_3 = 0 \quad (2.1-6)$$

の二つの根として求められる。 $y_m = x_m/L_2$ は

$$\frac{dN(y)}{dy} = \frac{N_{20}}{2} \frac{d(\operatorname{erfc} y)}{dy} - \frac{N_{10}}{2} \lambda \frac{d(\operatorname{erfc} \lambda y)}{dy} = 0 \quad (2.1-7)$$

の根; 従って

$$\frac{d(\operatorname{erfc} y)}{dy} = \frac{N_{10}}{N_{20}} \lambda \left[\frac{d(\operatorname{erfc} \lambda y)}{d(\lambda y)} \right] \quad (2.1-8)$$

の根として求まる。アクセワクタ, ドナーがそれぞれ G_a, S_b とすれば $\lambda = 12.2$ であり, N_3 は大体 10^{16} であるから今後の計算はこれらの値をつかうことにする。 y_E, y_m は $N_{20}/2 = 0.4 \sim 2 \times 10^{17}$ の範囲では大体 N_{10}/N_{20} のみの函数として表らわされ $\#2.1-14$ 図の林になる。 y_c は事実上 $N_2/2N_3$ だけの函数で $\#2.1-15$ 図で示される。これらの図表から N_1, N_2, N_3 が与えられれば y_E, y_m, y_c , ベース幅 $w = y_c - y_E$ 等を求めることができる。

(d) ベース領域の面抵抗, 面伝導度

ベースの面伝導度 g_b は空乏層のひろがり w を考えに入れなければ

$$\begin{aligned} g_b &= \int_{x_E}^{x_c} q \mu_n(N) N(x) dx \\ &= \int_{y_E}^{y_c} q \mu_n(N) L_2 dy = L_2 q \int_{y_E}^{y_c} \mu_n(N) N(y) dy \quad (\text{mho}) \quad (2.1-9) \end{aligned}$$

となる。 q は電子の電荷, $\mu_n(N)$ は N 型ゲルマニウム中の電子の移動度で不純物濃度 N の函数で $N = 10^{17} \sim 10^{16}$ の範囲では Prince ⁽²⁻¹⁾ の測定結果から $\mu_n = 1100 [18.9 - \log N]$ で近似できることが分る。 $\#2.1-16$ 図は $N_3 = 10^{16}$, $N_{10}/2 = 2 \times 10^{17} \sim 8 \times 10^{17}$ のときの g_b/L_2 を $N_{20}/2$ の函数としてあらわしたものである。

$$\frac{N_{20}}{2} = 0.4 \sim 2 \times 10^{17}$$

$$N_3 = 10^{16}$$

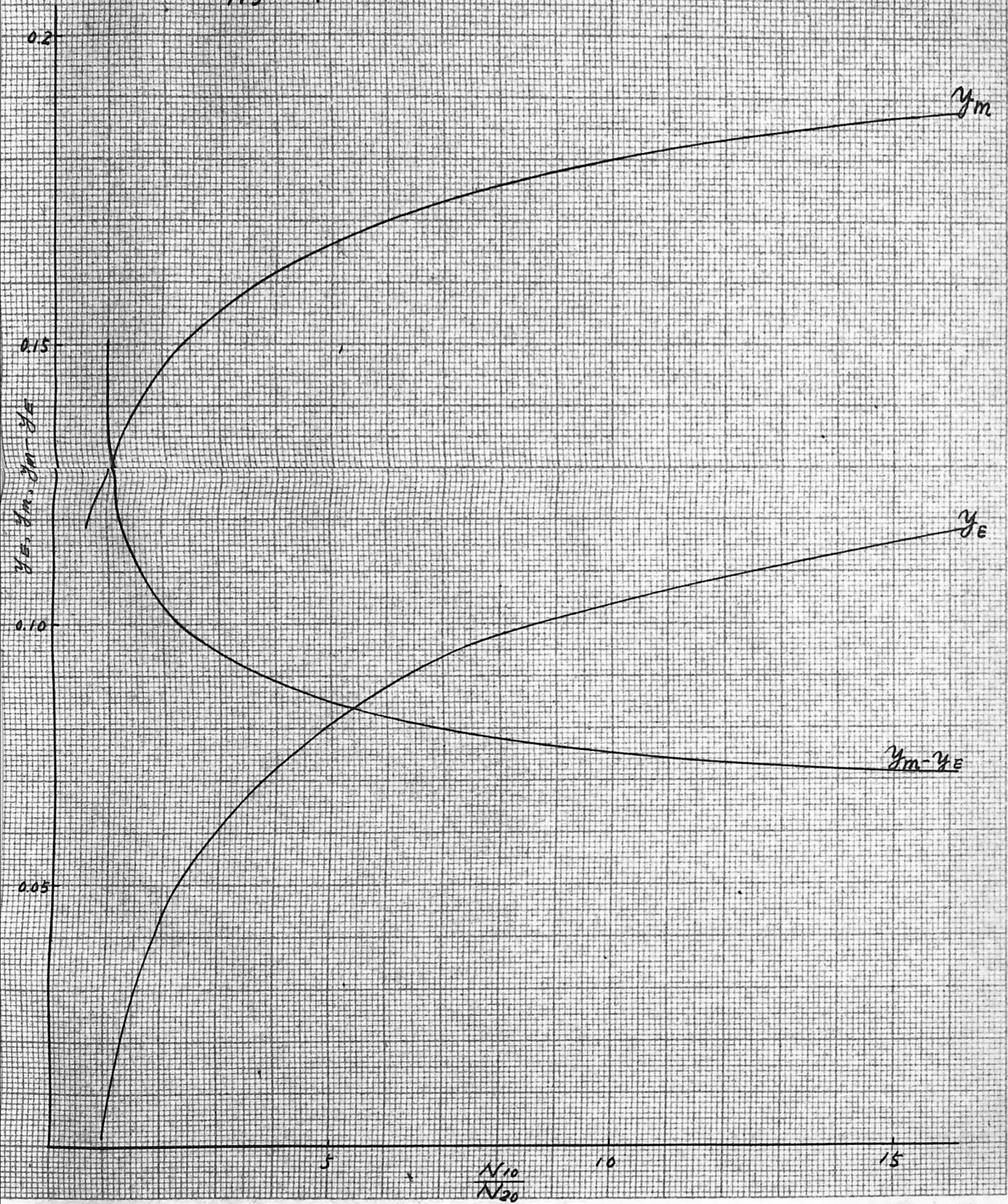
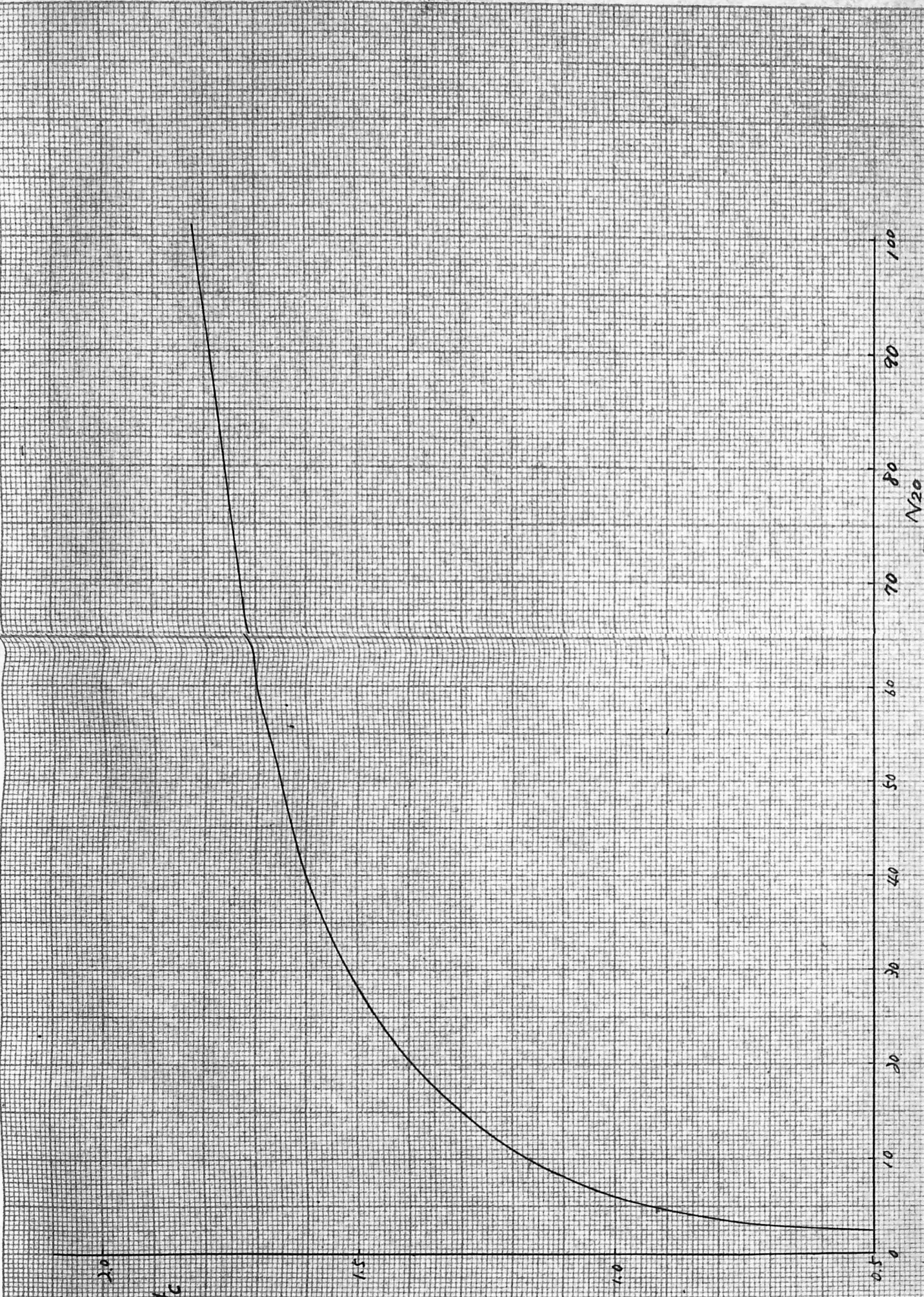


図 2.1-14 Ⅱ $\frac{N_{10}}{N_{20}}$ と $y_E, y_m, y_m - y_E$ の関係



カ21-15 1500 2N3 と 2N3 の関係

2N3

100

90

80

70

60

50

40

30

20

10

0

2.0

1.5

1.0

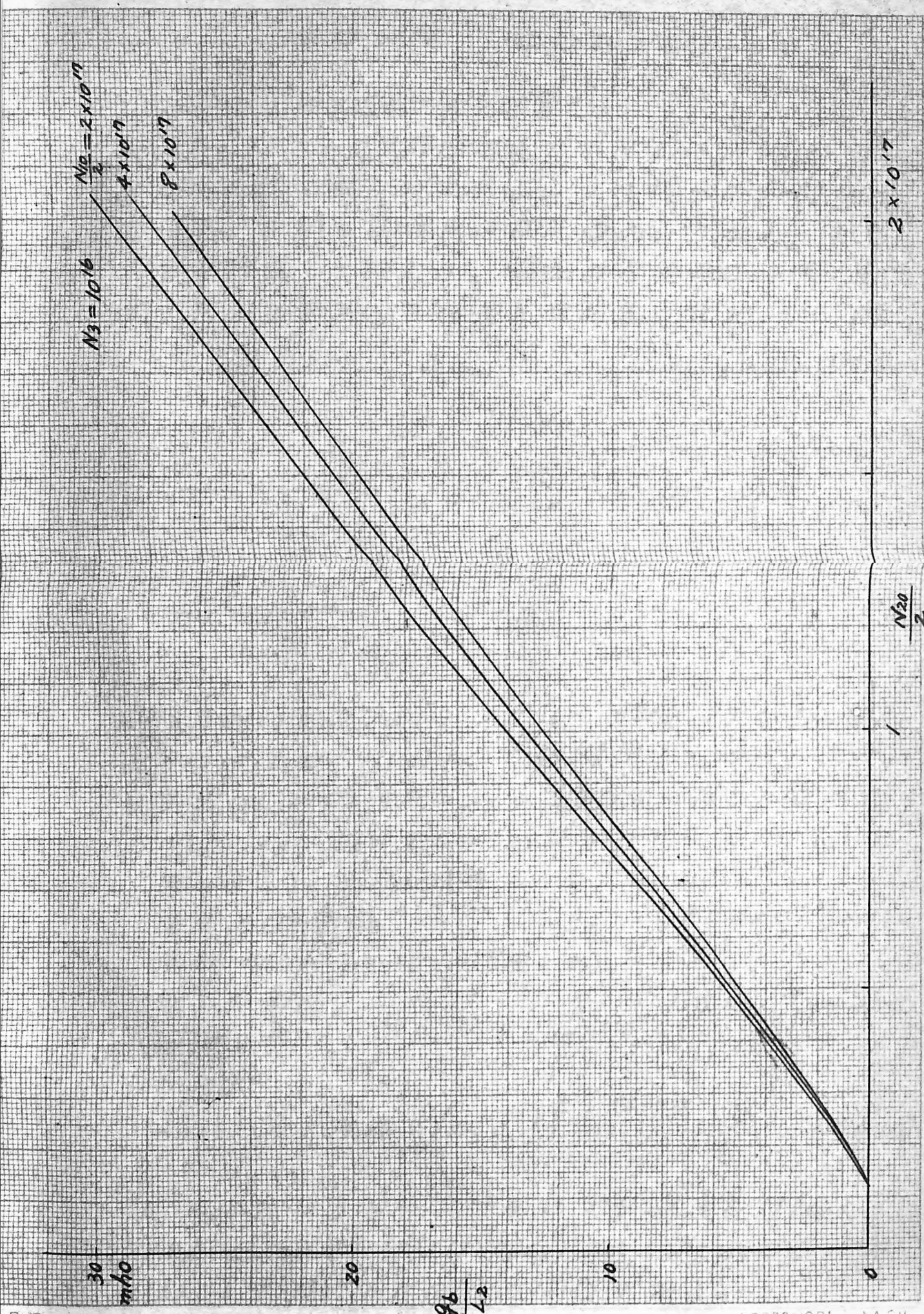
0.5

目 一 紙



91

112 A4 - 180 X 250 76

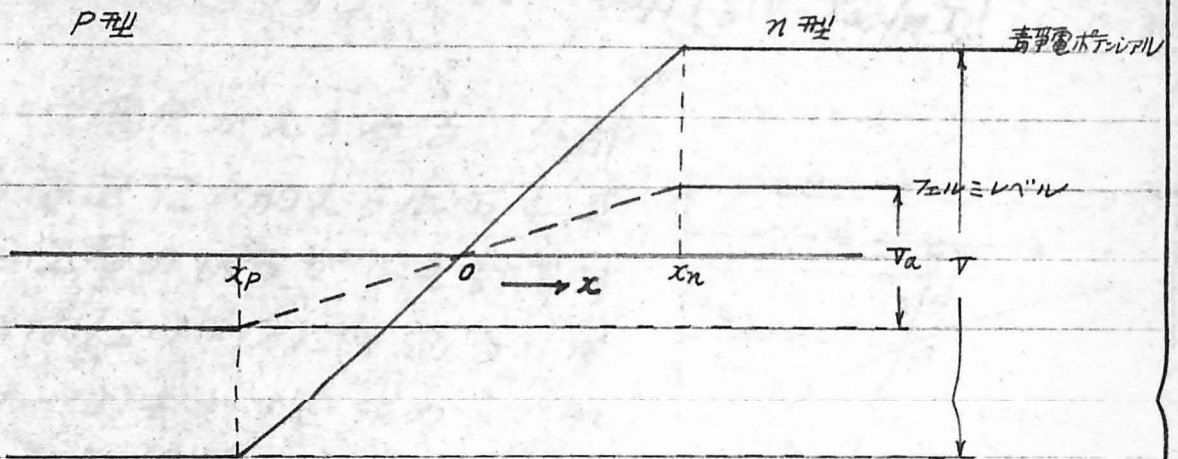


中2.1-16图 面何甚度

112 A4 - 180 X 520 X

(e) エミッタ, コレクタ接合の電気容量

エミッタ, コレクタ接合付近では $N(x)$ は近似的に $N(x) = ax$ であらわされる。この接合に外部から電圧 V_a を加えた場合の空乏層のひろがり, 電気容量を計算してみよう。電圧は N 型が正の時(逆方向)を正になる様に付号を定める。オ2.1-17図



オ2.1-17図 フェルミレベルと静電ポテンシャル

は接合部付近のフェルミレベル, 静電ポテンシャルをあらわす図で, $N(x) = ax$ を假定したから, 二れらは $x=0$ の接合点に対して対称になり, 空乏層の巾は $x_n - x_p = 2x_n$ となる。

- ゲルマニウムの比誘電率 $\epsilon = 16$
- 真空の誘電率 $\epsilon_0 = 8.854 \times 10^{-14} \text{ Farad/cm}$
- 真性ゲルマニウムのキャリア濃度 n_i
- 電子の電荷 $q = 1.6 \times 10^{-19} \text{ Coulomb}$
- 絶対温度 T

とすれば"

$$x_n = -x_p = \left[\frac{3\epsilon\epsilon_0 V}{2qa} \right]^{1/3} \quad (2-2) \quad (2.1-10)$$

x_n, x_p におけるドナー, アクセプタ濃度を $N(x_n), P(x_p)$ とすれば $N(x_n) = P(x_p) = ax_n$ であり, 一方 $N(x_n)$ と V との関係は次の関係がある。

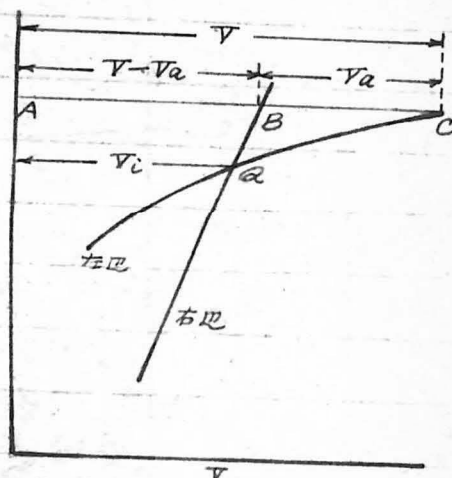
$$N(x_n) = n_i \exp \left[\frac{q(V - V_a)}{2kT} \right] \quad (2-2) \quad (2.1-11)$$

従って (2.1-10) 式から

$$a \left[\frac{3\epsilon\epsilon_0 V}{2q a} \right]^{\frac{1}{3}} = n_i \exp \left[\frac{q(V - V_a)}{2kT} \right] \quad (2.1-12)$$

$$\therefore \left[\frac{3\epsilon\epsilon_0 a^2}{2q} \right]^{\frac{2}{3}} V^{\frac{2}{3}} = n_i^2 \exp \left[\frac{q(V - V_a)}{kT} \right] \quad (2.1-13)$$

という関係がえられる。外部から電圧 V_a が加えられたときの空乏層のひろがり計算するには (2.1-12) 式、あるいは (2.1-13) 式で V を求め、これと (2.1-10) 式から $x_n = -x_p$ を計算すればよい。図表で V_a から V を求めるために V を横軸にとり (2.1-13) 式の両辺の対数を縦軸にとった曲線を描くと



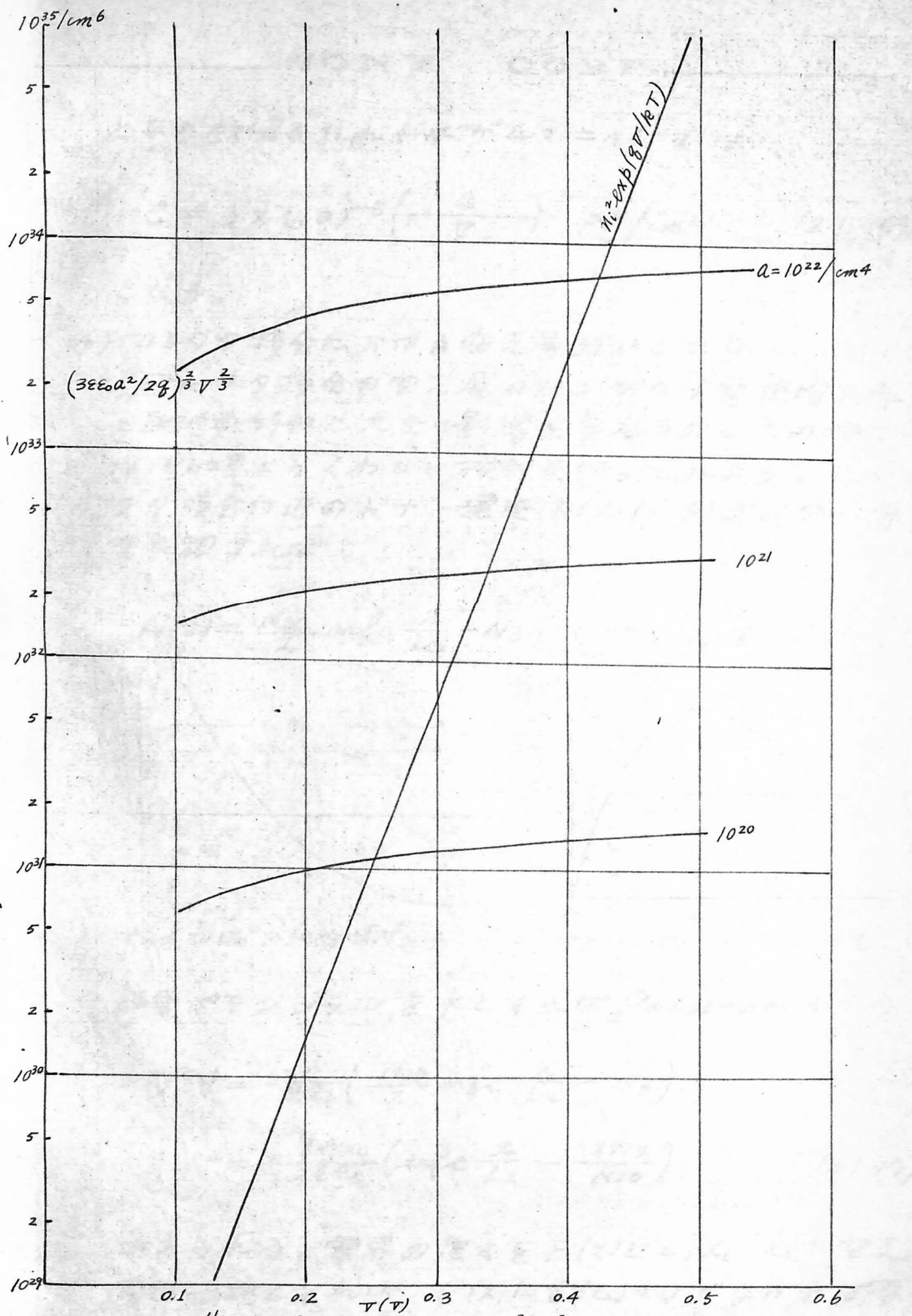
※2.1-18図 V と V_a の関係

と第2.1-18図の形になる。横軸に平行な直線をひき $BC = V_a$ になる形にすれば $AC = V$ となる。(2.1-13) 式の右辺は左辺よりはるかに急激に増加する函数であるから近似的には

$$V = V_a + V_c \quad (2.1-14)$$

である。 V_c は普通ビルトインポテンシャルと呼ばれる量である。※2.1-19図は常温(300°K)のときの (2.1-13) 式の両辺をあらわしたものである。 V が求めれば (2.1-10) 式から x_n が求まり、電気容量は接合の断面積を A (cm^2) とすれば

$$C = A \frac{\epsilon\epsilon_0}{2x_n} = A \left[\frac{q a (\epsilon\epsilon_0)^2}{12 V} \right]^{\frac{1}{3}} \quad (2.1-15)$$



第 2.1-19 図 $(3\epsilon\epsilon_0 a^2 / 2q)^{2/3} V^{2/3}$, $n_i^2 \exp(8V/kT)$ と電圧 (300°K)

となり数値をいれれば"ゲルマニウム"では

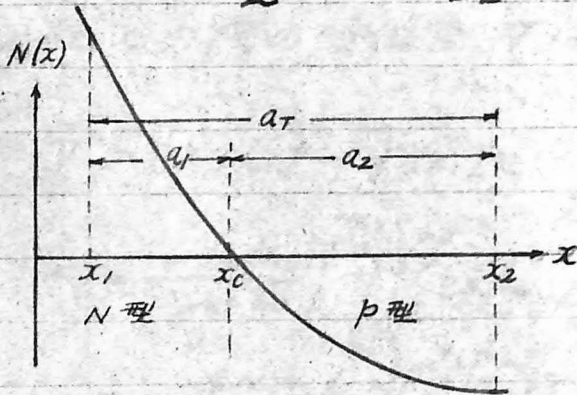
$$C = 3 \times (10)^{-3} \left(\frac{a}{V} \right)^{\frac{1}{3}} \text{ pF/cm}^2 \quad (2.1-16)$$

となる。

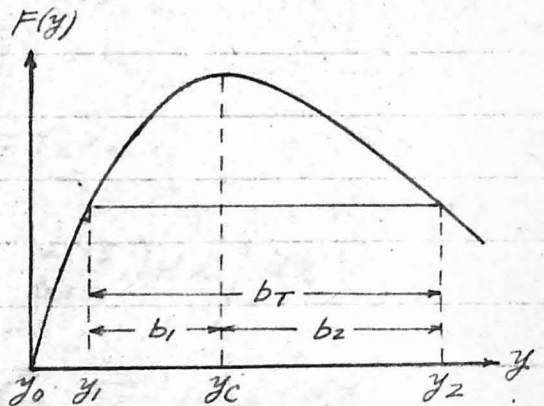
(f) コレクタ接合における空乏層のひろがり

コレクタ接合の空乏層のひろがりは電流増巾率の周波数特性に大きい影響を与えるのでこの項では(e)項よりくわしい検討を行ってみよう。コレクタ接合付近のドナー濃度は(2.1-4)式の第2項を無視すれば

$$N(x) = \frac{N_{20}}{2} \operatorname{erfc} \frac{x}{L_2} - N_3 \quad (\text{式2.1-20同}) \quad (2.1-16)$$



式2.1-20同 不純物濃度分布



式2.1-21同 yとF(y)の関係

静電ポテンシャルを ψ とすれば"Poissionの式"から

$$\begin{aligned} \nabla^2 \psi &= -\frac{\rho}{\epsilon \epsilon_0} \left(\frac{N_{20}}{2} \operatorname{erfc} \frac{x}{L_2} - N_3 \right) \\ &= -\frac{\rho N_{20}}{2 \epsilon \epsilon_0} \left(\operatorname{erfc} \frac{x}{L_2} - \frac{2N_3}{N_{20}} \right) \end{aligned} \quad (2.1-17)$$

かえられる。電界の強さを $E(x)$ とし、 x_1, x_2 を空乏層の両端とすれば、 $E(x_1) = E(x_2) = 0$ でなければならず、 x_1 と x_2 の間では $x/L_2 \equiv y, x_1/L_2 \equiv y_1$ として

$$E(x) = -\frac{d\psi}{dx} = \frac{qN_{20}}{2\epsilon\epsilon_0} \int_{x_1}^x \left(\operatorname{erfc} \frac{x}{L_2} - \frac{2N_3}{N_{20}} \right) dx \quad (2.1-18)$$

$$E(y) = \frac{qN_{20}}{2\epsilon\epsilon_0} L_2 \int_{y_1}^y \left(\operatorname{erfc} y - \frac{2N_3}{N_{20}} \right) dy \quad (2.1-19)$$

となる。 $\operatorname{erfc} y - \frac{2N_3}{N_{20}}$ を y_0 ($y_0 < y_1$) から y まで数値積分した値

$$F(y) = \int_{y_0}^y \left(\operatorname{erfc} y - \frac{2N_3}{N_{20}} \right) dy \quad (2.1-20)$$

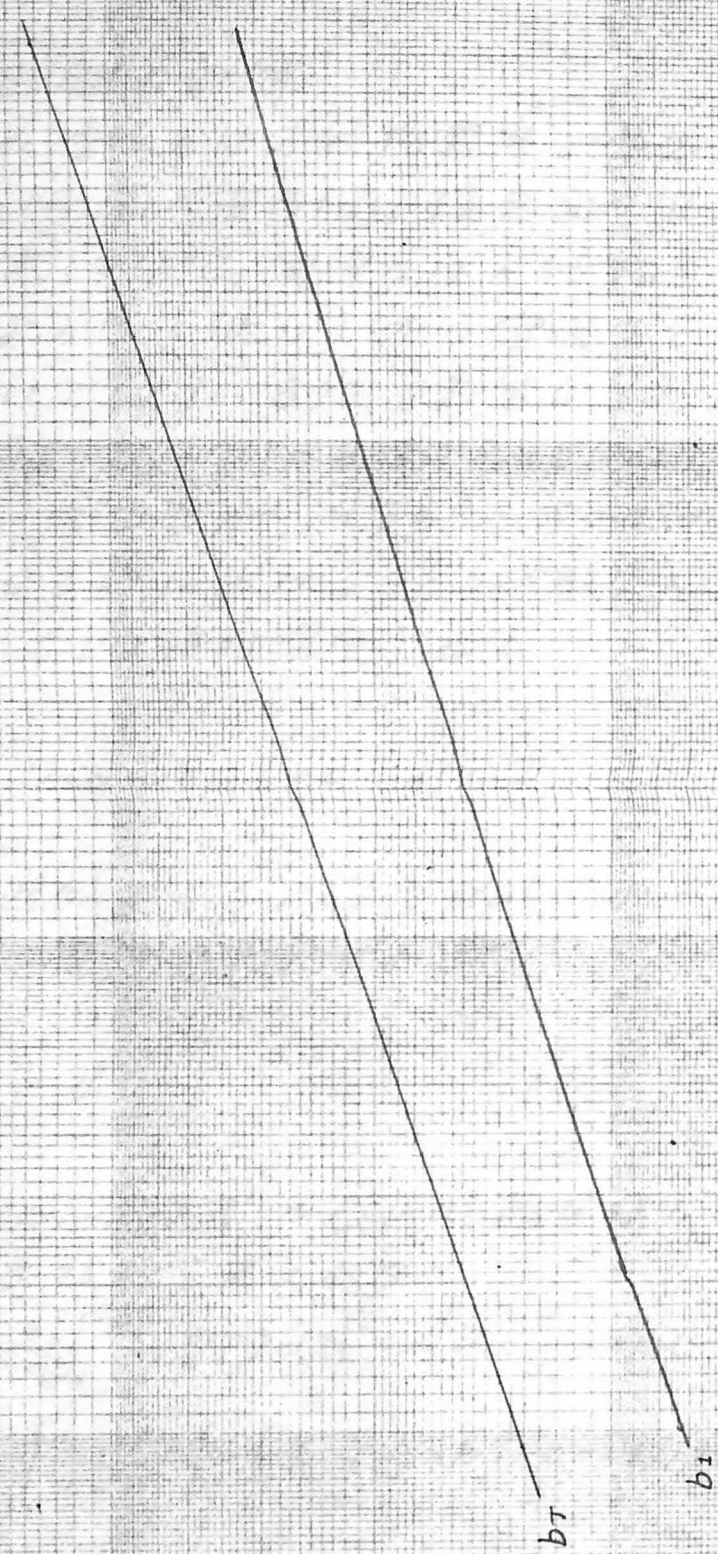
は第 2.1-21 図の形になる。空乏層の一端の座標 x_1 を与えれば y_1 がきまり、 y_1 から横軸に平行に直線を引き、 $F(y)$ と再び交わる点 y_2 を求めれば、これから $x_2 = L_2 y_2$ を得る事ができる。従って x_2 と x_1 の間の電位差 V は

$$\begin{aligned} V &= \psi(x_2) - \psi(x_1) = -\int_{x_1}^{x_2} E(x) dx \\ &= -\frac{qN_{20}}{2\epsilon\epsilon_0} \int_{x_1}^{x_2} \left[\int_{x_1}^x \left(\operatorname{erfc} \frac{x}{L_2} - \frac{2N_3}{N_{20}} \right) dx \right] dx \\ &= -\frac{qN_{20}}{2\epsilon\epsilon_0} L_2 \int_{y_1}^{y_2} \left[\int_{y_1}^y \left(\operatorname{erfc} y - \frac{2N_3}{N_{20}} \right) dy \right] dy \\ &= -\frac{qN_{20}}{2\epsilon\epsilon_0} (L_2)^2 \int_{y_1}^{y_2} F(y) dy. \end{aligned} \quad (2.1-21)$$

となり、 $F(y)$ を (y_1, y_2) について再び数値積分すれば V と $y_2 - y_1$ の関係、従って $x_2 - x_1$ の関係を求める事ができる。第 2.1-22 図は横軸に

$v = V / \left(\frac{qN_{20} L_2^2}{2\epsilon\epsilon_0} \right)$ をとり縦軸に $b_T = y_2 - y_1$ 、 $b_1 = y_0 - y_1$ をとった曲線で、これから V が与えられれば b_T, b_1 従って a_T, a_1 さうに空乏層の電気容量を求める事ができる。

第21-22図 電圧と空乏層のひろがり $N_{20}/N_{30} = 9.4$



26
bT, bI

0.1

I

10⁻¹

v

10⁻³

10⁻²

10⁻¹

(g) 拡散距離の計算

実際の操作では不純物濃度が第2.1-11図から第2.1-12図に変わる間、接合面の温度はケルマ=44の溶融点(936°C, 実際には不純物を入れてあるためにこれより少し低い)から室温まで下る。この場合について(2.1-3)式を計算してみよう。Sbの拡散定数は $D_2(T) = 3.87 \exp(-27,800/T) \text{ cm}^2/\text{sec}$ (2-3) であるが、936°~800°の範囲では D_{20} を936°におけるSbの拡散定数、 $\Delta T = 936 - T + 273$ (T は絶対温度)として

$$D_2 = D_{20} \exp(-0.021/\Delta T) \quad (2.1-22)$$

でよく近似できる。温度が時間の一次式であるとしその降下速度を b とすれば

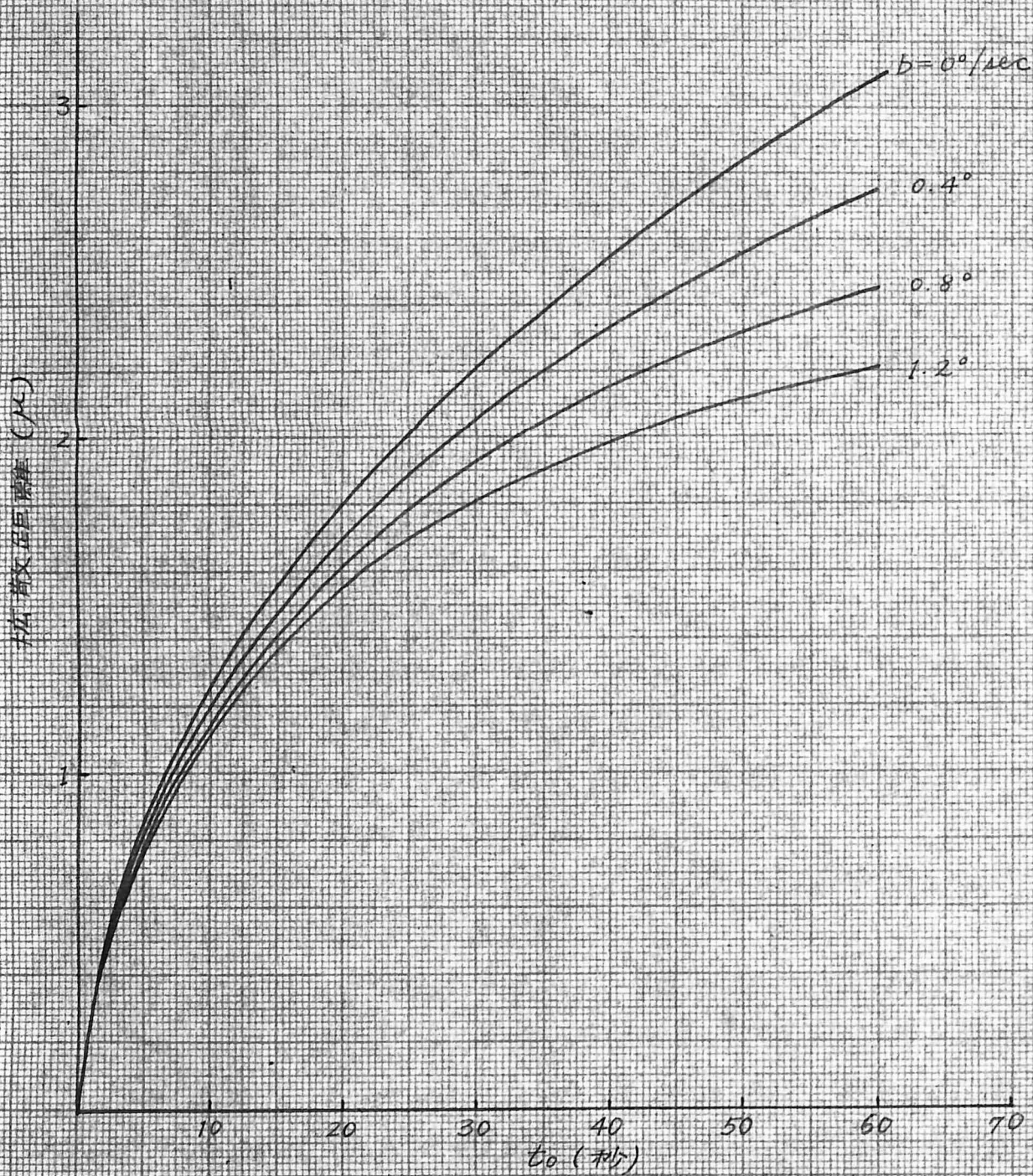
$$\Delta T = bt \quad (2.1-23)$$

従って、(2.1-22)式から再結晶をはじめから t_0 秒後までの拡散を考えれば

$$\begin{aligned} L_2 &= 2 \left[\int_0^{t_0} D_2(T) dt \right]^{1/2} = 2 \left[D_{20} \int_0^{t_0} \exp(-0.021bt) dt \right]^{1/2} \\ &= 2 \left\{ \frac{D_{20}}{0.021b} [1 - \exp(-0.021bt_0)] \right\}^{1/2} \quad (2.1-24) \end{aligned}$$

となる。第2.1-23図はこの計算値である。Gr2についても近似的に(2.1-22)式と同じ割合で D_1 が変化するものとするれば(Gr2の拡散は113113な数値に大した影響を与えないからこの程度の近似で十分) L_2/L_1 は次のとおりになる。

$$L_2/L_1 \approx D_{20}/D_{10} = 12.2 \quad (2.1-25)$$



第2-1-23图 扩散时间与扩散距离(Sb)

2.2 結晶の測定と検討

2.2.0 序

この節では実際製造された結晶のベース中、不純物濃度分布等を測定しこれが設計値とよく一致しているかどうかを確かめることにしている。一般に結晶の諸定数を測定することは相当の手数を必要とするので、個々の結晶について行うことは不可能であるが、全般的に結晶製造方法を検討し、トランジスタの組立ての歩留りを向上させるためには必ずやらねばならぬことである。

2.2.1 ベース中の測定

ベース中の測定法としては

- (a) コレクタ、エミッタ間に電圧を加えてその間の各点の電位をはかり、エミッタ、コレクタ接合付近の電位の急激な変化を検出してその位置をしる方法。
- (b) p型部分とn型部分のエッテ速度の差を利用して、電解エッテあるいは化学エッテによってn型のベース部分を顕微鏡で観測できる様にする方法。
- (c) 同じ様に銅あるいはその他の金属を鍍金してベース部分をあらわす方法。
- (d) 組立てられたトランジスタの電流増巾率の遮断周波数から推察する方法

等がある。遮断周波数 f_c はベース巾 W の自乗に逆比例するので (d) の方法は相当精密な方法であるはずだが、 f_c はベース巾だけでなく不純物濃度分布や寄生的素子の影響を受けるし結晶の製造からトランジスタの組立てまで相当の手数と時間を必要とするのであまり好まれない方法ではな。等者は以前ベースリードをつけずにエミッタ接地の出カアドミッタンス h_{22e} (ベースリードなしで測定

できる唯一のパラメータ)を測定すれば f_c に7112
ある程度の情報かえられることをみいだした。(2-4)
成長型トランジスタの組立て工程のうち一番むずか
かしいのはベースリード付けであり、ベースリード
がなければ比較的寄生素子もはらうなくなるので
この方法は相当実用的である。(a), (c)の方法は
ベース巾が2 μ 程度と非常に小さいために信頼で
きる結果を得ることは困難であった。(b)の方法、
特に化学エッチによる方法は以上のべた方法のう
ちでは最も簡単でしかも信頼できる結果を与える
ので以下はこれに7112のべる。

まず表面溶融のすんだ結晶からスライスをつく
りエタリーとリンデ" B で鏡面研磨する。次に下に
記すエッチ液で5~15分(室温の場合)エッチする。

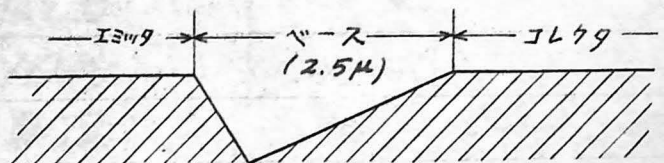
H ₂ O	60		H ₂ O	60
HF	30	あるいは	HF	25
H ₂ O ₂	10		H ₂ O ₂	15 (容積比)

二つの液はほぼ同じ斬る結果を与える。時間は5
分~3時間の間113

113 試みたが上記の
範囲が好ましく特に
8分位が一番よい結
果を与えることが分
った。エッチした後の
写真はオ2.2-1 図
に示す斬でこれから
も分かる斬に断面は
オ2.2-2 図の斬に
なっている。エッチ
時間が15分以上に



オ2.2-1 図 ベース層



オ2.2-2 図 断面

なるとコレクタ、エミッタ接合部の形がたれてきて測定誤差が大きくなる。多くの結晶について測定した結果、測定誤差は大体の3 μ 位と推定され、ベース中の測定方法としては非常にすぐれていることが分った。一つの結晶の各部分におけるベース中のばらつきは大体測定誤差以内であった。

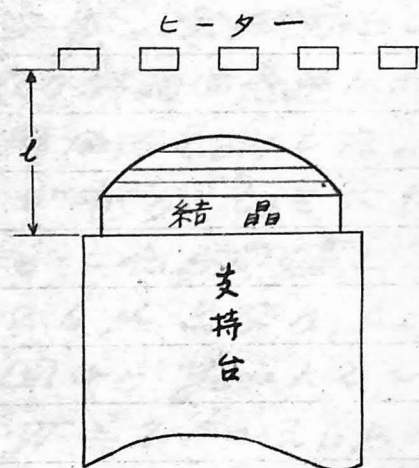
2.2.2 製造条件とベース中の関係

結晶のベース中をきめる製造条件は2.1.4でのべた様に不純物濃度比 N_{10}/N_{20} , $N_2/2N_3$ と Sb の拡散距離 L_2 であり、 L_2 は接合部の温度が時間の一次式であるときはその冷却速度 b と t_0 から第2.1-23図によつて求めることができる。 L_2 がわかれば N_{10}/N_{20} , $N_2/2N_3$ と第2.1-14 図, 第2.1-15 図から y_E, y_c が求まるので

$$W = L_2 (y_c - y_E) \quad (2.2-1)$$

が得られる。次に実際に接合部の温度がどの様に変わるかを考察し、 b や t_0 の値を推測してみよう。接合部の温度変化を直接測定することは困難であるから固化の速度から間接的にしることにした。

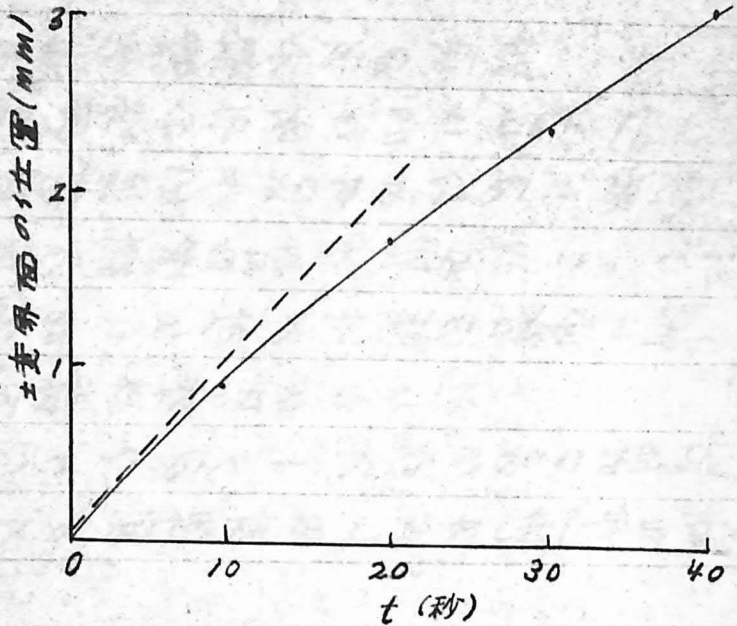
固化の速度をしるために、普通の製造方法と同じ様にヒーターを切つてからヒーターと支持台の間をしだけはなし(第2.2-3図) 固化をはじめさせ、それから10秒おきに振動をごく短時間加えると結晶の側面にすじがつく。これは10秒おきの液相-固相の境界面をあらわしてしるから、これ



第2.2-3図 固化速度の測定

から固化速度をしる
ことが出来る。

オ2.2-4図はその
実測値である。これ
から固化がはじまっ
た時の固化速度は
0.0/cm/secであ
ることがわかる。



固化の際の熱の動き
を考えると、溶融物

オ2.2-4図 境界面の移動

は固化がはじまる寸前まで振動が加えられてい
るから、温度勾配はあまりないと考えられ、固化熱
はほとんど結晶をとおして支持台に流れるとして
よい。α, L, ρ をゲルマニウムの熱伝導度、
固化熱、密度とすれば、結晶中の温度勾配 dT/dx
は

$$-\frac{dT}{dx} x = v \rho L \quad (2.2-2)$$

となる。実際の数値、 $\alpha_{936^{\circ}\text{C}} = 0.1 \text{ cal/deg. cm}$
(Abeles⁽²⁻⁵⁾) $L = 114 \text{ cal/g}$, $\rho = 5.46$ を入
れて $-dT/dx = 60^{\circ}/\text{cm}$ を得、接合面の冷却速
度は $v dT/dx = 6^{\circ}/\text{sec}$ となる。全部固化し終
ればそれ以後は固化熱がなくなり結晶は急速に冷却
するので、固化し終るまでの時間を t_0 とした。実際
には L をかえることによつて t_0 が変り、 t_0 も大体
40~60秒の範囲で変化する。これらの値と
オ2.1-23図から $L_2 = 2.0 \sim 2.6 \mu$ となり、 $N_2/2N_3 =$
10~20 とすればオ2.1-15図から $y_c = 1.2 \sim 1.4$
となり、 $y_E \approx 0.1$ であるから $W = 2.4 \sim 3.6 \mu$ と変
る。以上の考察は相当荒い近似であるが、実測値
との一致は大体満足できるものであった。(オ5.2-1表参照)

2.2.3 ベース領域の不純物濃度分布の測定

ベース領域の不純物濃度分布をしることは γ_b' と f_c をしり従って高周波特性を予知するため重要なことであるが、あまり直接的な方法はなり。ベースの面抵抗を直接はかることはメサ型の場合と異り甚だ困難である。可能な方法としては

(a) でき上がったトランジスタのベースひるがり抵抗 γ_b' を測定してベースの面抵抗をしる方法(第三章 3.2 参照)

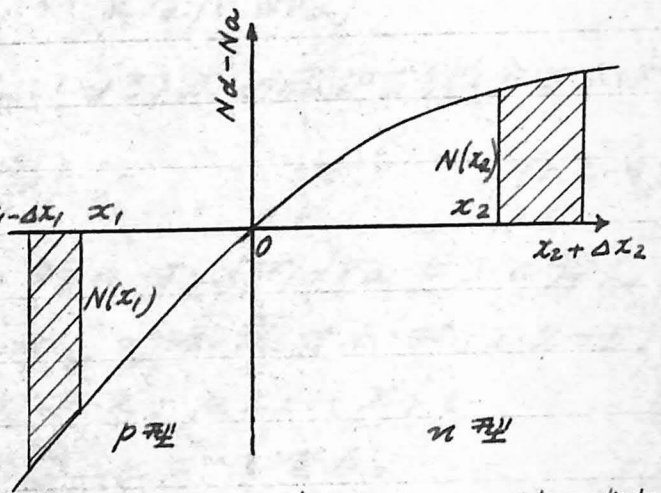
(b) 母結晶に n 型ゲルマニウムをつかり、トランジスタ製造の場合と同じ量の p 型、 n 型不純物を添加して表面溶融してトランジスタのエミッタ接合に相当する $p-n$ 接合をつくり、その電気容量を測定して不純物濃度分布をしる方法

の二つがある。(a) については 3.2 でのべるとしてここでは (b) の方法について説明し、測定結果とその検討をのべる。

エミッタ接合付近の不純物濃度分布 $N(x)$

$= N_d - N_a$ は 2.2-5 図

の形になっている。 x_1 から x_2 までが空乏層であるとし、外部から加える電圧 V_a (逆方向を + 付



号とする) を少し大きくすると空乏層は斜線の部分だけひるがる。この部分の空間電荷を ΔQ とすれば

2.2-5 図 接合部付近の不純物濃度

$$\Delta Q = -qN(x_1)\Delta x_1 = qN(x_2)\Delta x_2 \quad (2.2-3)$$

となり、両端の静電電位差は

$$\Delta V = \Delta Q(x_2 - x_1) / \epsilon \epsilon_0 \quad (2.2-4)$$

だけ変化する。一方電気容量は A を接合の面積とすれば

$$C = A \epsilon \epsilon_0 / (x_2 - x_1) \quad (2.2-5)$$

であるからその変化は

$$\Delta C = \frac{dC}{d(x_2 - x_1)} (\Delta x_1 + \Delta x_2) = - \frac{A \epsilon \epsilon_0}{(x_2 - x_1)^2} (\Delta x_1 + \Delta x_2) \quad (2.2-6)$$

(2.2-3) (2.2-4) 式から

$$\begin{aligned} \Delta C &= - \frac{A \epsilon \epsilon_0}{(x_2 - x_1)^2} \frac{\Delta Q}{g} \left(\frac{1}{N(x_2)} - \frac{1}{N(x_1)} \right) \\ &= - \frac{A (\epsilon \epsilon_0)^2}{(x_2 - x_1)^3} \frac{\Delta V}{g} \left(\frac{1}{N(x_2)} - \frac{1}{N(x_1)} \right) \end{aligned} \quad (2.2-7)$$

従って $\Delta V \rightarrow 0$ とすれば

$$\begin{aligned} \frac{1}{\frac{1}{N(x_2)} - \frac{1}{N(x_1)}} &= - \frac{C^3}{g \epsilon \epsilon_0 A^2} \left(\frac{dC}{dV} \right)^{-1} \\ &= - \frac{C^3}{g \epsilon \epsilon_0 A^2} \left(\frac{dV}{dV_a} \right) \left(\frac{dC}{dV_a} \right)^{-1} \end{aligned} \quad (2.2-8)$$

$\left(\frac{dV}{dV_a} \right)$ を求めるために (2.1-13) 式の両辺を微分すれば

$$\frac{dV}{dV_a} = \frac{gV}{kT} / \left(\frac{gV}{kT} - \frac{2}{3} \right) \quad (2.2-9)$$

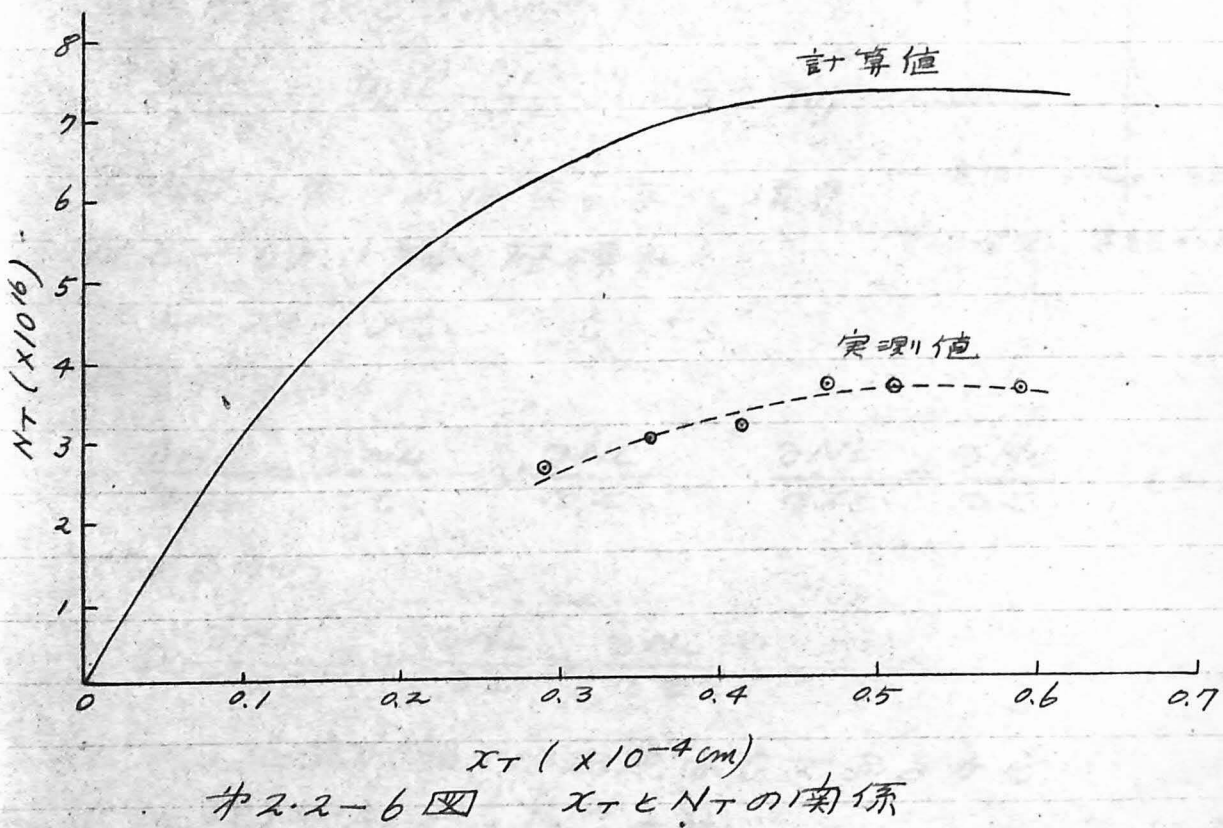
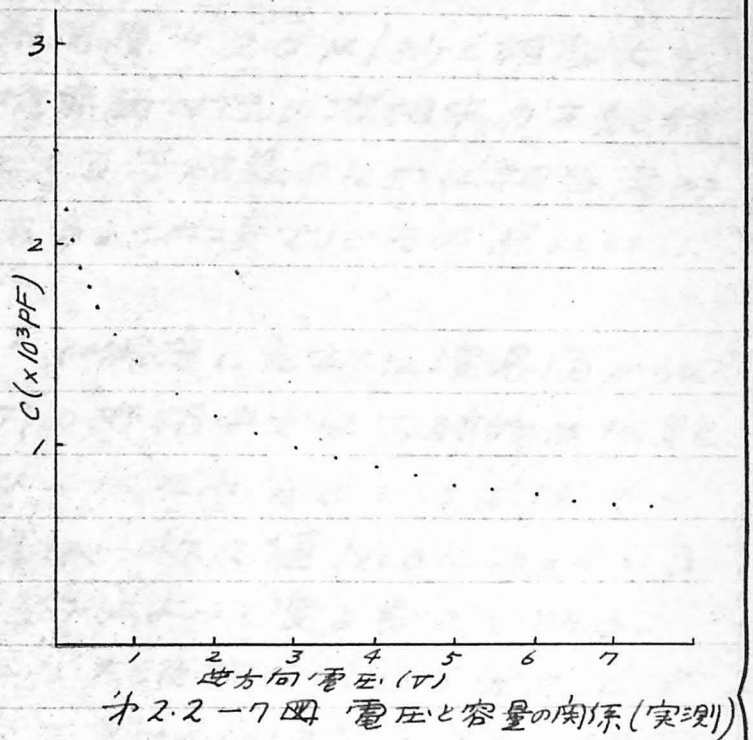
となるから $gV/kT \gg 1$ の時には $dV/dV_a \approx 1$ と考えよ。従って V_a を変えて C を測定すれば (2.2-5)

と (2.2-8) から空乏層の巾 $x_T \equiv x_2 - x_1$ と

$\frac{1}{N_T} \equiv \frac{1}{N(x_2)} - \frac{1}{N(x_1)}$ を求めることができる。

★2.2-6 図の実線は 4 ohm-cm の π 型単結晶 12.10% Sb-Ge 合金 30 mg/g , 1.40% Ga-Ge 合金 15 mg/g を添加して表面溶融したときの $x_T - N_T$ の関係を $L_2 = 2.6 \times 10^{-4} \text{ cm}$, 不純物が蒸発せずにかも理論どおり再結晶層には π 型として計算した結果である。この接合の V_a を変えたときの C

を实测すると#2.2-7
 図の枠になり $x_T - N_T$
 の関係は#2.2-6図
 の○点の枠になる。こ
 れから実際は S_b は添
 加量から予想される
 値の約半分だけ再結
 晶層にはいつていること
 が推論される。これは
 2.1.3で"のべ"を枠に溶
 融中の S_b の蒸発を考
 えれば"説明"できるので
 再結晶の際にはほぼ"
 理想的に偏析すると考えてよいことになる。



2.2.4 不純物の偏析についての検討

表面溶融法では溶融速度が20μ/秒と相当大きいので液相と固相の境界面付近の液相中の不純物濃度 N_L は溶けたての母結晶のために相当薄められていり可能性がある。この項ではその点について検討してみよう。

Burton等(2-6)が假定した様に境界面からの距離がある長さ δ 以内の液相中では不純物は拡散だけで輸送され、 δ 以上はなれたいころではかく拌によって不純物濃度は一定値 N_{L0} になっているとする。 δ はかく拌条件によって変る長さである。

境界面から δ だけはなれたい液相の位置を原点にすると、不純物濃度はFig. 2.2-8の様に成る。空間に固定された座標を x_s, t_s とすれば $N_L(x_s, t_s)$ は液相中の不純物の拡散定数を D_L 、境界面の進行速度を v とすれば

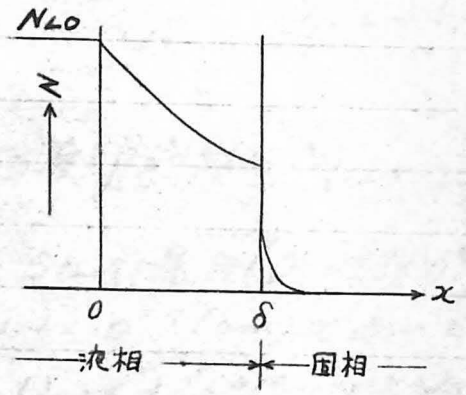


Fig. 2.2-8 不純物濃度

$$\frac{\partial N_L}{\partial t_s} = D_L \frac{\partial^2 N_L}{\partial x_s^2} \quad (2.2-10)$$

を満足しなければならぬ。境界面と一しよに動く座標系

$$x = x_s - vt_s \quad t = t_s \quad (2.2-11)$$

に変換すると

$$\frac{\partial N_L}{\partial t_s} = \frac{\partial N_L}{\partial t} - v \frac{\partial N_L}{\partial x} \quad \frac{\partial N_L}{\partial x_s} = \frac{\partial N_L}{\partial x} \quad (2.2-12)$$

であるから

$$D_L \frac{\partial^2 N_L}{\partial x^2} + v \frac{\partial N_L}{\partial x} = \frac{\partial N_L}{\partial t} \quad (2.2-13)$$

である。定常状態では右辺は0であるから、

$$N_L(x) = A_L e^{-\frac{v}{D_L}x} + B_L \quad (2.2-14)$$

となる。同様にして固相中の不純物濃度 $N_s(x)$ は拡散定数を D_s として

$$N_s(x) = A_s e^{-\frac{v}{D_s}x} + B_s \quad (2.2-15)$$

である。境界条件は分配係数を k とすれば

$$\begin{aligned} x=0 & \quad N_L = N_{L0} \\ x=\delta & \quad N_s = k N_L \\ x=\infty & \quad N_s = 0 \end{aligned} \quad (2.2-16)$$

であるから

$$A_L + B_L = N_{L0} \quad B_s = 0 \quad (2.2-17)$$

となる。 $x=\delta$ で N_L が一定に保たれるためには $k \ll 1$ であるとして固相中の不純物を無視すれば

$$-D_L \frac{\partial N_L}{\partial x} = v N_L \quad x=\delta \quad (2.2-18)$$

$$\therefore A_L = N_{L0} \quad (2.2-19)$$

となる。従って

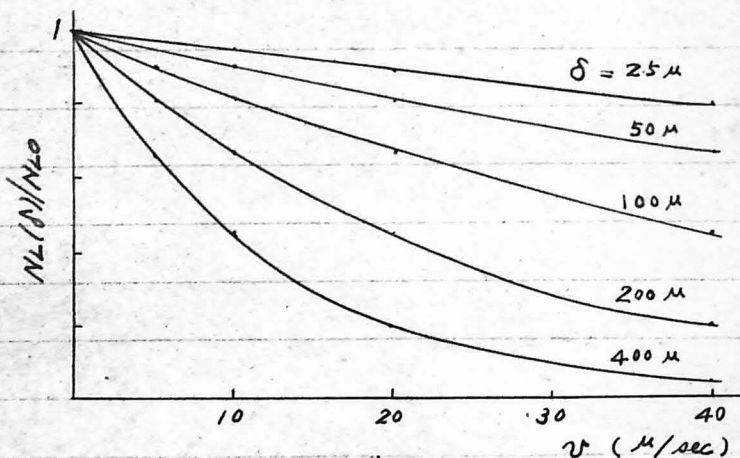
$$N_L = N_{L0} e^{-\frac{v}{D_L}x}, \quad N_s = k N_{L0} (e^{-\frac{v}{D_L}\delta}) (e^{-\frac{v}{D_s}(x-\delta)}) \quad (2.2-20)$$

N_s が $N_s(\delta)$ の $1/e$ になる深さは S_b の場合 ($D_s = 3.8 \times 10^{-10}$) でも $v = 20 \mu/\text{sec}$ の時 $D_s/v = 1.9 \times 10^{-7} \text{ (cm)}$ であって問題にならない。 S_b および G_r の D_L は 936°C で約 $5 \times 10^{-5} \text{ cm}^2/\text{sec}$ (2-7) であるから $N_L(\delta)/N_{L0}$ と v の関係を求めると

が 2.2-9 図の如くなる。これから

$N_L(\delta)/N_{L0} > 0.8$ にするためには $v = 20 \mu/\text{sec}$ の時には $\delta < 50 \mu$ であればよいことが分る。これは適

当なかく拌があれ

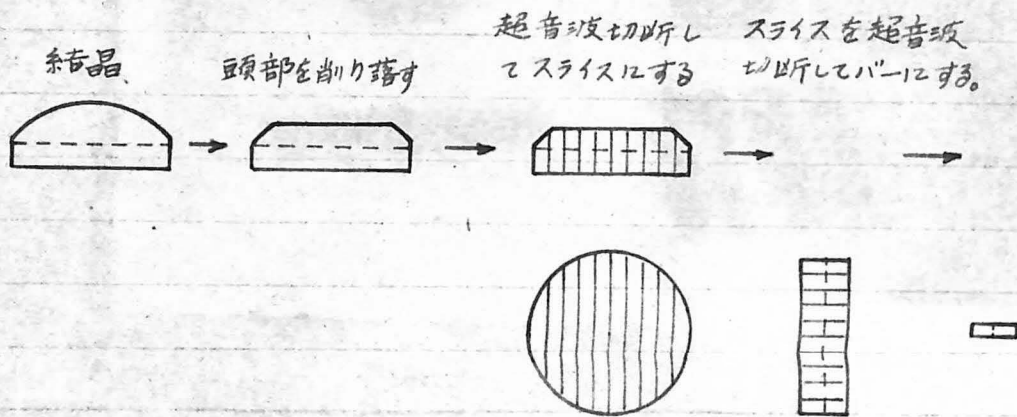


が 2.2-9 図 境界面の不純物濃度

(2-7)
 ば十分満足される条件である。もしこの条件から極端にはずれておると固相中にはいる不純物の量は期待値より非常に小さくなり接合ができない場合もあり得る。このことは振動しないうで溶解した場合にはしばしば経験することである。 ψ を小さくすれば δ の条件はもっとゆるくなるが、この場合には僅かな温度変化が溶解速度に影響を及ぼすので複雑な温度制御装置を必要とし、しかも操作に時間がかかるのでこの方法の特徴の一つを失うことになる。一般に δ を小さくするためには結晶と溶解物との間に相対速度を与えればよいが、この場合一般の結晶引き上げの称に種結晶を回転するだけでは溶解物が一しよに回るだけであって相対運動はえられない。円周方向の振動を母結晶に与えれば溶解物の方は慣性によってほとんど静止しており(一定速度の回転以外は)結晶との間に相対運動がおこって乱流を発生して有効にかく拌が行われる。2.2.3で述べた称に不純物が予期した値だけは入っていることは振動が有効なかく拌方法であり、表面溶解法を可能にした大きな要因であることを裏書する。

2.3 切断と化学処理

表面溶融の終わった結晶からトランジスタをつくるには結晶を切断して細いバーにしなければならぬ。第2.3-1図はその工程である。超音波切断はダイヤモンドの刃をつかう方法に比べて工程の時間がかつてしかも一つの結晶からより多く



第2.3-1図 切断の工程

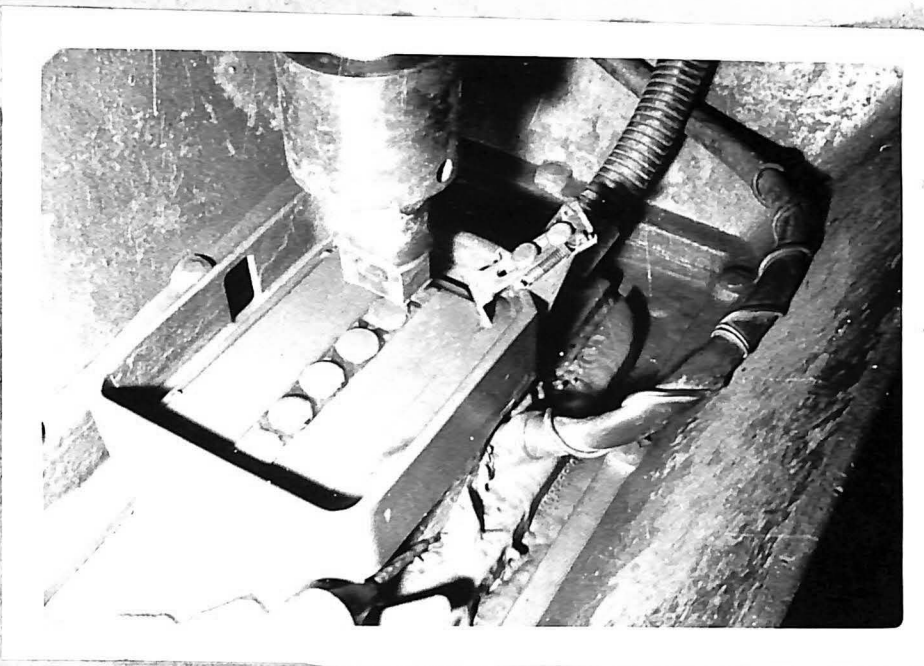
のバーを切り出すことができる。超音波発振器の出力は3KW, 周波数は25KCで研磨材としては#600のカーボランダムを使い、切断に要する時間は約10分である。平均約4互の結晶から約400本のバーを切り出すことができる。第2.3-2図は頭部をすり落した結晶と超音波カッター、第2.3-3図は切断の状況である。

バーを次の工程にまわす前に化学エッチする。その目的は細くするためと、接合部の位置をみえる標にするためである。エッチング液の組成は、

A液	硝酸	600CC
	弗化水素酸	150CC
	氷酢酸	300CC



※2.3-2 図 結晶と超音波カッター



※2.3-3 図 切断時の状況

SONY CORP.

B液	硝酸カリウム	0.55g
	純水	100cc

C液	硝酸	500cc
	弗化水素酸	250cc
	氷酢酸	250cc

で、先づA液とB液を混合し(混合すると約15分しかもたない)それに約1000本のバーを入れ、振動を加えながら170秒間エッチする。次にC液で同じ様に120秒間エッチする。C液によってバーの接合部ははっきりみえる様になり、ハンダに付ける工程およびベースリード溶着が容易になる。エッチ終了後の寸法は断面0.09~0.11mm角長さ2.5mmが規格である。第2.3-4図はエッチ後のバーの写真で中央にみえるのが接合部である。



第2.3-4図 エッチ後のバーの写真

2.4 電極の取付けと表面処理

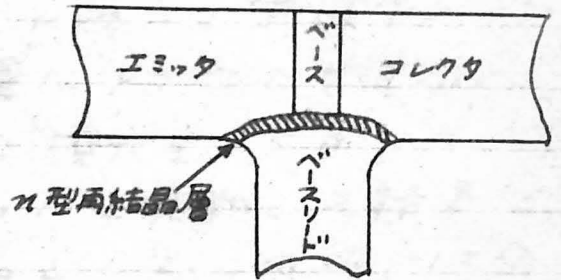
2.4.0 序

成長型トランジスタでは結晶製造のときからすでにコレクタ、エミッタ接合はできているので組立ての主な工程はコレクタ、エミッタ、ベースの各領域にオーム接触する電極をつくることである。エミッタに対してはあまり問題はなしか、コレクタに対しては完全なオーム接合ができなるとその電極部分から電子が注入されて電圧電流特性の反転がおこる。これはGaを0.5%含んだInをコレクタ、エミッタ電極付けの半田として使うことによって完全にやせける。組立てではベース電極の取付けが最も重要でむずかしい工程であるから、この節ではそれと、それ以後の表面処理について述べる。

2.4.1 ベース電極の取付け方法

表面溶融型トランジスタ

のベース巾は2~3μと非常に狭いのでベース領域にのみ電極を溶着させることは不可能であり、ベース電極とエミッタ、コレクタ領域との間には必ずかさなり



※2.4-1図 ベースリードとエミッタ、コレクタとの重なり

の部分ができる。(※2.4-1図参照)従ってベース電極を溶着して再結晶させる時に、n型の再結晶層ができる様にして、エミッタ、コレクタとの間をp-n接合ができる様にしてなければならぬ。この方法として普通考えられているものとして

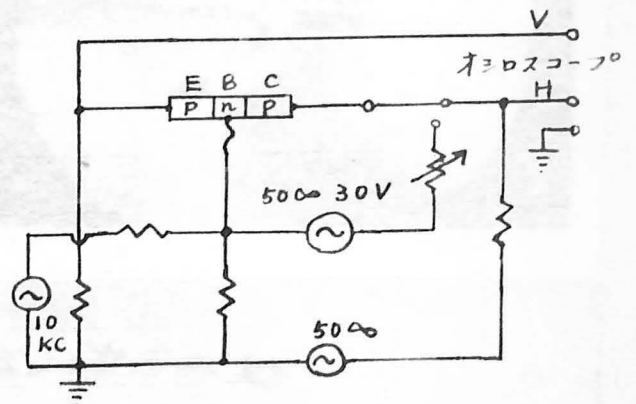
- (a) ベース領域にドナーを含んだ小粒を合金法によって付け、それにリードをつける方法
- (b) ドナーを含んだ細い金線をベース層に接触させ

電流パルスによつて、溶着する方法

がある。(a)は細いバーをつかつているこのトランジスタでは操作が甚だ困難で工数も多くなり、しかもエミッタ、コレクタ領域に重なる部分の面積が大きくなって電流増幅率の高周波特性に悪い影響を与えるので高周波用トランジスタの組立て法としてはあまり好ましくない。

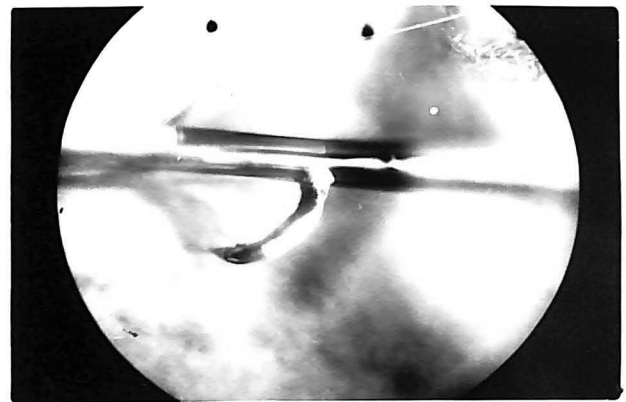
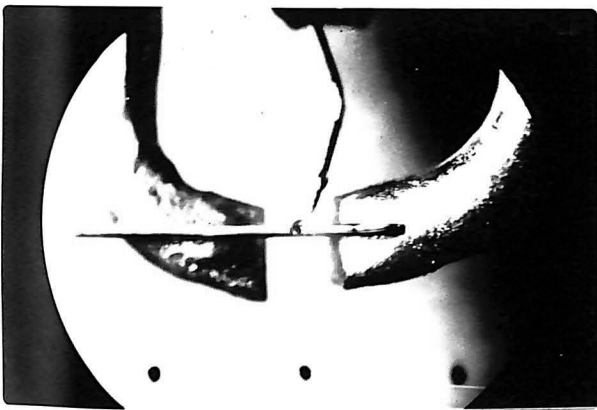
(b)はn-p-nの成長型トランジスタに使用されている方法であるが、このトランジスタの枠にp-n-p型でしかもバーが細い場合には特別な工夫を要する。n-p-n型では普通G₂入りの金線をつかうが、ドナーにはG₂の枠に低温におけるゲルマニウム中の溶解度の大きい物質があるかこの方法の困難さを増してゐると考えられる。従つて問題はゲルマニウムに対する溶解度の大きい物質をなるべく多量に金線に含ませることにある。金線中のドナーの量が十分でないと多量にアセテートを含んだエミッタに対しては特によい接合をつくることか困難になる。各種の金線について実験した結果については2.4.3で言及するとしてこの項では金線の溶着の一般的な方法についてこのべよう。第2.4-2図は溶着装置の系統図である。

「フタ」に付けられたバーの上にはマニコシータにはさまれた金線を接觸させ、エミッタ、コレクタ、金線の間の電気特性をオシロスコープで監視しながら金線を移動させる。金線が



第2.4-2図 リード溶着装置

ベース領域に接触してトランジスタ特性があらわれたときに金線とコレクタの間に交流の60~30Vの電源から200~500ohmの抵抗を通して0.5~0.3秒の10ルスの電流を流す。金線とベースの接触部分はジュール熱によって温度が上がり、金とゲルマニウムの共融点(3580C)になれば、共融物ができてゲルマニウムの中に浸入していく。電流10ルスが終れば急速に冷却してこの共融物から金線の中におくまればドナーをもつn型ゲルマニウムの再結晶層ができる。従来の金線ボンディング法例えば直流カール法、あるいは蓄電器の放電による方法にくらべてこの方法は機械的にも電氣的にもはるかによいp-n接合をつくることができるが、その理由についてははつきりしたことは分らない。第2.4-3図は金線の溶着状態を示す写真である。づから左金線は56鍍金の金線でこのことについては次頁で説明する。



第2.4-3図 金線の溶着状態

2.4.2 各種金線の比較

113113な金線のよさを比較するために溶解の条件と結晶を一定にしてトランジスタの歩留り電気的特性、機械的強度を比較した。つかった金線を大別すると次のとおりである。

(a) Sbを含んだ金線

Sbをなるべく多量に金に入れたいわけであるが溶解度が大体1%であり、1%のものは弾性が強くなりすぎて取扱いに不便なので実際につかったものは0.6%Sb入り金線である。

(b) Asを含んだ金線

AsはSbよりゲルマニウムに対する分配係数が大きいのでよい結果が期待できる。これも(a)と同じ理由で0.3%Asの金線をつかった。AsはSbより蒸気圧が大きいため、合金をつくるときに希望する重量比のものをつくることはSbの場合よりやや困難であり、ロット毎に定量分析によってAsの含有量を検査する必要がある。

(c) AsあるいはPを(a)又は(b)の表面に付着させて熱拡散させたもの

金線を $600^{\circ}\text{C} \sim 700^{\circ}\text{C}$ に加熱してAs又はPの蒸気を通ずると、これが表面に付着してある程度内部に拡散する。この方法では金線の外側のAs等の含有量を溶解度以上にすることができるとか。

(d) Sbを(a)に電気鍍金したもの

同じ結晶から50本ずつのバーをとり以上の金線の数種について実験した結果は次のとおりである。金線の直径はすべて 30μ である。

	金線の種類	線の抗張力 (Kg/cm ²)	測定歩留り (%)	溶着の強さ(g重)		コレクタ 破断電圧(V)	α
				1/12垂直	1/12水平		
(a)	Sb0.6%	822	29	23	21	42	0.940
(b)	As0.3%	982	47	32	25	43	0.960
(c)	Sb0.6% As拡散	240	45	11	5.2	45	0.992
	Sb0.6% P拡散	—	63	10	4.5	38	0.986
	As0.3% As拡散	260	56	—	—	—	0.990
(d)	Sb0.6% Sb鍍金	850	83	29	18	45	0.986

表2.4-1 各種金線の比較 (50本の平均値)

(C)に属するものは歩留り、電気的特性はよいか機械的強度が小さいため実際の製品につかうことはできない。実用的であると思われる(b)と(d)について電気的特性の分布をしらべた結果が表2.4-4図表2.4-5図である。これから(d)の金線をつかうものが、歩留り、特性の点で最もすぐれていることが分ったので生産ではすべてこの線を使用している。

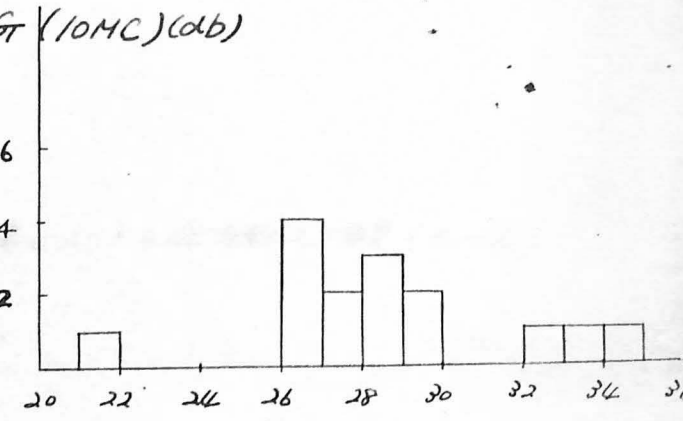
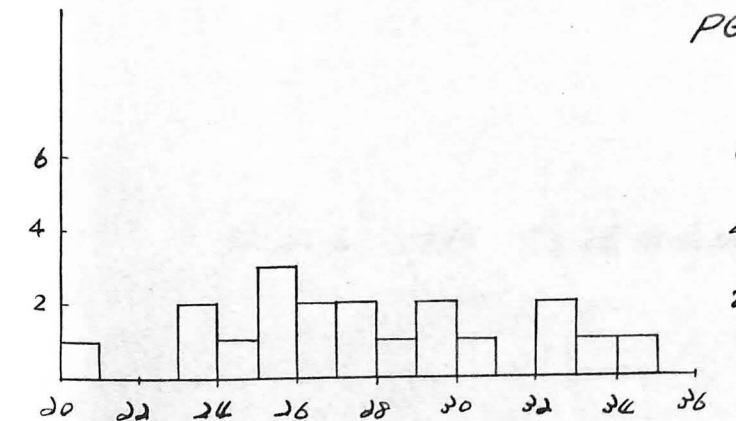
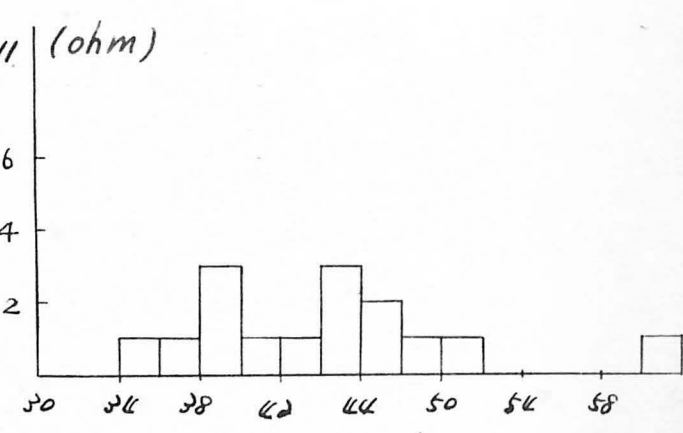
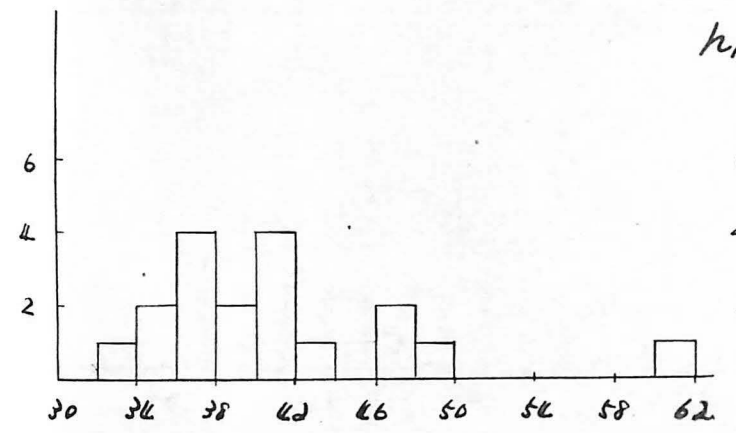
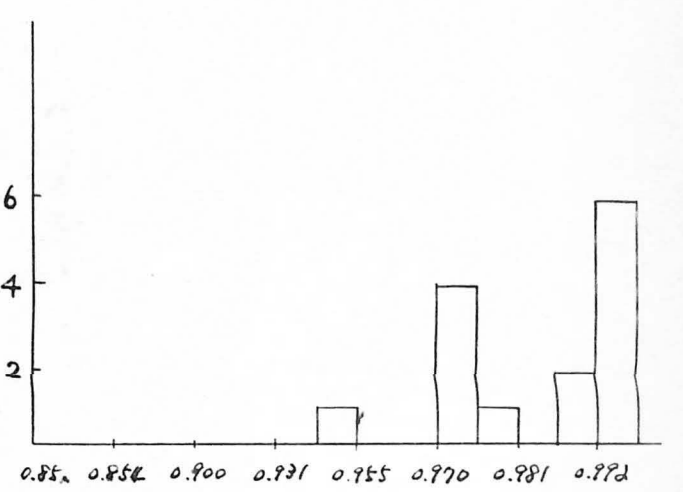
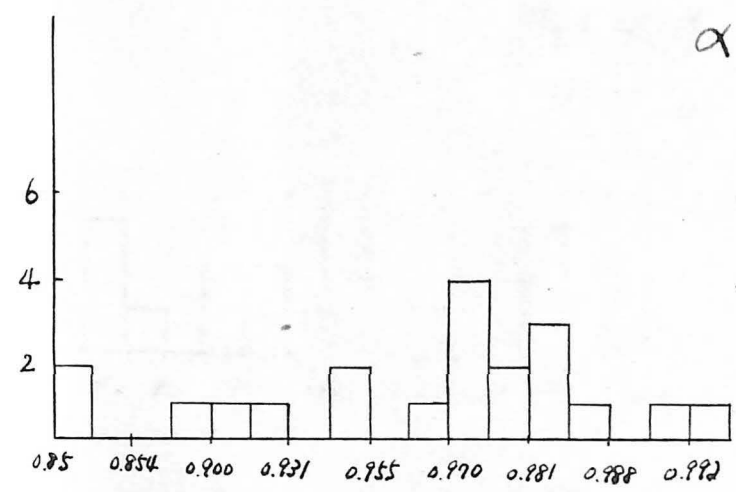
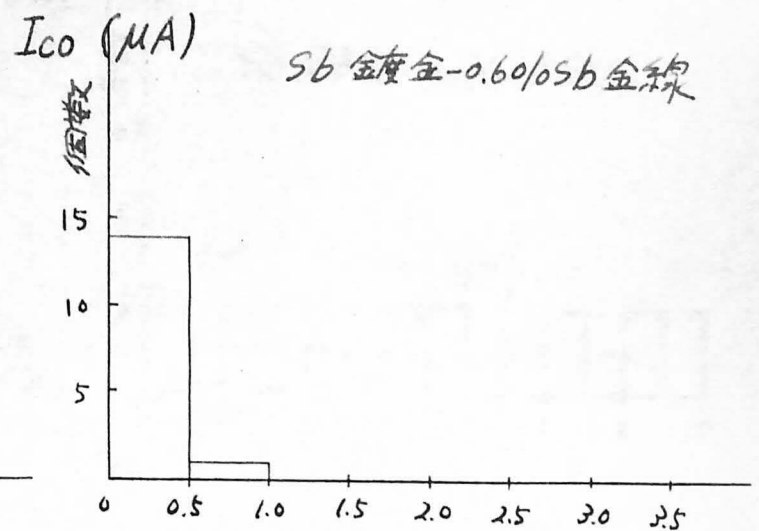
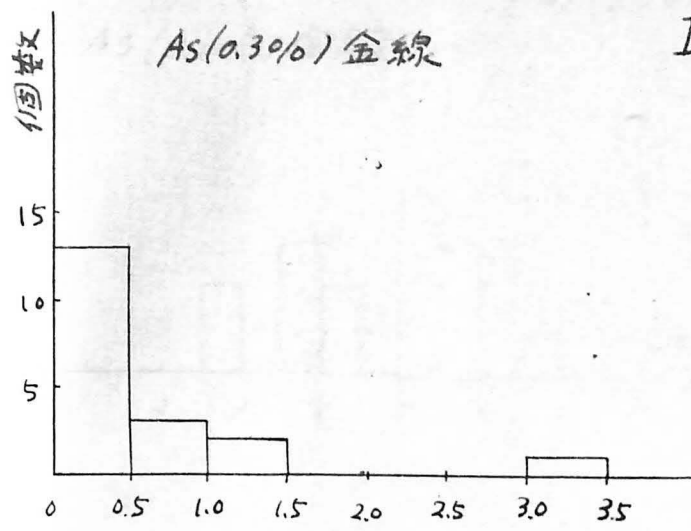
2.4.3 Sb鍍金金線の製造方法

Sbの電気鍍金については従来いろいろの方法が研究され一般にも使用されているが、この場合は目的が特別なため、従来の方法をそのまま使うことはできないので実験をした結果次の方法がよいことが分った。

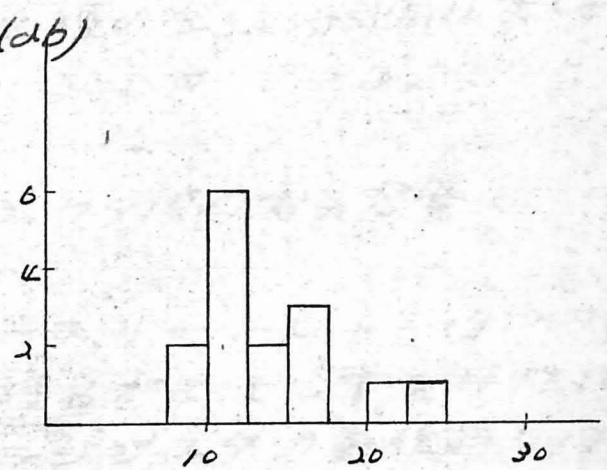
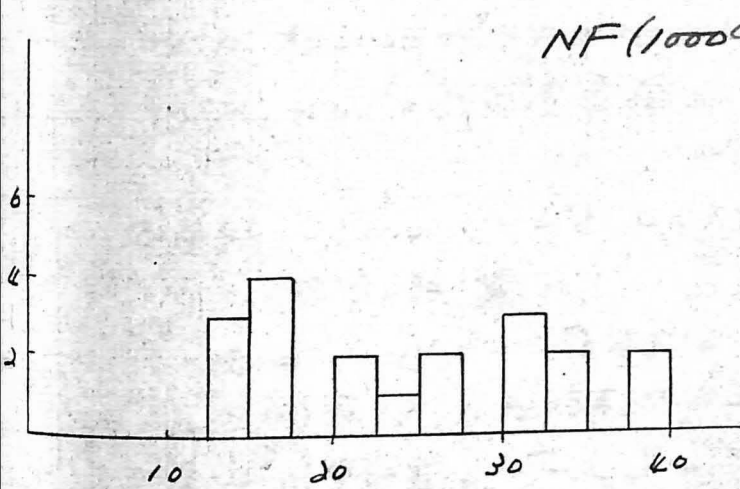
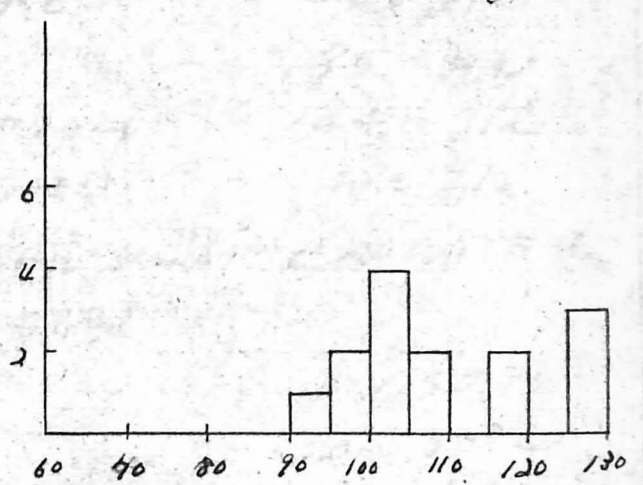
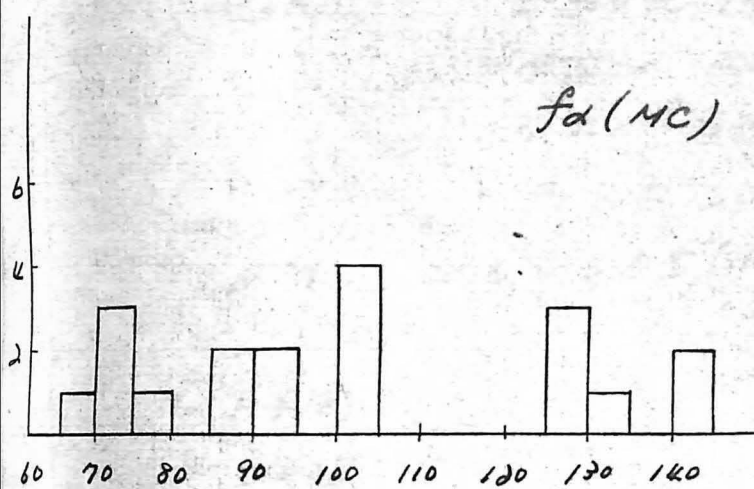
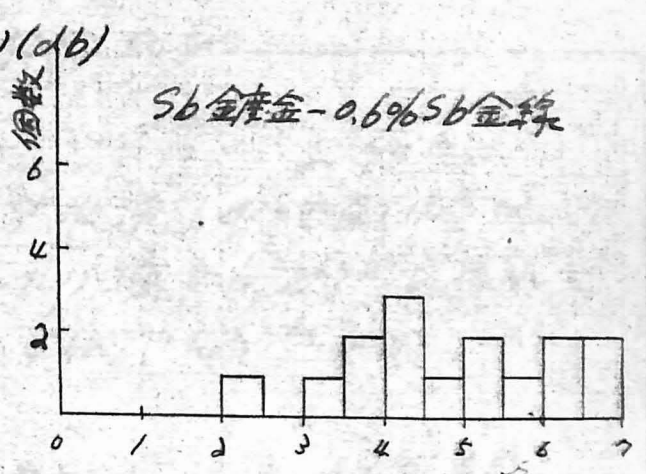
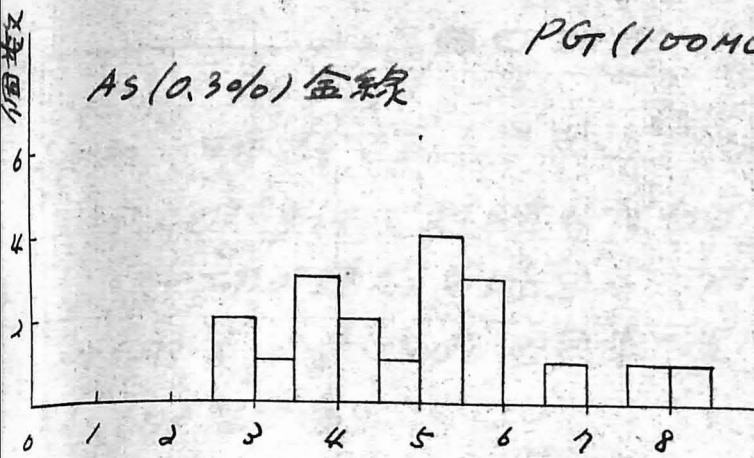
(a) 前処理

試料の前処理は鍍金の過程では非常に重要で種々の方法が発表されているがこの実験では次のアルカリ水溶液による電解脱脂を試みて成功した。

液組成	炭酸ナトリウム	50g/l
	水酸化ナトリウム	50g/l
電流密度		0.3A/cm ²



※2.4-4 図 Sb 鍍金金線とAs入り金線の比較(その1)



※2.4-5図 Sb鍍金金線とAs入り金線の比較(2012)

時間

2分

上の条件で処理したものを水洗その他乾燥等一切の過程を通さず、アルカリ液からあげてぬれているまま次の鍍金液にすばやく入れる。

(b) 鍍金

液組成

三酸化アンチモン

49.5 g/l

クエン酸

185.0 g/l

クエン酸カリウム

144.0 g/l

無水グルコン酸

48.0 g/l

pH

3.6~3.75 (水酸化トリウム
のクエン酸の水溶液
で調整)

時間

90~150秒

液温

20~30°C

上に記した条件で30μ直径の金線の周囲に最大5μ厚のSb鍍金層をつくる事ができる。

2.4.4 ベースリードとエミッタコレクタ間の電気容量と破壊電圧

2.4.1 でのべた様にベースリードとエミッタ、コレクタとの間には小面積のpn接合ができて電気特性に大きく影響を与える。トランジスタの動作時にはエミッタ側のpn接合は正方向にバイアスされるので電流が流れる。コレクタ側の接合は逆方向にバイアスされるのでその電圧が破壊電圧以上になれば電流は急激に大きくなる。一般にこの電圧は結晶自体のコレクタ接合の破壊電圧より小さいので、これがコレクタ電圧の最大定格を決定する。以下これらの接合の電気容量と破壊電圧について検討する。

(a) 電気容量

これらの接合は階段接合と考えられるから電気容量は

$$C = A \left(\frac{\epsilon \epsilon_0 q}{2} \frac{1}{|V|} \frac{NP}{N+P} \right)^{\frac{1}{2}} \text{ Farad} \quad (2.4-1)$$

となる。N, P はそれぞれ n 型 p 型部分の不純物濃度、V は両側の静電電位差 (Volt) で実際の数値を入れると

$$C = 3.36 \times 10^{-4} A \left(\frac{1}{|V|} \frac{NP}{N+P} \right)^{\frac{1}{2}} \text{ pF} \quad (2.4-2)$$

となる。V は逆方向を + 付号にすれば

$$V = V_a + V_i \quad (2.4-3)$$

で、 V_a は外から加えた電圧、 V_i はビルトインポテンシャルで次の式であらわされる。

$$V_i = \frac{kT}{q} \ln \frac{NP}{n_i^2} \quad (2.4-4)$$

(b) 破壊電圧

※ 2.4-6 図 は avalanche (Avalanche) による破壊電圧 (2-8) と Zener 効果 (2-9) による破壊電圧を高抵抗側の不純物濃度 (他の側の不純物濃度はこれより十分大きいとする) の函数としてあらわしたものである。コレクタベースリード間の接合では前者のアクセプト濃度は後者の再結晶層のドナー濃度にくらべて十分小さいので、破壊電圧はコレクタのアクセプト濃度で定まる。

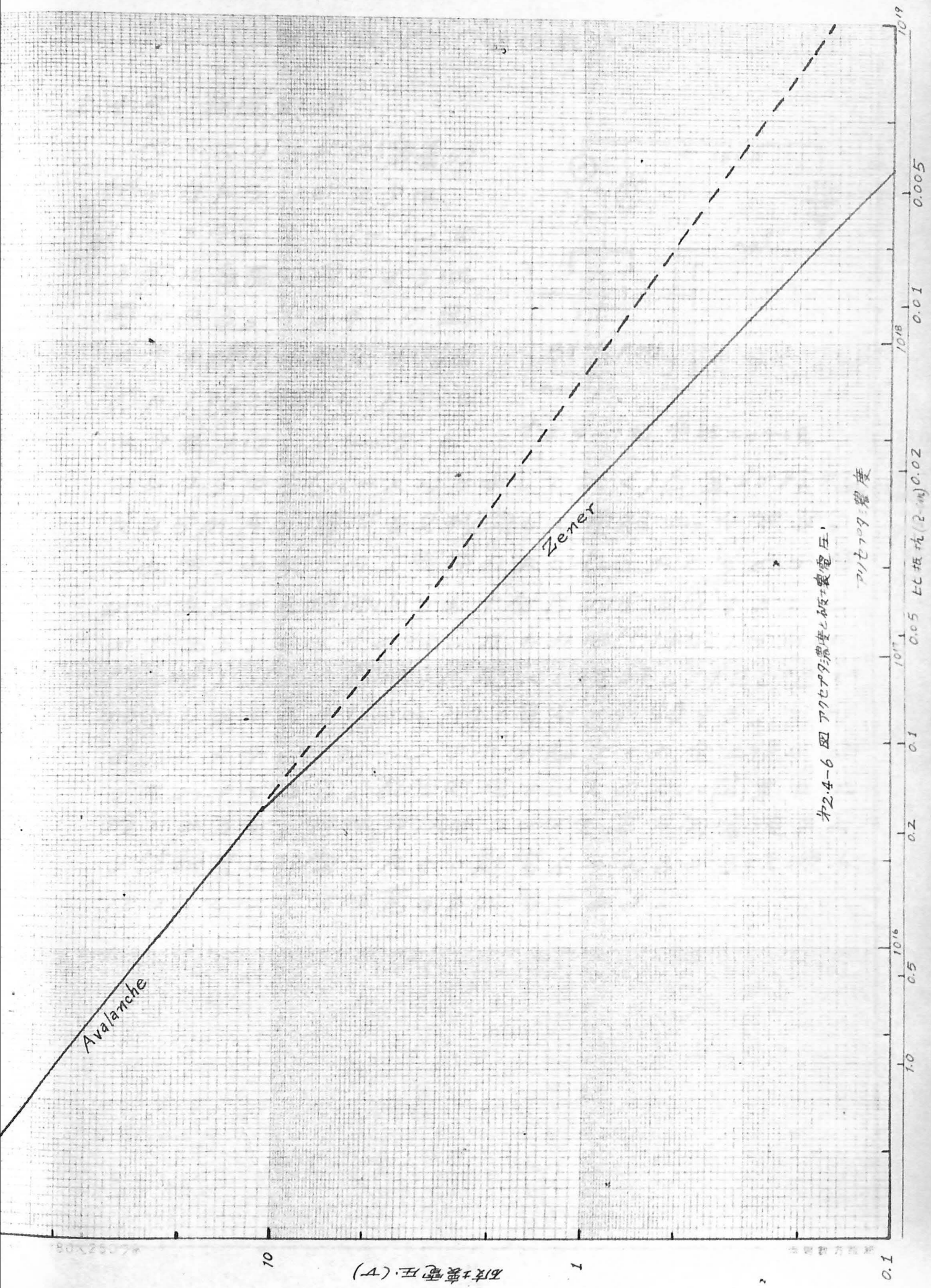
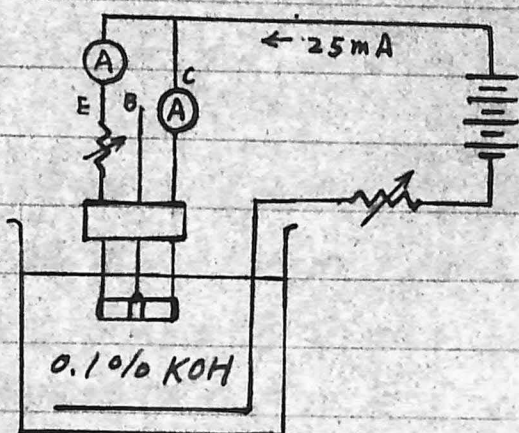


図 2.4-6 図 アークセップ濃度と破壊電圧

比湿度

2.4.5 表面処理

ベースリードの溶着の
終わったトランジスタは
ハーメチックミールす
る前に表面処理をする必
要がある。※2.4-7図
に示す様に水酸化カリウム
の0.1%溶液にトランジ



スタをつけ、エミッタと
コレクタから(ベースはうかしておく)白金対陰極
に25mAの電流を2秒流して電解エッチング
※2.4-7図 電解エッチング法
これはこれまでの工程中のよごれをおとすのが目
的であるから短時間でも十分目的を達成するこ
とができる。エッチングの終わったものは比抵抗 $15M\Omega$
($25^{\circ}C$)以上の蒸留水の流水で洗滌し、 $120^{\circ}C$ で
加熱しながら $0.1mmHg$ の真空で乾燥する。これ
をハーメチックミールすれば組立ての全工程は終
ったわけである。表面処理は以上の様に簡単な工
程であるが、特性例えばコレクタ逆方向電流およ
び信頼度に非常に大きい影響を与えるから洗滌水
については十分注意する必要がある。

2.5 結論

本章でのべたことは大体次のとおりである。

- (1) 表面溶融法は製造装置に複雑な温度制御装置を必要としないう上、操作も簡単で性能の優れた p-n-p 接合をもった結晶をつくる方法である。
- (2) 理論的計算によって高周波特性のよいトランジスタをつくるための設計方法を明らかにした。
- (3) 小さい母結晶をつかうので冷却時間が短く従ってベース中の小さい結晶がえられ高周波特性のよいトランジスタが製造できる。パー一箇当りの原料消費量は 0.01 瓦にすぎないので経済的にもすぐれている。
- (4) 溶融の際結晶に強い振動を与えることにより不純物が溶融物中で一掃になること、接合面が平らになることの二つの顕著な効果が得られることを示した。これはこの方法の大きな特徴である。
- (5) 化学エッチによってベース中を 0.3 μ 位の確度で測定できる方法を示した。
- (6) ベース中の不純物濃度を測定する新しい方法を示し、その測定結果から振動の効果を明らかにした。
- (7) ベースリード溶着には独特な交流ボンド法を採用し、リードにはアンチモン鍍金金線をつかうことにより好結果が得られた。

以上のべた如く表面溶融法は多くの特色をもった新しい方法であり、高周波トランジスタを経済的に量産するのに適した方法である。

文献

- (2-1) M. B. Prince, *Phys. Rev.* 92, p. 681 (1953)
(2-2) W. Shockley, *B. S. T. J.* 28, p. 435 (1949)
(2-3) W. C. Dunlap, Jr. *Phys. Rev.* 94, p. 1531 (1954)
(2-4) 日本特許 256811
(2-5) B. Abeles, *J. Phys. Chem. Solids*, 8, p. 340 (1959)
(2-6) J. A. Burton et al. *J. Chem. Phys.* 21, p. 1987 (1953)
(2-7) J. A. Burton et al. *ibid* p. 1991
(2-8) S. L. Miller, *Phys. Rev.* 99, p. 1234 (1955)
(2-9) D. R. Muss et al. *J. Appl. Phys.* 29, p. 1534 (1958)

第三章 電気的特性

3.0 序論

3.1 ドリフト・トランジスタの理論

3.2 高周波特性

3.3 パルス特性

3.4 直流特性と電流増巾率の温度特性

3.5 結論

3.0 序論

この章では完成したトランジスタの諸特性、特に 900 MC までの高周波における h_{FE} の測定結果とその検討について述べる。このトランジスタではベース中の不純物濃度勾配が大きいためドリフト電界によるベース中の正孔の加速があり、いわゆるドリフト・トランジスタの諸特性を示す。

3.1 ではドリフト・トランジスタの理論的考察を述べ、ベース中の電界強度と正孔の移動度が場所によって異なる場合の計算結果を示す。

3.2 では高周波における h_{FE} の値に影響をおよぼす寄生的な量を測定しその量によって h_{FE} の測定値を補正しその結果を述べる。それより得られた本質的トランジスタの h_{FE} は 3.1 の理論と第二章で述べた製造条件から予想されるトランジスタの主要素の値によってよく説明されることを示す。

3.3 では高速度オシロスコープによるパルス特性の測定結果を述べる。

3.1 ドリフト・トランジスタの理論

3.1.0 序

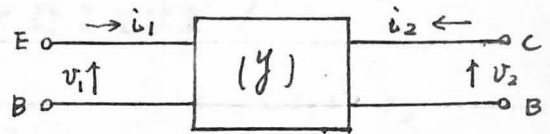
表面溶融型トランジスタは2章で述べたようにバース中の不純物濃度が増加しているため、バース中の正孔に対して加速電界が働く。Knömer⁽³⁻¹⁾は不純物濃度が指数函数的に減少する場合について理論的にトランジスタの γ パラメータを求めている。

実際のトランジスタのバース中の不純物濃度分布は(2.1-4)式から判るように指数函数的でないし、正孔の移動度も場所によって異なるからKnömerの式に相当補正を加えることが必要な場合もある。

3.1.1では後に使うに必要な範囲内でKnömerの式を紹介し、3.1.2ではバース中の不純物濃度や正孔の移動度が異なる場合の近似的な取扱いはについて述べる。

3.1.1 ドリフト・トランジスタのパラメータ

3.1-1図のような理想トランジスタを考えると V_1, V_2, i_1, i_2 を γ パラメータを用いて表わす式は次のようになる。



3.1-1 図

$$\left. \begin{aligned} i_1 &= \gamma_{11b} V_1 + \gamma_{12b} V_2 \\ i_2 &= \gamma_{21b} V_1 + \gamma_{22b} V_2 \end{aligned} \right\} \text{--- (3.1-1)}$$

(3.1-1)式の γ パラメータはバースの電界が一定の場合にはKnömerによって理論的に解かれている。これから h パラメータへの変換の式は次の通りである。

$$\begin{aligned} h_{11b} &= \frac{1}{\gamma_{11b}}, & h_{12b} &= -\frac{\gamma_{12b}}{\gamma_{11b}} \\ h_{21b} &= \frac{\gamma_{21b}}{\gamma_{11b}}, & h_{22b} &= \frac{\Delta^{\gamma}}{\gamma_{11b}}, \end{aligned} \quad \text{但し } \Delta^{\gamma} = \gamma_{11b} \gamma_{22b} - \gamma_{12b} \gamma_{21b}$$

--- (3.1-2)

不純物濃度分布が次のような式であらわされるとき n - p 中の電界は F (一定) とする

$$N(x) = N_0 e^{-\frac{qF}{kT}x} \quad \text{--- (3.1-3)}$$

又 次のように定義すれば h_{11b} , h_{21b} は各々 (3.1-7) 式, (3.1-8) 式となる

- F : n - p 中の電界の強さ
- W : n - p の巾
- D_p : 正孔の拡散定数
- $L = \sqrt{D_p \tau_p}$: 正孔の拡散距離
- k : ボルツマン定数
- T : 絶対温度 ($^{\circ}K$)
- $\mu_p = \frac{q}{kT} D_p$: 正孔の移動度
- ω : 角周波数

$$\eta \equiv \frac{qFW}{2kT} = \frac{q\Delta V}{2kT} \quad \left(\begin{array}{l} \Delta V \text{ は } n\text{-}p \text{ の両端} \\ \text{の静電電位差} \end{array} \right) \quad \text{--- (3.1-4)}$$

$$\varphi \equiv \frac{\omega W^2}{D_p} \quad \text{--- (3.1-5)}$$

$$Z \equiv \sqrt{\eta^2 + \left(\frac{\omega}{L}\right)^2 + j\varphi} \quad \text{--- (3.1-6)}$$

- I_E : エミッタ電流
- q : 電子の電荷

$$h_{11b} = \frac{1}{y_{11b}} = \frac{kT}{qI_E} \frac{\eta \sinh Z}{Z \sinh \eta} e^{\eta} \frac{Z}{\eta \sinh Z + Z \cosh Z} \quad \text{--- (3.1-7)}$$

$$-h_{21b} = \beta = \frac{y_{21b}}{y_{11b}} = e^{\eta} \frac{Z}{\eta \sinh Z + Z \cosh Z} \quad \text{--- (3.1-8)}$$

(3.1-7) 式, (3.1-8) 式は エミッタから n - p 中には流れる正孔のアドミッタンス $y_{11b}^{(p)}$ のみを考えれば電子による電流のアドミッタンス y_{11b}' を考えれば y_{11b} は次のようになる。

$$y_{11b} = y_{11b}^{(P)} + y_{11b}' \quad \text{--- (3.1-9)}$$

又電流増中率 α は次のようになり

$$\alpha = \frac{y_{21b}^{(P)}}{y_{11b}^{(P)} + y_{11b}'} = \beta \delta \quad \delta = \frac{y_{11b}^{(P)}}{y_{11b}^{(P)} + y_{11b}'} \quad \text{--- (3.1-10)}$$

表面溶融型トランジスタでは y_{11b}' はエミッタ・ベースリード間の容量によるものが主要成分であるから低周波における δ はこれらのコンダクタンスによつて、高周波における δ はその容量によつて支配される

高周波トランジスタでは W が小さいから低周波以外では (3.1-6) 式は次のよう近似しても十分である

$$Z \equiv \sqrt{\eta^2 + j\varphi} \quad \text{--- (3.1-11)}$$

3.1-2 図はこの場合の β を η と φ の函数とあらわしたもので

3.1-3 図は $|\beta| = 0.707$ なる $\varphi = \varphi_\alpha$ を η の函数としてあらわしたものである、 φ_α と遮断周波数 f_α と r は次の関係がある。

$$\varphi_\alpha = \frac{f_\alpha W^2}{2\pi D_P} \quad \text{--- (3.1-12)}$$

よく知られた通り φ_α における β の位相角を θ_α とし

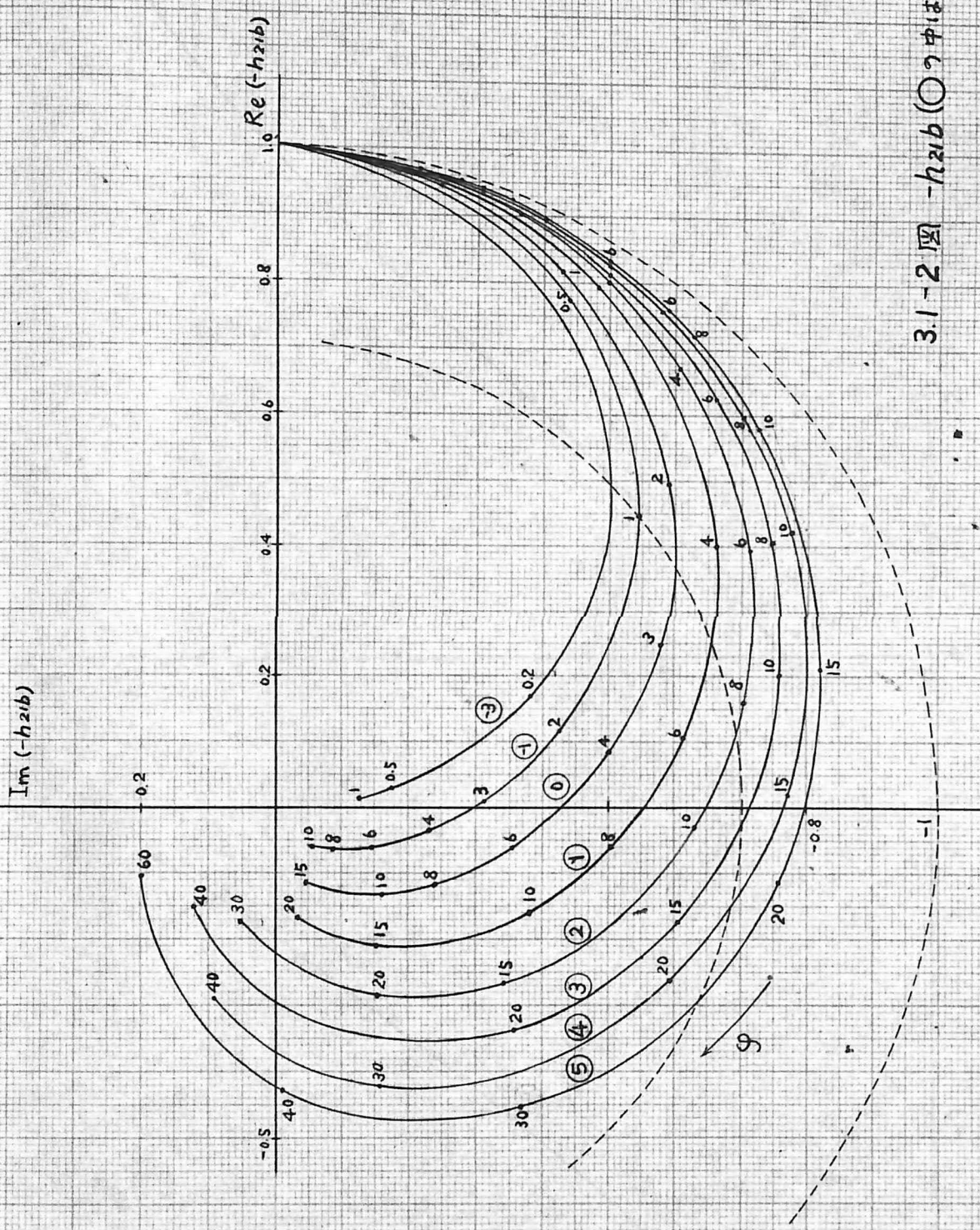
$$m = -\theta_\alpha - \pi/4 \quad \text{--- (3.1-13)}$$

とすれば α は次のようにあらわされる

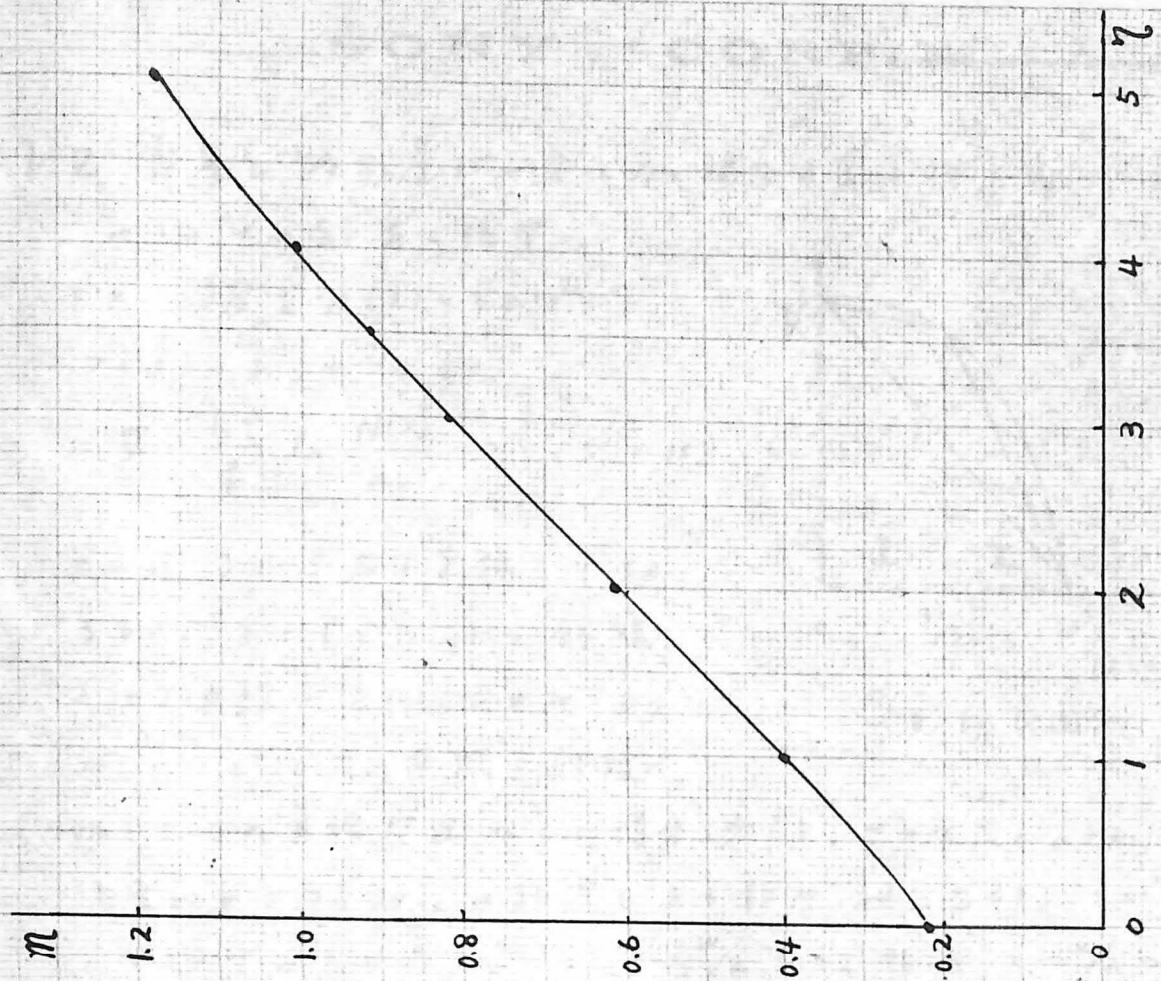
$$\alpha = \frac{e^{-jm/f_\alpha}}{1 + jf/f_\alpha} \quad \text{--- (3.1-14)}$$

(3.1-14) 式は f_α 項を β が十分に大きき近似で成り立つ

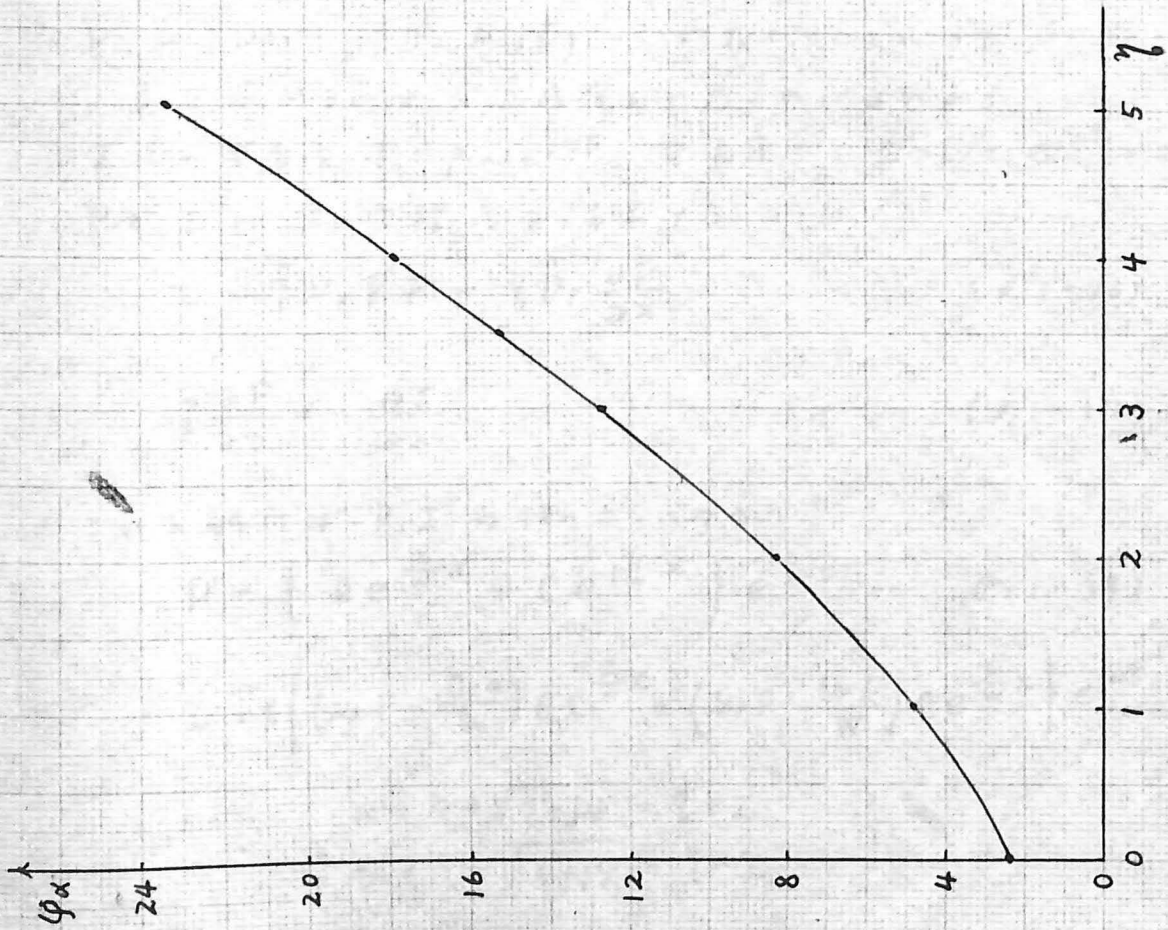
3.1-4 図は α と m と η の関係である



3.1-2 圖 $-h_2ib$ (0 γ 中 β η)



3.1-4 圖 m と η の關係



3.1-3 圖 φ_{α} と η の關係



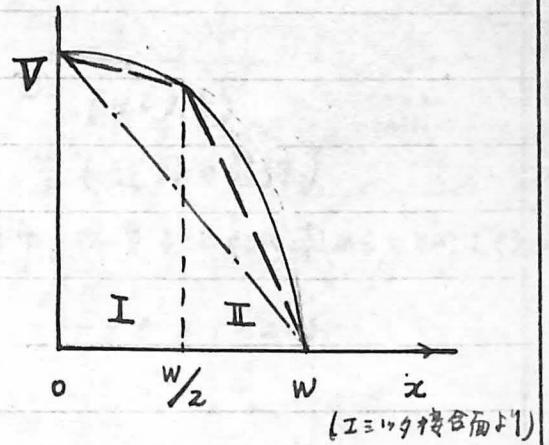
3.1.2 電界と移動度が一定でない場合のβの補正式

1'-2 中の静電電位 V は

ドナー濃度を N(x) とすれば

次のようにあらわされる

$$V = \frac{kT}{q} \ln \frac{N(x)}{n_i} \quad \dots (3.1-15)$$



これは 3.1-5 図の實線を示す

るが、2' 3.1.1 ではこれを直線

の如き直線で近似したわけである

が、ここではこの曲線を破線の

如き二つの直線で近似した場合とする。この方法によつて同時に濃度による移動度の相違もある程度補正を行つておける

1'-2 中 W を一定とし x = 0 ~ W/2 を I 領域, x = W/2 ~ W を II 領域とし各領域内では F, μ, Dp 等は一定であるとす。各々 F₁, μ₁, Dp₁ ..., F₂, μ₂, Dp₂ ... と表わすことにする

β を求めるには交流成分だけを考えるから

正孔の濃度を P = p(x)e^{jωt}, 電流密度を I = i(x)e^{jωt} とすれば P と I は次の方程式を満足する

$$I = q\mu_p PF - qD_p \frac{\partial P}{\partial x} \quad \dots (3.1-16)$$

$$q \frac{\partial P}{\partial t} = - \frac{\partial I}{\partial x} \quad \dots (3.1-17)$$

これを解けば P, I は次のようになる

$$P = \left\{ B e^{\frac{a}{W}x} + C e^{\frac{b}{W}x} \right\} e^{j\omega t} \quad \dots (3.1-18)$$

$$I = q \left\{ \left(\mu_p F - \frac{D_p a}{W} \right) B e^{\frac{a}{W}x} + \left(\mu_p F - \frac{D_p b}{W} \right) C e^{\frac{b}{W}x} \right\} e^{j\omega t} \quad \dots (3.1-19)$$

$$\begin{aligned} a &= \eta + \sqrt{\eta^2 + j\varphi} = \eta + Z \\ b &= \eta - \sqrt{\eta^2 + j\varphi} = \eta - Z \end{aligned}$$

η, Z, φ 等の定義は 3.1.1 と同じで $\eta_1, Z_1, \varphi_1, P_1, I_1$ 及び $\eta_2, Z_2, \varphi_2, P_2, I_2$ は各々 I, II 領域の値をあらわすことにする

境界条件は

$$x = W \text{ で } P_2 = 0 \quad (3.1-19)$$

$$x = W/2 \text{ で } P_1 = P_2 \quad I_1 = I_2 \quad (\text{連続の条件})$$

であるから B_1, C_1, B_2, C_2 の比が α を次の如く求めることができる

$$\alpha = \frac{I_2(W)}{I_1(0)} \quad (3.1-20)$$

$$\text{今 } \varepsilon = \frac{DP_2}{DP_1} = \frac{\mu P_1}{\mu P_2} \quad (3.1-21)$$

とすれば (3.1-20) 式は次のようになる

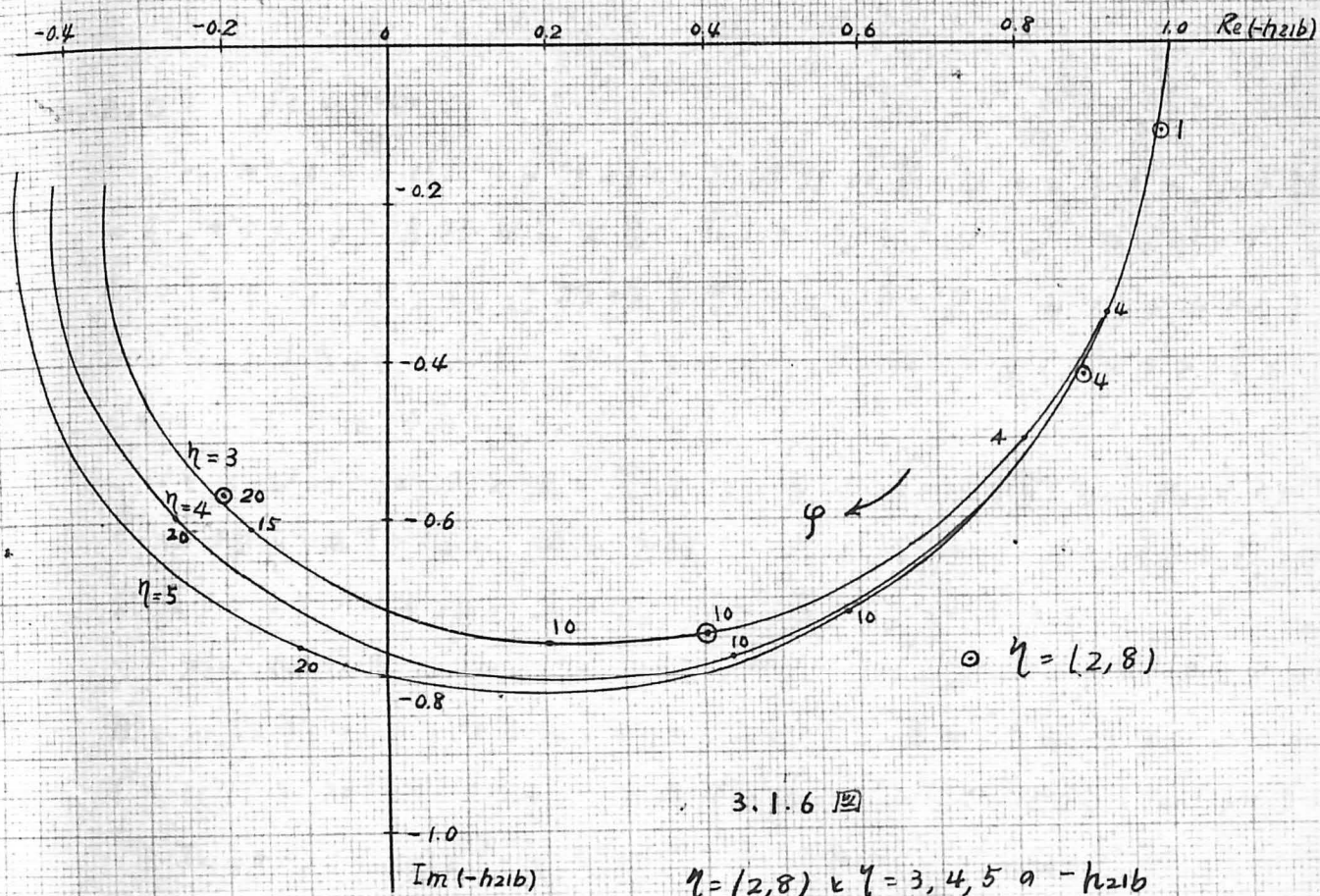
$$\alpha = \frac{2\varepsilon e^{\frac{\eta_1 + \eta_2}{2}} Z_1 Z_2}{A} \quad (3.1-22)$$

$$A = \left\{ Z_1 (Z_1 + \varepsilon Z_2) + \eta_1 (\varepsilon \eta_2 - \eta_1) \right\} \cosh \frac{Z_2 + Z_1}{2} \\ + (\varepsilon \eta_1 Z_2 + \varepsilon \eta_2 Z_1) \sinh \frac{Z_1 + Z_2}{2} + \left\{ Z_1 (\varepsilon Z_2 - Z_1) - \eta_1 (\varepsilon \eta_2 - \eta_1) \right\} \cosh \frac{Z_2 - Z_1}{2} \\ + (\varepsilon \eta_2 Z_1 - \varepsilon \eta_1 Z_2) \sinh \frac{Z_2 - Z_1}{2} \quad (3.1-22')$$

$\varepsilon = 1, \eta_1 = \eta_2, Z_1 = Z_2$ とすれば勿論 (3.1-8) 式と同じになる

試みにあつて現実的では無いが $\eta_1 = 2, \eta_2 = 8, \varepsilon = 1$ の場合について $\varphi = 1, 4, 10$ と計算してみると 3.1-6 図の X 印の如く $\eta = 4$ の曲線に近いとわかる。この様に η 中の電界が非常に違つてゐる場合でも適当に考えれば η を求めることができる。近似的には次式が成り立つようである

$$\eta = \sqrt{\eta_1 \eta_2} \quad (3.1-23)$$



3.2 高周波特性

3.2.0 序

トランジスタのHパラメータに於て、周波数が高くなってくるとリード線のインダクタンス、電極間の容量、コレクタ抵抗、オーバーラッピングキャパシタンス、エミッタ遷移域容量などの影響がかなり大きくなり、遂には本来のトランジスタの特性とは似ても似つかないデータを得ることはしばしばである。

そこでここでは上述の寄生的な量はかかる影響を及ぼすかを四端子網理論より解き、実験より得たHパラにその補正を行った結果から理論値に近いカーブを得ることをできた。

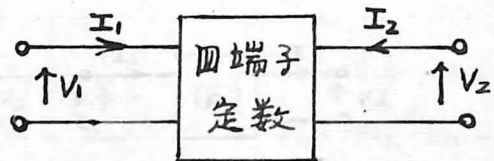
周波数範囲は 100 Mc/s ~ 900 Mc/s. 測定器は GR 型 TET-1 用の試料トランジスタは SONY PNP Ge 表面溶融形トランジスタ TX 117 # 251-1 であり、低周波のHパラ^{*}の如し、(Vc = 6V)

I _e (mA)	h _{11b} (Ω)	h _{12b} (×10 ⁻³)	-h _{21b}	h _{22e} (μV)
2	16.0	1.70	0.993	0.47
3	11.5	2.20	0.993	0.53

3.2.1 寄生的な量の理論的補正

a) 四端子網理論

3.2-1 図のように V₁, V₂, I₁, I₂ を定義すると、このうちの二つの量と他の二つの量の函数としてあらわすことができた。そのあらわし方もいろいろとあるが、ここでは次の三つの場合のみを用いる (但し Fパラ^{*}のみは 3.2-1 図で I₂ の電流の向きは逆)



3.2-1 図

$$\begin{pmatrix} V_1 \\ I_1 \end{pmatrix} = (F) \begin{pmatrix} V_2 \\ I_2 \end{pmatrix} \quad (F) = \begin{pmatrix} A & B \\ C & D \end{pmatrix} \quad \text{----- (3.2-1)}$$

$$\begin{pmatrix} V_1 \\ V_2 \end{pmatrix} = (Z) \begin{pmatrix} I_1 \\ I_2 \end{pmatrix}, \quad (Z) = \begin{pmatrix} Z_{11} & Z_{12} \\ Z_{21} & Z_{22} \end{pmatrix} \quad \text{----- (3.2-2)}$$

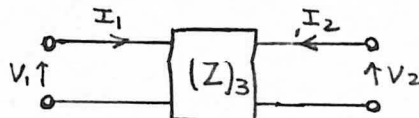
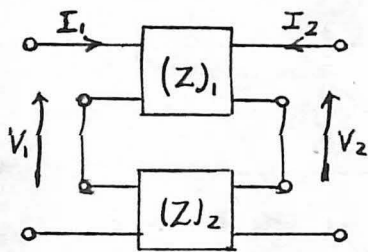
$$\begin{pmatrix} V_1 \\ I_2 \end{pmatrix} = (h) \begin{pmatrix} V_2 \\ I_1 \end{pmatrix} \quad (h) = \begin{pmatrix} h_{11} & h_{12} \\ h_{21} & h_{22} \end{pmatrix} \quad \text{----- (3.2-3)}$$

又上式に於て各パラメータ間相互に次の関係がある (3-3)

$$\begin{pmatrix} A & B \\ C & D \end{pmatrix} = \frac{-1}{h_{21}} \begin{pmatrix} h_{11} h_{22} - h_{12} h_{21} & h_{11} \\ & h_{22} & 1 \end{pmatrix} \quad \text{----- (3.2-4)}$$

$$\begin{pmatrix} h_{11} & h_{12} \\ h_{21} & h_{22} \end{pmatrix} = \frac{1}{D} \begin{pmatrix} B & AD - BC \\ -1 & C \end{pmatrix} \quad \text{----- (3.2-5)}$$

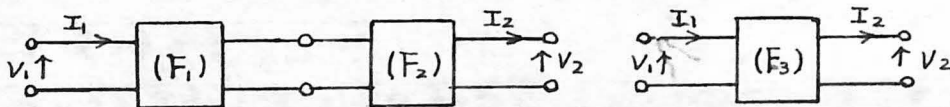
$$\begin{pmatrix} Z_{11} & Z_{12} \\ Z_{21} & Z_{22} \end{pmatrix} = \frac{1}{h_{22}} \begin{pmatrix} h_{11} h_{22} - h_{12} h_{21} & h_{12} \\ & -h_{21} & 1 \end{pmatrix} \quad \text{----- (3.2-6)}$$



3.2-2 回

又上回のように Z パラメータ⁺あらわされる二つの回路^(Z1, Z2)が直列に接続されたときの合成四端子のインポート⁺ス行列 (Z)₃ は次のようになる

$$(Z)_3 = \begin{pmatrix} Z_{113} & Z_{123} \\ Z_{213} & Z_{223} \end{pmatrix} = (Z)_1 + (Z)_2 = \begin{pmatrix} Z_{111} + Z_{112} & Z_{121} + Z_{122} \\ Z_{211} + Z_{212} & Z_{221} + Z_{222} \end{pmatrix} \quad \text{----- (3.2-7)}$$

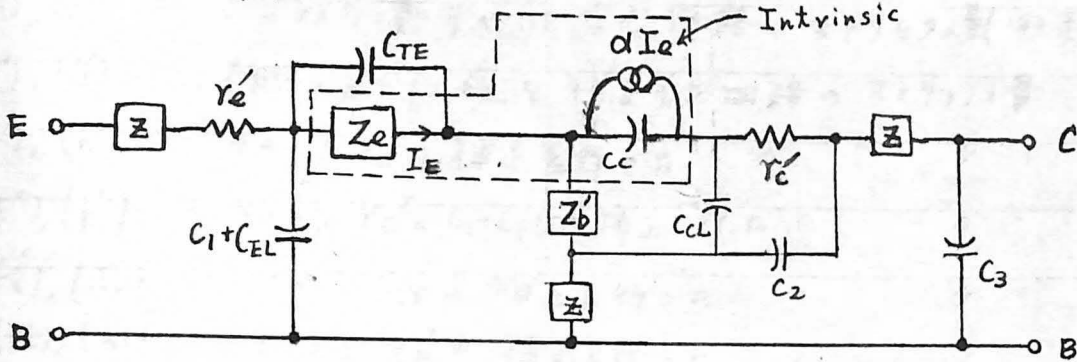


3.2-3 回

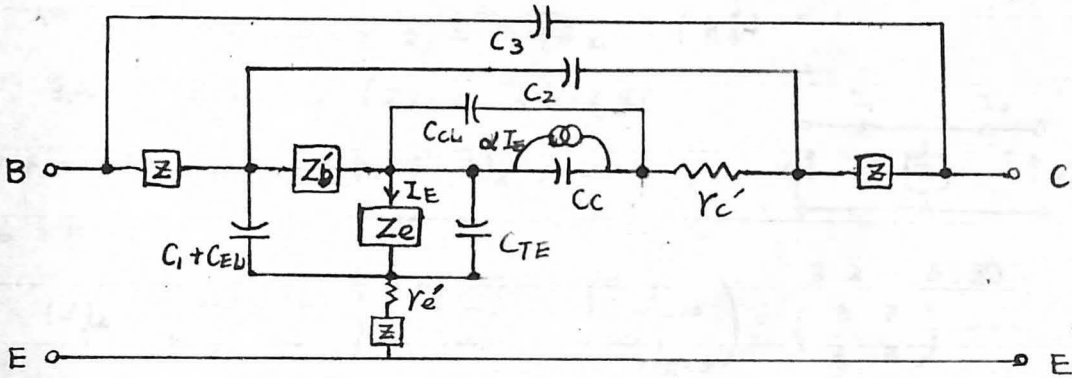
又上回 3.2-3 回のように (F) パラメータ⁺あらわされる回路 (F)₁, (F)₂ が縦続接続されたときの合成四端子の (F)₃ は次のようになる

$$(F)_3 = \begin{pmatrix} A_3 & B_3 \\ C_3 & D_3 \end{pmatrix} = (F)_1 (F)_2 = \begin{pmatrix} A_1 A_2 + B_1 C_2 & A_1 B_2 + B_1 D_2 \\ C_1 A_2 + D_1 C_2 & C_1 B_2 + D_1 D_2 \end{pmatrix} \quad \text{----- (3.2-8)}$$

b) 高周波等価回路



3.2-4 図 Λ -s 接地 高周波等価回路



3.2-5 図 エミッタ接地 高周波等価回路

Z : 各脚にコンデンサ リードインピーダンス $Z = R + j\omega L$ とおられる

Y_e' : エミッタ直列抵抗

Z_e : エミッタ接合インピーダンス (高周波にならないうちは $\frac{26}{I_E} < I_E \text{ in mA} >$)

C_1 : E-B 間の電極間容量

C_{EL} : E-B 間のオーバーラッピング容量 $j\omega(C_1 + C_{EL}) = Y_1$ とおられる

C_{TE} : エミッタ空乏層容量 (Transitional Region Capacitance) $j\omega C_{TE} = Y_{TE}$

α : 電流増幅率

C_c : コレクタ容量 (コレクタ拡散容量 C_{c1} とコレクタ遷移域容量 C_{c2} との和)

Z_b' : Λ -s 抵抗インピーダンス (高周波にならないうちは純抵抗 Y_b')

C_{CL} : C-B 間のオーバーラッピング容量

Y_c' : コレクタ直列抵抗

C_2, C_3 : C-B 間の電極間容量 C_{CB} を二分したもので $C_2 = C_3 = \frac{C_{CB}}{2}$

$$Y_2 = j\omega C_2, \quad Y_3 = j\omega C_3$$

C-E 間の電極間容量は $0.1 \sim 0.2 \mu\text{F}$ とかなり小さいので考えない。

3.2-4図, 3.2-5図で" サブツクスを次のように定義する

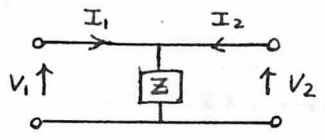
- (F), (h) ---- 寄生的な量すべてを含む回路のマトリックス量(測定量) Δ
- (F'), (h') ---- 各脚のZとC₂, C₃を補正した回路のマトリックス量 \blacktriangle
- (F''), (h'') ---- Z_aのZとY_C'の補正を行った \bullet
- (F'''), (h''') ---- Z_aのZとY_C'とC₁+C_{EL}の補正を行った \circ
- (F_i'), (h_i') ---- Z_aのZとC_{TE}の補正を行った \odot
- (F_i), (h_i) ---- Z_aのZとZ_b'の補正を行った \oplus

c) ZとC₂, C₃の補正 (h')

1) h'-2の脚についているZの補正 (h_B')

3.2-2図に於て(Z)₂が3.2-6図

のようになるとすれば(Z)₂は次のようになる



3.2-6図

$$(Z)_2 = \begin{pmatrix} Z_{112} & Z_{122} \\ Z_{212} & Z_{222} \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} (V_1/I_1)_{I_2=0} & (V_1/I_2)_{I_1=0} \\ (V_2/I_1)_{I_2=0} & (V_2/I_2)_{I_1=0} \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} Z & Z \\ Z & Z \end{pmatrix} \quad \text{--- (3.2-9)}$$

故に h'-2の脚についているZを含む合成四端子網のイ=ポ-9"-2マトリックス(Z)₃は(3.2-9)式(3.2-9)式より次の如くなる

$$(Z)_3 = \begin{pmatrix} Z_{113} & Z_{123} \\ Z_{213} & Z_{223} \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} Z_{111}+Z & Z_{121}+Z \\ Z_{211}+Z & Z_{221}+Z \end{pmatrix} \quad \text{--- (3.2-10)}$$

(Z)₃ = (f(h)) (Z)₁ = (f(h_B')) とすると(3.2-6)式(3.2-10)式より

$$Z_{113} = \frac{h_{11}h_{22} - h_{12}h_{21}}{h_{22}} = \frac{h_{11B}'h_{22B}' - h_{12B}'h_{21B}'}{h_{22B}'} + Z \quad \text{--- (3.2-11)}$$

$$Z_{123} = \frac{h_{12}}{h_{22}} = \frac{h_{12B}'}{h_{22B}'} + Z \quad \text{--- (3.2-12)}$$

$$Z_{213} = \frac{-h_{21}}{h_{22}} = \frac{-h_{21B}'}{h_{22B}'} + Z \quad \text{--- (3.2-13)}$$

$$Z_{223} = \frac{1}{h_{22}} = \frac{1}{h_{22B}'} + Z \quad \text{--- (3.2-14)}$$

(3.2-14)式より

$$h_{22B}' = \frac{1}{\frac{1}{h_{22}} - Z} = \frac{h_{22}}{1 - Zh_{22}} \quad \text{--- (3.2-15)}$$

(3.2-15)式より (3.2-12)式, (3.2-13)式は次のようになる

$$h_{12}B' = \left(\frac{h_{12}}{h_{22}} - z \right) h_{22}B' = \frac{h_{12} - z h_{22}}{1 - z h_{22}} \quad \dots (3.2-16)$$

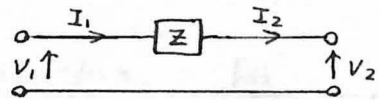
$$h_{21}B' = \left(\frac{h_{21}}{h_{22}} + z \right) h_{22}B' = \frac{h_{21} + z h_{22}}{1 - z h_{22}} \quad \dots (3.2-17)$$

(3.2-15)式 (3.2-16)式, (3.2-17)式より (3.2-11)式は次のようになる。

$$\begin{aligned} h_{11}B' &= h_{11} - \frac{h_{12}h_{21}}{h_{22}} - z + \frac{h_{12}B' h_{21}B'}{h_{22}B'} \\ &= h_{11} - z + \frac{(h_{12} - z h_{22})(h_{21} + z h_{22})}{h_{22}(1 - z h_{22})} - \frac{h_{12}h_{21}}{h_{22}} \\ &= h_{11} + \frac{z(h_{12} - 1)(h_{21} + 1)}{1 - z h_{22}} \quad \dots (3.2-18) \end{aligned}$$

2) I三ツの脚についている z の補正 (h'E)

3.2-7 図のよう回路の (F) は
は次のようにして求めることができる



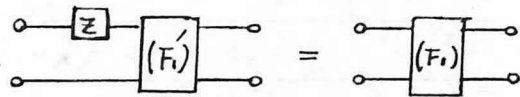
3.2-7 図

$$(f_i) = \begin{pmatrix} a_i & b_i \\ c_i & d_i \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} (V_1/V_2)_{I_2=0} & (V_1/I_2)_{V_2=0} \\ (I_1/V_2)_{I_2=0} & (I_1/I_2)_{I_2=0} \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} 1 & z \\ 0 & 1 \end{pmatrix} \quad \dots (3.2-19)$$

故に I三ツの脚についている z を含む合成四端子系の (F) マトリックス

(F) は (3.2-8, -19)式より

$$\begin{pmatrix} A_1 & B_1 \\ C_1 & D_1 \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} A_1' + zC_1' & B_1' + zD_1' \\ C_1' & D_1' \end{pmatrix}$$



3.2-8 図

$$\begin{pmatrix} A' & B' \\ C' & D' \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} A_1 - zC_1 & B_1 - zD_1 \\ C_1 & D_1 \end{pmatrix} \quad \dots (3.2-20)$$

(F) = (f(h)), (F') = (f(h'E)) とすれば (3.2-4, 5, 20)式より

$$h_{11}E' = \frac{B_1'}{D_1'} = \frac{B_1 - zD_1}{D_1} = \frac{h_{11} - z}{1} = h_{11} - z \quad \dots (3.2-21)$$

$$h_{22}E' = \frac{A_1'D_1' - B_1'C_1'}{D_1'} = \frac{A_1D_1 - B_1C_1}{D_1} = \frac{h_{11}h_{22} - h_{12}h_{21} - h_{11}h_{22}}{-h_{21}} = h_{12} \quad \dots (3.2-22)$$

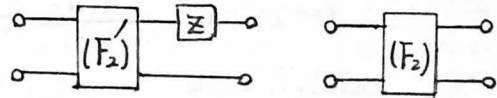
$$h_{21E}' = \frac{-1}{D_1'} = \frac{-1}{D} = h_{21} \quad \dots (3.2-23)$$

$$h_{22E}' = \frac{C_1'}{D_1'} = \frac{C_1}{D_1} = h_{22} \quad \dots (3.2-24)$$

3) コレクタの脚に挿入する Z の補正 (h_c')

(3.2-8, 19) 式より

3.2-9 図に於て



3.2-9 図

$$\begin{pmatrix} A_2 & B_2 \\ C_2 & D_2 \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} A_2' & A_2'Z + B_2' \\ C_2' & C_2'Z + D_2' \end{pmatrix}$$

$$\begin{pmatrix} A_2' & B_2' \\ C_2' & D_2' \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} A_2 & B_2 - A_2Z \\ C_2 & D_2 - C_2Z \end{pmatrix} \quad \dots (3.2-25)$$

$(F_2) = (f(h))$, $(F_2') = (f(h_c'))$ とすれば (3.2-4, 5, 25) 式より

$$h_{11c}' = \frac{B_2'}{D_2'} = \frac{B_2 - A_2Z}{D_2 - C_2Z} = \frac{h_{11} - Z(h_{11}h_{22} - h_{12}h_{21})}{1 - Zh_{22}} = h_{11} + \frac{Zh_{12}h_{21}}{1 - Zh_{22}} \quad \dots (3.2-26)$$

$$h_{12c}' = \frac{A_2'D_2' - B_2'C_2'}{D_2'} = \frac{A_2D_2 - B_2C_2}{D_2 - C_2Z} = \frac{h_{11}h_{22} - h_{12}h_{21} - h_{11}h_{22}}{-h_{21}(1 - Zh_{22})} = \frac{h_{12}}{1 - Zh_{22}} \quad \dots (3.2-27)$$

$$h_{21c}' = \frac{-1}{D_2'} = \frac{-1}{D_2 - C_2Z} = \frac{+h_{21}}{1 - Zh_{22}} \quad \dots (3.2-28)$$

$$h_{22c}' = \frac{C_2'}{D_2'} = \frac{C_2}{D_2 - C_2Z} = \frac{h_{22}}{1 - Zh_{22}} \quad \dots (3.2-29)$$

4) 全脚に挿入する Z の補正 (h_A')

以上の 1), 2), 3) で各脚の Z

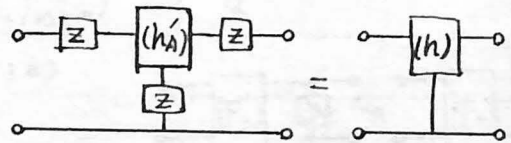
の補正の式を利用すれば 3.2-10 図

のよるな回路の (h_A') は 1) の (h_B')

と 2) の (h') と, 2) の (h_E') と, 3) の (h_c')

に各々代入したときの (h_c') で求めることができる。

(3.2-15, 24, 29) 式より



3.2-10 図

$$h_{22A}' = \frac{h_{22E}'}{1 - Zh_{22E}'} = \frac{h_{22B}'}{1 - Zh_{22B}'} = \frac{\frac{h_{22}}{1 - Zh_{22}}}{1 - Z \frac{h_{22}}{1 - Zh_{22}}} = \frac{h_{22}}{1 - 2Zh_{22}} \quad \dots (3.2-30)$$

(3.2-17, 23, 28, 30) 式より

$$h_{21A}' = \frac{h_{21E}'}{1 - z h_{22E}'} = \frac{h_{21B}'}{1 - z h_{22B}'} = \frac{\frac{h_{21} + z h_{22}}{1 - z h_{22}}}{1 - z \frac{h_{22}}{1 - z h_{22}}} = \frac{h_{21} + z h_{22}}{1 - 2z h_{22}} \quad \dots (3.2-31)$$

(3.2-16, 22, 27, 30) 式より

$$h_{12A}' = \frac{h_{12E}'}{1 - z h_{22E}'} = \frac{h_{12B}'}{1 - z h_{22B}'} = \frac{\frac{h_{12} - z h_{22}}{1 - z h_{22}}}{1 - z \frac{h_{22}}{1 - z h_{22}}} = \frac{h_{12} - z h_{22}}{1 - 2z h_{22}} \quad \dots (3.2-32)$$

(3.2-18, 21, 26, 30) 式より

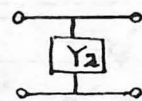
$$\begin{aligned} h_{11A}' &= h_{11E}' + \frac{z h_{12E}' h_{21E}'}{1 - z h_{22E}'} = h_{11B}' - z + \frac{z h_{12B}' h_{21B}'}{1 - \frac{z h_{22}}{1 - z h_{22}}} \\ &= h_{11} - z + \frac{z \{ (h_{12} h_{21} + h_{12} - h_{21} - 1)(1 - 2z h_{22}) + (h_{12} - z h_{22})(h_{21} + z h_{22}) \}}{(1 - 2z h_{22})(1 - z h_{22})} \\ &= h_{11} - z + z \frac{(1 - z h_{22})(2 h_{12} h_{21} + h_{12} - h_{21} + z h_{22} - 1)}{(1 - 2z h_{22})(1 - z h_{22})} \\ &= h_{11} + z \frac{2 h_{12} h_{21} + h_{12} - h_{21} + 3z h_{22} - 2}{1 - 2z h_{22}} \quad \dots (3.2-33) \end{aligned}$$

5) C_2, C_3 の補正及び z の補正 (h')

1'-2 接地のとき

まず最初に 3.2-11 図で示される回路の

(F) のトリアクス (f_2) を求めてみる



3.2-11 図

$$(f_2) = \begin{pmatrix} a_2 & b_2 \\ c_2 & d_2 \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} \left(\frac{V_1}{I_2} \right)_{I_2=0} & \left(\frac{V_1}{I_2} \right)_{V_2=0} \\ \left(\frac{I_1}{I_2} \right)_{I_2=0} & \left(\frac{I_1}{I_2} \right)_{V_2=0} \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} 1 & 0 \\ Y_2 & 1 \end{pmatrix} \quad \dots (3.2-34)$$

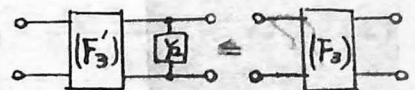
故に 3.2-12 図の (F_3) は (3.2-8, 34)

式より 次のようになる

$$\begin{pmatrix} A_3 & B_3 \\ C_3 & D_3 \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} A_3' + B_3' Y_2 & B_3' \\ C_3' + D_3' Y_2 & D_3' \end{pmatrix}$$

$$\begin{pmatrix} A_3' & B_3' \\ C_3' & D_3' \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} A_3 - B_3 Y_2 & B_3 \\ C_3 - D_3 Y_2 & D_3 \end{pmatrix} \quad \dots (3.2-35)$$

(F_3) = ($f(hb)$), (F_3') = ($f(hb')$) とし (3.2-4, 5) を用いると



3.2-12 図

$$h_{11b}' = \frac{D_3'}{D_3'} = \frac{B}{D} = \frac{h_{11b}}{1} = h_{11b} \quad \text{--- (3.2-36)}$$

$$h_{12b}' = \frac{A_3 D_3' - B_3' C_3'}{D_3'} = \frac{A_3 D_3 - B_3 C_3}{D_3} = \frac{h_{11} h_{22b} - h_{12} h_{21b} - h_{14} h_{22b}}{-h_{21b}} = h_{12b} \quad \text{--- (3.2-37)}$$

$$h_{21b}' = \frac{-1}{D_3'} = \frac{-1}{D} = h_{21b} \quad \text{--- (3.2-38)}$$

$$h_{22b}' = \frac{C_3'}{D_3'} = \frac{C_3 - D_3 Y_2}{D_3} = \frac{h_{22b} - Y_2}{1} = h_{22b} - Y_2 \quad \text{--- (3.2-39)}$$

故に 1-2 接地のときの Y_2 と C_2, C_3 の補正は $h_{11b}', h_{12b}', h_{21b}'$ に於ては (3.2-33, 32, 31) 各式の h_{22} の代りに $h_{22b} - Y_2$ を用いればよく又 h_{22b}' は次式のとすに於る。(3.2-30, 39) より

$$h_{22b}' = \frac{h_{22b} - Y_2}{1 - 2Z(h_{22b} - Y_2)} - Y_2 \quad \text{--- (3.2-40)}$$

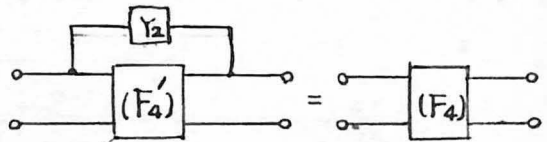
Ⅰ ミツタ 接地のとき

3.2-13 図のような回路

のとき $(F_4) = (f(F_4'))$ は

(3-4) 式より次のように求め

る = とかててくる



3.2-13 図

$$(F_4) = \begin{pmatrix} A_4 & B_4 \\ C_4 & D_4 \end{pmatrix} = \frac{1}{1 + B_4' Y_2} \begin{pmatrix} A_4 + B_4' Y_2 & B_4' \\ Y_2 (A_4 + D_4 - A_4' D_4' + B_4' C_4 - 1) + C_4 & D_4 + B_4' Y_2 \end{pmatrix} \quad \text{--- (3.2-41)}$$

(3.2-41) より,

$$\therefore B_4 = \frac{B_4'}{1 + B_4' Y_2} \quad B_4 = B_4' (1 - B_4' Y_2) \quad \therefore B_4' = \frac{B_4}{1 - B_4' Y_2} \quad \text{--- (3.2-42)}$$

(3.2-41, 42) より,

$$A_4 = \frac{A_4 + B_4' Y_2}{1 + B_4' Y_2} \quad A_4' = A_4 (1 + B_4' Y_2) - B_4' Y_2 \quad \therefore A_4' = \frac{A_4 - B_4' Y_2}{1 - B_4' Y_2} \quad \text{--- (3.2-43)}$$

$$D_4 = \frac{D_4 + B_4' Y_2}{1 + B_4' Y_2} \quad D_4' = D_4 (1 + B_4' Y_2) - B_4' Y_2 \quad \therefore D_4' = \frac{D_4 - B_4' Y_2}{1 - B_4' Y_2} \quad \text{--- (3.2-44)}$$

(3.2-41, 42, 43, 44) 式より

$$\frac{C_4}{1 - B_4' Y_2} = Y_2 \left\{ \frac{A_4 - B_4' Y_2}{1 - B_4' Y_2} \left(\frac{1 - B_4' Y_2 - D_4 + B_4' Y_2}{1 - B_4' Y_2} \right) + \frac{D_4 - 1}{1 - B_4' Y_2} \right\} + \frac{C_4'}{1 - B_4' Y_2}$$

$$C_4' = C_4 - Y_2 \left\{ \frac{(A_4 - B_4' Y_2)(1 - D_4) + (D_4 - 1)(1 - B_4' Y_2)}{1 - B_4' Y_2} \right\} = C_4 + \frac{Y_2(1 - D_4)(1 - A_4)}{1 - B_4' Y_2} \quad \text{--- (3.2-45)}$$

今 $(h_{oe}) = (f(F_4))$, $(h_{ei}) = (f(F_4'))$ とすれば (3.2-4, 5) 式

(3.2-42, 43, 44, 45) 式より (h_{ei}) は次のようになる

$$h_{11e1}' = \frac{B_4'}{D_4'} = \frac{B_4}{D_4 - B_4 Y_1} = \frac{h_{11e}}{1 - h_{11e} Y_2} \quad \dots (3.2-46)$$

$$h_{12e1}' = \frac{A_4' D_4' - B_4' C_4'}{D_4'} = \frac{A_4 D_4 - B_4 C_4 - B_4 Y_2}{D_4 - B_4 Y_2} = \frac{-h_{12e} h_{21e} + h_{21e} h_{11e} Y_2}{-h_{21e} (1 - h_{11e} Y_2)} = \frac{h_{12e} - h_{11e} Y_2}{1 - h_{11e} Y_2} \quad \dots (3.2-47)$$

$$h_{21e1}' = \frac{-1}{D_4'} = \frac{-1 + B_4 Y_2}{D_4 - B_4 Y_2} = \frac{-1 - \frac{h_{11e}}{h_{21e}} Y_2}{-\frac{1}{h_{21e}} (1 - h_{11e} Y_2)} = \frac{h_{21e} + h_{11e} Y_2}{1 - h_{11e} Y_2} \quad \dots (3.2-48)$$

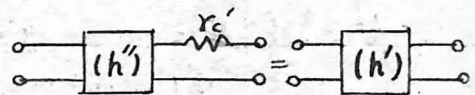
$$h_{22e1}' = \frac{C_4'}{D_4'} = \frac{C_4 + \frac{Y_2 (1 - D_4) (1 - A_4)}{1 - B_4 Y_2}}{D_4 - B_4 Y_2} = \frac{h_{22e} (1 + \frac{h_{11e}}{h_{21e}} Y_2) - h_{21e} Y_2 (1 + \frac{1}{h_{21e}}) (1 + \frac{h_{11e}}{h_{21e}} h_{22e} h_{21e})}{1 - h_{11e} Y_2}$$

$$= \frac{h_{22e} (1 - h_{11e}) - Y_2 (1 - h_{12e} + h_{21e} - h_{12e} h_{22e})}{1 - h_{11e} Y_2} = h_{22e} - \frac{Y_2 (1 - h_{12e}) (1 + h_{21e})}{1 - h_{11e} Y_2} \quad \dots (3.2-49)$$

$C_2 = C_3 = C_{CB}/2$ としたときは (3.2-40), (3.2-49) に於て一般に $1 \gg 2Z (h_{22} - Y_2)$, $(1 - h_{12e}) (1 + h_{21e}) / (1 - h_{11e} Y_2) \approx 1$ が成立するものと仮定したからでこれは周波数範囲が $200 \text{ Mc/s} \sim 700 \text{ Mc/s}$ では十分成立する。

d) r_c' の補正 ((h''))

これは 3.2-14 図のよ31を示す
れるもので (c) の 3) で述べたように



3.2-14 図

9 の脚印をついて示す (h'') の補正の式

(3.2-26.27, 28, 29) 式より次のようになる

$$h_{11}'' = h_{11}' + \frac{r_c' h_{12}' h_{21}'}{1 - r_c' h_{22}'} \quad \dots (3.2-50)$$

$$h_{12}'' = \frac{h_{12}'}{1 - r_c' h_{22}'} \quad \dots (3.2-51)$$

$$h_{21}'' = \frac{h_{21}'}{1 - r_c' h_{22}'} \quad \dots (3.2-52)$$

$$h_{22}'' = \frac{h_{22}'}{1 - r_c' h_{22}'} \quad \dots (3.2-53)$$

e) Y_e' と $C_1 + C_{EL}$ の補正 ((h'''))

1) Y_e' の補正 ((h'''))

ハース接地のとき

これは 3.2-15 図で示されるが

これも c) 2) で述べた I ミツグのとき

の補正の式 (3.2-21, 22, 23, 24) 式より

$$h_{11b1}''' = h_{11b}'' - Y_e' \quad \text{--- (3.2-54)}$$

$$h_{12b1}''' = h_{12b}'' \quad \text{--- (3.2-55)}$$

$$h_{21b1}''' = h_{21b}'' \quad \text{--- (3.2-56)}$$

$$h_{22b1}''' = h_{22b}'' \quad \text{--- (3.2-57)}$$

I ミツグ接地のとき

3.2-16 図のように示されるから

c) 1) の (3.2-15, 16, 17, 18) 式より

↓ (ハースのときの補正)

$$h_{11e1}''' = h_{11e}'' + \frac{Y_e' (h_{12e}'' - 1) (h_{21e}'' + 1)}{1 - Y_e' h_{22e}''} \quad \text{--- (3.2-58)}$$

$$h_{12e1}''' = \frac{h_{12e}'' - Y_e' h_{22e}''}{1 - Y_e' h_{22e}''} \quad \text{--- (3.2-59)}$$

$$h_{21e1}''' = \frac{h_{21e}'' + Y_e' h_{22e}''}{1 - Y_e' h_{22e}''} \quad \text{--- (3.2-60)}$$

$$h_{22e1}''' = \frac{h_{22e}''}{1 - Y_e' h_{22e}''} \quad \text{--- (3.2-61)}$$

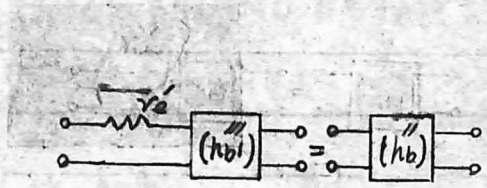
2) $C_1 + C_{EL}$ $\{ j\omega(C_1 + C_{EL}) = Y_1 \}$ の補正 ((h_2'''))

3.2-17 図のよう回路では

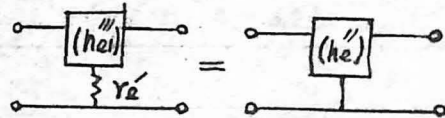
(3.2-8, 34) 式より

$$\begin{pmatrix} A'' & B'' \\ C'' & D'' \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} 1 & 0 \\ Y_1 & 1 \end{pmatrix} \begin{pmatrix} A_2'' & B_2'' \\ C_2'' & D_2'' \end{pmatrix}$$

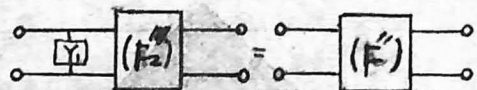
$$\therefore \begin{pmatrix} A_2''' & B_2''' \\ C_2''' & D_2''' \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} A'' & B'' \\ C'' - A'' Y_1 & D'' - B'' Y_1 \end{pmatrix} \quad \text{--- (3.2-62)}$$



3.2-15 図



3.2-16 図



3.2-17 図

(3.2-4, 5)式 (3.2-62)より $(h'') = (F'')$, $(h''') = (F''')$ とすれば

$$h''_{11} = \frac{B''}{D''} = \frac{B''}{D'' - B''Y_1} = \frac{h''_{11}}{1 - h''_{11}Y_1} \quad \dots (3.2-63)$$

$$h''_{12} = \frac{A''D'' - B''C''}{D''} = \frac{A''(D'' - B''Y_1) - B''(C'' - A''Y_1)}{D'' - B''Y_1} = \frac{h''_{12}h''_{21}}{(1 - h''_{11}Y_1)h''_{21}} = \frac{h''_{12}}{1 - h''_{11}Y_1} \quad \dots (3.2-64)$$

$$h''_{21} = \frac{-1}{D''} = \frac{-1}{D'' - B''Y_1} = \frac{h''_{21}}{1 - h''_{11}Y_1} \quad \dots (3.2-65)$$

$$h''_{22} = \frac{C''}{D''} = \frac{C'' - A''Y_1}{D'' - B''Y_1} = \frac{h''_{22} - Y_1(h''_{11}h''_{22} - h''_{12}h''_{21})}{1 - h''_{11}Y_1} = h''_{22} + \frac{Y_1 h''_{12} h''_{21}}{1 - h''_{11}Y_1} \quad \dots (3.2-66)$$

以上 (1), (2) をまとめれば

A'-2 接地のとき

$$h'''_{11b} = \frac{h'''_{11b1}}{1 - Y_1 h'''_{11b1}} = \frac{h'''_{11b} - Y'_e}{1 - Y_1 (h'''_{11b} - Y'_e)} \quad \dots (3.2-67)$$

$$h'''_{12b} = \frac{h'''_{12b1}}{1 - Y_1 h'''_{12b1}} = \frac{h'''_{12b}}{1 - Y_1 (h'''_{11b} - Y'_e)} \quad \dots (3.2-68)$$

$$h'''_{21b} = \frac{h'''_{21b1}}{1 - Y_1 h'''_{21b1}} = \frac{h'''_{21b}}{1 - Y_1 (h'''_{11b} - Y'_e)} \quad \dots (3.2-69)$$

$$h'''_{22b} = \frac{h'''_{22b1}}{1 - Y_1 h'''_{22b1}} = \frac{h'''_{22b}}{1 - Y_1 (h'''_{11b} - Y'_e)} \quad \dots (3.2-70)$$

E-3 の接地のとき

$$h'''_{11e} = \frac{h'''_{11e1}}{1 - Y_1 h'''_{11e1}} = \frac{h'''_{11e} + \frac{Y'_e (h'''_{12e} - 1)(h'''_{21e} + 1)}{1 - Y'_e h'''_{22e}}}{1 - Y_1 \left(h'''_{11e} + \frac{Y'_e (h'''_{12e} - 1)(h'''_{21e} + 1)}{1 - Y'_e h'''_{22e}} \right)} \quad \dots (3.2-71)$$

$$h'''_{12e} = \frac{h'''_{12e1}}{1 - Y_1 h'''_{12e1}} = \frac{h'''_{12e} - Y'_e h'''_{22e}}{(1 - Y_1 h'''_{11e1})(1 - Y'_e h'''_{22e})} \quad \dots (3.2-72)$$

$$h'''_{21e} = \frac{h'''_{21e1}}{1 - h'''_{11e} Y_1} = \frac{h'''_{21e} + Y'_e h'''_{22e}}{(1 - Y_1 h'''_{11e1})(1 - Y'_e h'''_{22e})} \quad \dots (3.2-73)$$

$$h'''_{22e} = h'''_{22e1} + \frac{Y_1 h'''_{21e1} h'''_{12e1}}{1 - Y_1 h'''_{11e1}} = \frac{h'''_{22e}}{1 - Y'_e h'''_{22e}} + \frac{Y_1 (h'''_{12e} - Y'_e h'''_{22e})(h'''_{21e} + Y'_e h'''_{22e})}{(1 - Y'_e h'''_{22e})^2 (1 - Y_1 h'''_{22e1})} \quad \dots (3.2-74)$$

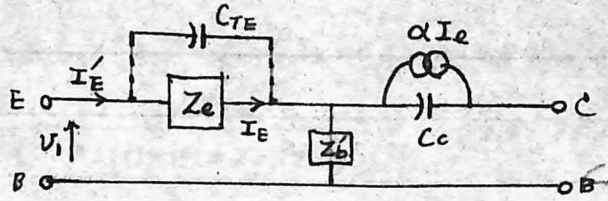
f) C_{TE} の補正 (h_{ij})

ベース接地のとき

3.2-18 図に於いて

C_{TE} が存在するときのオミックスを (h''') , 存在しないとき (補正を行わない) のオミックスを (h_i) と

すれば "E-B 向 open のハーフ" の



3.2-18 図

である h_{12b} h_{22b} は C_{TE} の存在に關係しない

$$\therefore h_{12b} i' = h_{12b}''' \quad \text{----- (3.2-75)}$$

$$h_{22b} i' = h_{22b}''' \quad \text{----- (3.2-76)}$$

C-B を short して h_{11b} , h_{21b} を求めよう

$$h_{11b} i' = \frac{V_1}{I_E} \quad \text{----- (3.2-77)}$$

$$h_{11b}''' = \frac{V_1}{I_E'} \quad \text{----- (3.2-78)}$$

$$I_E = \frac{\frac{1}{Y_{TE}}}{Z_e + \frac{1}{Y_{TE}}} I_E' = \frac{I_E'}{1 + Z_e Y_{TE}} \quad \text{----- (3.2-79)}$$

(3.2-77, 78, 79) 式より $h_{11b} i'$ は次の如く求められる

$$h_{11b} i' = \frac{V_1}{I_E} = \frac{I_E'}{I_E} h_{11b}''' = h_{11b}''' (1 + Z_e Y_{TE}) \quad \text{----- (3.2-80)}$$

$h_{21b} i'$ と h_{21b}''' は I_e , I_e' に各々逆比例するから次式が成立する

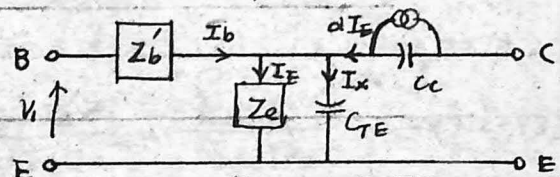
$$h_{21b} i' : h_{21b}''' = \frac{1}{I_E} : \frac{1}{I_E'} \quad \text{(3.2-79) 式より}$$

$$h_{21b} i' = \frac{I_E'}{I_E} h_{21b}''' = h_{21b}''' (1 + Z_e Y_{TE}) \quad \text{----- (3.2-81)}$$

ベース接地のとき

C_{TE} に流れる電流を I_x とすれば

$$\begin{aligned} I_b &= I_e - (\alpha I_e - I_x) \\ &= I_e - \alpha I_e + I_x \quad \text{----- (3.2-82)} \end{aligned}$$



3.2-19 図

$$\text{又 } I_x = \frac{Z_e'}{\frac{1}{Y_{TE}} + Z_e'} I_E = Z_e Y_{TE} I_E \quad \text{(3.2-83)}$$

(3.2-82, 83) 式より

$$\therefore h_{11e}''' = \frac{V_1}{I_b} = \frac{Z_b' I_b + Z_e I_e}{I_b} = Z_b' + \frac{Z_e}{(1-\alpha) + Z_e Y_{TE}} \quad \text{--- (3.2-84)}$$

又 h_{11e}'' は C_{TE} が存在しない場合であるから ($I_x=0$), (3.2-84) 式より

$$h_{11e}'' = Z_b' + \frac{Z_e}{1-\alpha} = h_{11e}''' + \frac{Z_e^2 Y_{TE}}{(1-\alpha)\{(1-\alpha) + Z_e Y_{TE}\}} \quad \text{--- (3.2-85)}$$

h_{21e}'' h_{21e}''' と同様にしよ (3.2-82, 83) より

$$h_{21e}'' = \frac{\alpha}{1-\alpha} \quad \text{--- (3.2-86)}$$

$$h_{21e}''' = \frac{\alpha I_e}{I_b} = \frac{\alpha I_e}{I_e - \alpha I_e + Z_e Y_{TE} I_e} = \frac{\alpha}{(1-\alpha) + Z_e Y_{TE}} \quad \text{--- (3.2-87)}$$

$$\therefore h_{21e}''' (1 + Z_e Y_{TE}) = \alpha (1 + h_{21e}''') \quad \text{--- (3.2-88)}$$

$$\therefore 1 - \alpha = \frac{h_{21e}''' (1 + Z_e Y_{TE})}{1 + h_{21e}'''} = \frac{1 - h_{21e}''' Z_e Y_{TE}}{1 + h_{21e}'''} \quad \text{--- (3.2-89)}$$

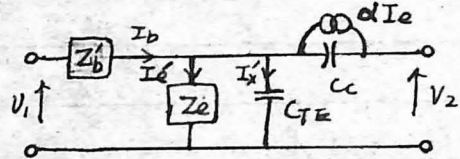
(3.2-88, 89) 式より (3.2-85, 86) 式より次の如くなる

$$h_{11e}'' = h_{11e}''' + \frac{Z_e^2 Y_{TE} (1 + h_{21e}''')^2}{(1 + Z_e Y_{TE}) (1 - h_{21e}''' Z_e Y_{TE})} \quad \text{--- (3.2-89)}$$

$$h_{21e}'' = \frac{\alpha}{1-\alpha} = \frac{h_{21e}''' (1 + Z_e Y_{TE})}{1 - h_{21e}''' Z_e Y_{TE}} \quad \text{--- (3.2-90)}$$

h_{12e} h_{22e} は E-B 間を open し $I_b = 0$ の場合であるから

$$h_{12e}''' = \left(\frac{V_2}{V_1} \right)_{I_b=0} = \frac{V_2}{I_e' Z_e} \quad \text{--- (3.2-91)}$$



$$\text{又 } I_e' = \frac{\alpha I_e}{Z_e + \frac{1}{Y_{TE}}} = \frac{\alpha I_e}{1 + Z_e Y_{TE}} \quad \text{--- (3.2-92)}$$

h_{12e}'' は C_{TE} が存在しないときの値であるから (3.2-91, 92) 式より

$$h_{12e}'' = \left(\frac{V_2}{V_1} \right)_{I_b=0} = \frac{V_2}{\alpha I_e Z_e} = \frac{h_{12e}''' I_e' Z_e}{\alpha I_e Z_e} = \frac{h_{12e}'''}{1 + Z_e Y_{TE}} \quad \text{--- (3.2-93)}$$

h_{22e} は $(V_2 / \alpha I_e)_{I_b=0}$ で C_{TE} には関係がないから

$$h_{22e}'' = h_{22e}''' \quad \text{--- (3.2-94)}$$

g) Z_b' の補正 (h_i)

Λ'' -2 接地のとき

C の 1) Λ'' -2 の脚印についている Z_b の補正の式がそのまま利用できるから Z_b' の補正の式は次のようになる

$$h_{11b_i} = h_{11b_i}' + \frac{Z_b' (h_{12b_i}' - 1) (h_{21b_i}' + 1)}{1 - Z_b' h_{22b_i}'} \quad \text{--- (3.2-95)}$$

$$h_{12b_i} = \frac{h_{12b_i}' - Z_b' h_{22b_i}'}{1 - Z_b' h_{22b_i}'} \quad \text{--- (3.2-96)}$$

$$h_{21b_i} = \frac{h_{21b_i}' + Z_b' h_{22b_i}'}{1 - Z_b' h_{22b_i}'} \quad \text{--- (3.2-97)}$$

$$h_{22b_i} = \frac{h_{22b_i}'}{1 - Z_b' h_{22b_i}'} \quad \text{--- (3.2-98)}$$

エ三ツタ接地のとき

C の 2) エ三ツタの脚印についている Z_b の補正の式がそのまま利用できるから Z_b' の補正の式は次のようになる

$$h_{11e_i} = h_{11e_i}' - Z_b' \quad \text{--- (3.2-99)}$$

$$h_{12e_i} = h_{12e_i}' \quad \text{--- (3.2-100)}$$

$$h_{21e_i} = h_{21e_i}' \quad \text{--- (3.2-101)}$$

$$h_{22e_i} = h_{22e_i}' \quad \text{--- (3.2-102)}$$

3.2.2 寄生的な量の測定

a) Z と C_{CB} の測定

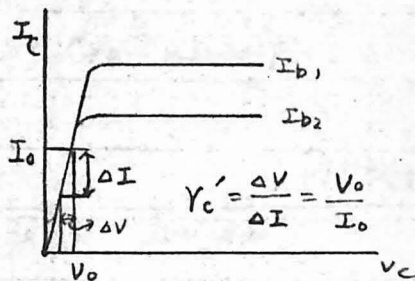
Tx 117 の C-B 間を open して T I + g で C-B 間のアドミタンスを測った。各脚の長さは 1 cm である。図 3.2-21 がそれで、 100 Mc/s ~ 800 Mc/s の linear な傾斜より $C_{CB} = 0.5 \mu\text{MF}$ なる値を得た。

又 E-B 間を実際と同じ金線でも短絡した擬似トランジスタを作りその入力インピーダンスを測定したのが 3.2-22 図で、これより $R = 2 \Omega$, $L = 5 \text{ m}\mu\text{H}$ なる値を得た。(この値は 1 脚のリフト線に注意)

b) r_c' の測定

トランジスタの I_c, V_c のグラフ

で 3.2-23 図の如く I_b を適当に選べば r_c' の部分を示す直線部分を導くことができる。



3.2-23 図

この直線部分の I_0 なる点で電圧 V_0

を測れば $r_c' = V_0 / I_0$ で r_c' は求まることになる。

r_c' を測定した測定器では I_0 が定電流になっており V_0 の値から直接 r_c' が読みとれるようになっている。

これより $r_c' = 215 \Omega$ なる値を得た。

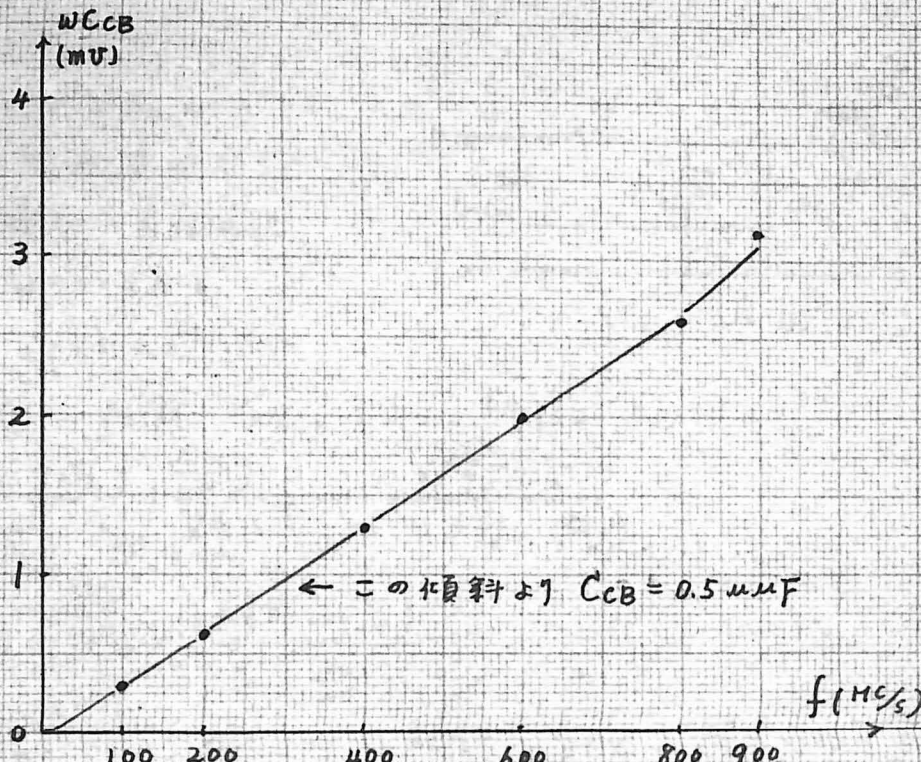
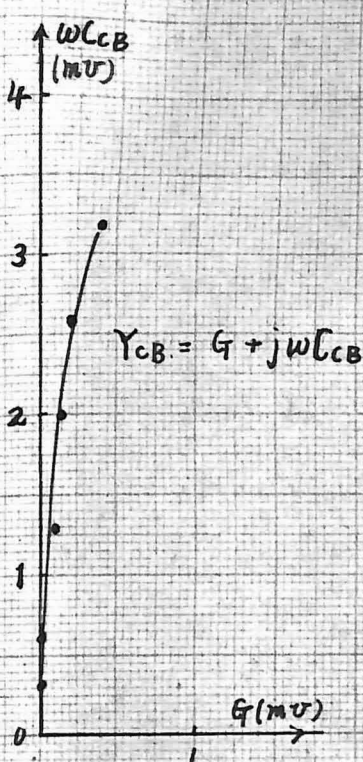
c) r_e' の測定

従周波に於て I_e (I の電流) を変えて h_{ib} を測ると

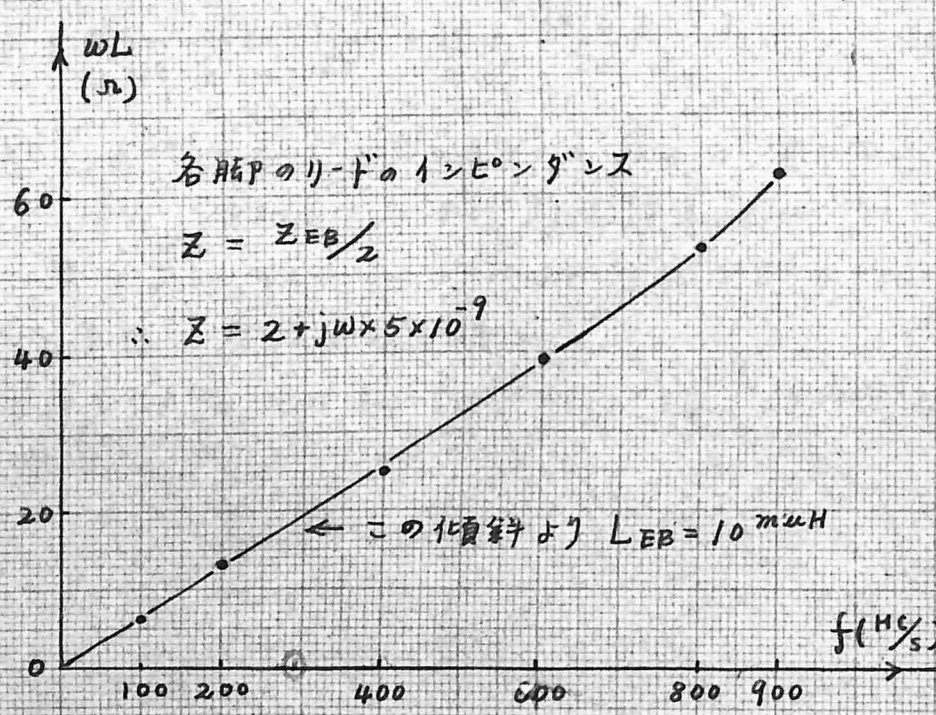
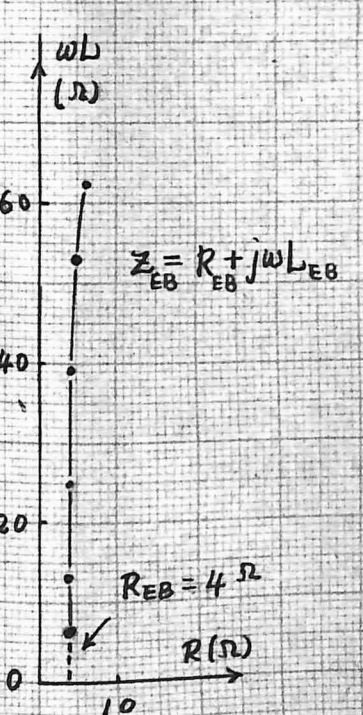
以下の如き結果を得た 但し $r_e' = h_{ib} - \frac{26}{I_e} (\Omega)$ I_e in mA

I_e	$h_{ib} (\Omega)$	$r_e' (\Omega)$
1	29.5	3.5
2	16.0	3.0
3	11.5	2.8

これより $r_e' = 3.0$ なる値を得た。



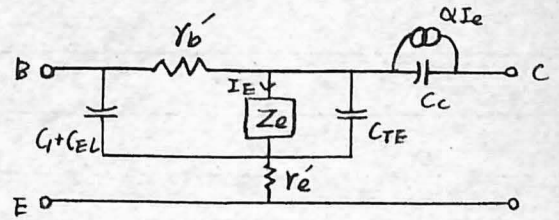
3.2-21 図 C_{CB} の測定



3.2-22 図 Z の測定

d) $C_1 + C_{EL}$ の測定

10 MC/s では Z, C_2, C_3 ,
 C_{CL} などについては無視できる
 から I の接地の等価回路
 は 3.2-24 図のとおり



3.2-24 図

今 $I_E \approx 0.3 \text{ mA} \sim 1 \text{ mA}$ とす

これは $Y_b' \gg Y_e', Z_e \ll 1/\omega C_{TE}$ であるから, (3.2-84) 式より

$$h_{ie} = \frac{\frac{1}{Y_1} \left(Y_b' + \frac{Z_e}{1-\alpha} \right)}{\frac{1}{Y_1} + Y_b' + \frac{Z_e}{1-\alpha}} = \frac{Y_b' + \frac{Z_e}{1-\alpha}}{1 + Y_1 \left(Y_b' + \frac{Z_e}{1-\alpha} \right)}$$

$$= Y_b' + \frac{\frac{Z_e}{1-\alpha} - Y_b' Y_1 \left(Y_b' + \frac{Z_e}{1-\alpha} \right)}{1 + Y_1 \left(Y_b' + \frac{Z_e}{1-\alpha} \right)}$$

$$\frac{1}{h_{ie} - Y_b'} = \frac{1 + Y_1 \left(Y_b' + \frac{Z_e}{1-\alpha} \right)}{\frac{Z_e}{1-\alpha} - Y_b' Y_1 \left(Y_b' + \frac{Z_e}{1-\alpha} \right)} = \frac{1 + Y_1 \left(Y_b' + \frac{Z_e}{1-\alpha} \right)}{\frac{Z_e}{1-\alpha} (1 - Y_b' Y_1) - Y_b'^2 Y_1} \quad \text{--- (3.2-103)}$$

Y_b' は 3.2-25 図より 170Ω I_E が $0.3 \text{ mA} \sim 1 \text{ mA}$ ならば

又 $\frac{Z_e}{1-\alpha} \gg Y_b'^2 Y_1, 1 \gg Y_b' Y_1$ が成立するから (3.2-95) 式より

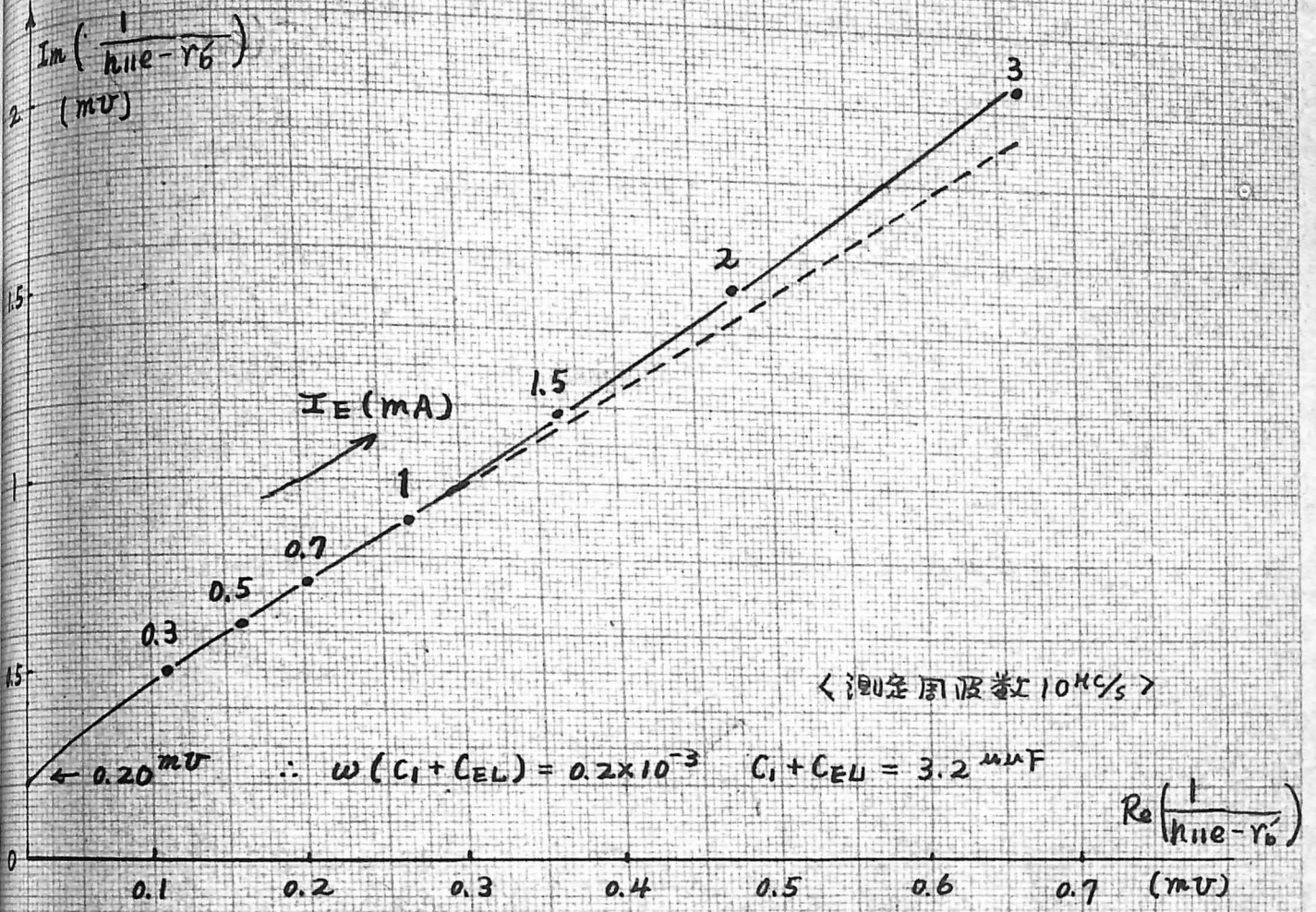
$$Re \frac{1}{h_{ie} - Y_b'} + Im \frac{1}{h_{ie} - Y_b'} \approx \frac{1-\alpha}{Z_e} + Y_1 + \frac{(1-\alpha) Y_b' Y_1}{Z_e} \quad \text{--- (3.2-104)}$$

10 MC/s では

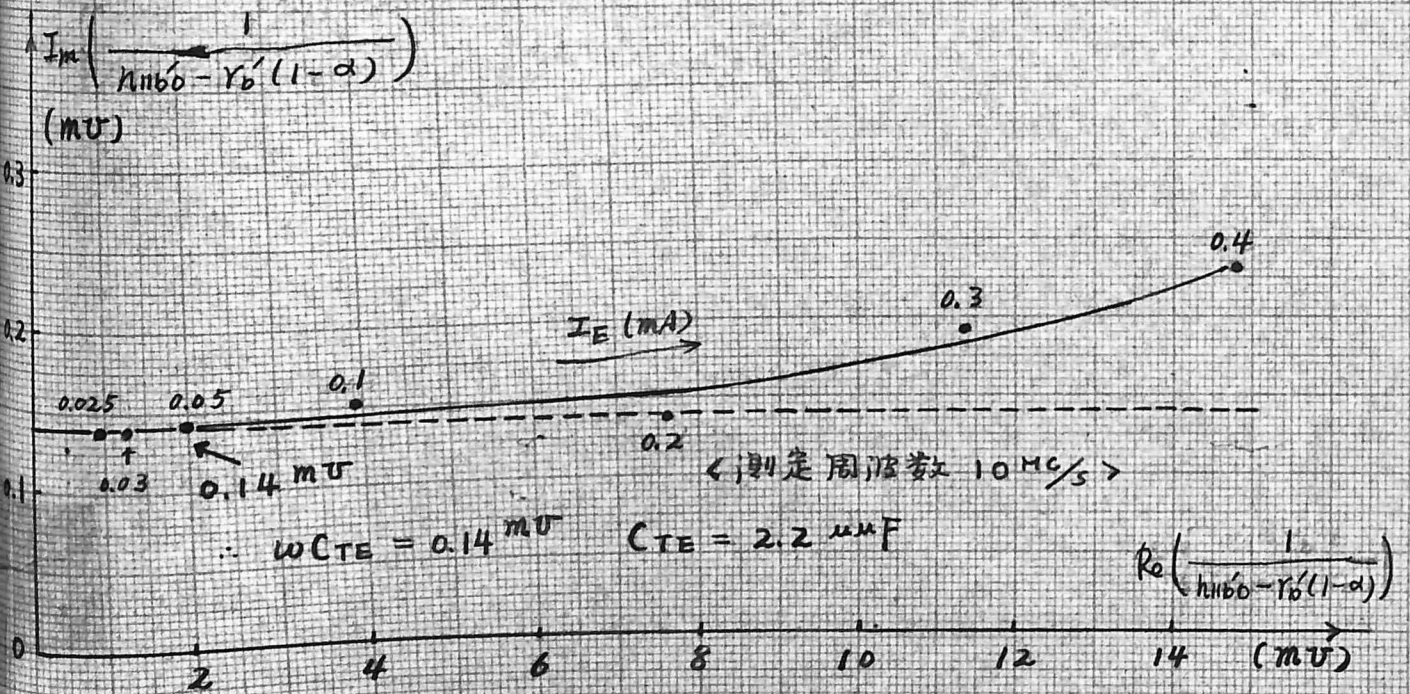
α は $0.3 \text{ mA} \sim 1.0 \text{ mA}$ の I_E に対して変化するから (3.2-104) 式の右辺

の 1 項と 3 項は Z_e に反比例する。即ち電流 I_E に比例した
 大なる値であるから、故に (3.2-104) の左辺を計算すれば
 $I_E \rightarrow 0$ での右辺の 2 項のみを残す

このようにして 3.2-26 図を得 $C_1 + C_{EL} = 3.2 \mu\text{MF}$ の
 値を推定した



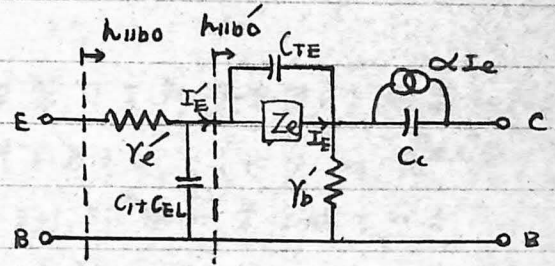
3.2-26 図 $C_1 + C_{EL}$ の測定



3.2-28 図 C_{TE} の測定

e). C_{TE} の測定

10 MC で Γ -2 接地回路を考
 えれば 3.2-27 図の如くなる。
 図に示す如く h_{11b0} , h_{11b0}' を
 定義すれば 次のよきあらはされる



$$h_{11b0} = Y_e' + \frac{\frac{1}{Y_1} \cdot h_{11b0}'}{\frac{1}{Y_1} + h_{11b0}'} = Y_e' + \frac{h_{11b0}'}{1 + Y_1 h_{11b0}'} \quad \text{3.2-27 図} \quad \dots (3.2-105)$$

$$h_{11b0}' = \frac{Z_e \frac{1}{Y_{TE}} + (1-\alpha) Y_b'}{Z_e + \frac{1}{Y_{TE}}} = \frac{Z_e}{1 + Z_e Y_{TE}} + (1-\alpha) Y_b'$$

$$\therefore (1 + Z_e Y_{TE}) h_{11b0}' = Z_e + Y_b' (1 + Z_e Y_{TE}) (1-\alpha)$$

$$Y_{TE} = \frac{Z_e + Y_b' (1-\alpha) - h_{11b0}'}{Z_e h_{11b0}' - Y_b' Z_e (1-\alpha)}$$

$$Y_{TE} + \frac{1}{Z_e} = \frac{1}{h_{11b0}' - Y_b' (1-\alpha)} \quad \dots (3.2-106)$$

(3.2-105) 式, (3.2-106) 式より 次の式が導かれる

$$Y_{TE} + \frac{1}{Z_e} = \frac{1}{\frac{h_{11b0} - Y_e'}{1 - Y_1 (h_{11b0} - Y_e')} - Y_b' (1-\alpha)} \quad \dots (3.2-107)$$

∴ $Y_b' = 170 \Omega$ (3.2-25 図より), $Y_e' = 3 \Omega$ (c) の項より

$Y_1 = 0.2 \text{ M}\Omega$ (3.2-26 図より), $\alpha = 0.993(1 - j0.02)$ と測定される

h_{11b0} 10 MC の h_{11b} とあるから

(3.2-107) 式の右辺の式は求められる。3.2-28 図はその結果でこれより $C_{TE} = 2.2 \text{ pF}$ と推定された。 I_E が大きくなると直線からはずれてくるのは $\frac{1}{\omega C_{TE}} \gg Z_e$ のため h_{11b0} の測定値の誤差が大きくなるためと思われる

f) Z_b'

$h_{11ei}' = Z_b' + \frac{Z_e}{1-\alpha}$ とあらわされるから 300 MC 以上の Γ の 10% 以内の誤差で $h_{11ei} \approx Z_b'$ となる, Z_b' の補正は h_{21bi} から Γ へ行なうにそのときの Z_b' は h_{11ei}' を用いる。

3.2.3 Hパラの実験値とその補正及び検討

a) 実験値

50 ~ 900 Mc/s の範囲の Hパラは G.R. 型 T イメーグを用いて測定した。
 $I_E = 2\text{ mA}, 3\text{ mA}$, $V_C = 6\text{ V}$ のバイアス条件であるがここでは $I_E = 3\text{ mA}$ だけ
 しか記入してない。それは 3.2-29, 30, 31, 32 図に示している
 そのうちで 3.2-32 図にある $h_{12b}, h_{12e}, h_{22b}, h_{22e}$ の値は大変
 小さな量なので 20 ~ 30% の誤差を考慮しなければならぬ値である。

ここでは Hパラ中最も大切な h_{11e} (3.2-29 図), h_{11b} (3.2-31 図)
 $-h_{21b}$ (3.2-30 図) についてだけ補正を行なった

b) C_C, C_{CL} の値

C_C, C_{CL} の見積りは次のような値になる

C_C の単位面積あたりの容量: $7,000 \mu\text{F}$ ($V_C = 6\text{ V}$)

C_{CL} の " " " " : $12,200 \mu\text{F}$ ($V_C = 6\text{ V}$)

又 C_C の面積: $1.22 \times 10^{-5} \text{ cm}^2$

C_{CL} の面積: $0.48 \times 10^{-5} \text{ cm}^2$

$\therefore C_C = 7,000 \times 1.22 \times 10^{-5} = 0.085 (\mu\text{F})$

$C_{CL} = 12,200 \times 0.48 \times 10^{-5} = 0.059 (\mu\text{F})$

c) Z と C_2, C_3 の補正

1) h_{11e}'

C_2, C_3 の補正は (3.2-46) 式を用いるが 50 Mc/s 以上では
 $Y_2 h_{11e} \approx Y_3 h_{11e} A \ll 1$ であるから C_2, C_3 の補正は殆んど必要の
 ないほど小さいものである。

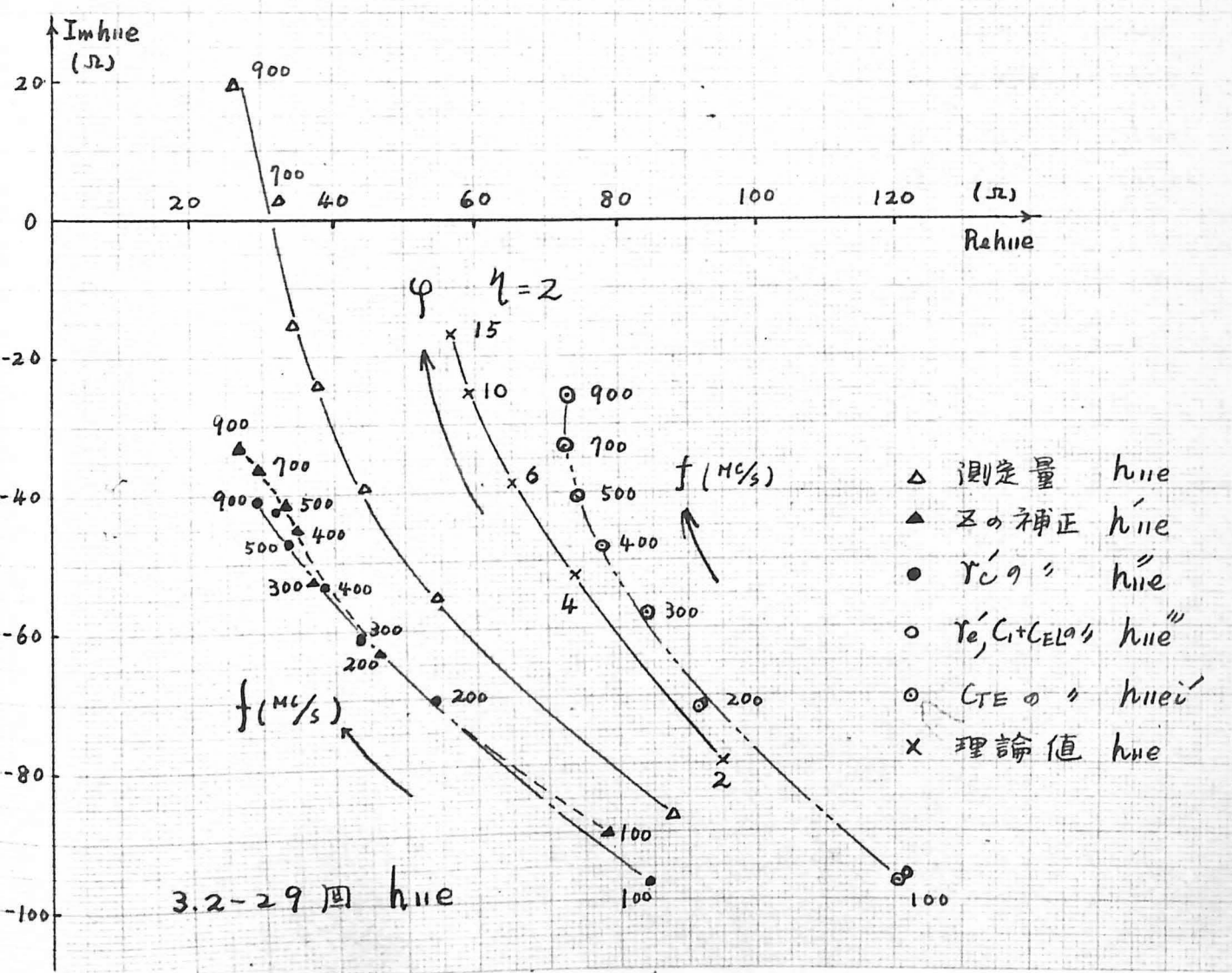
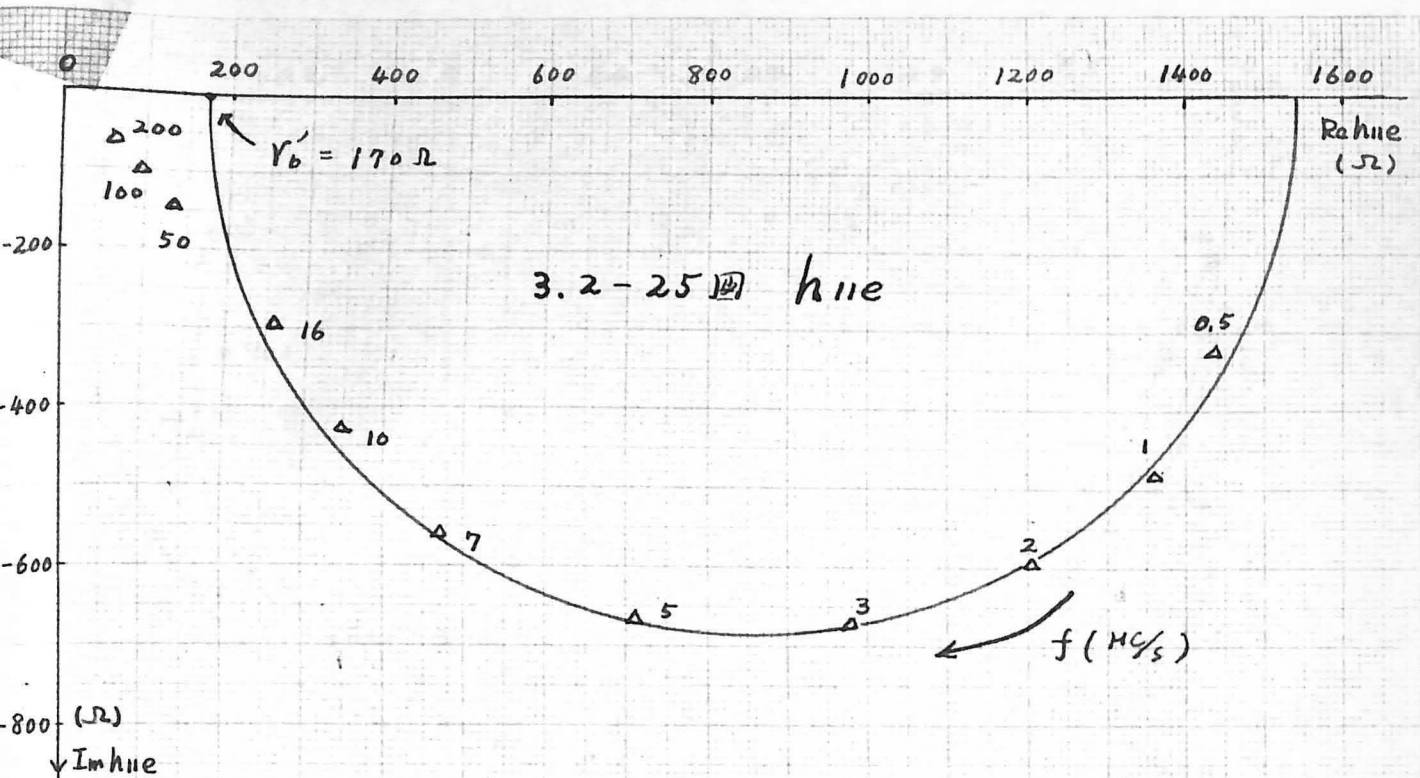
Z の補正は (3.2-33) 式を用いればよいか、次の近似式を導入する

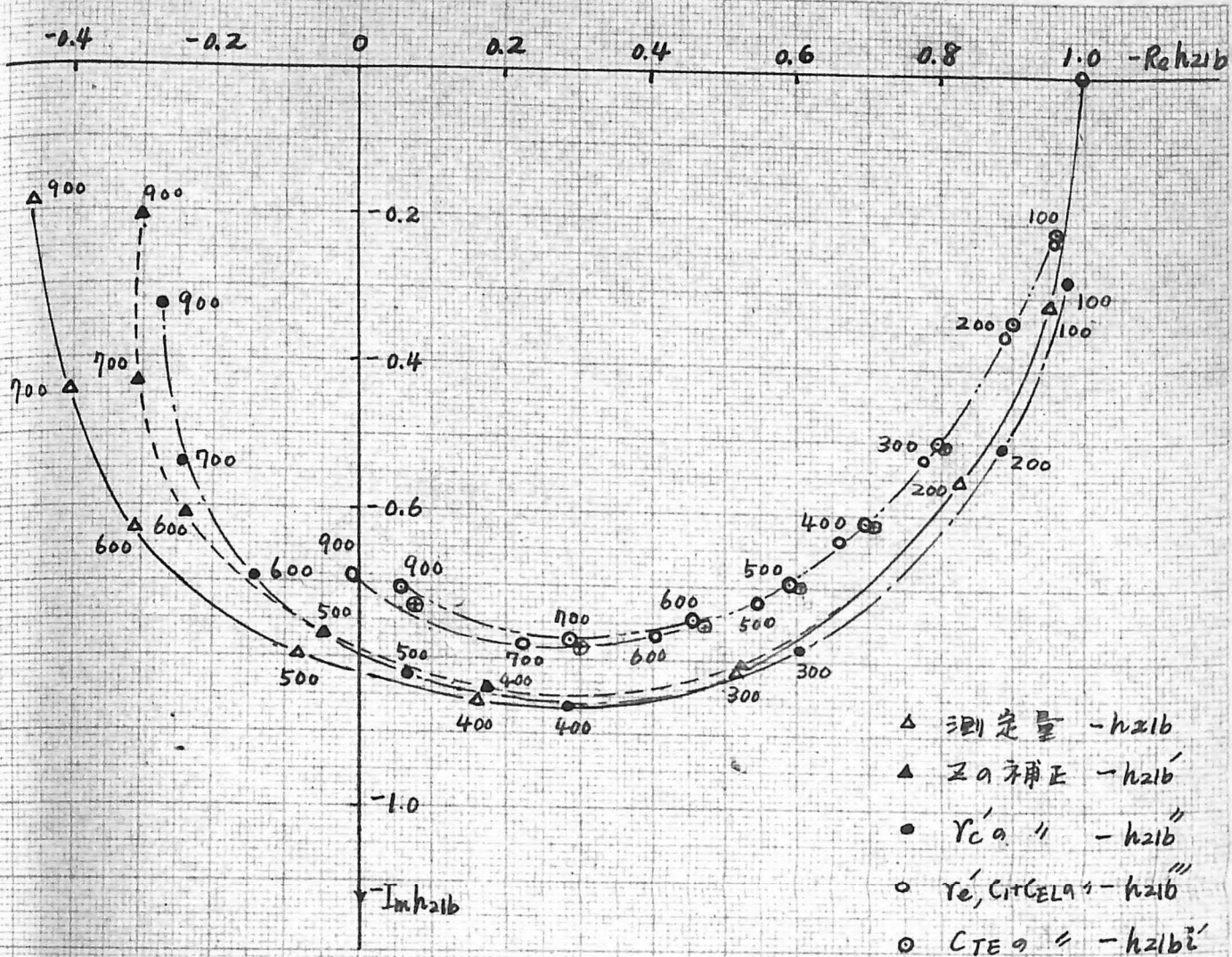
$$2 \gg |h_{12}(2h_{21}+1)|, \quad 1 \gg R|h_{22e}| \quad (3.2-108)$$

$$\therefore h_{11e}' = h_{11e} + Z \frac{-h_{21e} + 3j\omega L h_{22e}' - 2}{1 - 2j\omega L h_{22e}'} \quad (3.2-109)$$

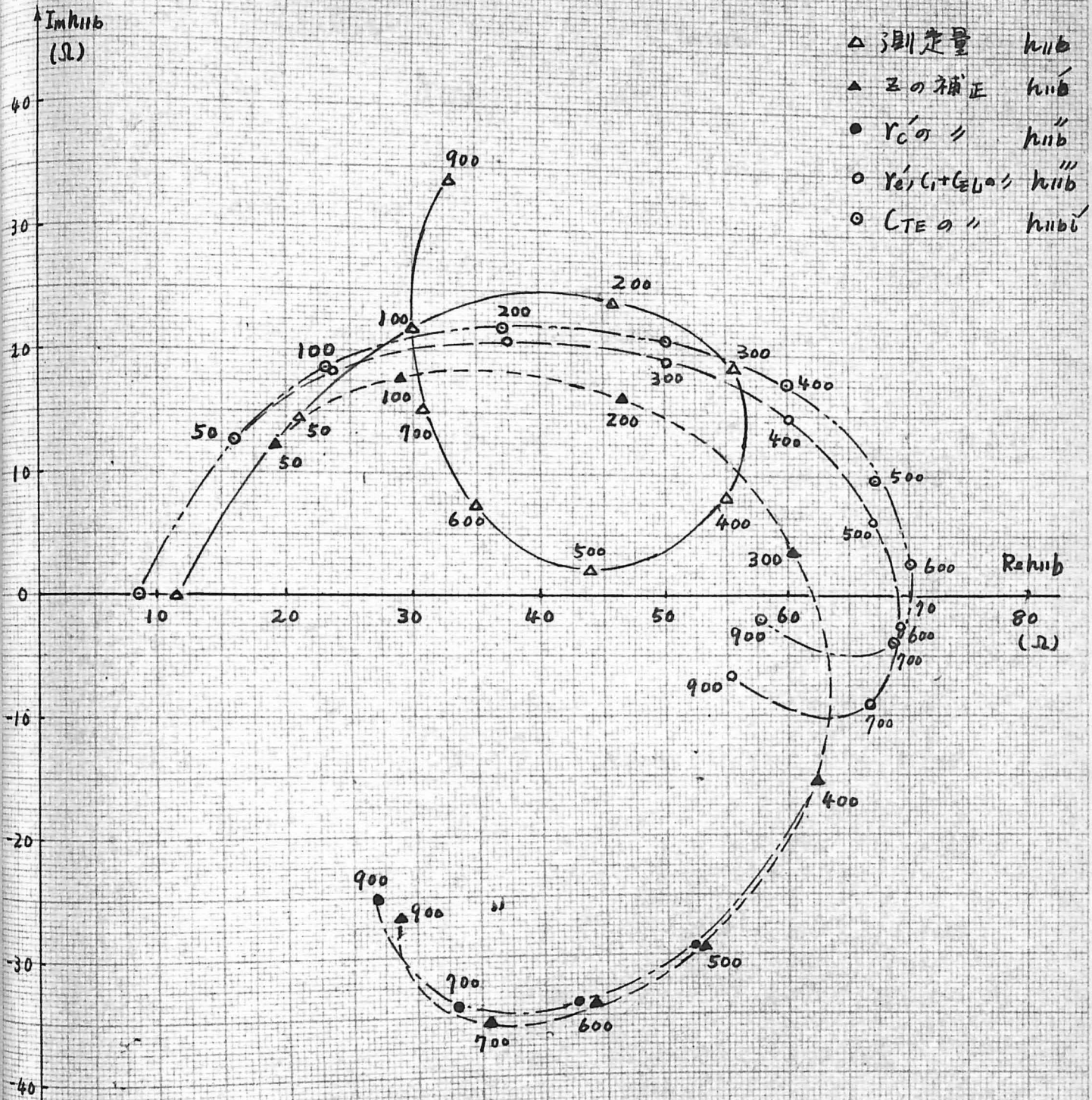
かなり簡単になった (3.2-105) 式を用いて C_1, Z の補正を行うと
 3.2-29 図の ΔE_p の如くなる

$$R_0 h_{11e}' \approx R_0 h_{11e} - \alpha \quad \alpha \text{ は周波数が大さくるとたんと}$$

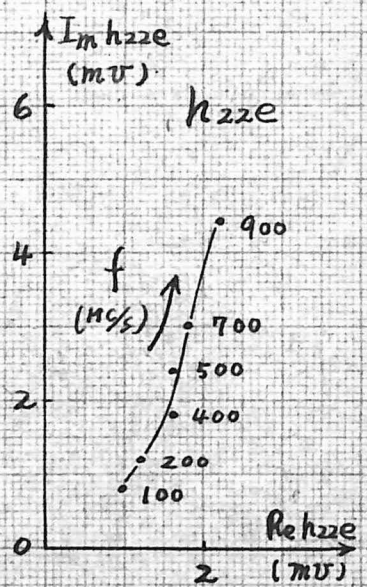
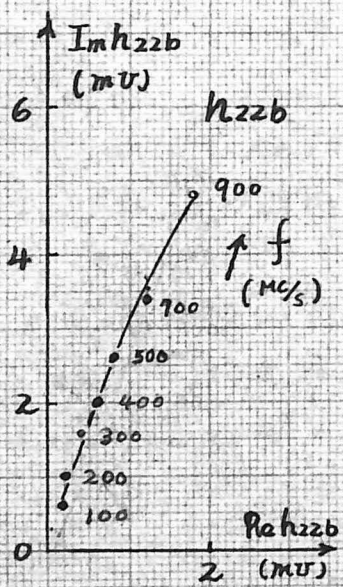
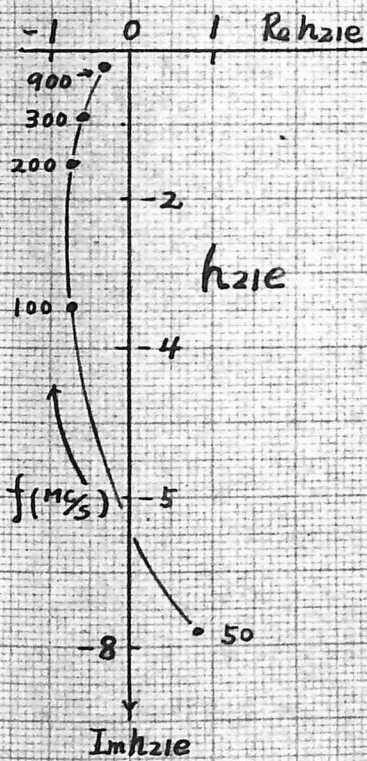
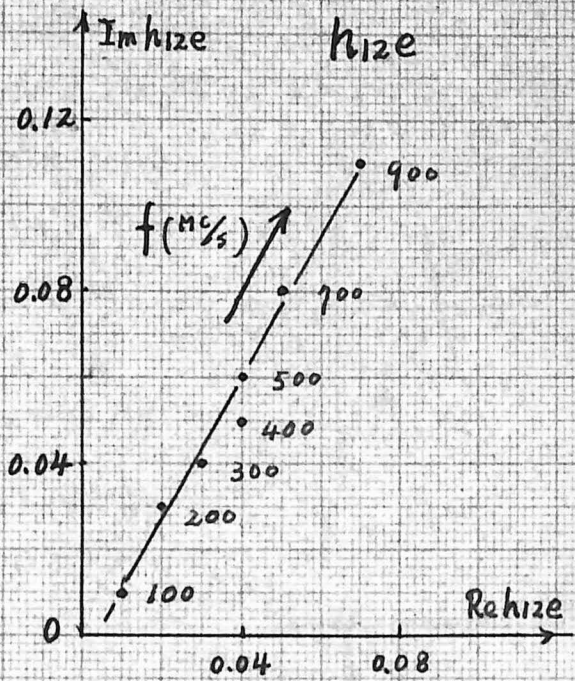
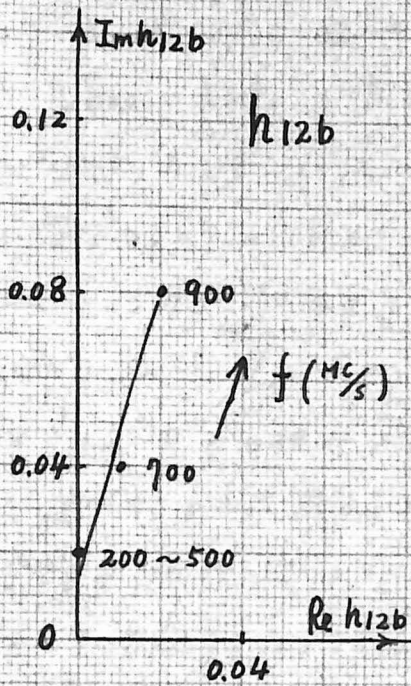




3.2 - 30 \square - h_{21b}



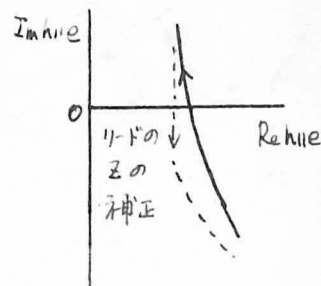
3.2-31 圖 h_{11b}



3. 2 - 32 [2]

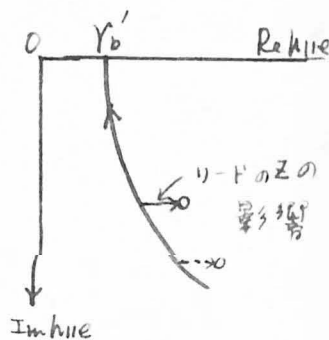
小工とする 900 Mc/s では $36 \sim 40$ $\text{Re } h_{11e} \approx \text{Re } h_{11e}$ である
 $\text{Im } h_{11e}' \approx \text{Im } h_{11e} - k\omega L$ で周波数が小工のうち $k=1$ であるか
 周波数が大きくなると $k=2$ に近づいてくる

周波数が高くなると $\text{Im } h_{11e}$ が正になるか
 これはリードのインダクタンスのためであることか
 定量的にわかると (3.2-33 図)



3.2-33 図

又 3.2-25 図の h_{11e} のように $5 \text{ Mc} \sim 20 \text{ Mc/s}$
 の範囲で実験値が内周より内側にずれる
 のはリード線のインダクタンスによるものでなければ
 と考えられる。即ち (3.2-105) より



3.2-34 図

$$\begin{aligned} h_{11e} &= h_{11e}' + Z h_{21e} + 2Z \\ &= h_{11e}' + R(2 + \text{Re } h_{21e}) - \omega L \text{Im } h_{21e} \\ &\quad + j\omega L(2 + \text{Re } h_{21e}) + R \text{Im } h_{21e} \end{aligned} \quad (3.2-110)$$

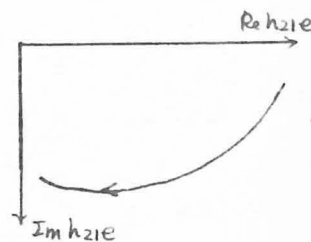
$\text{Re } h_{21e}$ は 3.2-35 図のようになるから

$$R(2 + \text{Re } h_{21e}) - \omega L \text{Im } h_{21e} > 0$$

$$\omega L(2 + \text{Re } h_{21e}) + R \text{Im } h_{21e} \approx 0$$

であるから (3.2-110) 式より Z のため
 に 3.2-34 図のように実験値が内周
 の内側にずれる。

他の $\text{Im } h_{21e}$ なども h_{11e} の実験値が内周
 より内側にずれることはしばしば遭遇する
 かも知れども $Z h_{21e}$ のためと考えられる



3.2-35 図

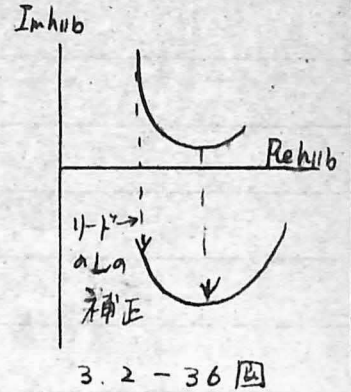
2) h_{11b}

これは (3.2-33) 式に於て h_{22b} の代りに $h_{22b} - Y_2$ とすれば Z, C_2, C_3
 の補正がなくなる。この式は大変複雑なものの h_{11e}' と同じように
 (3.2-108) 式の近似を導入すれば次のようになる

$$h_{11b}' = h_{11b} + Z \frac{-h_{21b} + 3j\omega L (h_{22b} - Y_2) - 2}{1 - 2j\omega L (h_{22b} - Y_2)} \quad (3.2-33')$$

これも h_{11e}' の補正量とほぼ同じである

この補正は 3.2-31 図の Δ EP で示され
 るが h_{11e} と同じように周波数が高
 くなると $Im h_{11b}$ が正となりその値も
 大きくなるのはリードのインダクタンスの
 ためである。この定量的な計算は図 3.2-36
 (3.2-36 図 参照)

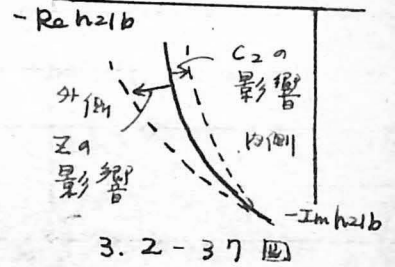


3) $-h_{21b}$

これは (3.2-31) 式の h_{22} を $(h_{22b} - Y_2)$ と用いれば次式となる

$$-h_{21b}' = \frac{-h_{21b} + Z(h_{22b} - Y_2)}{1 - 2Z(h_{22b} - Y_2)} \approx \frac{-h_{21b} - j\omega L(h_{22b} - Y_2)}{1 - 2j\omega L(h_{22b} - Y_2)} \quad \text{--- (3.2-111)}$$

この補正は 3.2-30 図の Δ EP で示される。300 Mc/s までではほとんど補正
 の量は 0 で 400 Mc/s 以上になると急激に補正の量は大きくなる
 リードの Z と C_2, C_3 の補正を各自にほどにすれば
 3.2-37 図の如く、実際の測定値は
 Z の影響で外側、 C_2 の影響で内側
 に、総合してやや外側になる。この
 ことが (3.2-111) 式より確かめられた



d) Y_c' の補正

1) h_{11e}'', h_{11b}''

1-2. E \equiv m の接続でも (3.2-50) 式より求めることができる
 $Y_c' = 215 \Omega$ はかなり大きいから h_{12}' が小さいため比較的小さい
 補正となる。 ● EP

2) $-h_{21b}''$

(3.2-52) 式より求めるから 600 Mc/s 以上になると h_{22b}' が大き
 なるため、補正の量もかなり大きくなる。 ● EP

e) Y_c' と $C_1 + C_{EL}$

Y_c' と C_1 と (補正する式 (3.2-11) はかなり複雑であるが) 次の近似
 を用いればかなり簡単化される

$$Y_c' | h_{22e}'' | \ll 1, | h_{12e}'' | \ll 1 \quad \text{--- (3.2-112)}$$

$$h_{ue}''' = \frac{h_{ue}'' - Y_e'(h_{ue}''+1)}{1 - Y_e \{ h_{ue}'' - Y_e'(h_{ue}''+1) \}} \quad \text{--- (3.2-113)}$$

C₁ は C_{EB} で (C_{CB} と同じ 0.5 μF と 1/5 2 2 もよい)

C_{EL} を理論的に求めてみる

EL と同じ接合をつくり、C-V 曲線より決式を求めた

$$C = C_0 (V_i - V_a)^{-\frac{1}{2}} \text{ μF/cm}^2 \quad \text{--- (3.2-114)}$$

V_i: ビル・イン電位差, 0.44 (V) と計算される

V_a: 0.28 (V) と実測した

C₀: 1.9 × 10⁵ μF/cm² とあるから (3.2-114) 式より

$$C_{EL} = 1.9 \times 10^5 (0.16)^{-\frac{1}{2}} = 4.75 \times 10^5 \text{ μF/cm}^2$$

C_{EL} の面積は C_{CL} と同じ 0.48 × 10⁻⁵ cm² とすれば

$$C_{EL} = 0.48 \times 10^{-5} \times 4.75 \times 10^5 = 1.86 \text{ μF}$$

$$C_1 + C_{EL} = 0.5 + 1.86 \approx 2.4 \text{ (μF)}$$

これは 3.2.2 d) より求めた実測値 3.2 μF より 20% ほど
 の違いがあるが、その値も大体良い一致を示していると思はれる

f) C_{TE}

h_{ue}κ₁ の補正量は |ΩμF| で 30% と h_{ue}i' ≈ h_{ue}'' とある

h_{ub}κ₁ の補正量は Re h_{ub}i' ≈ Re h_{ub}'' , Im h_{ub}i' ≈ Im h_{ub}'' + (0~4)

程度の補正である

-h_{21b}κ₁ の補正量は -h_{21b}i' は -h_{21b}'' のカ-7" をたどって周波数が小
 さい方に移動する、又 |h_{21b}i'| ≈ |h_{ub}''| とある。

C_{TE} の理論値を計算してみる

接合における不純物濃度分布 a = 3.4 × 10²²/cm とすれば

V_i = 0.46 V (計算より), V_a = 0.28 V (実測より)

(3.2-114) 式を用いれば C_{TE} = 1.52 × 10⁵ μF/cm²

C_{CL} の面積は 1.22 × 10⁻⁵ cm² (C_{EL} と同じ) とすれば

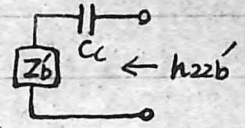
$$C_{TE} = 1.22 \times 10^{-5} \times 1.52 \times 10^5 = 1.86 \text{ μF}$$

これは実験より求めた 2.2 μF とかなり近い値である

尚この補正の際 Z_e は低周波の値 8.5 Ω を用いた

g) Z_b' の補正

(3.2-97) 式に於ける h_{22b}' は實際は h_{22b} の何回も補正して導かれた値を使うはずであるがこれはかなり誤差をもつものと思はれる。そこで h_{22b}' は 3.2-38 図のようき C_c と Z_b' が直列に結合されたものと考えると次の式が成立する



3.2-38 図

$$h_{22b}' = \frac{1}{Z_b' + \frac{1}{j\omega C_c}} \quad \text{--- (3.2-115)}$$

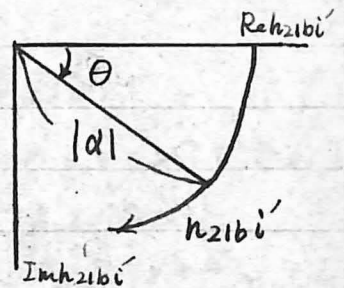
100 MC ~ 900 MC 程度の $\omega C_c \gg Z_b'$ であるから次式の如くなる

$$h_{22b}' = j\omega C_c \quad \text{--- (3.2-115)}$$

ここで C_c は 3.2.3 b) の理論的に算出された 0.085 PF を 0.1 PF とおいた。その結果 3.2-30 図にあるように非常にわずかな補正にとどまった。

h) η, θ の算出

今 $-h_{21b}'$ を h_{21b} 3.2-39 図の如く定義して $|d|$ と θ を周波数の函数として求め理論的な h_{21b} と比較対照すると 3.2-40 図の位置で $|d|, \theta$ 共に一番良く合す。



3.2-39 図

これより $\eta = 2.2, \varphi = 1$ は 100 MC に相当する事が分った。又

3.1-3 図の η, φ_d の関係が $\eta = 2.2$ なら $\varphi_d = 9.2$

$$f_d = 920 \text{ MC} \quad \text{--- (3.2-116)}$$

その値を得たからこれは h_{21b} の値より容易に想像できるものだからよく合っている

又これより次のようにして η の中 W を算出する事ができる。即ち (3.1-5) 式に於て $D_p = 30, \omega = 2\pi \times 100 \times 10^6, \varphi = 1$ とおけば

$$W = \sqrt{\frac{\varphi D_p}{\omega}} = \sqrt{\frac{30}{2\pi \times 10^8}} = \sqrt{4.78 \times 10^{-4}} = 2.2 \mu \quad \text{--- (3.2-117)}$$

この結果と実際の γ - Z 中との関係については 3.2.4 で検討する

i) Z_e の理論値

Z_e は低周波では $\frac{26}{I_E}$ (I_E in mA) (Ω) の純抵抗であるが、高周波になるとリアクタンスの成分もでてくる

(3.1-7) 式より

$$Z_e = h_{ib} = \frac{KT}{q I_E} \frac{\eta \sinh Z}{Z \sinh \eta} e^{\eta} \frac{Z}{\eta \sinh Z + Z \cosh Z}$$

$$= \frac{26}{I_E} \frac{\eta \sinh Z}{Z \sinh \eta} \alpha \quad \text{--- (3.2-118)}$$

(3.2-118) 式に於て

$$I_E = 3 \text{ (mA)}$$

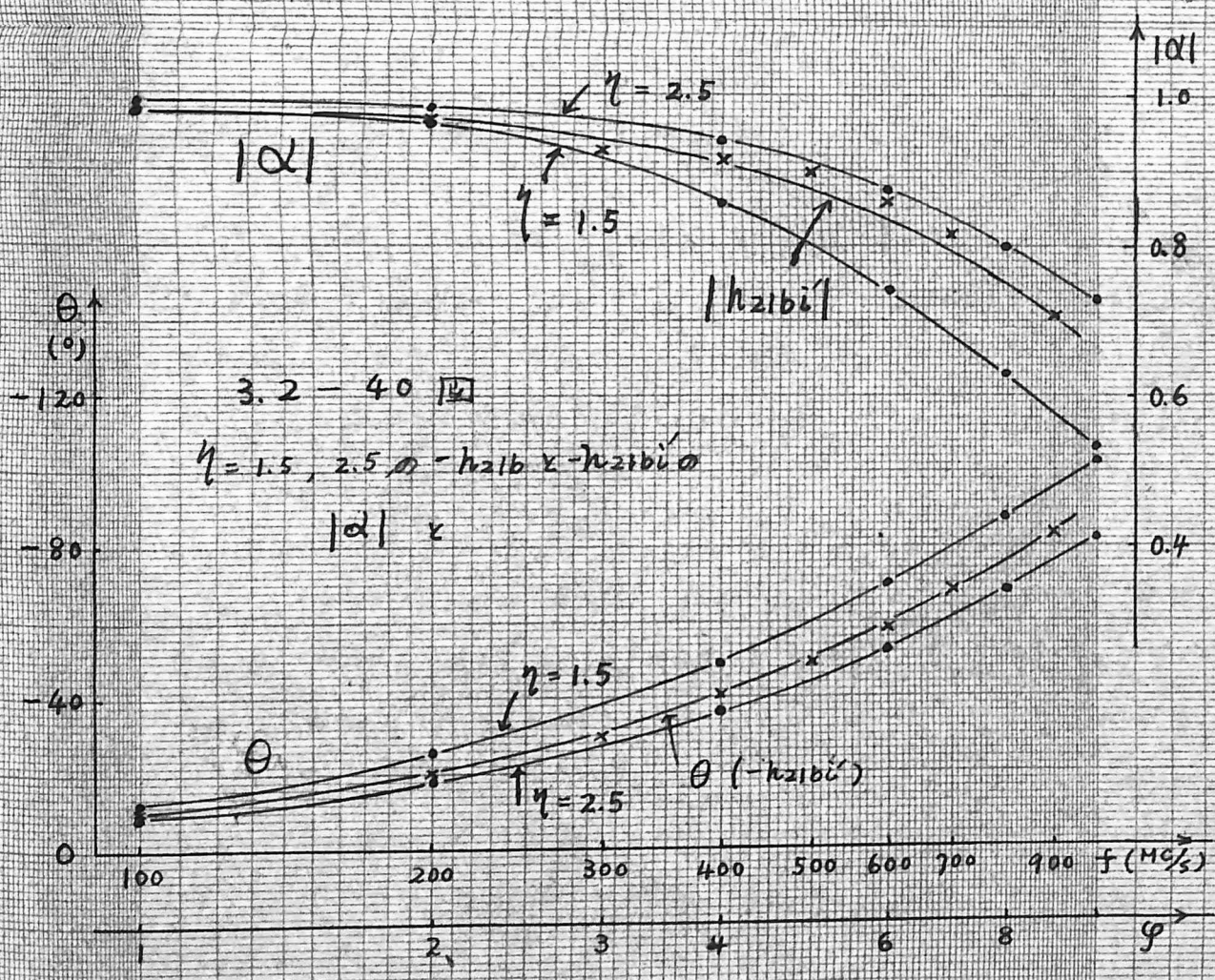
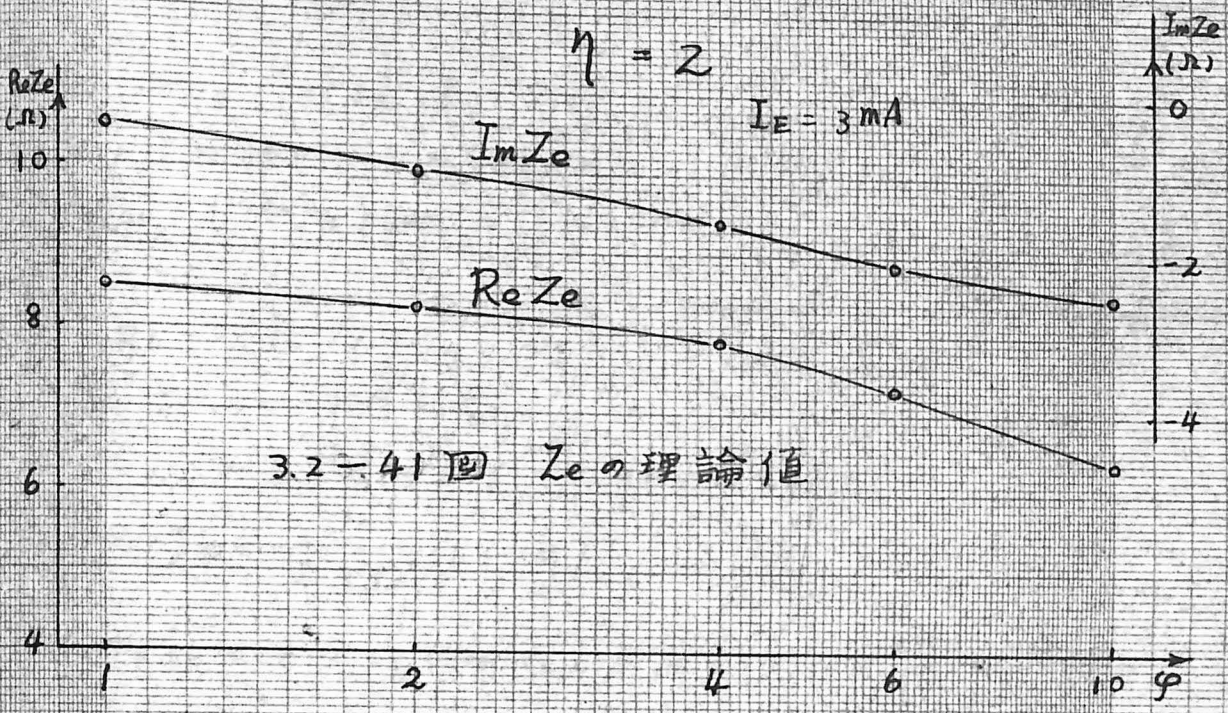
$$\eta = 2$$

$$Z = \sqrt{\eta^2 + j\varphi} \quad \text{(3.1-11) 式より}$$

α 3.1-2 圖より $\eta = 2$ のときの値を用いる

であるから Z_e は φ の函数として計算より求めるとかゝり得る
その結果 3.2-41 圖の如く φ に対する Z_e の値を得る

+) の項が速くよくなる (h_{ib}) を算出すると $Z_e = 8.5 \Omega$ とし、
がこれは 余り大なる誤差となるものか否か、
がわかっている



I) h_{ie} の理論値

h_{ie} は理論的に次式の如くなる (3-5)

$$h_{ie} = (R_b / P_h) \coth P_h \dots (3.2-119)$$

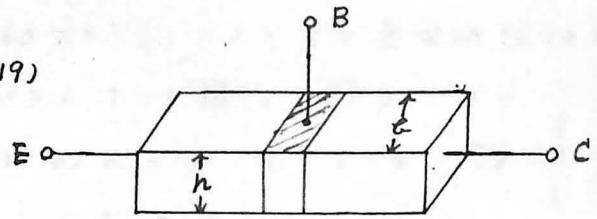
== z''

$$R_b = h P_b / t$$

P_b : 1-2層抵抗

$$P^2 \equiv (R_b \gamma_{\Sigma} / h^2) \Rightarrow (P_h)^2 \equiv R_b \gamma_{\Sigma}$$

$$\gamma_{\Sigma} = \frac{1}{Z_e + Y_e'} (1 - \alpha)$$



3.2-42 図

$|P_h| < \pi$ では次の如く展開が出来る

$$\coth P_h = \frac{1}{P_h} + \frac{P_h}{3} - \frac{(P_h)^3}{45} + \frac{2(P_h)^5}{945} \dots (3.2-120)$$

故にこの範囲で h_{ie} は (3.2-115, 116) 式より次の如くなる

$$h_{ie} \approx \frac{R_b}{P_h} \left(\frac{1}{P_h} + \frac{P_h}{3} \right) = \frac{R_b}{(P_h)^2} + \frac{R_b}{3} = \frac{1}{\gamma_{\Sigma}} + \frac{R_b}{3} \dots (3.2-121)$$

このトランジスタでは $I_E = 3mA$ のとき 30MHz 以下では

$|P_h| < \pi$ であるから $Y_b' = R_b/3$ の 1-2 層の抵抗があることを示すのはよいことになる。一方 $P_h \gg 1$ では

$\coth P_h \approx 1$ であるから (3.2-115) 式より次式の如く h_{ie} はなる

$$h_{ie} = \frac{R_b}{P_h} = \sqrt{\frac{R_b}{\gamma_{\Sigma}}} \dots (3.2-122)$$

Y_b' の値は h_{ie} の測定。3.2-25 図より 170Ω と算出
 した上 $R_b = 3 Y_b' = 510(\Omega)$ となるが製造条件から
 $R_b \approx 400(\Omega)$ と 20% 位大なる値になるがゆえに
 かなりよく合っていると思ふ

(3.2-115) 式に於て $I_E = 3mA$ $Y_e' = 3\Omega$ $\gamma = 2$ とし計算
 した結果 3.2-29 図の理論値の如くなる。これは又
 h_{ie} の値がかなりよく合っている。

3.2.4 電流増中率に対する空乏層の影響

この項では前項で求めた本質的なトランジスタの β の高周波特性と β - x 中、不純物濃度等の構造パラメータとの関係を検討しよう。

β - x 中の不純物濃度分布は(2.1-4)式であらわされるから静電ポテンシャル V は次の式で求めることができる

$$V = \frac{KT}{q} \ln \frac{N(x)}{n_i} \quad \dots (2.1-4')$$

$$N_{10/2} = 6.4 \times 10^{17} \quad N_{20/2} = 8 \times 10^{16}, \quad N_3 = 0.8 \times 10^6 \quad (Tx117 \text{ の製造条件})$$

から qV/KT を計算すれば

3.2-43 図のようになる。

y_m と y_c の間で静電ポテンシャルは相当大い変化をしているが実際は $N(y_1) \approx N_3$ の位置 y_1 まで空乏層がひろがっているので η は(3-14)式より次のようになる

$$\eta = \frac{q \Delta V}{2KT}$$

$$= \frac{q \{ V(y_m) - V(y_1) \}}{2KT} = \frac{U(y_m) - U(y_1)}{2} \approx 1$$

3.2-43 図

$$\dots (3.2-123)$$

今は y_m と y_c の間を一つの直線で結んだ場合を考えたが、二つの直線で近似してもあまり大い変化はないことは 3.1.2 で述べたことから推察される $\eta = 1$ とし $f_a = 920 \text{ MC}$ であるためには $\omega = 1.6 \mu$ となる。次に 2.1.4 (f) で述べたことをつかって空乏層のひろがりについて考えよう。 $V_c = 6V$ $2\sqrt{D_t} = 2\mu$ とすると 2.1-22 図から $t_T = 0.9$, $t_1 = 0.37$ が得られ、 $a_T = 1.8\mu$, $a_1 = 0.74\mu$ となる。つまり空乏層の全体の中は 1.8μ であり、そのうち 0.74μ は β - x 中にはいっていることになる。 a_T, a_1 の値は大体 $(2\sqrt{D_t})^{1/3}$ に比例する量であるから、 $2\sqrt{D_t}$ が変わっても大い大い相違はない。

次に正孔が空乏層を通過するのに要する時間が β の周波数特性に及ぼす影響を考へる。空乏層中では大きい電界がかかっているので正孔の移動速度 v はほとんど極限值 $v = 5 \times 10^6 \text{ cm/sec}$ になっている⁽³⁻⁶⁾と考へてよい。従つて通過時間 τ_d は次のようになる

$$\tau_d = \frac{a_T}{v} = \frac{1.8 \times 10^{-4}}{5 \times 10^6} = 3.6 \times 10^{-11} \quad \dots (3.2-124)$$

これから空乏層の電流到達率 β_d は次式の如くなる⁽³⁻⁷⁾

$$\beta_d = \frac{1 - e^{-j\omega\tau_d}}{j\omega\tau_d} \approx e^{-\frac{j\omega\tau_d}{2}} \quad \dots (3.2-125)$$

故に結局全体の β は β - ω のみ考へても $\omega\tau_d/2$ だけ位相は遅れるが絶対値は変わらないことになる

$\eta = 1$, $f_d = 920 \text{ MC}$ の β の曲線はこの位相おくれによつて

3.2-44 図のようになる $\eta = 2$ の軌跡に近くなる。このことによつて

$\eta = 1$ になるべきものが 3.2.4 (h) で示したようにみかけ上

$\eta = 2$ のよる特性になることを説明できる。今は y_E と y_m

の間の減速電界の部分に考慮に入れたが、この部分は E_{33}

の空乏層のためある程度狭くなつており全体の β にあまり大

きな影響を与えないであろう。 $\eta = 1$ として計算した β - ω 中

$W = 1.6 \mu$ はあまり狭すぎるようであるがこれに空乏層の β - ω 領域への

ひろがり 0.74μ を加えると全体の中(冶金学的な β - ω 中)

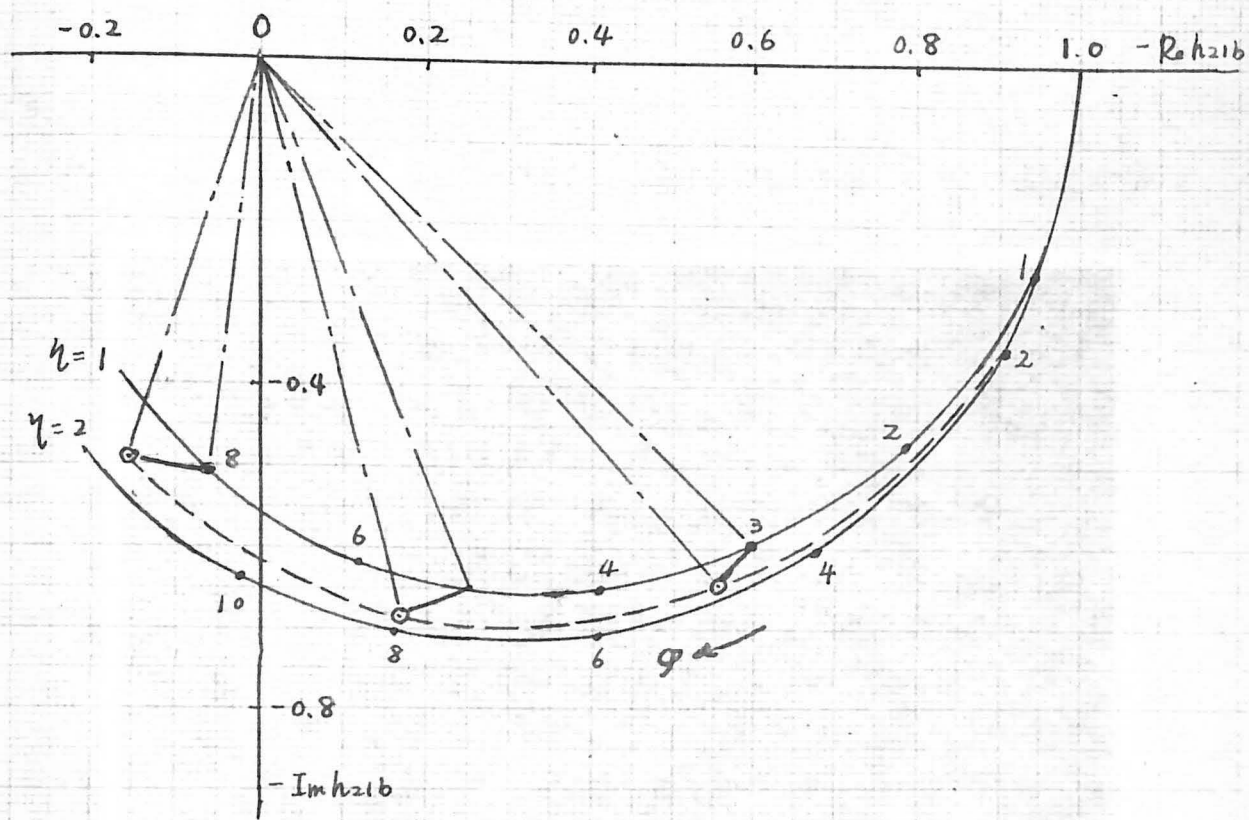
は 2.34μ となりほぼ設計から予想される値に近い。

以上述べたようにこのトランジスタでは空乏層の β - ω 中への

ひろがりのため実際の β - ω 中は冶金学的な β - ω 中より相当小

さくなり、又空乏層の中の正孔の通過時間も無視できる程度

のものであることが明らかになる。

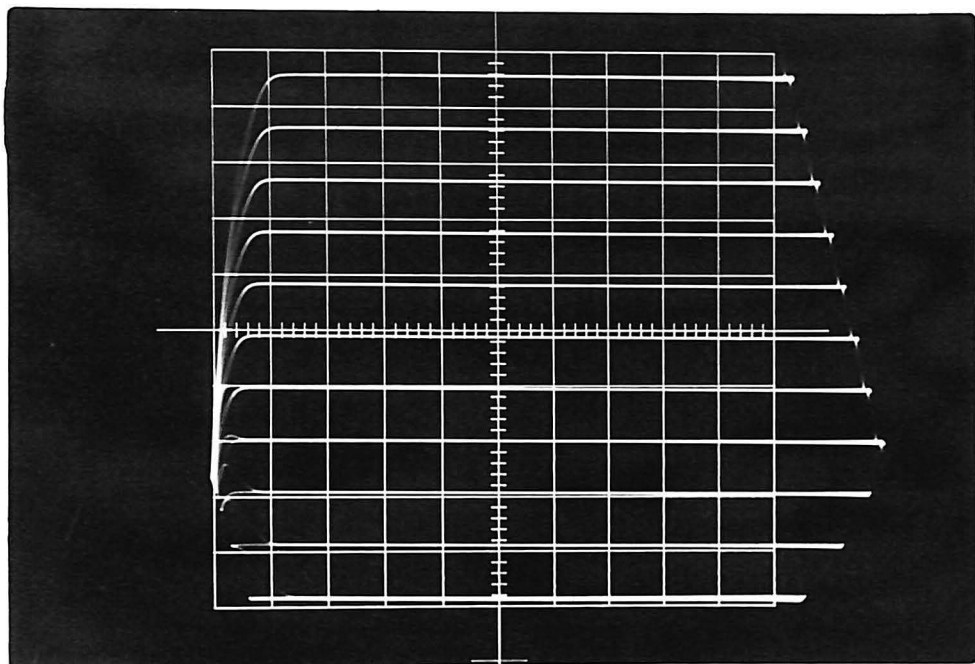


3.2-44 回 空乏層 γ の位相遅延の印

3.3 直流特性と電流増中率の温度特性

3.3.1 直流特性

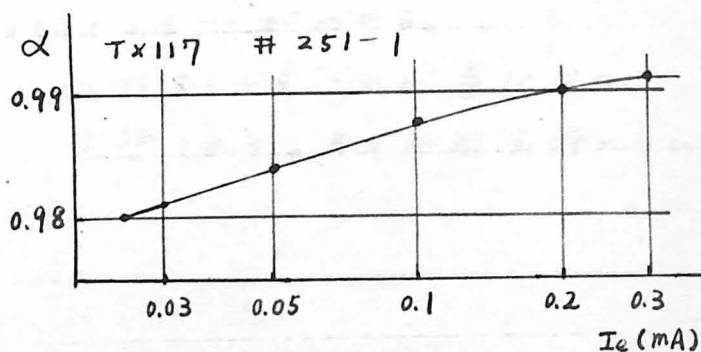
Tx117 #251-1 のバース接地直流特性は下図の通りである



3.3-1 回 縦軸 0.2 mA/div , 横軸 0.5 V/div , I_E 0.2 mA 間隔

270C に於て
 $V_C = 6 \text{ V}$ - 定のときの
 α の I_E に対する関係
 は右図で示される
 $\alpha = \gamma \beta \alpha^*$ であら
 ぬけれども表面溶融形
 トランジスタでは

$1 - \beta \ll 1$ であるから
 α はほとんど γ でよまる
 (3.1-10) 式より
 であるから次式が成り立つ

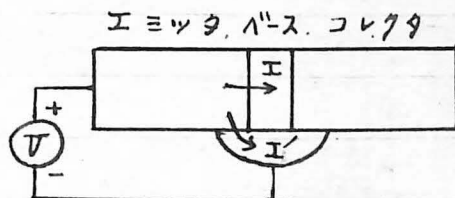


3.3-2 回

$$\gamma = \frac{y_{ub}(P)}{y_{ub}(P) + y_{ub}'}$$

$$1 - \gamma = \frac{y_{11b}'}{y_{11b}^{(P)} + y_{11b}'} \quad \text{--- (3.3-1)}$$

この場合 y_{11b}' の主な部分
はエミッタとベースのかさなり
部分を流れる正方向電流と
考えてよい。従ってエミッタ接
合を流れる電流は 3.3-3 回
の様にエミッタからベースに
流れる電流 I と ベースリードに流れる電流 I' の和である。



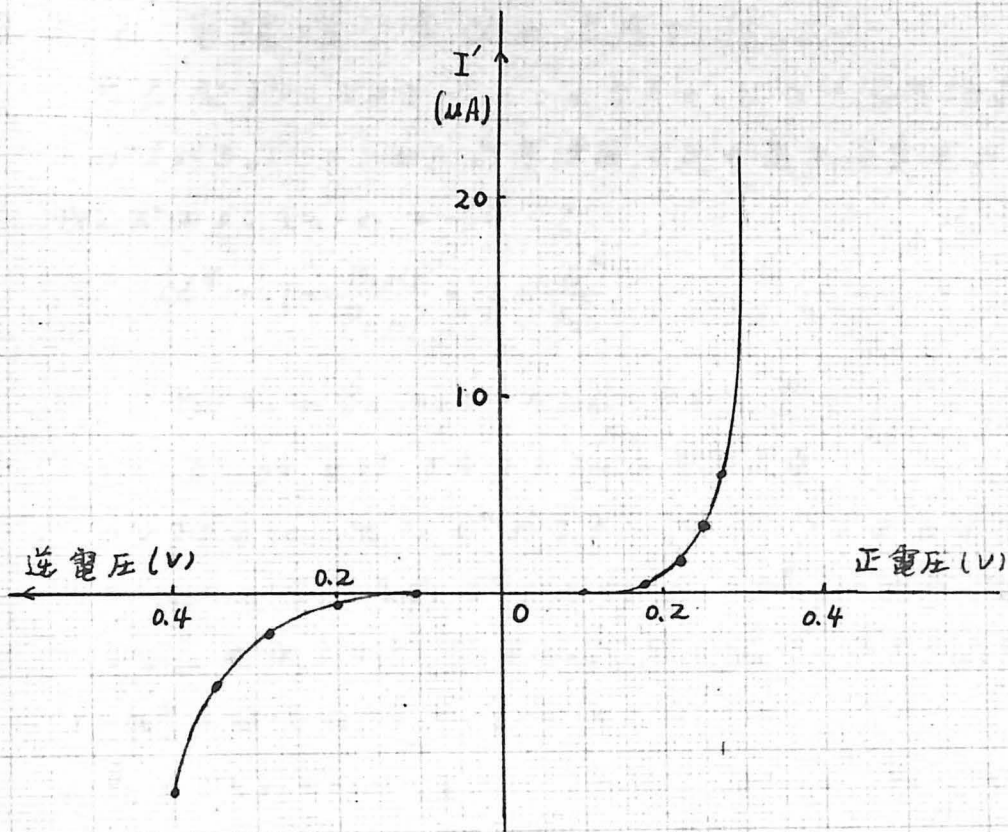
3.3-3 回

エミッタ領域だけにかかるようにベースリードを溶着し、その接合の
電流 I - 電圧 V 特性をばかり実際のかさなり面積に換算すると
電流 I' は電圧に対して 3.3-4 回のようになる
一方 $I + I'$ は実際のトランジスタで測定し r_e の電圧降下をさし
引けば 3.3-5 回のようになる

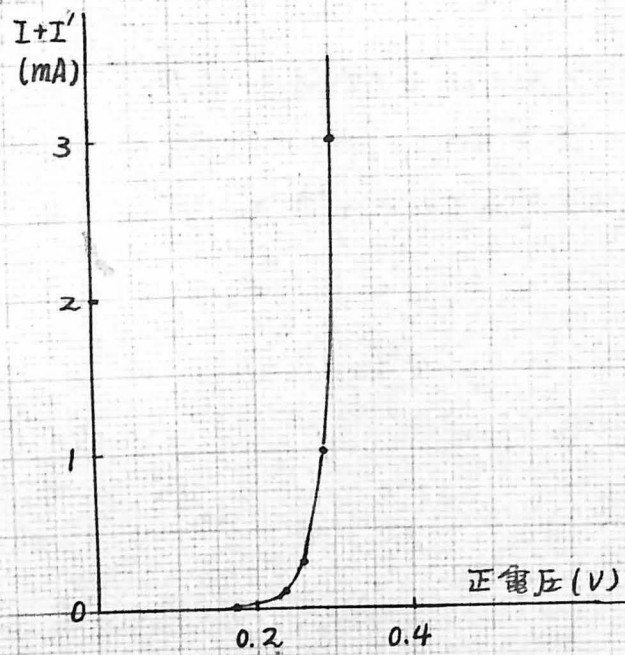
$$y_{11b}' = \frac{q}{kT} I', \quad y_{11b}^{(P)} = \frac{q}{kT} I \quad \text{であるから決式が成立する}$$

$$1 - \gamma = \frac{I}{I + I'} \quad \text{--- (3.3-2)}$$

これから $1 - \gamma$ は大体 0.01 であることがわかる。
しかし I' はかさなりの面積に比例するからこれが変化すれば
 γ 即ち α が大きく変るとは予想される。その相関関係につい
ては 5.1.3 で述べる。



3.3-4 圖 エミッタ-ベースリード電流 I'



3.3-5 圖 エミッタ-ベース電流 $I + I'$

3.3.2 電流増中率 α の温度特性

成長型トランジスタの一つの欠点として α の温度係数が大きいことがあげられる。このために最高使用温度や最大消費電力が定められる。次の式はよく知られている

$$\alpha^* = 1 + \frac{n_0 \mu_n}{p_0 \mu_p} = 1 + \frac{n_i^2}{p_0^2} \quad \text{----- (3.3-3)}$$

p_0, n_0 は各々コレクタの正孔・電子密度

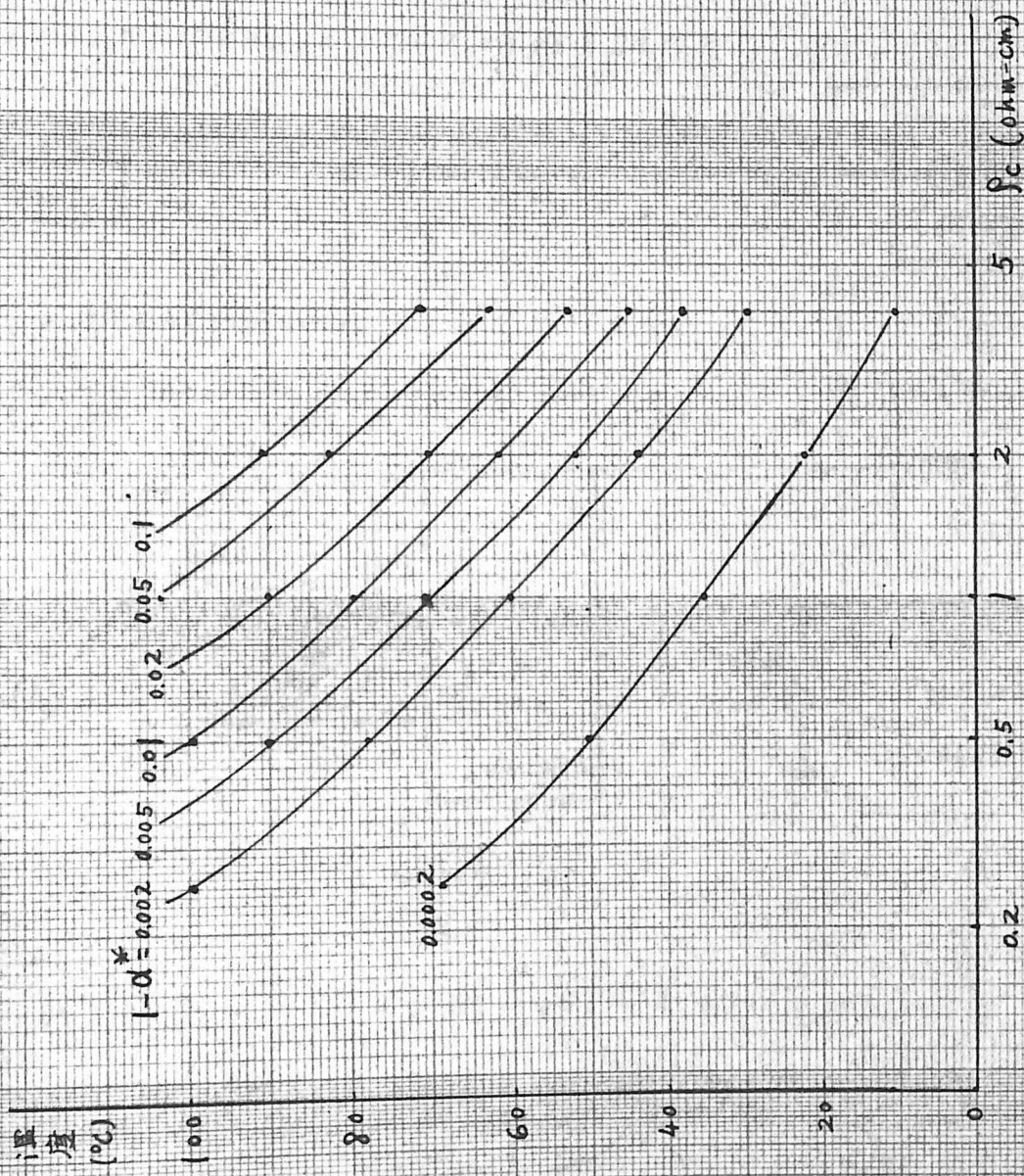
n_i は真性ゲルマニウムの電子濃度

コレクタの比抵抗 ρ_c が大きいと (3.3-3) 式の右辺第2項が大きくなり n_i^2 の温度係数が大きいため、 α^* 即ち α が温度と共に大きくなる。これはメサ型、合金拡散型の場合も同じである。比抵抗と $1 - \alpha^*$ の関係は 3.3-6 図のようになり

$\rho_c < 1.5 \text{ ohm-cm}$ のものは 20°C では $1 - \alpha^* < 0.0002$ であるが 75°C では相当大きくなることが分る。 75°C で $\alpha > 1$ にならないようにするためには $\rho_c = 1 \text{ ohm-cm}$ のものでは $\alpha(25^\circ\text{C}) < 0.99$
 $\rho_c = 0.5 \text{ ohm-cm}$ のものでは $\alpha(25^\circ\text{C}) < 0.998$

でなければならぬ。

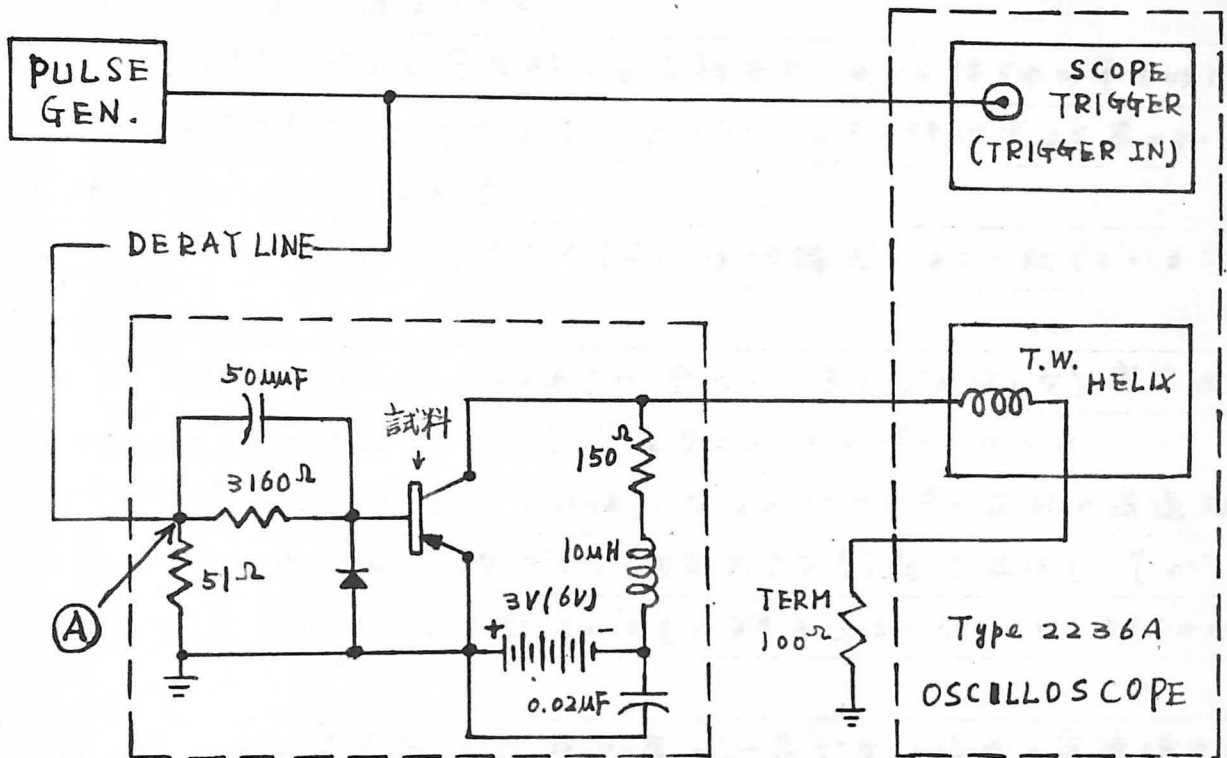
$\alpha(75^\circ\text{C}) / \alpha(25^\circ\text{C})$ の実測値は前者では 1.012 であり後者は 1.0015 でほぼ計算値と一致している。これから $\rho_c = 0.5 \text{ ohm-cm}$ のものでは α の温度変化は殆んど考えないでもよいことがわかる。



3.3-6 圖 ρ_c と $1-d^*$ の溫度特性の關係

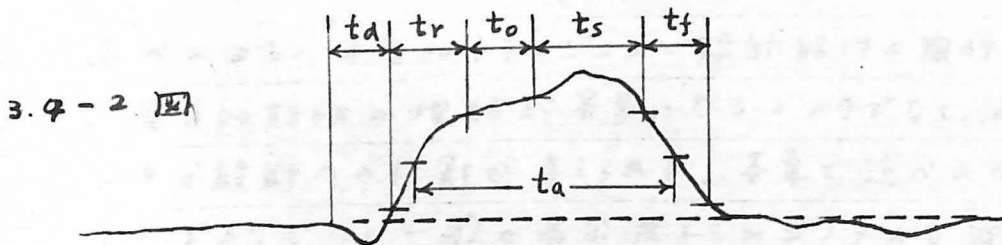
3.4 パルス特性

EDGERTON, GERMESHAUSEN AND GRIER, Inc. 12 同社製の TRAVELING WAVE OSCILLOSCOPE Type 2236A を 3.4-1 図の如く つかつて Tx117 のパルス特性を調べた



3.4 - 1 図

測定結果は 3.4 - 2 図の如くである



3.4 - 2 図

		t_a	t_r	t_o	t_s	t_f	t_a	単位
Tx117	3V	0.9	1.4	3.0	3.1	2.3	7.0	µs
	6V	1.0	2.3	1.5	2.8	3.3	6.0	µs

3.5 結論

- 1) 高周波では寄生素子の中でも特にリードのインダクタンス (W_L) エミッタ・ベース、リード間のオーバーラッピング容量 (C_{BL}) が h_{FE} パラメータに大きな影響を与えることが明らかになった
- 2) C_{EB} , C_{TE} (エミッタ空乏層容量) の測定に新しい方法を用い、理論値に近い実測値を得た
- 3) マトリックスを用いて寄生的な量を補正しこれから得られた本質的トランジスタの h_{FE} パラメータはドリフト・トランジスタの理論式より導かれる値とかなりよい一致を示した
- 4) ベース拡がりインピーダンス (Z_b) は理論式とよく一致していることを示した
- 5) 空乏層のベースへの拡がり割合は全ベース中の $1/3$ 近くなり高周波になると諸特性に大きな影響を与えることを明らかにした
- 6) 空乏層の全体の中は 2μ 位になるのでその中の正孔の通過時間が高周波の電流増巾率に相当大きな影響を及ぼし、 h_{FE} がみかけ上設計から予想されるものよりも大きくなることを明らかにした。
- 7) ベース中の電界や正孔移動度が一定でない場合の電流増巾率の新しい計算式を導き実際例を示した
- 8) このトランジスタの理論的な f_{α} は 900 MC 以上であり C_c , Y_0' も小さいので高周波トランジスタとしては非常にすぐれている

以上述べたように本質的トランジスタと設計条件の關係が明らかになれば電氣的特性の理解が容易になるばかりでなく、よりよいトランジスタの設計への指針が与えられる。本章で述べたことはこのトランジスタばかりでなく一般の高周波トランジスタにも適用できることである。

文献

- (3-1) H. Krömer, Archiv der Elektrischen Übertragung, 8 p223 (1954), *ibid* p363 (1954), *ibid* p499 (1954)
- (3-2) D. E. Thomas, Proc. IRE 46 p1177 (1958)
- (3-3) 川上正光, 電子通信工学講座 A-5 p2 (共立出版)
- (3-4) 川上正光, エレクトロニクス講座 基礎編 2 p494 (共立出版)
- (3-5) R. L. Pritchard, Proc. IRE 46 p1152 (1958)
- (3-6) E. J. Ryder, Phys. Rev. 90 p766 (1953)
- (3-7) J. M. Early, B. S. T. J. 33 p517 (1954)

第四章 応用特性

- 4.0 序論
- 4.1 単一方向化電力利得
- 4.2 高周波増巾に於ける雑音指数
- 4.3 周波数変換特性
- 4.4 超短波発振特性
- 4.5 TFM 21 FM. AM 受信機
- 4.6 結論

4.0 序論

この章では 2T20 型 トランジスタと TX117 型 トランジスタを實際の高周波増巾器、変換器、発振器に使用した場合の諸特性について述べる。

4.1 では単一方向化した場合の高周波における電力利得を S_{11} パラメータの値より算出した計算値と測定値とを比較した。

4.2 では高周波に於ける雑音指数の理論値と測定値とを比較し検討を行った。

4.3 では 1, 10, 100 MC に於ける周波数変換器の変換利得と信号対雑音比の測定結果を述べる。

4.4 では 200 MC に於ける発振器の発振出力と発振効率を測定した結果を μ サ型 トランジスタのそれと比較した。

4.5 では応用例として 2T20 型 トランジスタを大量に使っている FM 受信機の特性について述べる。

4.1 単一方向化電力利得

4.1.0 序

高周波増幅、中間周波増幅に使用する場合、まず使用する周波数における電力利得を知る必要がある。J. G. Linvill によれば⁽⁴⁻¹⁾最大有能電力利得 (maximum available power gain) は次の式によって示される

$$G_m = K_G \cdot G_a \quad \text{--- (4.1-1)}$$

$$\text{---} \Rightarrow G_a = \frac{|h_{21}|^2}{4 \operatorname{Re} h_{11} \operatorname{Re} h_{22} - 2 \operatorname{Re}(h_{12} h_{21})}, \quad K_G = \frac{2(1 - \sqrt{1 - c^2})}{c^2}, \quad c = 2 G_a \left| \frac{h_{12}}{h_{21}} \right|$$

(Re: 実数部を示す)

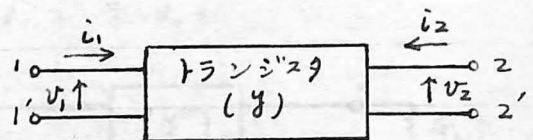
エミッタ接地にては (4.1-2) で示される周波数 f で入力インピーダンス又は出力インピーダンスの実数部が負になり発振の危険を生ずる。

$$f/f_0 \leq \frac{r_e}{2r_b} \quad \text{--- (4.1-2)}$$

例えば^{2SA123}(2T20型)にては $I_E = 1 \text{ mA}$ で f は 9 MC 以下になる。そこで安定且つ再現性のある電力利得を求めるには中知によりトランジスタを含めた回路を単一方向化させる必要がある。このように単一方向化した状態を単一方向化電力利得 (unilateralized power gain) と言ふ。--- 2 はエミッタ接地のときの単一方向化電力利得を 2SA123 及び $T \times 117$ についで測定し又一方 γ パラメータの実測値から算出して求めた電力利得とを対比し両者がほぼ一致することを確かめた。

4.1.1 原理

トランジスタを (4.2-1 図) の如く四端子網回路で表わし、 γ パラメータを使用すると i_1, i_2, v_1, v_2 に次の式が成立する



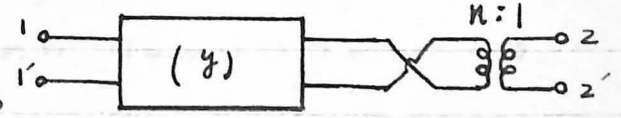
4.1-1 図

$$\begin{pmatrix} i_1 \\ i_2 \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} y_{11} & y_{12} \\ y_{21} & y_{22} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} v_1 \\ v_2 \end{pmatrix} \quad \text{--- (4.1-3)}$$

2-2'に $n=1$ の電圧比を有する
理想変圧器を接続しマトリックス

(y') を作ると次の式で (y') はあらはされる

$$(y') = \begin{pmatrix} y_{11} & ny_{12} \\ -ny_{21} & n^2 y_{22} \end{pmatrix} \quad \text{--- (4.1-4)}$$

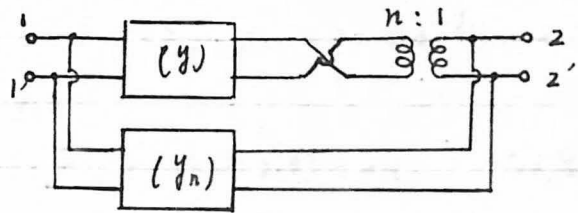


4.1-2 図

今次の式であらはされる (y_n) なる回路を考へる

$$(y_n) = \begin{pmatrix} ny_{12} & -ny_{12} \\ -ny_{12} & ny_{12} \end{pmatrix} \quad \text{--- (4.1-5)}$$

(y_n) なる回路を (y') の回路に並列
に接続するとその合成回路の
アドミタンスマトリックス (y'')
は次の如くあらはされる

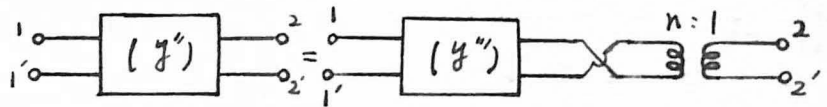


4.1-3 図

$$(y'') = (y') + (y_n) = \begin{pmatrix} y_{11} + ny_{12} & 0 \\ -n(y_{21} + y_{12}), & n^2 y_{22} + ny_{12} \end{pmatrix} \quad \text{--- (4.1-6)}$$

4.1-6 式に於て $y_{12}'' = 0$ であるから 4.1-3 図の回路は単一方向化され
たことが分かる。

次に 4.1-4 図の



4.1-4 図

ような (y''') を考へれば

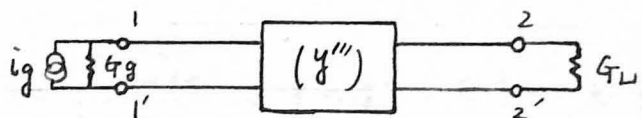
(4.1-4) より逆に類推して

次のような式として書きあらはすことが出来る

$$(y''') = \begin{pmatrix} y_{11} + ny_{12} & 0 \\ y_{21} + y_{12} & y_{22} + \frac{y_{12}}{n} \end{pmatrix} \quad \text{--- (4.1-7)}$$

今 4.1-5 図に示すように (y''') なるマトリックスをもつ回路に信号源 i_g
信号源の入カアドミタンス、負荷アドミタンスを G_g, G_L を接続した状態
に於ける電力利得 G は (4.1-8) 式で示せる

$$G = \frac{|y_{21} + y_{12}|^2}{\text{Re}(y_{11} + ny_{12} + G_g) \text{Re}(y_{22} + \frac{y_{12}}{n} + G_L)}$$



4.1-5 図

--- (4.1-8)

今 $\text{Re}(y_{11} + n y_{12}) = G_g \text{Re}(y_{22} + \frac{y_{12}}{n}) = G_L$ となす G は最大となるから
この関係を (4.1-8) 式に代入すれば G_{\max} は次のようになる

$$G_{\max} = \frac{|y_{21} + y_{12}|^2}{4 \text{Re}(y_{11} + n y_{12}) \text{Re}(y_{22} + \frac{y_{12}}{n})} \quad \text{--- (4.1-9)}$$

となす $n > 2$ の電圧比 n は, n に対する G_{\max} の最大値を求めること
により次式を満足する n を得ればよい

$$n = \sqrt{\frac{g_{11}}{g_{22}}} \quad \text{--- (4.1-10)}$$

次に (4.1-9) 式に於て y_{11} に対する $n y_{12}$, y_{22} に対する $\frac{y_{12}}{n}$ を
一般に省略できることを証明する

実験では 2SA123 に $n = 5, 10, 20$ MC の測定を行うので, この程度の
周波数に対しては (4.1-5) 図を適用して各パラメータを求めた

$$y_{12} = \frac{j\omega C_{bc}}{1 + j\omega r_b' C_{be}} \quad \text{--- (4.1-11)}$$

$$\text{Re} y_{12} = \frac{\omega^2 C_{bc} C_{be} r_b'}{1 + \omega^2 C_{be}^2 r_b'^2} \quad \text{--- (4.1-12)}$$

$$\text{Im} y_{12} = \frac{\omega C_{bc}}{1 + \omega^2 C_{be}^2 r_b'^2} \quad \text{--- (4.1-13)}$$

$$\text{Re} y_{11} = \frac{\omega^2 C_{be}^2 r_b'}{1 + \omega^2 C_{be}^2 r_b'^2} \quad \text{--- (4.1-14)}$$

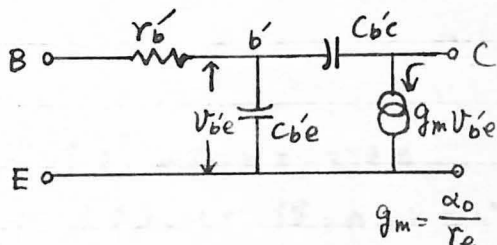
$$\text{Im} y_{11} = \frac{\omega C_{be}}{1 + \omega^2 C_{be}^2 r_b'^2} \quad \text{--- (4.1-15)}$$

$$\text{Re} y_{22} = \frac{\omega^2 C_{be} C_{bc} r_b' / r_e}{1 + \omega^2 C_{be}^2 r_b'^2} \quad \text{--- (4.1-16)} \quad \text{但し } \alpha_0 = 1$$

$$\text{Im} y_{22} = \frac{\omega C_{be} r_b' / r_e}{1 + \omega^2 C_{be}^2 r_b'^2} \quad \text{--- (4.1-17)}$$

今 $I_e = 0.5 \sim 1$ mA とし $n = \sqrt{\frac{C_{be} r_e}{C_{bc} r_b'}}$ とすれば $n \text{Re} y_{12}$ と $\text{Re} y_{11}$,

$\frac{1}{n} \text{Re} y_{12}$ と $\text{Re} y_{22}$, の比はとれず n のようになる



$$\frac{n \operatorname{Re} y_{12}}{\operatorname{Re} y_{11}} = \frac{n C_b c}{C_b e} = \sqrt{\frac{C_b c \cdot Y_e}{C_b e \cdot Y_b'}} \ll 1 \quad \text{--- (4.1-18)}$$

$$\frac{\operatorname{Re} y_{12} / n}{\operatorname{Re} y_{22}} = \frac{Y_e}{n Y_b'} = \sqrt{\frac{C_b c \cdot Y_e}{C_b e \cdot Y_b'}} \ll 1 \quad \text{--- (4.1-19)}$$

$$\left| \frac{y_{12}}{y_{21}} \right| = \frac{Y_e}{\omega C_b c} \ll 1 \quad \text{--- (4.1-20)}$$

(4.1-18, 19, 20) 式より (4.1-9) 式は簡略化され次のようになる

$$G_{\max} = \frac{|y_{21}|^2}{4 g_{11} g_{22}} \quad \text{--- (4.1-21)}$$

4.1-2 測定

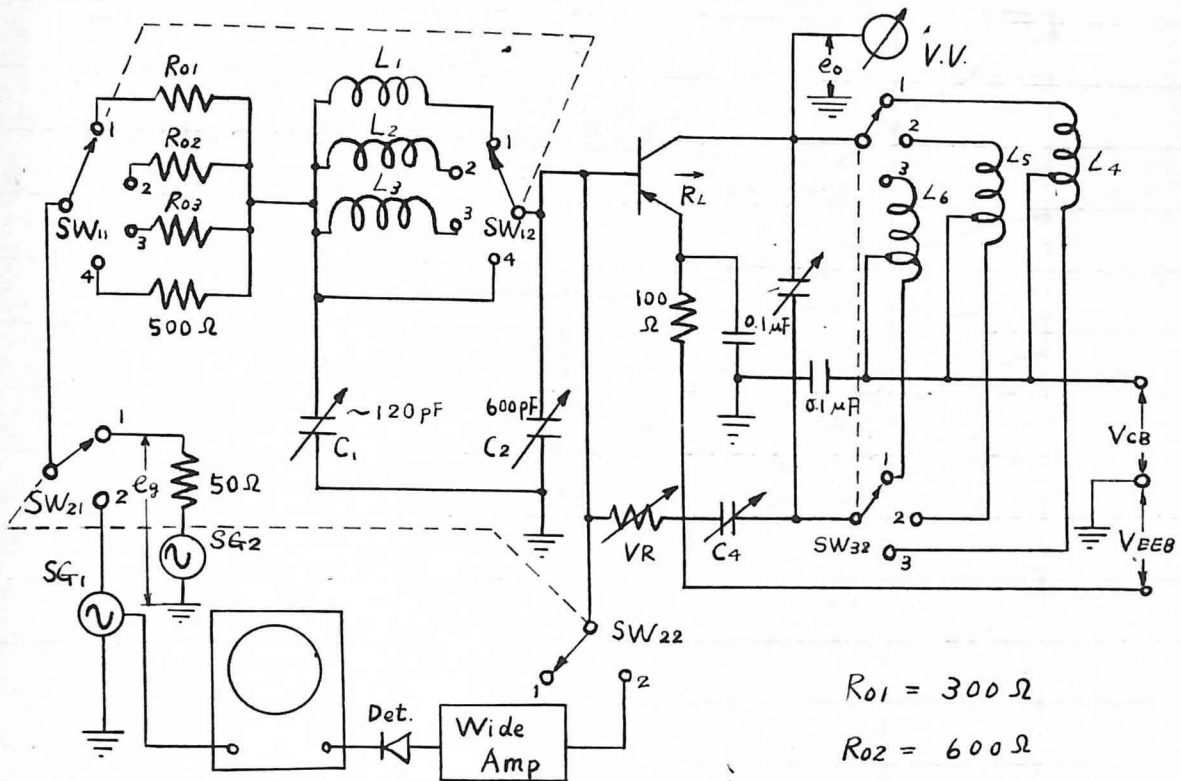
2SA123 について 5 MC, 10 MC, 20 MC に於ける電力利得測定器について説明する

4.1-7 図はその回路及び回路定数表を示す。

入力回路はπ形整合回路を使用し整合条件を満たすことができる。

出力回路はトランジスタの g_{22} と同じだけのコンダクタンスが得られるので $R_L = 10 \text{ k}\Omega$ 一定とした。又帰還のための変圧器の比は $n = 5$ 一定とした。これは 4.1.1 に述べたように g_{12} の影響が比較的小さいためその Loss を無視することにしたのである。

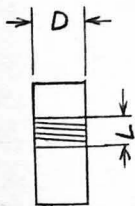
4.1-8 図は各周波数に於て C_1 の目盛に対する信号線抵抗の値を示す。又各周波数に於て C_1 の目盛如何を拘はず 50 PF までの容量に於て同調できる。測定法はまず所定のバイアスを与え $SW_{11,12}$ を 2 に $SW_{21,22}$ を所定の周波数の位置 (例: 位置 1: 5 MC) にし、S.G. のスイープ・ジェネレータより測定周波数を中心に $\pm 3 \sim 5 \text{ MC}$ スイープする。C.R.O. の図形は 4.1-9 図の如くなる。凸又は凹点を別のコーカ信号が示している所定の周波数に存するように C_3 を調節する。次に VR C_4 により凸凹が最小になるように調節する。これで中和操作を完了する。次に $SW_{11,12}$ を所定の周波数に (例: 位置 1: 5 MC), $SW_{21,22}$ を 2 にし C_1, C_2 を調節して V.V. の指示が最大になるようにする



$R_{01} = 300 \Omega$
 $R_{02} = 600 \Omega$
 $R_{03} = 1500 \Omega$

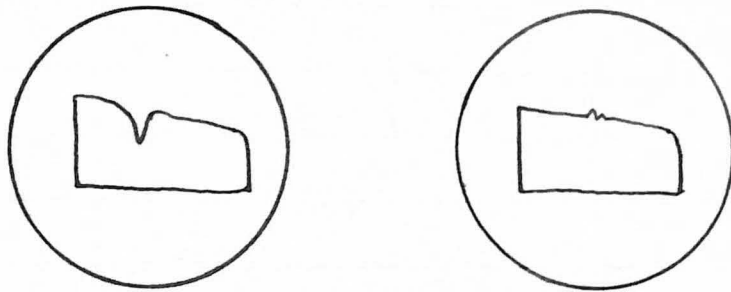
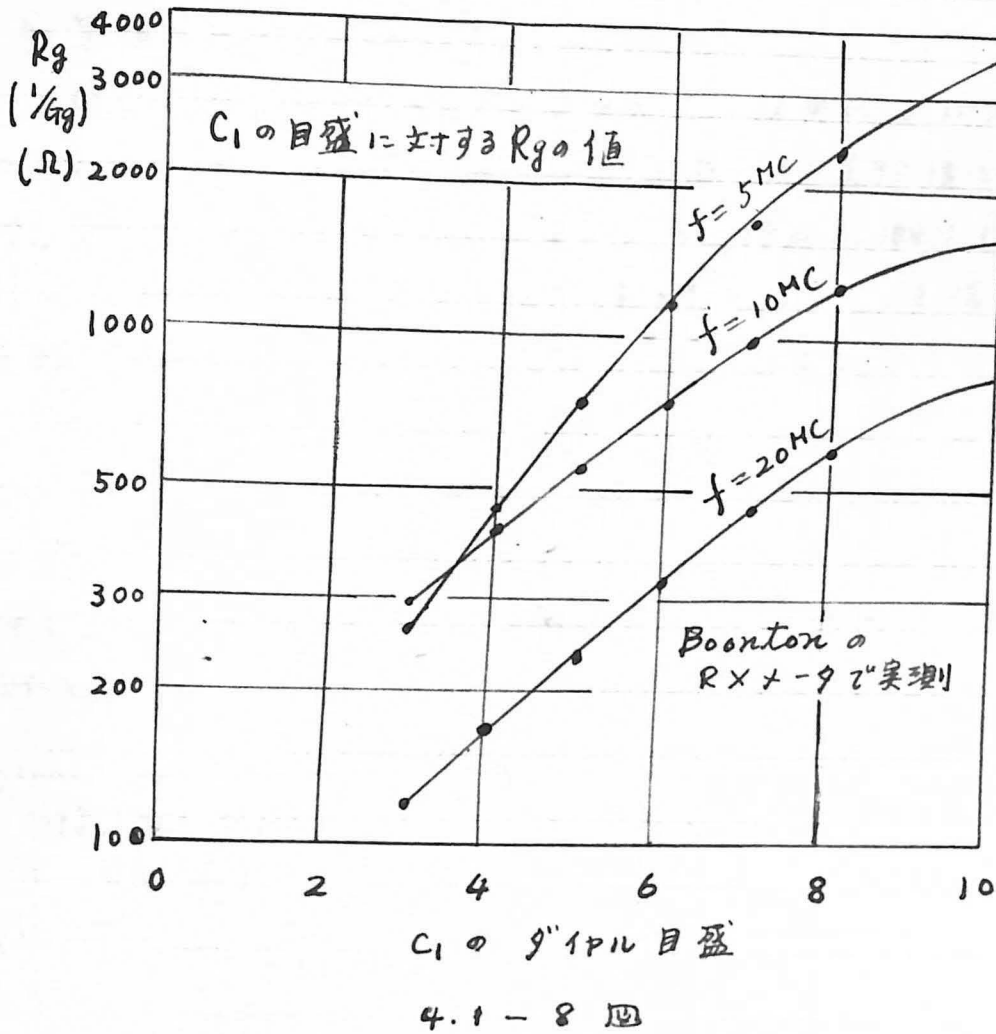
C_1 信号源抵抗設定用
 C_2 入力同調用
 C_3 出力同調用
 C_4 中和用
 VR 中和用

SG_1 . スイッチャブル ジェネレーター
 SG_2 ジェネレーター
 SW_{11}, SW_{12} 連動 1. 5MC. 2. 10MC. 3. 20MC. 4. 中和
 SW_{21}, SW_{22} " 1. 増中 2. 中和
 SW_{31}, SW_{32} " 1. 5MC. 2. 10MC. 3. 20MC.



	D (mm)	L (mm)	線径 (mm)	回数	L (μH)	Q	コア線種
L_1	12	12	0.6	12 ^t	2.5	180	R0615M1 エタニル
L_2	12	14	0.35	25 ^t	9	180	R0615M1 エタニル
L_3	12	11	0.35	30 ^t	35	160	R0915M1 エタニル
L_4	12	12	0.7	10 ^t 2 ^t 9.7°	1.5	160	R0615M1 エタニル
L_5	12	12	0.35	20 ^t 4 ^t 9.7°	6	160	R0615M1 エタニル
L_6	12	13	0.35	35 ^t 7 ^t 9.7°	20	160	R0615M1 エタニル

4.1-7 図 電力利得測定器 5MC, 10MC, 20MC



4.1-9 図

電力利得は (4.1-22) 式の α と β にて求められ

$$G = \frac{e_0^2 / R_L}{e_g^2 / 4R_0} \quad \dots (4.1-22)$$

なお入力回路の Loss は各周波数で 0.3 dB 以下を省略して

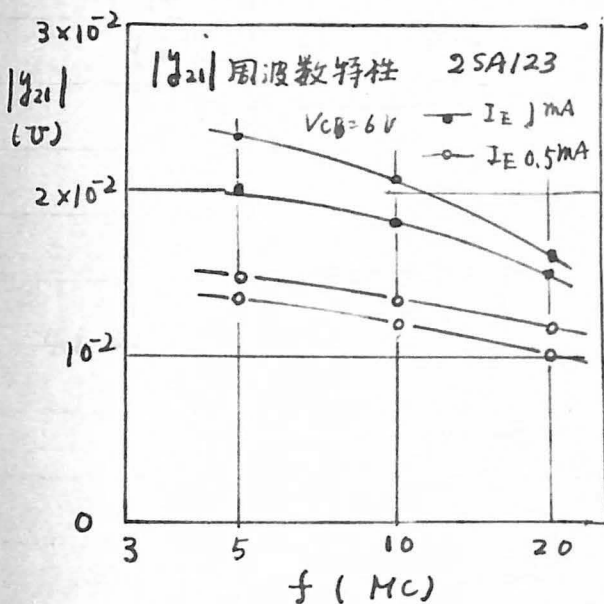
4.1.3 計算値と実測値との比較

単一方向化電力利得を 4.1.1 で求めた式を使用し、 y_{11} の測定値から求めた値と 4.1.2 で述べた測定器による実験値とを比較する。 y_{11} , y_{22} は Boonton Radio 製 250 A R x 型を使用し測定した。 $|y_{21}|$ は信号源抵抗 5Ω 負荷抵抗 100Ω の状態に 5Ω 端の電圧を e_g 100Ω 端の電圧を e_o としたときの電圧利得を測定し

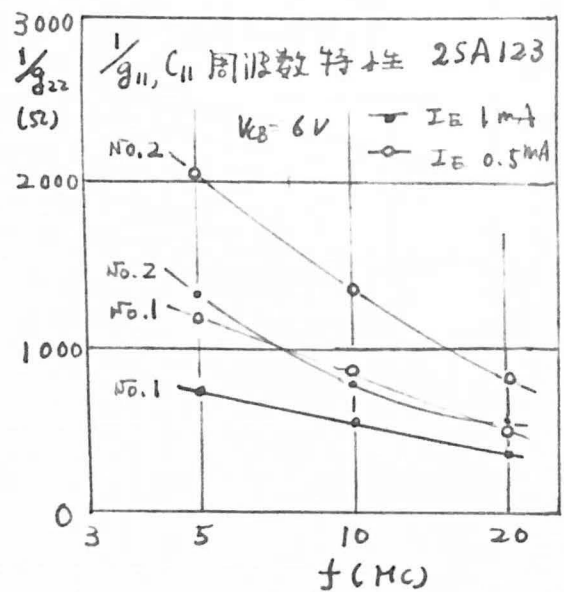
$$\frac{e_o}{e_g} = A_v \quad y_{21} = \frac{A_v}{100} \quad (\text{V})$$

と求めた。

4.1-10 図は $|y_{21}|$, 4.1-11 図は $1/y_{11}$, 4.1-12 図は $1/y_{22}$ の周波数特性を示す



4.1-10 図



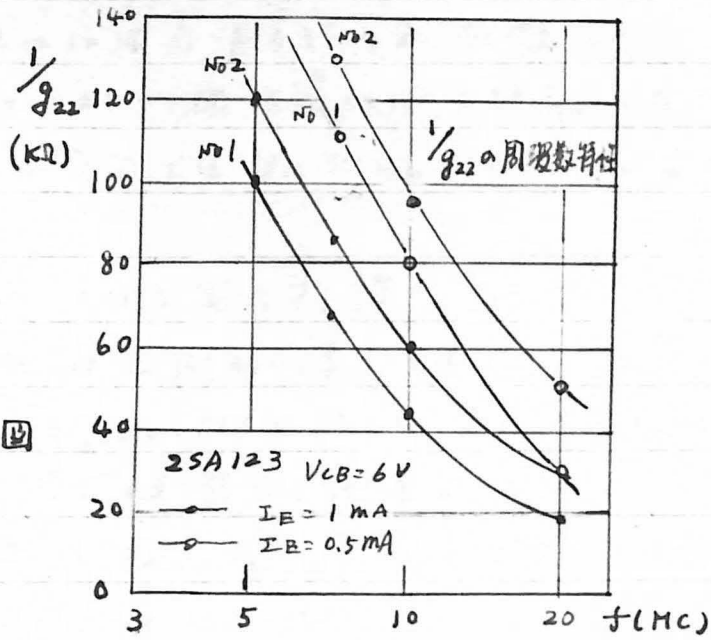
4.1-11 図

電力利得は入力整合・負荷抵抗 R_L 一定の条件下の G (4.1-8) 式より次式が得られる

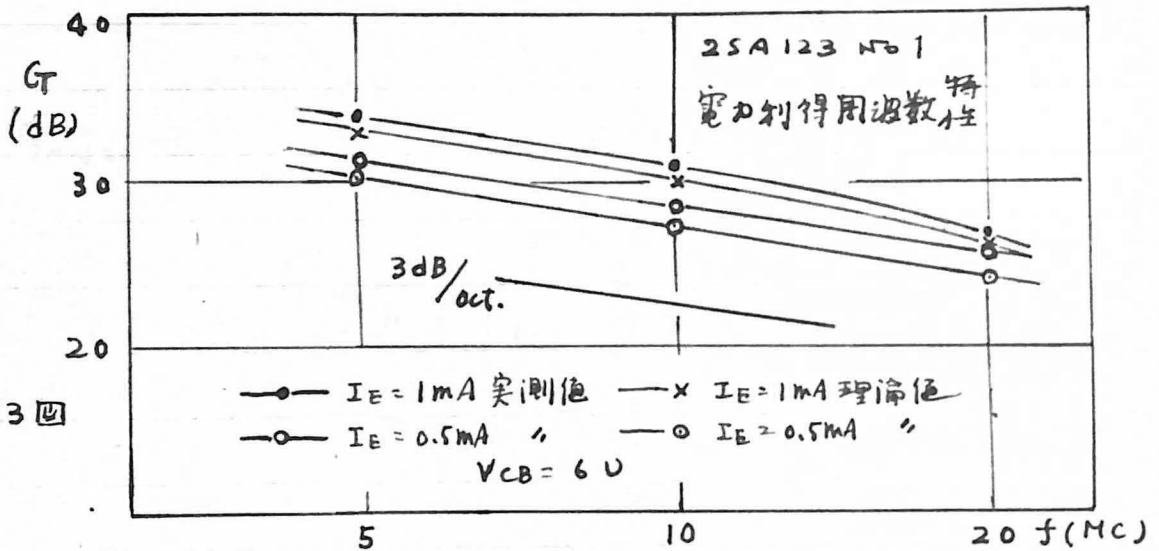
$$G = \frac{|y_{21}|^2}{2g_{11}(g_{22} + G_L)} \quad \text{--- (4.1-23)}$$

(4.1-23) 式に g_{11} , g_{22} , G_L , $|y_{21}|$ を代入して得た値と 4.1.2 で述べた測定器による実測値との対比を 4.1-13, 14 図に示す

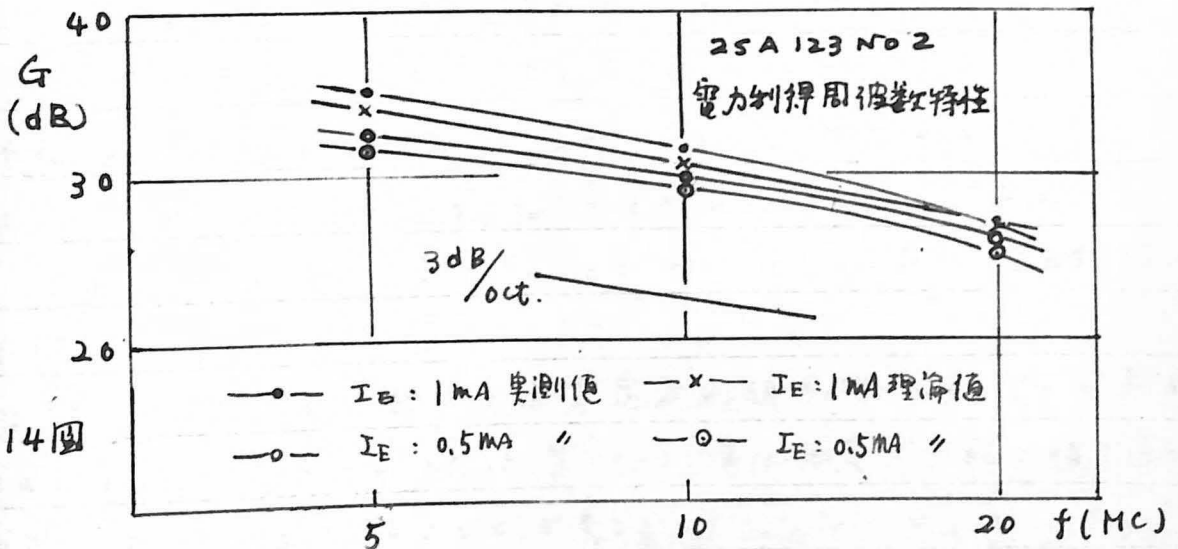
4.1-12 圖



4.1-13 圖



4.1-14 圖



これにより両者はほぼ合値することを確認された。
 なお利得の周波数に対する関係はほぼ3 dB/oct. となっている。
 これはこの周波数の範囲では $g_{22} \ll G_L$ であるためである。

4.1.4 100 MC 以上に於ける電力利得の測定

この周波数に於ては技術的に単一方向化を行なうことが困難であること及び TX117, 2SA123 に於ては発振の危険性がないとみられるので単一方向化なしの状態にて測定する。

この周波数に於ては $\operatorname{Re} y_{11}, \operatorname{Re} y_{22}$ は $\omega^2 C_b^2 Y_b^2 \gg 1$ が成立するから (4.1-14, 16) 式より次のようになる。

$$\operatorname{Re} y_{11} \doteq \frac{1}{Y_b'} \quad \text{-----} \quad (4.1-23)$$

$$\operatorname{Re} y_{22} \doteq \frac{C_b C_e}{C_b C_e} \cdot \frac{1}{Y_e} \quad \text{-----} \quad (4.1-24)$$

これにより入力コンダクタンスは負荷の影響を受けずほぼ Y_b' で定まり出力コンダクタンスは信号線及び Y_b' の影響を受けないことが等価回路より推察できる。又この周波数に於ては強い単一方向化をしてもよいことを意味する。

4.1.5 100 MC 以上に於ける電力利得の計算

(4.1-21) 式により y パラメータの測定値より電力利得を求める。

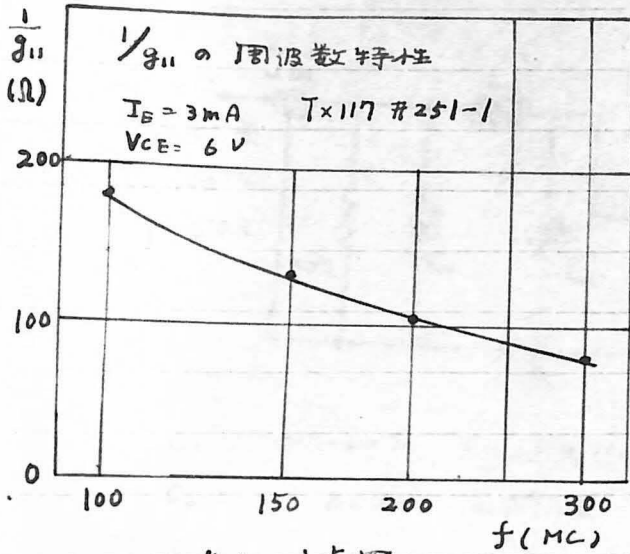
y パラメータの測定は G.R. 製 T.I. メータを用いた。

試料は 3.2 の実験で使用した TX117 #251-1 である。

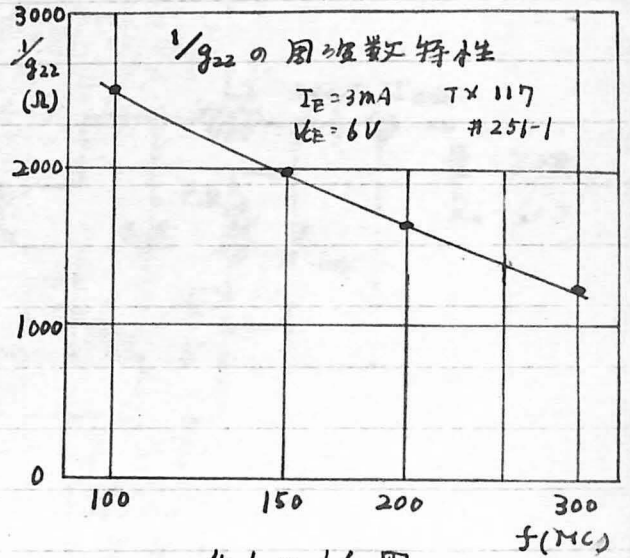
4.1-15, 16, 17 図は各々 $1/g_{11}, 1/g_{22}, |y_{21}|$ の周波数特性である。

4.1-18 図は $g_{11}, g_{22}, |y_{21}|$ を (4.1-21) に代入して求めた電力利得の計算値である。

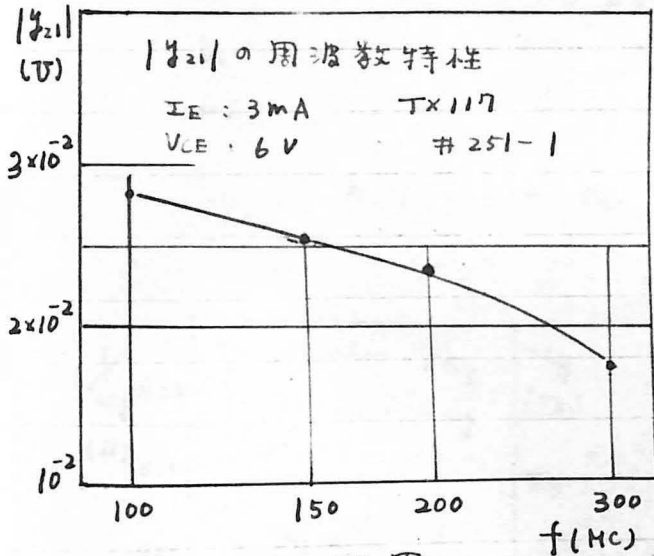
100 MC 以上の周波数に於ては直接電力利得を測定することが困難となる。しかしこの方法によれば y パラメータの測定が可能な限り高い周波数での利得を算出することができる。



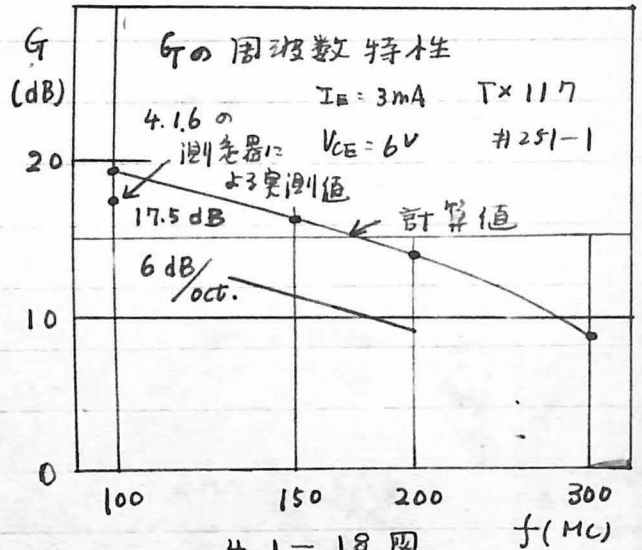
4.1-15 回



4.1-16 回



4.1-17 回

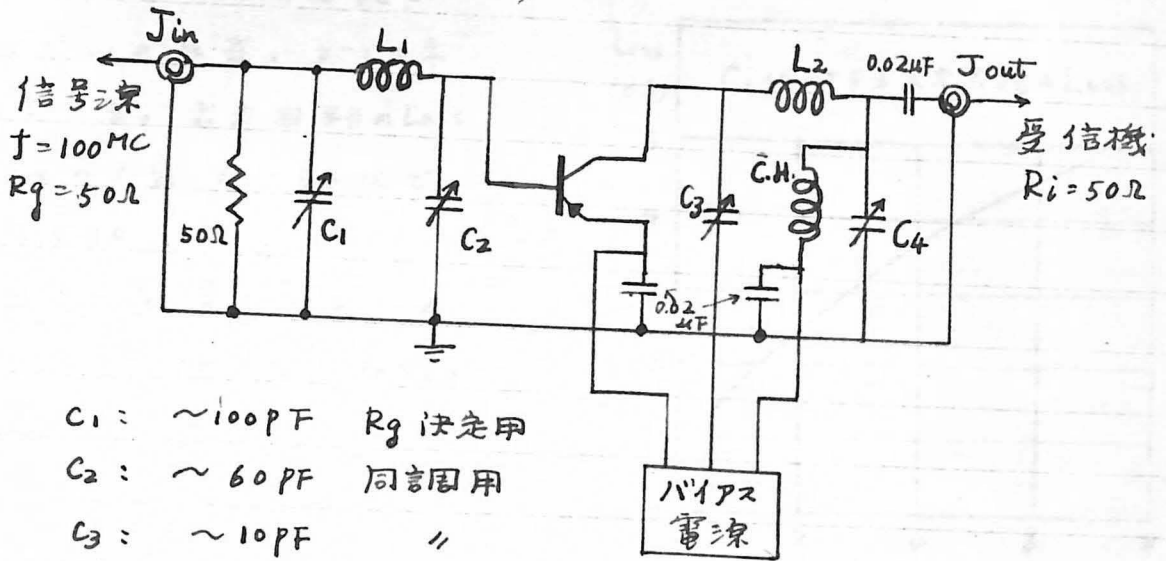


4.1-18 回

4.1.6 100 Mc 電力利得測定器

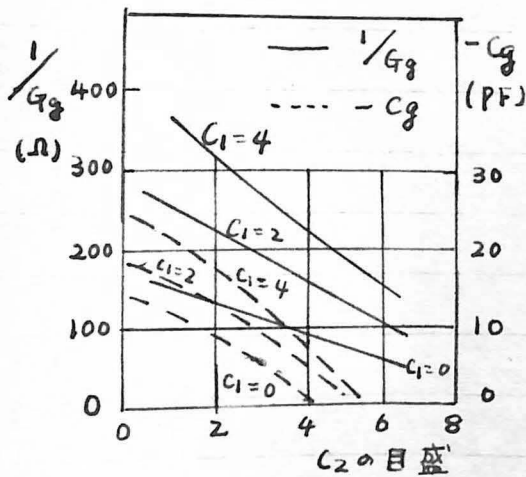
4.1-19 回に示されるよう測定回路をもつ 100 Mc の電力利得測定器によつて $T \times 117$ #251-1 に所定のバイアス条件で測つたときの実測値は 17.5 dB となり計算値より 2 dB 低いわけではあるが、かなりよく合っている。

4.1-20 回は C_1 の変化による $1/g_g$ の値と C_2 の変化による $-C_g$ の値を示す。これより $1/g_g$ は 100 ~ 300 Ω, $-C_g$ は 0 ~ 15 pF の間で使用できることがわかる。尚 C_2 の目盛によつて $1/g_g$ の値は変化しないはずで

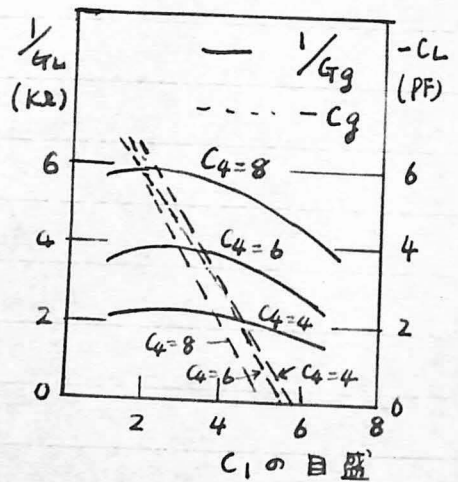


- C_1 : $\sim 100\text{PF}$ R_g 決定用
- C_2 : $\sim 60\text{PF}$ 同調用
- C_3 : $\sim 10\text{PF}$ //
- C_4 : $\sim 70\text{PF}$ R_L 決定用
- L_1 : $0.75\text{mm}\phi$ 2.5t $\rightarrow 1\mu$ 至 $10\text{mm}\phi$
- L_2 : $\quad \quad \quad \quad \quad 4\text{t}$ $\quad \quad \quad \quad \quad 1.2\text{mm}\phi$

4.1 - 19 回



4.1 - 20 回



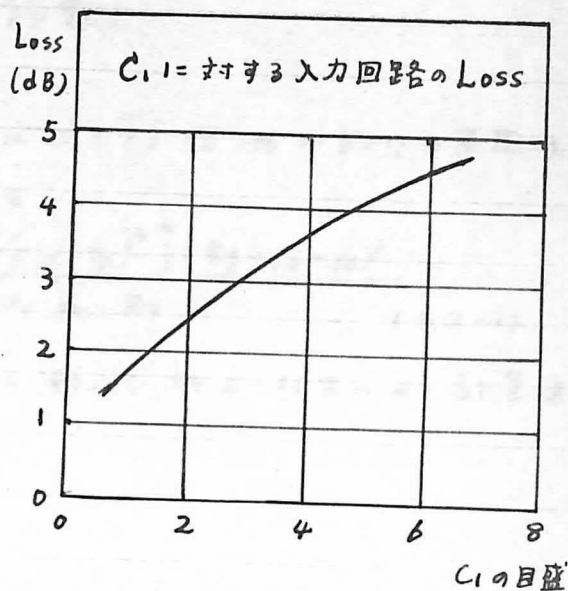
4.1 - 21 回

あるが実際はかなり変化する。

4.1-21 回は C_3 の変化による $1/G_L$ 及び $-C_L$ の変化を示したもので $1/G_L$ $2\sim 6\text{K}\Omega$, $-C_L$ $0\sim 6\text{PF}$ の間で使用できることがわかる。

4.1-22 図は入力回路の Loss で C_1 の目盛に対して示されている。出力回路の Loss は C_4 の目盛 4~8 の間で約 0.5 dB である。

尚この装置では 4.14 の理由により単一方向化は行っていない。



4.1-22 図

4.2. 高周波増中に於ける雑音指数

4.2.0 序

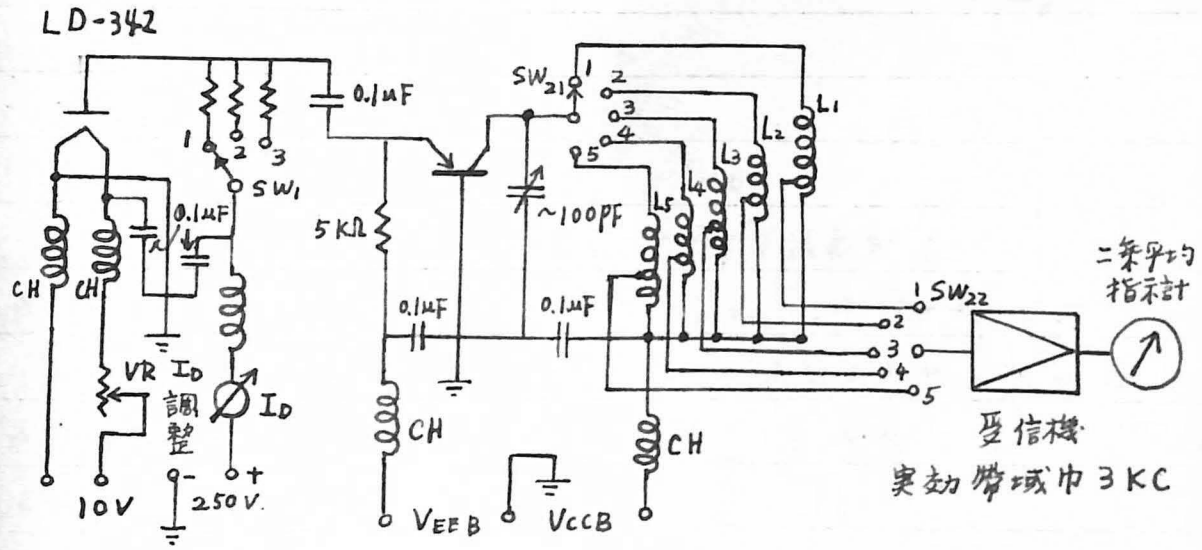
Nielsenによれば⁽⁴⁻²⁾ "ハ"-ス接地及"ム"エミツタ接地に於ける高周波増中雑音指数は次の如く示される

$$F = 1 + \frac{Y_b'}{R_g} + \frac{Y_e}{2R_g} + \frac{(1-\alpha_0) \left[1 + \left(\frac{f}{f_1 - \alpha_0 \cdot f_0} \right)^2 \right] (R_g + Y_b' + Y_e)^2}{2\alpha_0 \cdot Y_e \cdot R_g} \dots \quad (4.2-1)$$

ここでハ-ス接地の雑音指数を測定し (4.2-1) 式による計算値と比較を行なった

4.2.1 雑音指数の測定

雑音二極管法による測定回路として 4.2-1 図のような測定器を作った



- | | | | |
|-----------------|---------|---------------------|---------|
| SW ₁ | 1: 50Ω | SW _{21,22} | 1: 1MC |
| | 2: 100Ω | | 2: 5MC |
| | 3: 500Ω | | 3: 10MC |
| | | | 4: 20MC |
| | | | 5: 70MC |

4.2-1 図

まず $I_b = 0$ に二乗平均指示計に指示を与え、次に I_b を流して指示が二倍になったとすると等価入力雑音電力は次のようになる

$$N_{iav} = \frac{e I_D B}{2} \cdot R \quad \dots (4.2-2)$$

- I_D : 二極管のフォレート電流 (A)
 B : 回路全体の等価帯域巾 (C/s)
 R : 二極管の負荷抵抗 (Ω)
 (トランジスタに対する信号線抵抗)
 e : 電子の電荷 1.60×10^{-19} Coulomb

故に雑音指数は抵抗 R の有能雑音電力と等価入力雑音電力との比と定義されるから雑音指数 F は次式で与えられる。

$$F = \frac{N_{iav}}{KTB} = \frac{e I_D B}{2KTB} R = \frac{e I_D}{2KT} R \quad \dots (4.2-3)$$

- K : ボルツマン定数 1.38×10^{-23} joule/deg.
 T : 絶対温度 °K

$T = 290^\circ K$ (室温) とし

$$F = 10 \log_{10} 20 I_D R \quad (dB) \quad \dots (4.2-3')$$

R は与えられるから I_D の値より雑音指数が直読できる。

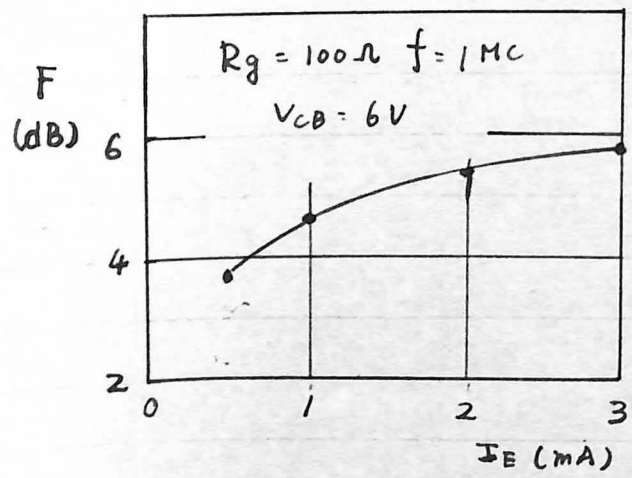
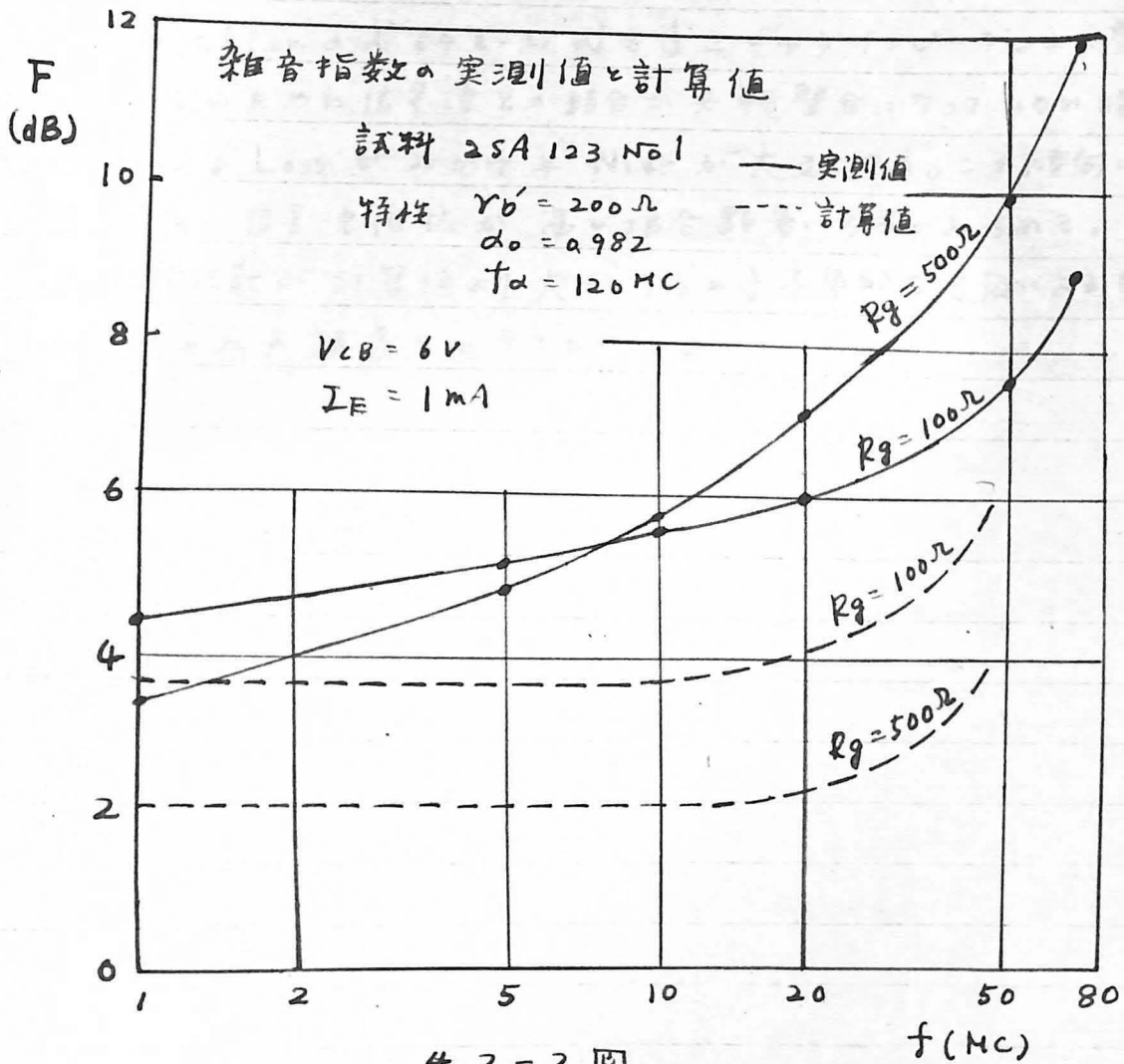
出力回路の $L_1 \sim L_5$ は同調コイルで、 V_c により測定周波数と同調する。トランジスタ以後の雑音はトランジスタを取り除いた状態にして出力同調回路と所定の周波数と同調した場合、二条平均指示計の指示が十分小さいことを確認した。

4.2.2 計算値と実測値との比較

(4.2-1) 式に試料の定数を代入して求めた曲線と実測値との比較を 4.2-2 図に示す。

又 $f = 1MC$ に於ける雑音指数のエミッタ電流による変化は 4.2-3 図に示す通りである。

4.2-2 図に於て実測値と計算値は、はるかに異なる。特に $R_g = 500 \Omega$ の場合に著しい。この理由はまだ究明していないが原因の一つとして次のことが考えられる



即ち Nielsen の式 (4.2-1) 式では エミッタ インコ-ダンス の虚数部を考慮しないために 信号源との結合が共軛整合になっていない場合 虚数部による Loss でみかけ上 N_{inv} が大きくなる。この傾向は周波数が高く、信号源抵抗が高い場合顕著になるとみられる。結局 雑音指数が計算値より大きくなるのは本質的な原因によるもので はなく測定上の誤差といえることになる。

4.3 周波数変換特性

4.3.0 序

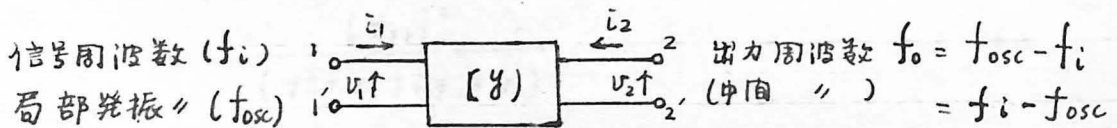
トランジスタの周波数変換は変換利得が大まかことからエミッタ接地で使われる。ここではまずエミッタ接地周波数変換の一般的な考察をし、次に2SA123による1~20MCの変換特性、TX117による100MCの変換特性の実測値を示す。尚局部発振の注入は、注入電力が少なくてすむバース注入が普通なのでこの実験でもこれに従った。

次に γ パラメータの測定による変換利得の計算値と実測値の比較を行い、又変換利得と同時にS/Nをも測定し、変換雑音指数も求めた。

4.3.1 周波数変換の四端子網表示

周波数変換を入力、出力の周波数が異なる増中器と考れば

4.3-1図の如く四端子網回路で表示できる



4.3-1 図

又この γ アドミタンス・パラメータ (γ) を用いたマトリックス表示で v_1, v_2, i_1, i_2 をあらはせばエミッタ接地のとき次のようになる

$$\begin{pmatrix} i_1 \\ i_2 \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} \gamma_{11} & -\gamma_{12} \\ \gamma_{21} & \gamma_{22} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} v_1 \\ v_2 \end{pmatrix} \quad \dots (4.3-1)$$

ここで (γ) の各素子は次のように考えられる

- (1) γ_{11} : 信号周波数 f_i に対する入力アドミタンスで局部発振周波数の振巾により平均化されたものとみるこゝができる。その値は増中器に使用した場合より数%大となる
- (2) γ_{12} : 入力アドミタンスについては信号周波数 f_i に対して、出力アドミタンスについては出力周波数 f_o に対する帰還率

(3) g_{21} : f_i, f_o における伝達率で真空管における変換コンダクタンスに相当する。実験の結果、最適条件に於て、 f_i に 2 増巾に使用した場合の $1/2$ 程度

(4) g_{22} : 出力周波数 f_o に対する出力アドミッタンス

以上のようにして周波数変換は四端子網回路で示せることがわかったが動作状態に於ける入力アドミッタンス、出力アドミッタンスは次のような特徴を有する

一般に周波数変換回路に於ては入力、出力に f_i, f_o に同調した同調回路を接続する。そこで両周波数がある程度離れておれば入力に対する出力側、出力に対する入力側は容量性もしくは誘導性ではあるが、その絶対値は十分小さいとみられるのでそれぞれ短絡の状態にあるとみることが可能である。故に次の式が成立する

$$\left. \begin{aligned} g_i &\cong g_{11} \\ g_o &\cong g_{22} \end{aligned} \right\} \text{--- (4.3-2)}$$

又変換利得 G は次のように表わされる

$$G = \frac{|g_{21}|^2}{(g_{11} + g_g)(g_{22} + g_L)} \text{--- (4.3-3)}$$

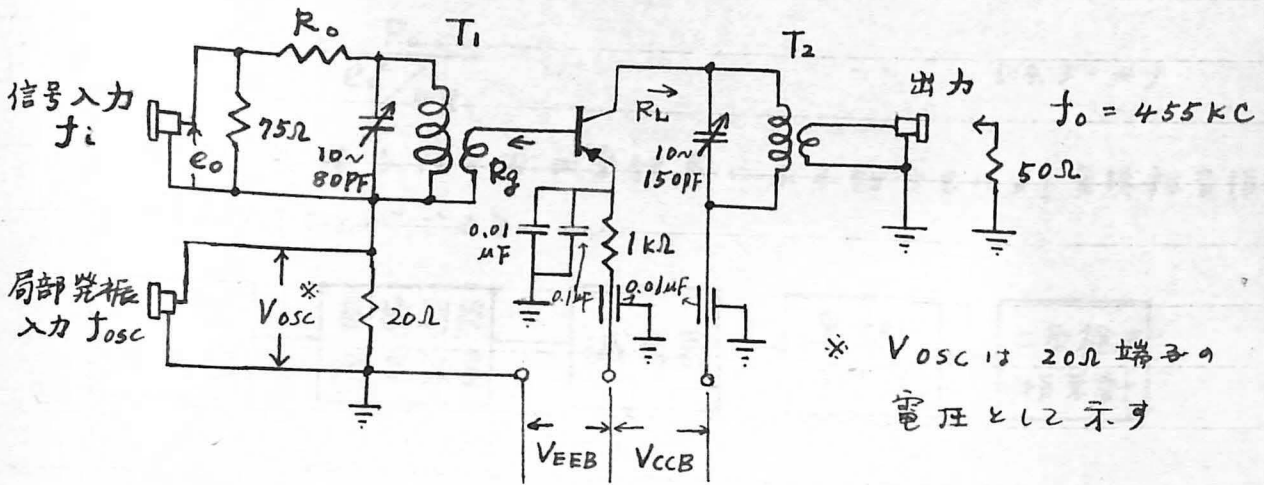
$$\text{--- } g_{11} = \text{Re } Y_{11}, \quad g_{22} = \text{Re } Y_{22}$$

(4.3-3) 式は f_i と f_o が接近しない場合に成立するわけで両者がかなり接近すると g_{12} の影響により、入力アドミッタンス、出力アドミッタンスが増加し、利得が減少する。又ある場合には発振の危険も生ずる

4.3.2 周波数変換利得測定装置

2SA123 の周波数変換利得の測定器として 4.3-2 図のよう回路及びデータ表をもつて作る。又 TX117 のためには g_a 100Mc の変換利得測定器として 4.3-3 図のものがある

利得は信号入力端子の電圧 e_o と R_o との有能電力と出力電力 a とで次のようにして求めることができる

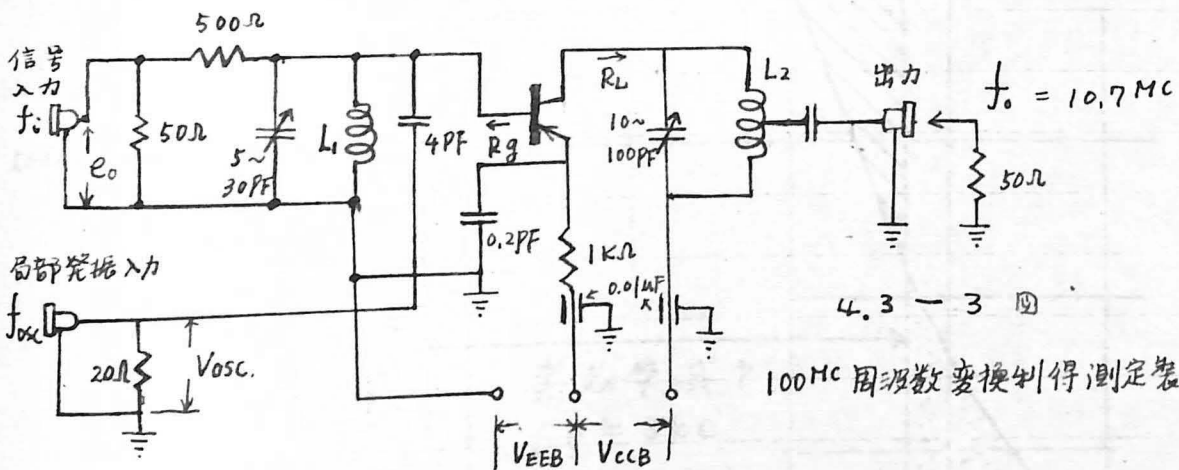


* VOSC は 20Ω 端子の電圧とL2を示す

T ₁	一次	二次	R ₀	R _g	Loss	備考
1 MC	20 t	12 t	10 kΩ	3 kΩ	-1 db	503-0.2 PD 20/15 0.07x5 リツツ
10 "	28 "	6 "	10 "	0.5 "	-5 "	R-0615 MI 0.4 m/m φ = 8 m/m イナヒル
20 "	5 "	1 1/2 "	3 "	0.3 "	-4 "	R-0615 MI 0.6 m/m イナヒル. 直接コア上に巻く

T ₂	一次	二次	R _L	Loss	備考
	48 t	2.5 t	20 kΩ	-0.5 db	503-0.2 PD 20/15 0.07x5 リツツ, Lossは Y ₀ = 100 kΩ とL2の時

4.3-2 回 1~20 MC 周波数変換利得測定装置回路

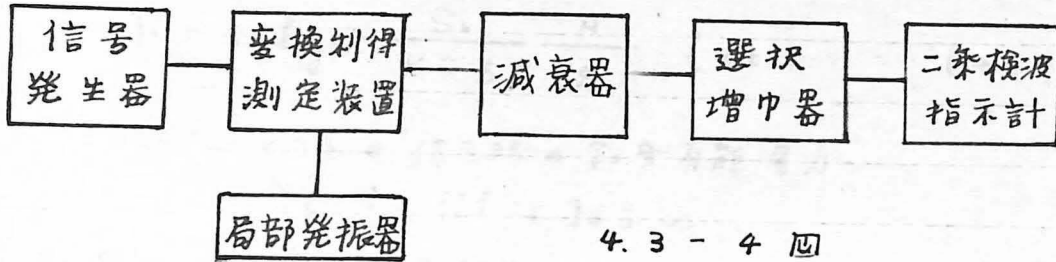


4.3-3 回 100 MC 周波数変換利得測定装置回路

	Turn数	R _g	R _L	Loss	備考
L ₁	3 1/3 t	0.3 kΩ		-3.5 db	0.7 φ φ = 8 m/m 22 ヲリツ
L ₂	11 1/2 t		5 kΩ	-3 "	0.7 φ φ = 12 m/m " 1 1/2 t x 4 φ 120 出す Lossは Y ₀ = 10 kΩ の時

$$G = \frac{P_o}{e_o^2 / 4R_o} \quad (4.3-4)$$

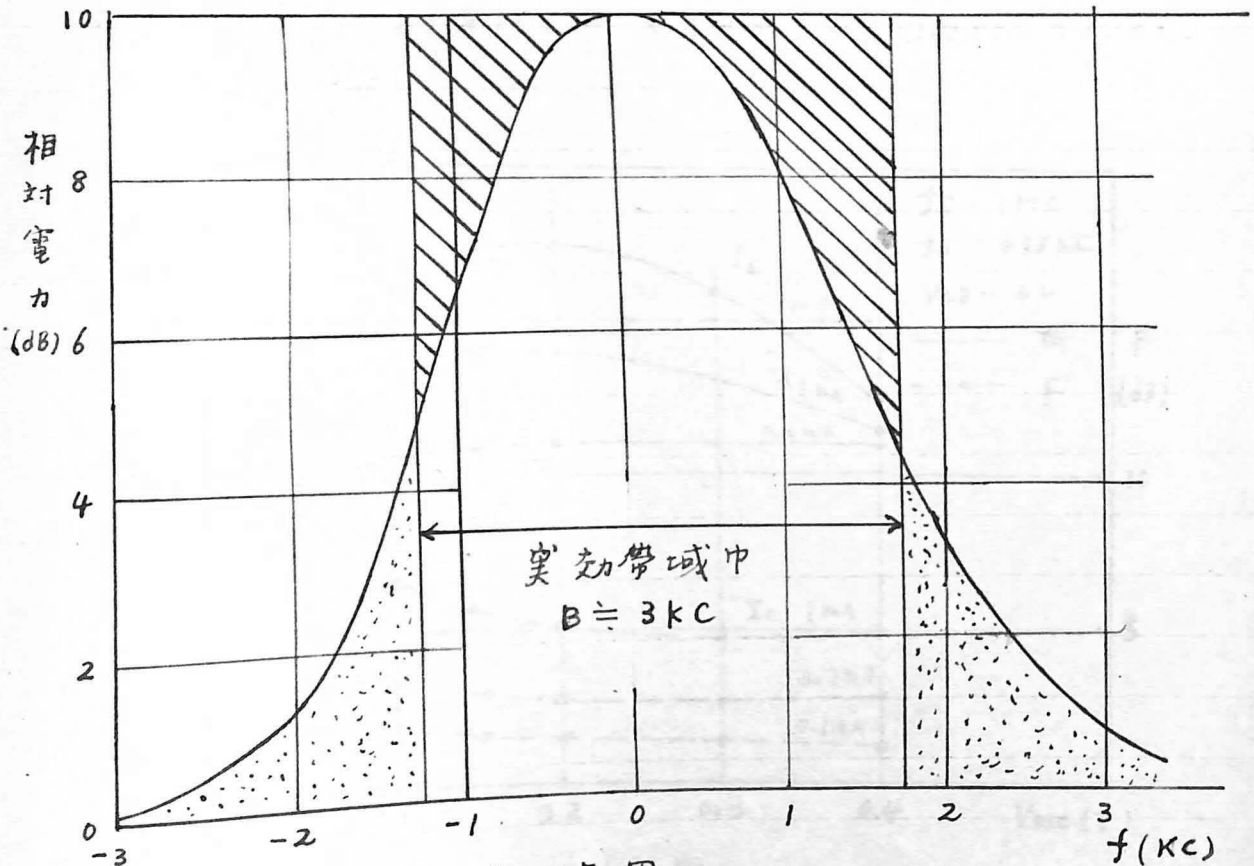
又この装置を次の図の系統図に示す組合せにより変換雑音指数を測定することができる。



4.3-4 回

4.3-4 回に於て減衰器は変換利得測定装置の出力を一定に保つためのものである。

選択増幅器は通信用受信機を使用した。帯域中は入力信号の周波数に関係なくその中間周波増幅段の帯域中で定められた図で示すような実効帯域中を有する



4.3-5 回

二乗検波指示計はゲルマニウムダイオードと10μA可動線輪直流電流計を使用し、又約3秒の時定数を与える。

測定法は減衰器にて出力一定における信号対雑音比を測定し信号有能電力をSiとすると雑音指数Fは次のよりにあらわされる

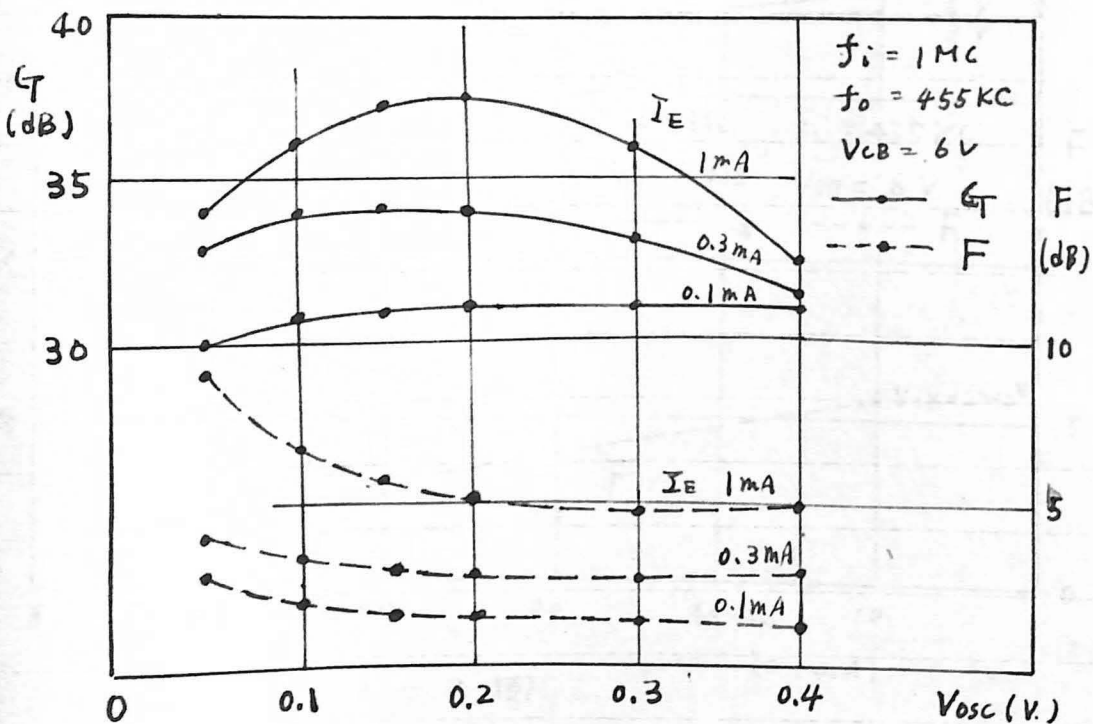
$$F = 10 \log_{10} \frac{S_i}{KTB} \frac{N}{S} \quad (\text{db}) \quad \dots (4.3-5)$$

但し、 KTB : 信号帯の雑音有能電力
 N/S : 信号対雑音比

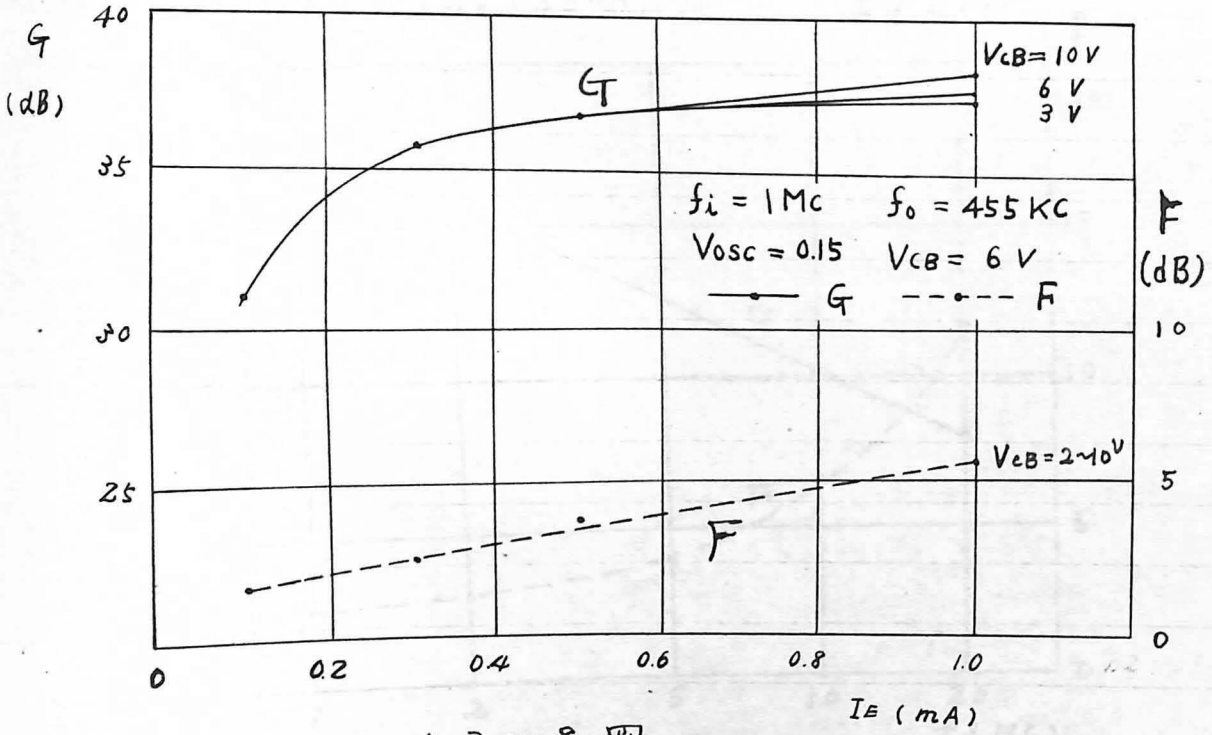
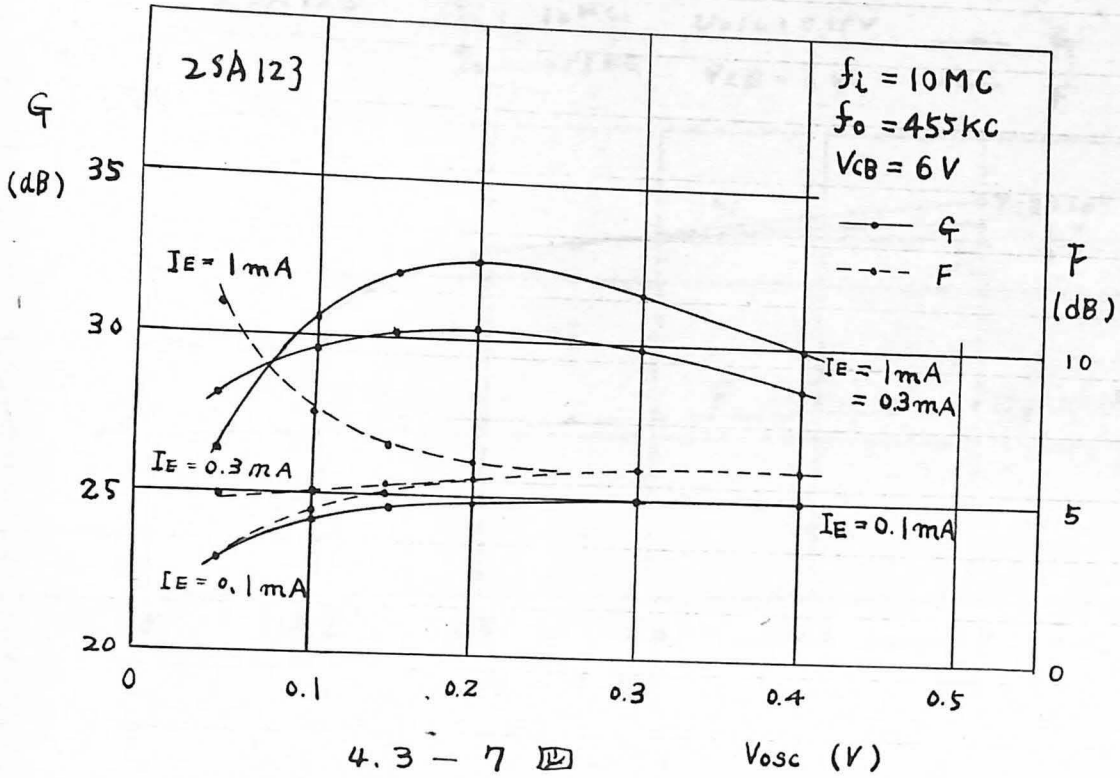
尚選択増中器の雑音指数は455KCに26dB, 10.7MCに28dBあり。変換利得は20dB以上あるまで誤差は10%以下に測定できることになる

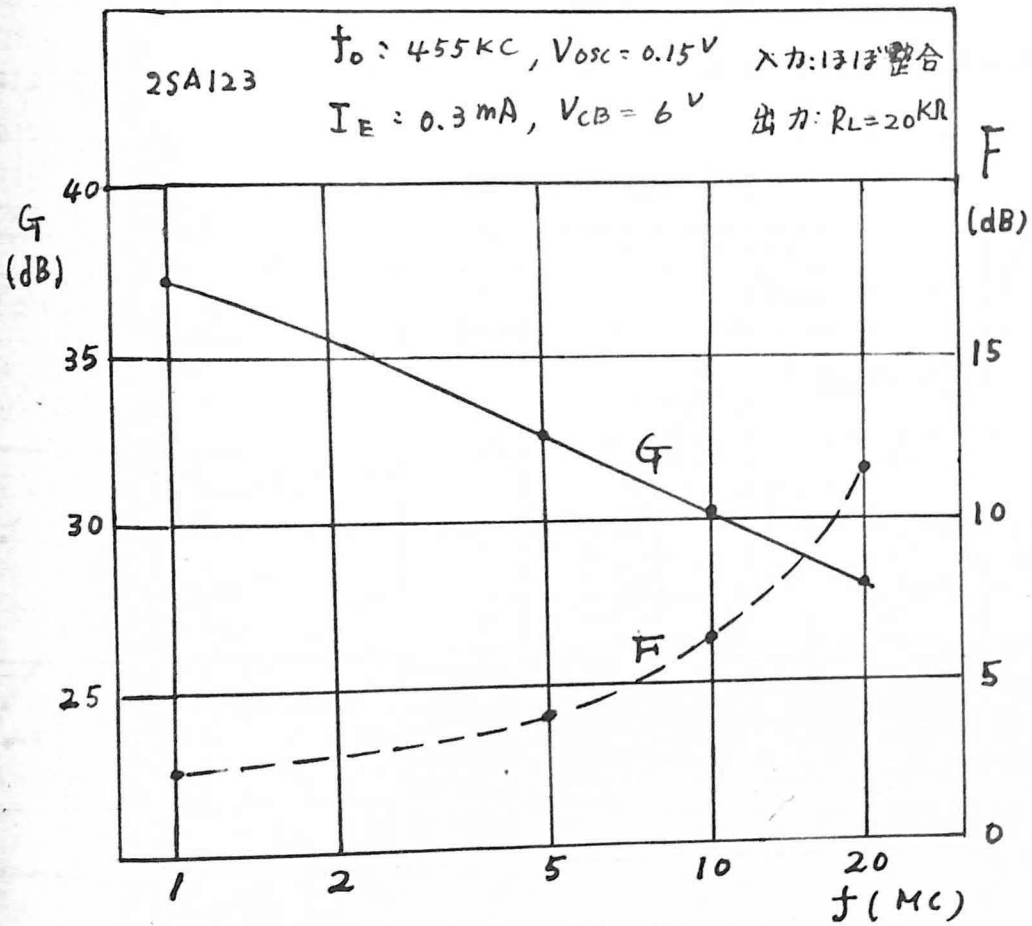
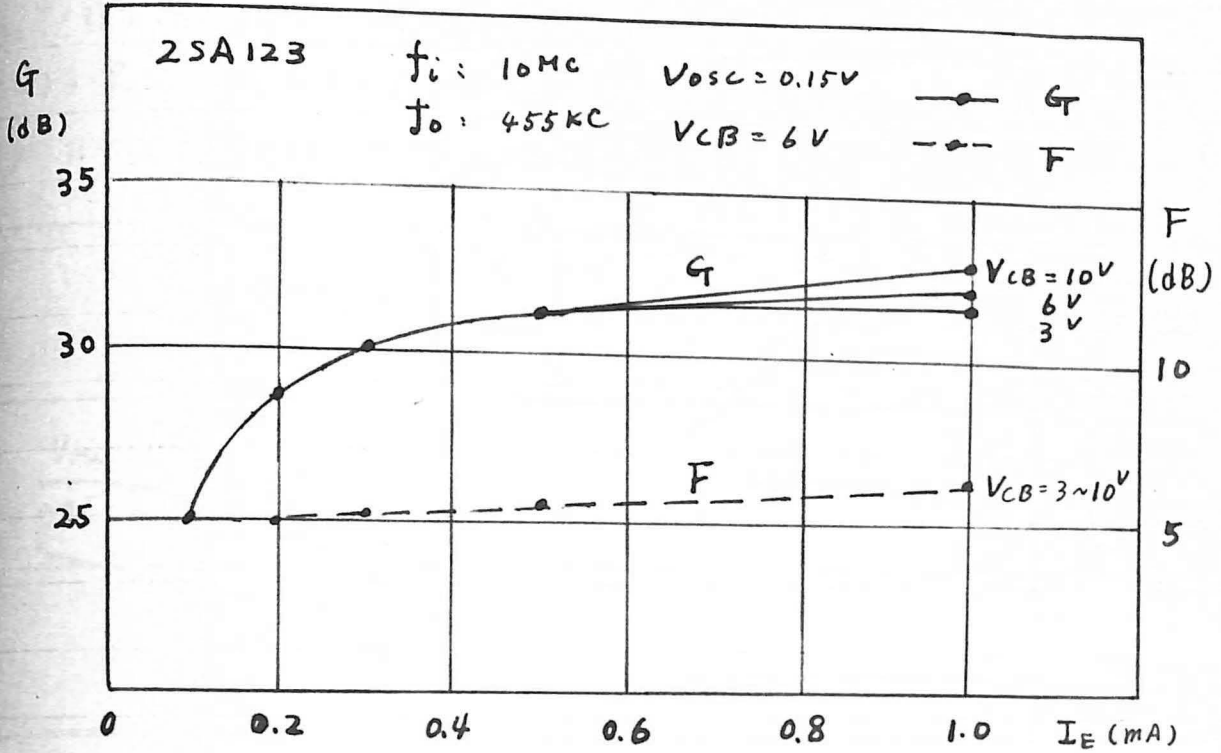
4.3.3 測定結果

2SA123の1MC, 10MCの変換利得 G 及び変換雑音指数の局部発振電圧 V_{osc} に対する変化を示すものとして4.3-6, 7図がある。又エミッタ電流による変化として4.3-8, 9図, 周波数 f の変化として4.3-10図がある。

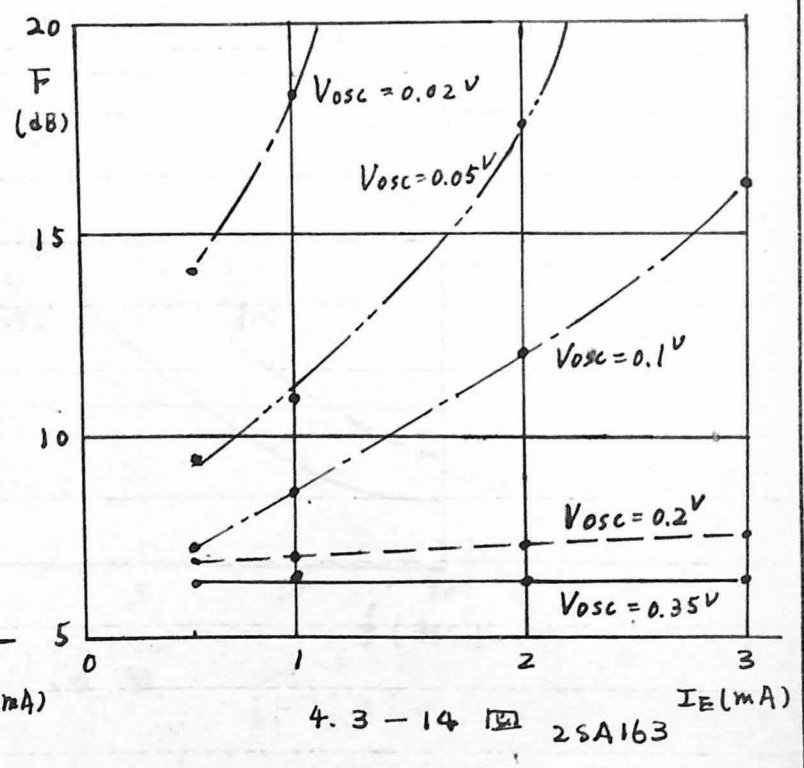
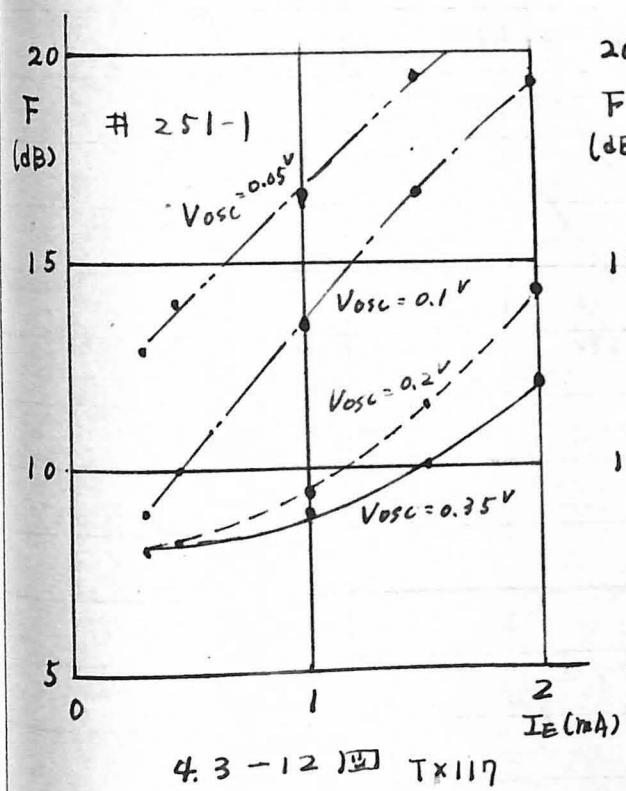
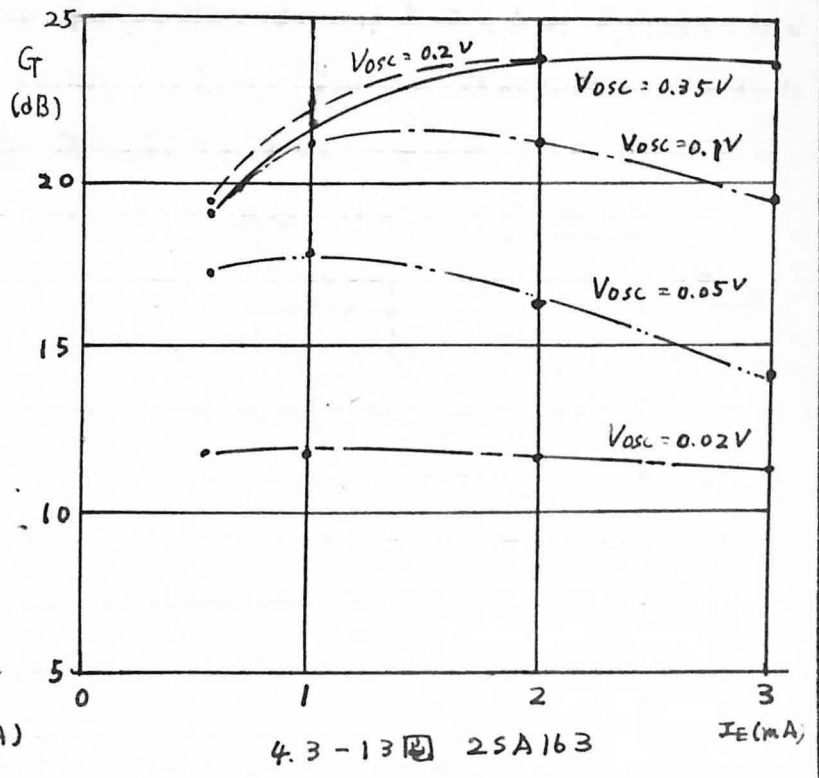
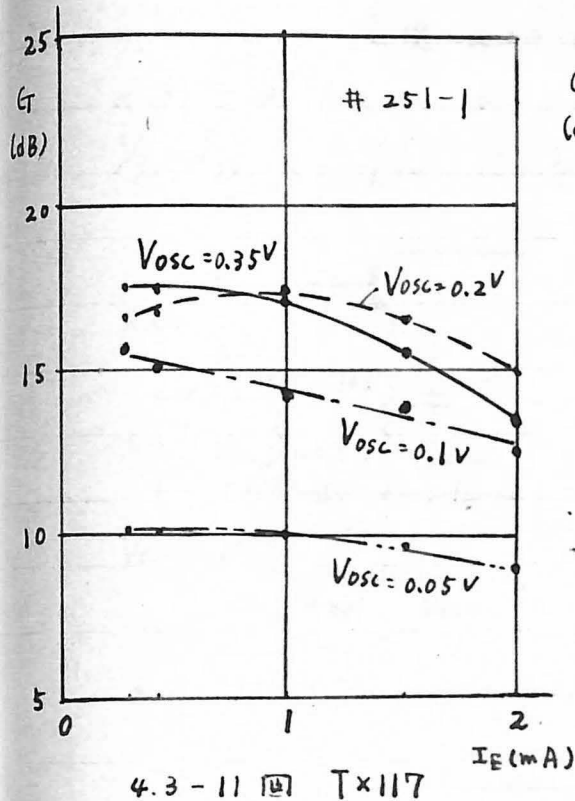


4.3-6 図





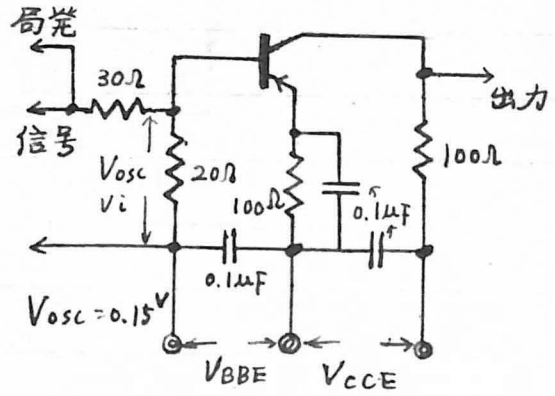
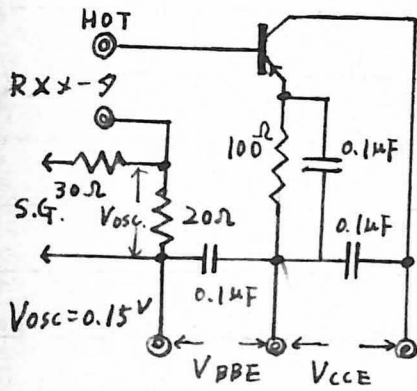
Tx117の100 MCにおける変換利得G及び変換雑音指数Fの I_E による変化として4.3-11, 12図があり比較のため2SA163(4exJ)のそれがあり2 4.3-13, 14図の如く示して置く。



4.3.4 変換利得の計算値と実測値の比較

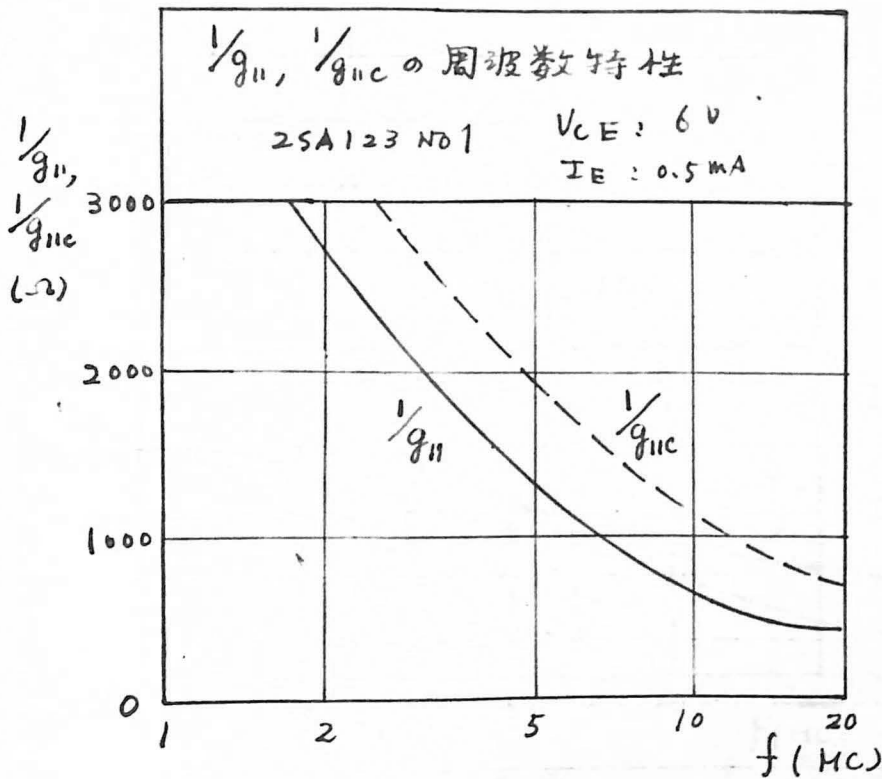
4.1.3 で行ったのと同じ方法で 2SA123, NO1 を試料より $f_{\text{H}} \times \mu$ を測定してその計算値を求めよう。

$1/g_{11}$ および変換利得の $1/g_{11c}$ (サフィックス C は変換を意味する。以下同じ) の測定回路として 4.3-15 図, $|y_{21}|, |y_{21c}|$ の測定回路として 4.3-16 図 $1/g_{11}, 1/g_{11c}$ 及び $|y_{21}|, |y_{21c}|$ の周波数特性として 4.3-17, 18 図がある

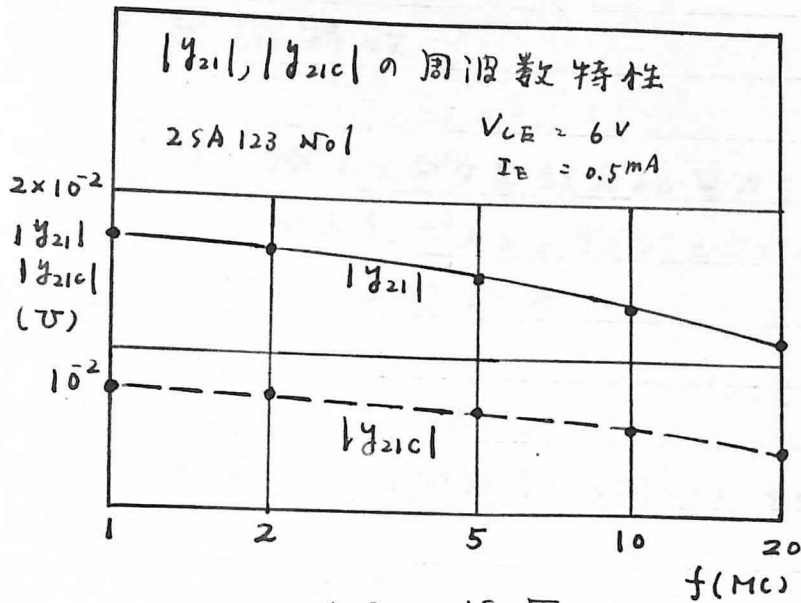


4.3-15 図 $1/g_{11}, 1/g_{11c}$ の測定回路

4.3-16 図 $|y_{21}|, |y_{21c}|$ の測定回路

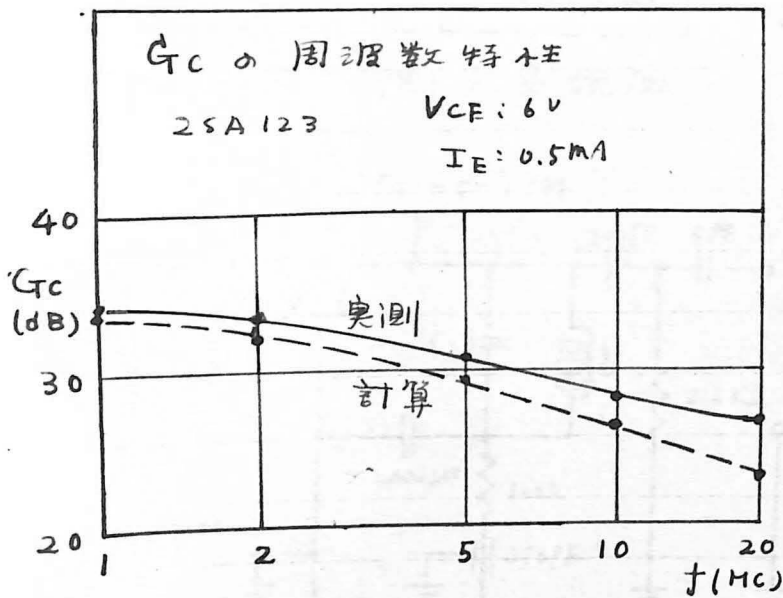


4.3-17 図



4.3 - 18 回

この場合 $1/g_{11}$ は表中のとこの値である $V_{osc} = 0.15V$ 一定で。
 $f_{osc} = f_i + 455KC$ とした。 $1/g_{22}$ は $f_0 (455KC)$ に対する値で実測より 200 KC 以上で測定器の読取精度不足から測定できなかった。
 又変換利得 G_C の実測値と (4.3-3) 式による計算値との比較を次に示す。尚 g_{22} は負荷コンダクタンス G_L に較べると小であるので省略した。



4.3 - 19 回

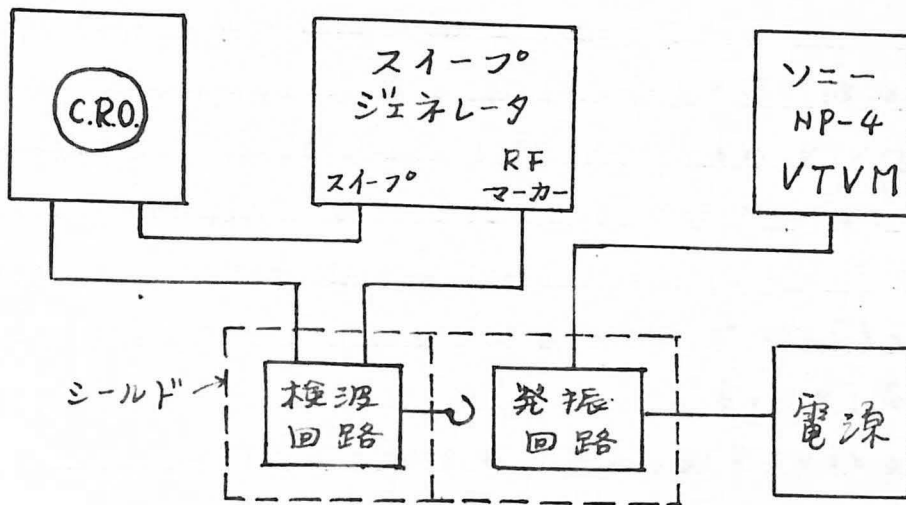
4.4 超短波発振特性

4.4.0 序

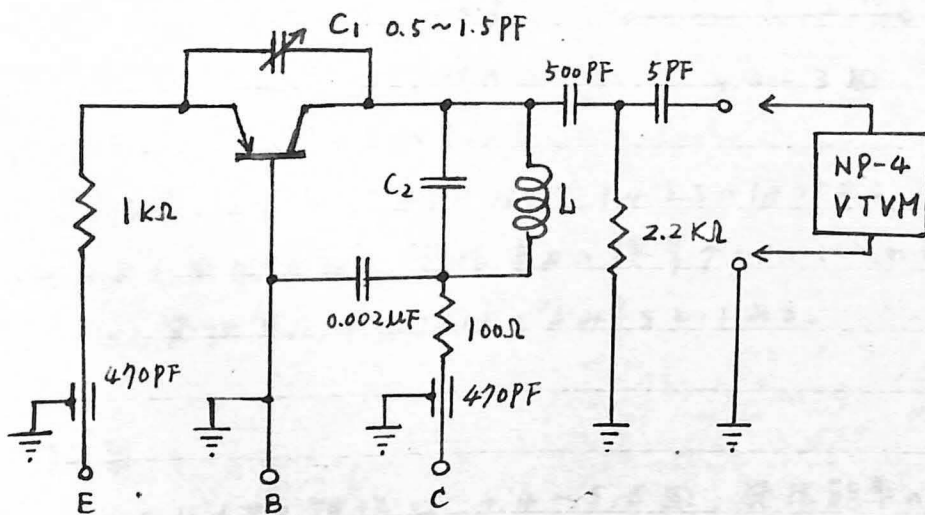
周波数変換に於て十分な局部発振電力を供給することは利得、雑音などの点で有利である。そこで $\omega = 2\pi \times 117$ によって200 Mcの発振特性を行なう。

4.4.1 測定回路及び測定方法

測定系統図及び発振回路結線図として4.4-1, 2図の如きものを用いる。



4.4-1 測定系統図



4.4-2 発振回路

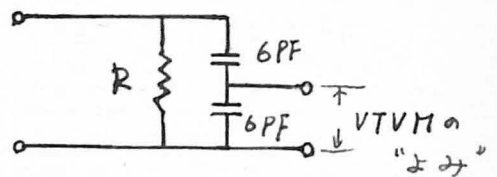
次に測定方法を述べてみる

4.4-2 図に於て右半分は発振電圧の測定系で左半分は発振周波数の検出系である。この検出法によれば発振周波数が所定の周波数からどの向きにどのくらいずれているかが一目で判るから調整が極めて容易である。C₁は feedback 用コンデンサで発振出力、発振周波数の両者に影響する。C₂は L と共に共振回路を構成し周波数に影響し、出力にあまり関係がない。従って測定の際は C₁ を調節して出力最大値を求め、次に C₂ を調節して周波数を 200 MC に合わせる。実際には C₂ によっても出力が多少変るので、正確には C₁, C₂ を 2~3 回調整し直す必要がある

発振出力は 500 PF の容量を通じ 2.2 KΩ の高周波抵抗に加之される。この両端の電圧を直接読めば良いわけであるが VTM の容量 (200 MC の約 5 PF) によって発振周波数を 200 MC にする事が困難であり、C₂ による発振周波数の変化範囲もせばめられることなどからこの回路では更に 5 PF の容量を通じ VTM に接続にある。

配線は stray をもたないように心がけて各素子自身も寄生成分をもつため、各部の定数から直接発振電力を計算することやできない。各部、各素子の実測結果をもとにし

図 2 の両端に等価的に右図のよう回路が接続されているとみす。



4.4-3 図

但しこれにはコイルの抵抗、VTM の入力端子インダクタンスも含まれている。

R は C₁, C₂ の位置により多少異なるがほぼ 1.4 KΩ の値である。1.4 KΩ 負荷による発振電圧 - 発振電力の換算グラフとして 4.4-4 図が示される。但し発振電圧は VTM の "よみ" をとってある。

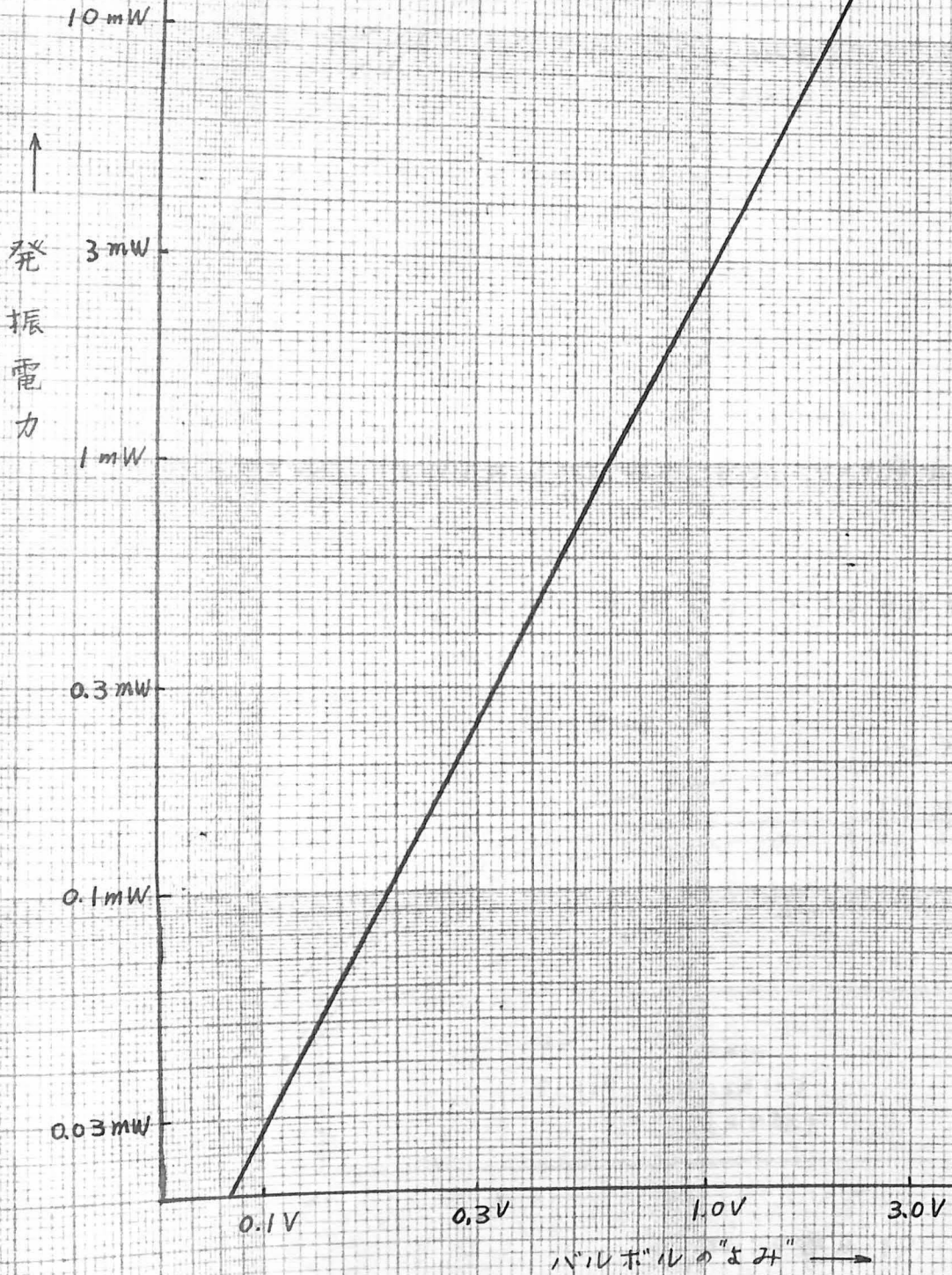
4.4.2 実験結果

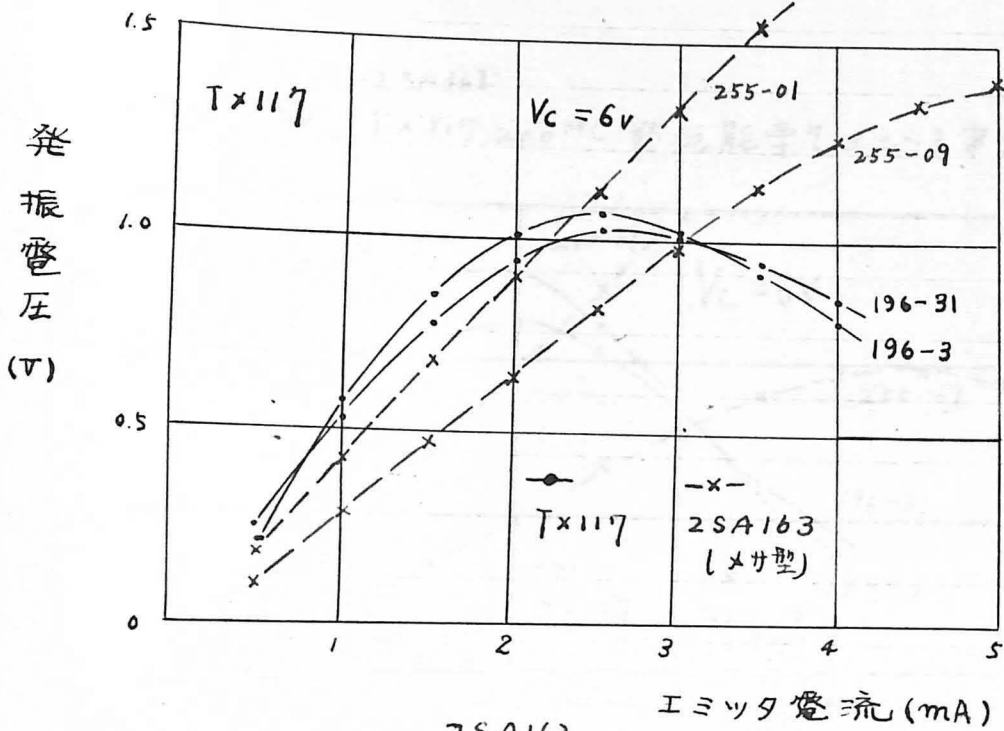
発振電圧のバイアス特性は 4.4-5, 6 図, 発振効率のバイアス特性は 4.4-7, 8 図に示されている。2SA163 も比較のため示す (×4型)

4.4-4回

発振電圧—発振電力換算図

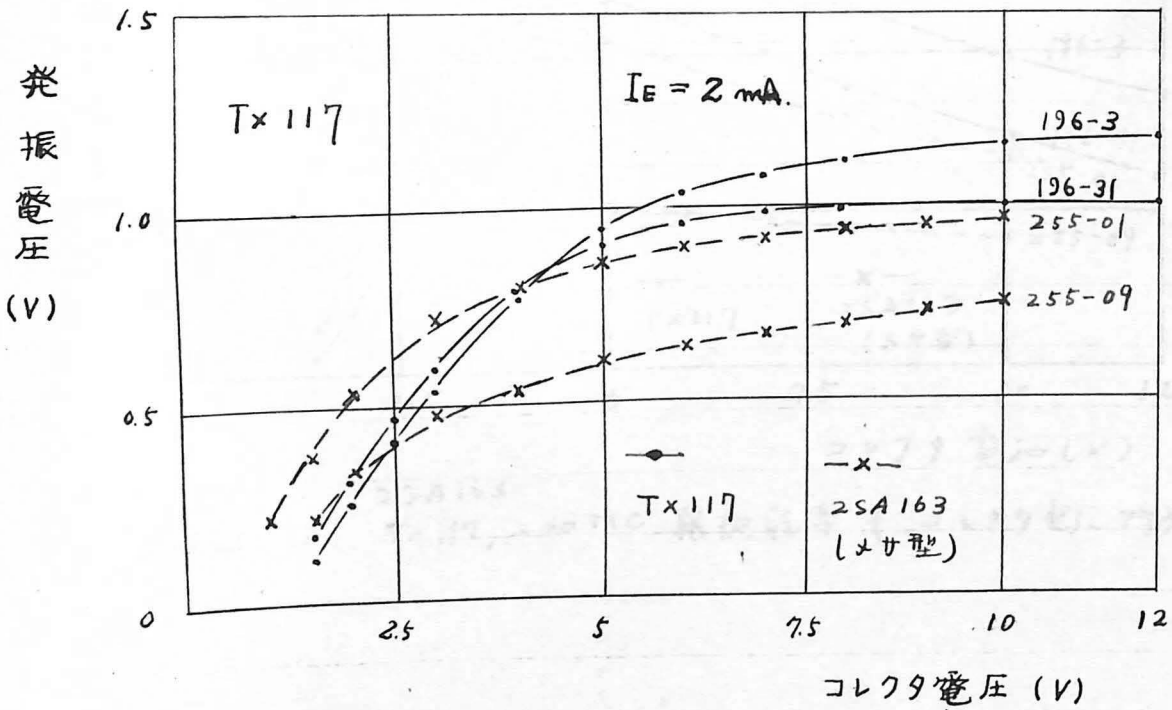
$R=1.4K\Omega$



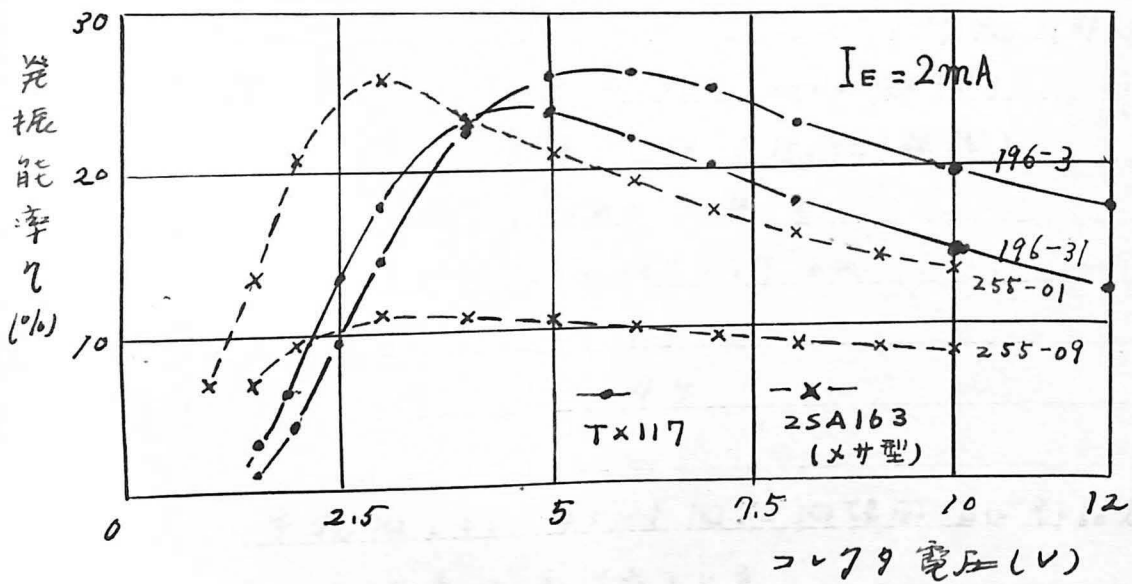
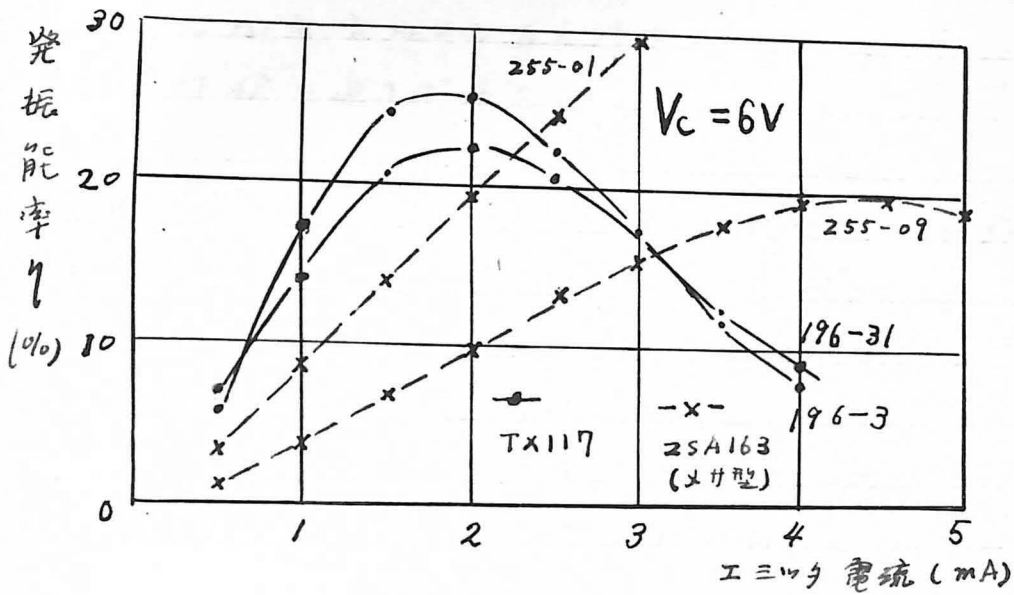


4.4-5 回 2SA163 T×117, 200 MC 発振電圧・エミッタ電流特性

4.4-6 回 2SA163 T×117, 200 MC 発振電圧・コレクタ電圧特性



2SA163
4.4-7 圖 Tx117, 200MC 発振能率 η の I_{E3} の電流特性



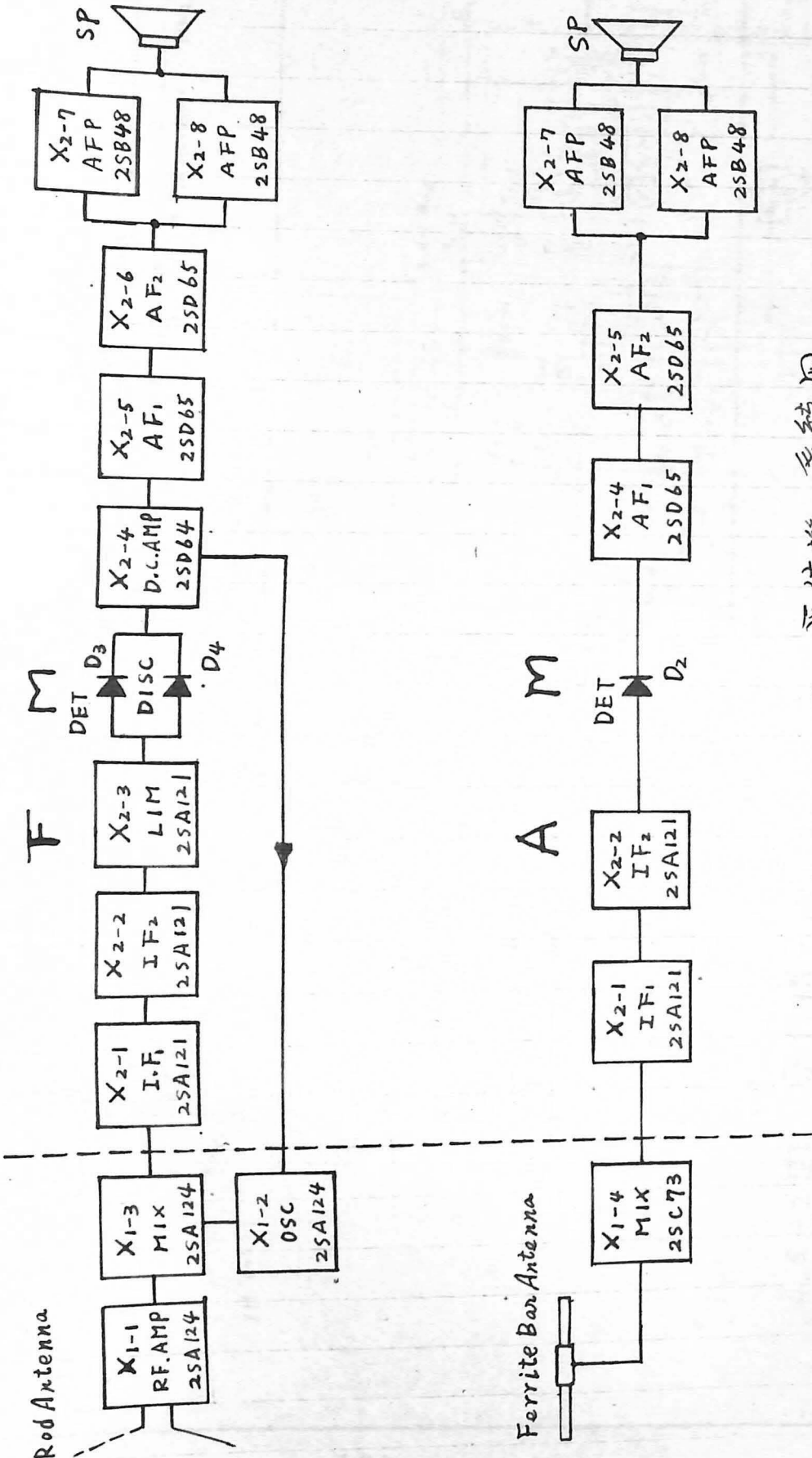
2SA163
4.4-8 圖 Tx117, 200MC 発振能率 η の V_{C3} の電圧特性

4.5 TFM 121 FM. AM 受信機

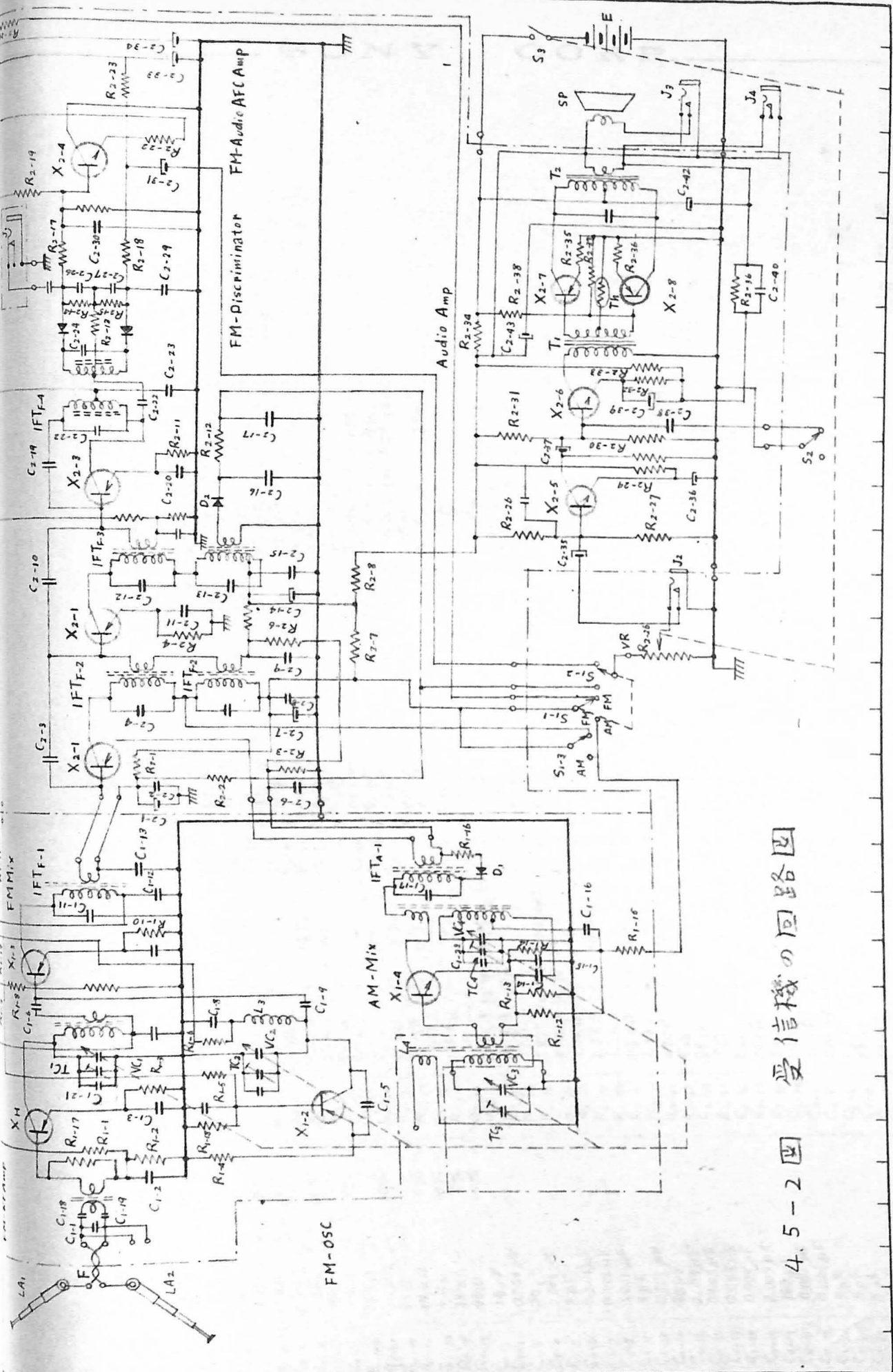
2SA123 及び 2SA124 の応用例として TFM. FM. AM 受信機の概要を述べる。この受信機は 12ヶのトランジスタのうち 2SA123 2SA124 は両者合わせて 6ヶ使用している。仕様は次の通りである。

回路	;	12トランジスタ、スーパーヘテロダイン方式
受信範囲	;	AM 535 ~ 1,605 KC FM 86.5 ~ 108 MC
中間周波数	;	AM 455 KC FM 10.7 MC
感度	;	AM (10mW出力), 78 μ V/m 内蔵アンテナ 30 μ V/m 外部 FM (50mW出力), 19 μ V/m, 内蔵 7 μ V/m, 外部
選択度	;	AM 21dB (10KC 離調) FM 3dB (150KC 離調)
出力	;	160mW (無歪)
寸法	;	130 x 235 x 57 mm
重量	;	1.45 Kg
電池	;	単二 4ヶ

受信機の系統図として 4.5-1 図, 回路図, 及び部品表は 4.5-2 図, 4.5-2 表に示してある。
又 FM に於ける感度曲線, AM に於ける感度曲線は 4.5-3 図 4.5-4 図に示してある。



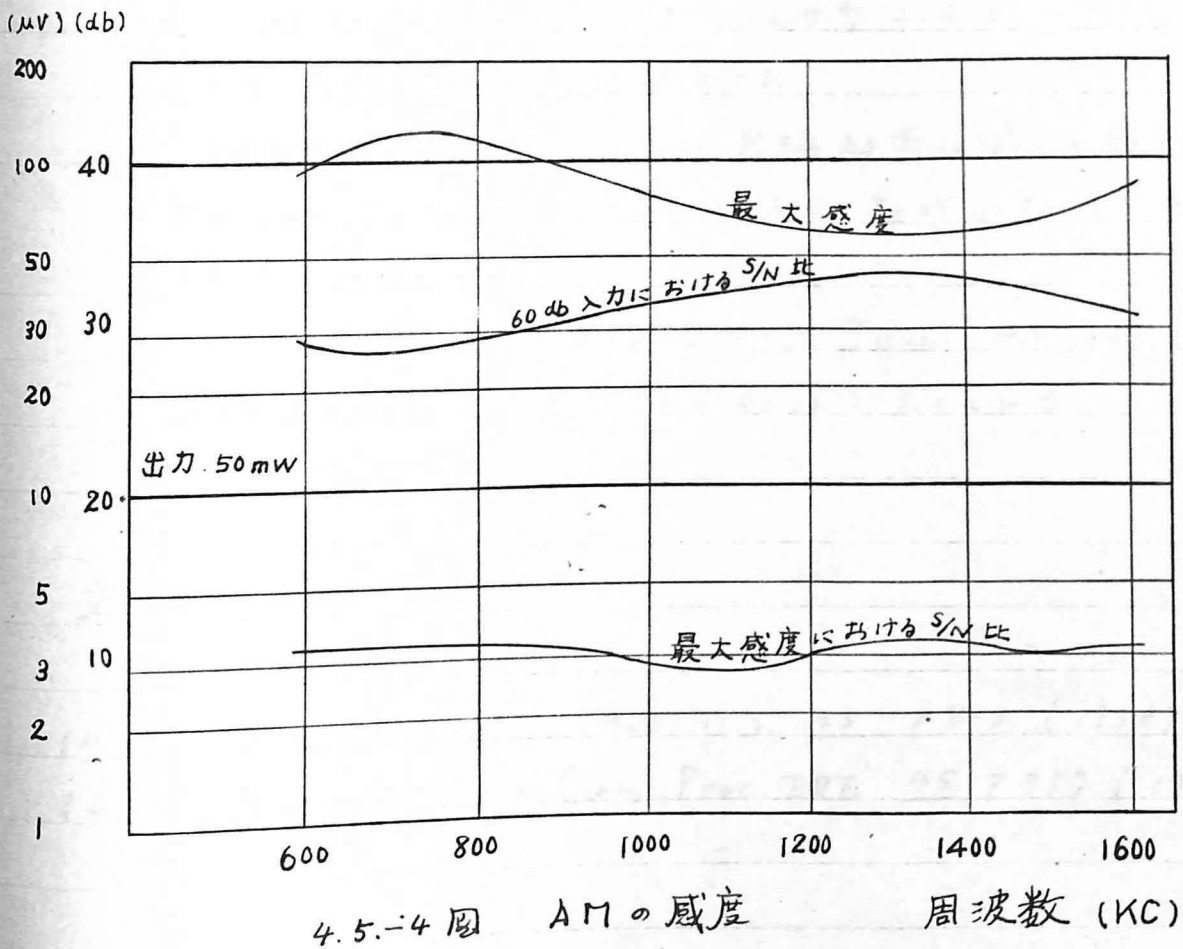
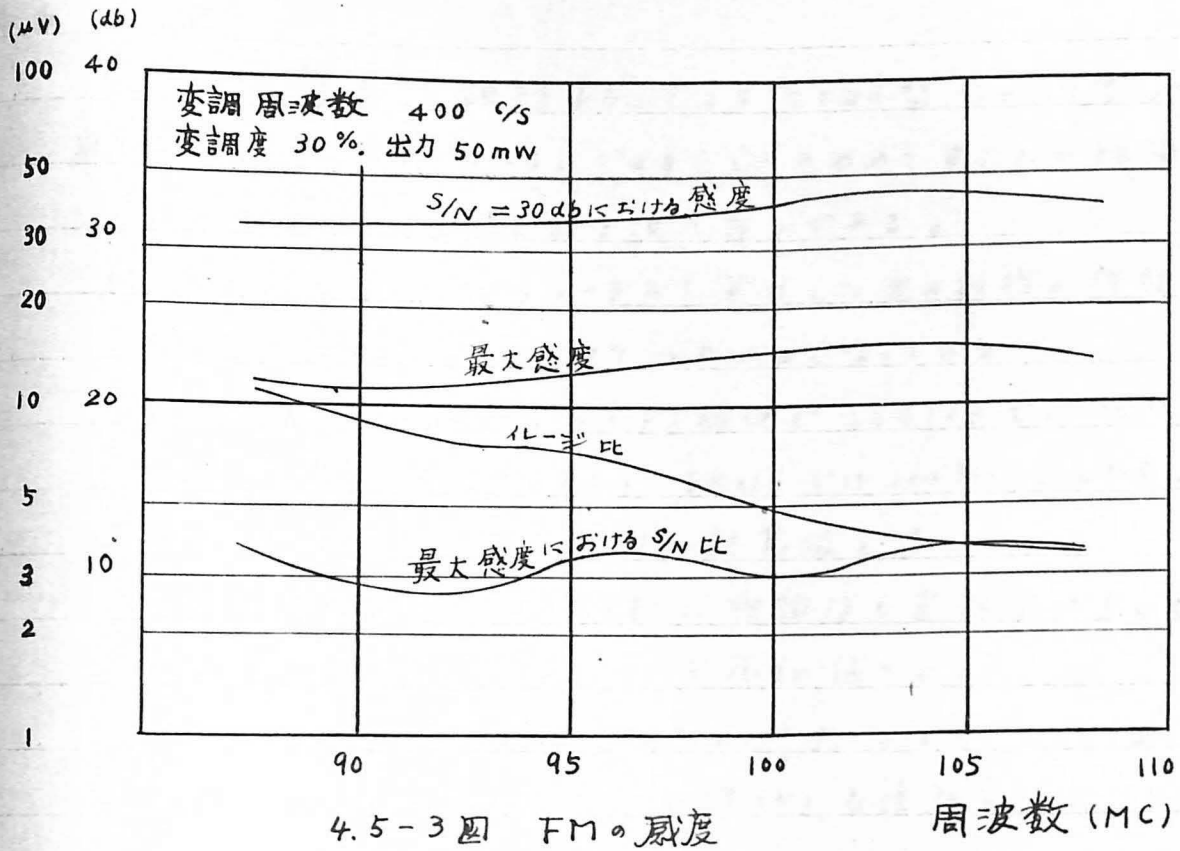
4.5-1 圖 變信機の系統圖



4.5-2 受信機の回路図

4.5-1 表
部 品 表

記号	規 格	記号	規 格	記号	規 格	記号	規 格
R1-1	75KΩ 1/8W	R2-3	1.2KΩ 1/8W	C2-8	0.01μF	X2-4	2T4 (2SD64)
R1-2	3.3KΩ "	R2-4	1KΩ "	C2-9	0.01μF	X2-5	2T6 (2SD65)
R1-3	2.2KΩ "	R2-5	3.3KΩ "	C2-10	1pF	X2-6	2T6 (2SD65)
R1-4	1KΩ "	R2-6	3.3KΩ "	C2-11	0.01μF	X2-7	2T3 (2SB51)
R1-5	1KΩ "	R2-7	27Ω "	C2-12	80pF	X2-8	2T3 (2SB51)
R1-6	1KΩ "	R2-8	27Ω "	C2-13	180μF	D1	IT23G
R1-7	1KΩ "	R2-9	2.7KΩ "	C2-14	10μF	D2	IT23G
R1-8	75Ω "	R2-10	2.7KΩ "	C2-15	0.01μF	D3	IT23G
R1-9	10KΩ "	R2-11	2.7KΩ "	C2-16	0.01μF	D4	IT23G
R1-10	4.7KΩ "	R2-12	2.7KΩ "	C2-17	0.02μF	Th	S-250
R1-11	2.2KΩ "	R2-13	2.2KΩ "	C2-18	0.01μF	VC1,2	FM
R1-12	75Ω "	R2-14	56KΩ "	C2-19	1pF	VC3,4	AM PVC2F
R1-13	10KΩ "	R2-15	56KΩ "	C2-20	0.01μF	TC1,2	Trimmer for FM
R1-14	56KΩ "	R2-16	56KΩ "	C2-21	80pF	TC3,4	Trimmer for AM
R1-15	2.2KΩ "	R2-17	27Ω "	C2-22	50pF	F	Feeder for FM rod Ant.
R1-16	75Ω "	R2-18	10KΩ "	C2-23	0.01μF	L A1,2	Rod Ant. for FM
R1-17	18KΩ "	R2-19	56KΩ "	C2-24	80pF	L1	FM Ant. coil
R1-18	1KΩ "	R2-20	220KΩ "	C2-25	0.05μF	L2	RF "
R1-19	18KΩ "	R2-21	100KΩ "	C2-26	200pF	L3	Oscillator coil
R1-20	75Ω "	R2-22	5.6KΩ 1/8W	C2-27	200pF	L4	AM Ant. coil
C1-1	10pF	R2-23	5.6KΩ "	C2-28	—	L5	Oscillator coil
C1-2	0.001μF	R2-24	27Ω "	C2-29	0.1μF	IFT-1	FM IFT
C1-3	20pF	R2-25	5KΩ Volume control	C2-30	0.01μF	IFT-2	"
C1-4	0.001μF	R2-26	3.3KΩ 1/8W	C2-31	10μF	IFT-3	"
C1-5	3pF	R2-27	22KΩ "	C2-32	—	IFT-4	Discriminator
C1-6	0.001μF	R2-28	1.2KΩ "	C2-33	10μF	IFT-4	AM IFT
C1-7	0.001μF	R2-29	1.2KΩ "	C2-34	100μF	IFTA-1	"
C1-8	0.001μF	R2-30	1.2KΩ "	C2-35	10μF	IFTA-2	"
C1-9	3pF	R2-31	3.3KΩ "	C2-36	100μF	IFTA-3	"
C1-10	0.001μF	R2-32	470Ω "	C2-37	10μF	T1	Input transf. 1K:3K
C1-11	80pF	R2-33	5Ω "	C2-38	0.1μF	T2	Output transf. 200Ω:8Ω
C1-12	0.005μF	R2-34	75Ω "	C2-39	100μF	J1	Multiplex output
C1-13	0.005μF	R2-35	5Ω "	C2-40	0.05μF	J2	Detector
C1-14	0.005μF	R2-36	5Ω "	C2-41	0.1μF	J3	Earphone jack
C1-15	0.005μF	R2-37	220Ω "	C2-42	100μF	J4	"
C1-16	0.005μF	R2-38	5KΩ "	C2-43	100μF	Si-1	Rotary switch
C1-17	180pF	R2-39	220Ω "	C2-44	0.005μF	Si-2	"
C1-18	0.001μF	C2-1	10μF 6V	X1-1	2T203 (2SA124)	Si-3	"
C1-19	0.001μF	C2-2	0.01μF	X1-2	2T203 (2SA124)	S2	Tone control
C1-20	5pF	C2-3	1pF	X1-3	2T73 (2SC73)	Ss	R2-25
C1-21	5pF	C2-4	80pF	X1-4	2T201-3 (2SA123)	SP	3 1/2" x 4 1/2" 8Ω
C1-22	5pF	C2-5	180pF	X2-1	2T201-3 (2SA123)		
C1-23	5pF	C2-6	54KΩ 1/8W	X2-2	2T201-3 (2SA123)		
R2-1	47KΩ "	C2-7	47KΩ "	X2-3	2T201-3 (2SA123)		



4.6 結論

本章では表面溶融形トランジスタ 2T20型、TX117型が種々、応用の面からみて高周波トランジスタとしてきわめてすぐれた性質を示すことを述べた。主な結果は次の通りである。

- 1) 単一方向の γ パラメータより算出した電力利得の理論値と実測値は 2T20型、TX117 とともによく合っている
 $V_{CB} = 6V$, $I_E = 1mA$ のバイパス条件で 2SA123 では $10MC$, $20MC$ に於ける各々 30, 27 dB あり TX117 では $100MC$, $200MC$ に於ける各々 19, 14 dB の電力利得の計算値を得た
- 2) 高周波における雑音指数は理論値と実測値は少し異なるが他の高周波トランジスタに比べて小さい値である
- 3) $V_{CB} = 6V$, $I_E = 0.3mA$, $V_{osc} = 0.15V$, $f_0 = 455KC$ のとき 2SA123 の $10MC$, $20MC$ における変換利得 (G), 変換雑音指数 (F) は各々 30, 28 dB 及び 6, 11 dB である。又 TX117 の $100MC$ に於ける G, F は 16 dB 及び 8 dB であり GeXサ型 2SA163 とほぼ匹敵するような特性をもつことがわかった
- 4) TX117 の $200MC$ に於ける発振効率の最良の条件は $V_{CB} = 6V$, $I_E = 2mA$ で 25% である。 I_E が小さいときは GeX型よりむしろすぐれたことになる
- 5) 2T20型は FM 受信機などの Tuner, H.F. Amp. Converter として用いられかなり良好な動作を示している

文献

- (4-1) J. G. Linvill, B.S.T.J. 35 P 813 (1956)
 (4-2) Edward G. Nielsen, Proc. IRE 45 P 957 (1957)

第五章 生産における諸問題

5.0 序論

5.1 2T20型の生産

5.2 TX117型の生産

5.3 結論

5.0 序論

この章では生産の上から重要である特性の分布と歩留り、特に結晶によるそれらの相違について述べる。

5.1 では2T20型トランジスタの特性分布とその原因の検討、歩留り、最終製品の規格について、

5.2 ではTX117型トランジスタについて特に結晶による特性の分布の相違について述べる。

5.1 2T20型の生産

5.1.1 生産の状況

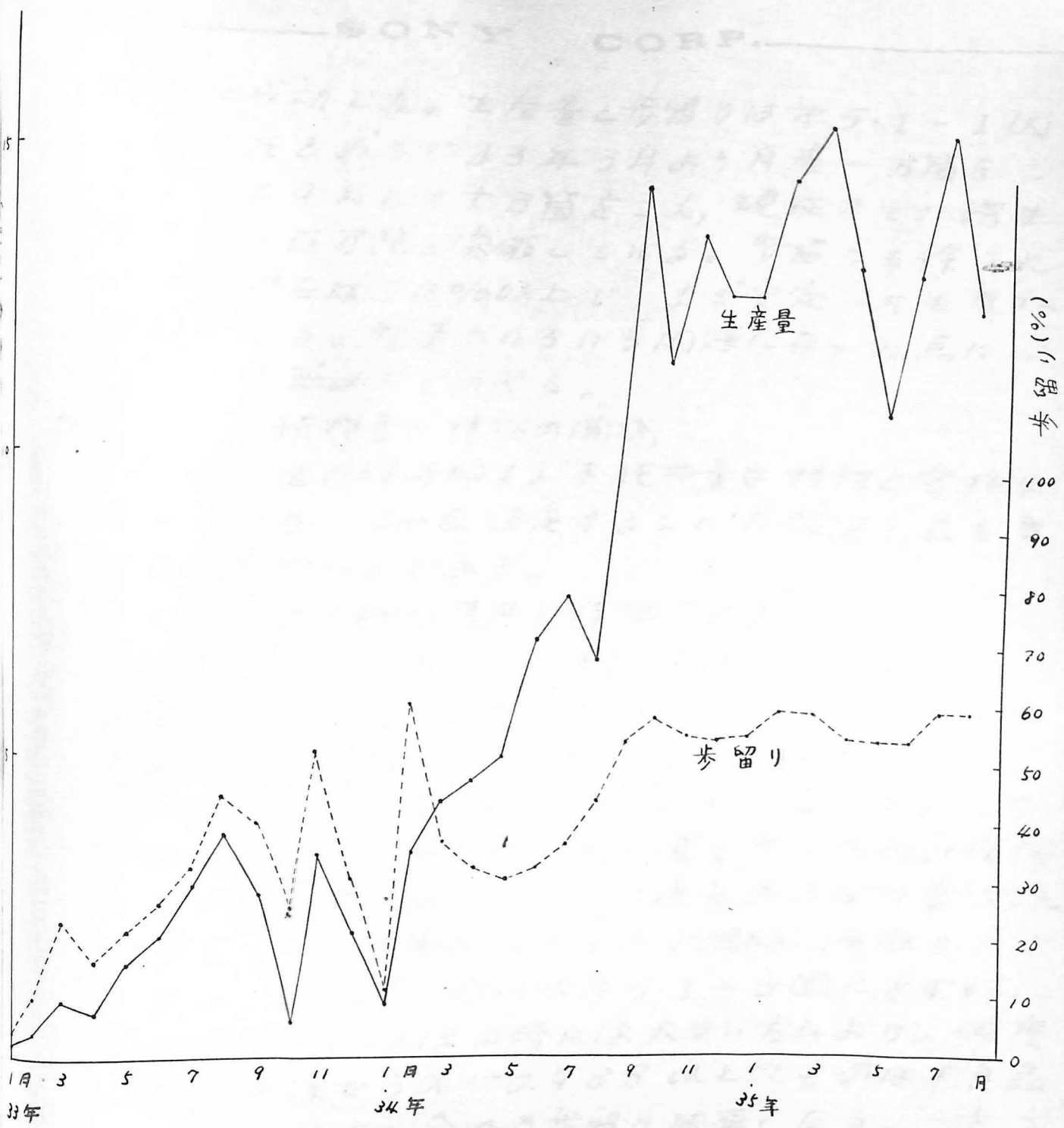
昭和31年頃には中波帯のラジオ用トランジスタの研究は一段落となり、短波帯より高い周波数にかえる高周波用トランジスタの開発が要望された。31年1月(1956年)にベル研究所でメサ型トランジスタが発表されたが当時はまだ生産技術の点から経済的に量産することは不可能であった。著者はソニー株式会社において以前から垂直添加法による $n-p-n$ 型ラジオ用トランジスタの開発に従事していたが、この方法では短波帯以上にかえるトランジスタを量産することは経済的でないと考え、1年3月に成長拡散法による $p-n-p$ トランジスタの製造法を考案、その試作研究を開始した。結晶製造にはあまり問題はなかつたが、組立には $p-n-p$ 型であることと、ベース巾が小さいために $n-p-n$ 型よりはるかに困難であった。特にベースリード取付け後のコネクタ接合の特性が悪く、 I_{CO} 大による不良が多くて歩留りは非常に悪かつた。しかし第二章のべた称にベースリードにアンチモン鍍金した金線をつかり、取付け後に苛性カリ溶液による電解エッチ法を採用することによって歩留りを向上させることができた。32年1月よりパイロットラインにおいて月産数千箇の割合で試作をはじめ、同時にこのトランジスタを短波帯に應用することを研究した。しかし成長拡散法は結晶製造の歩留りは良好であるが、原材料の使用量が多しことと、性質の限界があることから現在の表面溶融法を考案。33年1月より研究を開始し約一箇月で成功した。当初は高周波加熱法をつかっていたが設備の経済

「生と品質の一称性を考え抵抗加熱法と振動法を組合わせた方法が最も有利であると判定してこの方法で現在にいたっている。製造上最大の問題は歩留りであるが、このトランジスタの歩留りを支配するのはベースリードの取付け作業とIco不良であって、それ以外は結晶の製造を含めて約95%である。昭和35年4~6月の3箇月間の歩留りは、結晶の歩留りが99.2%組立ての歩留りはヘッドに取付けられたバーから数えて約54%であった。作業別による歩留りと不良内訳は次のとおりである。

エ 程	歩留り	不良内訳
ヘッドに付けたバー	100%	
ベースリード付け前の検査	98%	半田付け不良によるショート
ベースリード付け	92%	バーの破損
特性検査	60%	α大(8%) α小(4%) Ico大(24%) PG小(10%) 破損(3%)
總 合	54%	

これからわかる様にIco大が不良の大きい部分を占めていいる。これはベースリード付けに起因していいると考えられ、さらに歩留りを向上させるためにはここに主力を注加をしなければならい。

トランジスタの試作と並行して応用回路の開発も進められ33年3月にはFMラジオの試作を完了し、11月には世界ではじめての全トランジスタ式FMラジオを市場に出した。テレビ回路の開発も進められ、34年2月にはTX117型をつかったチューナーによる全トランジスタ式テレビの



※5.1-1図 2T20型の生産量と歩留りの推移

試作に成功した。生産量と歩留りは才5.1-1図に示したとおりで33年3月より月産一万箇をこえ34年9月には十萬箇をこえ、現在までの総生産量は二百萬箇を突破してゐる。歩留りも徐々に向上し現在は50%以上で、まず安定した生産状態と見える。製造上いろいろ問題になつた点については次節以下でのべる。

5.1.2 不純物量と特性の関係

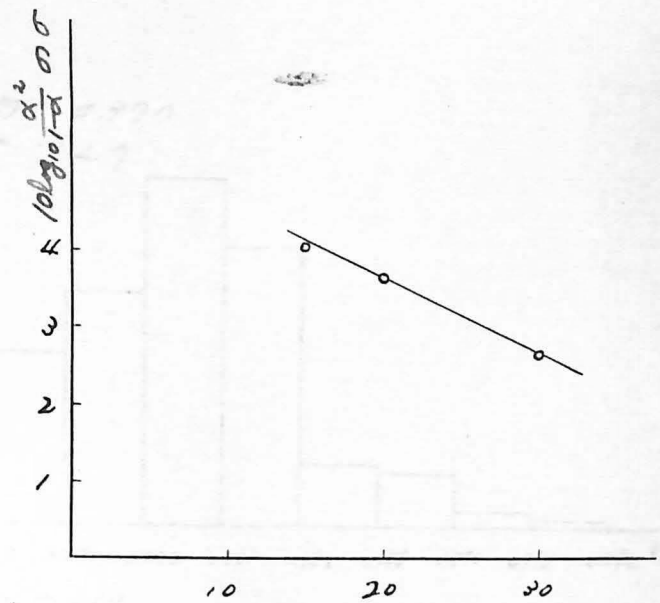
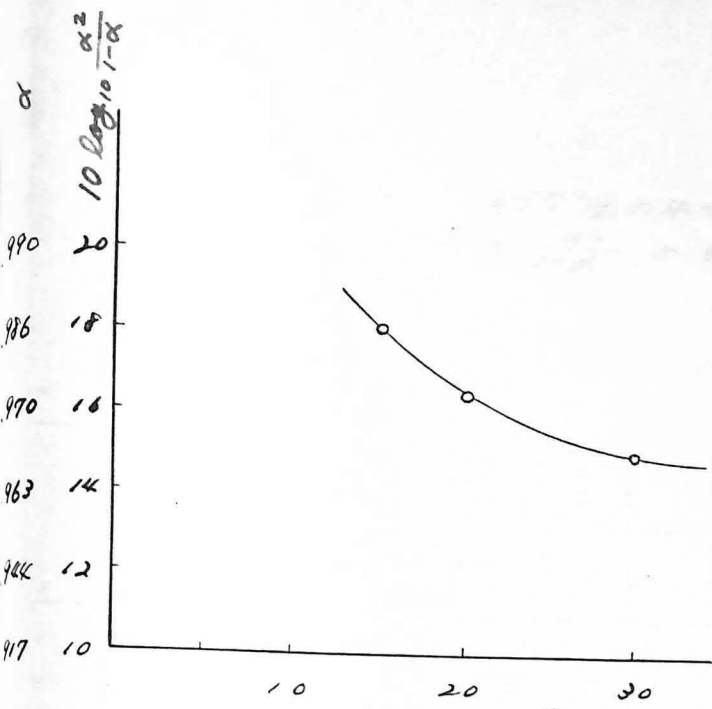
結晶製造の時添加する不純物量は特性と密接な関係があり、これを決定することは製造上最も重要な問題の一つである。

a) ベースの不純物濃度と特性の関係

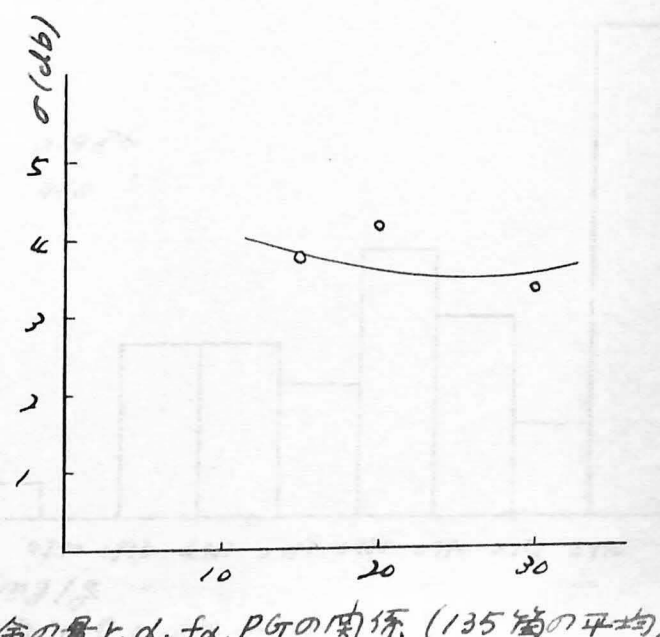
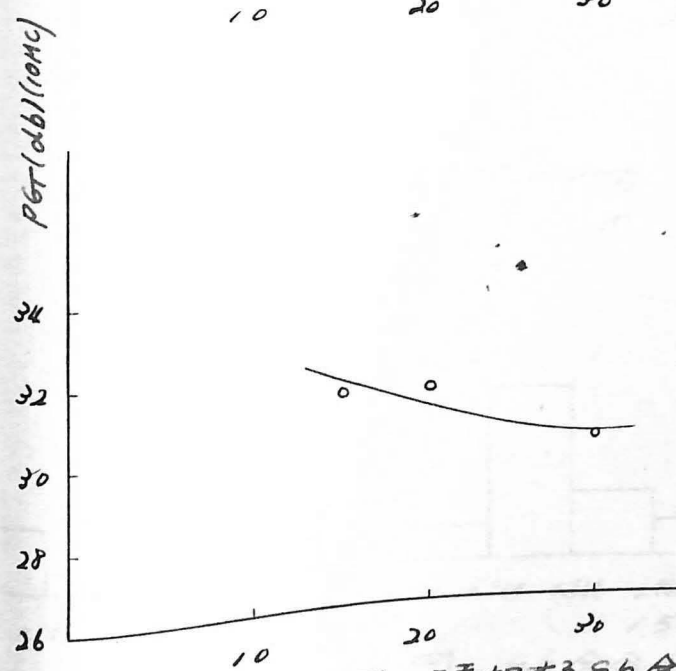
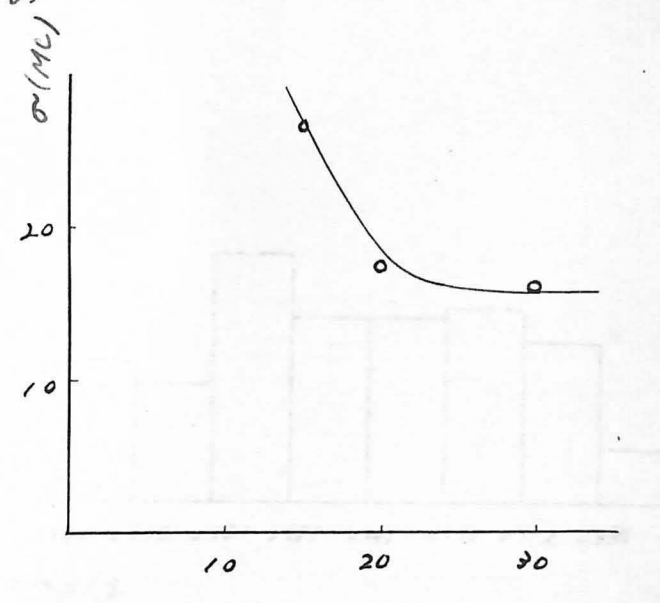
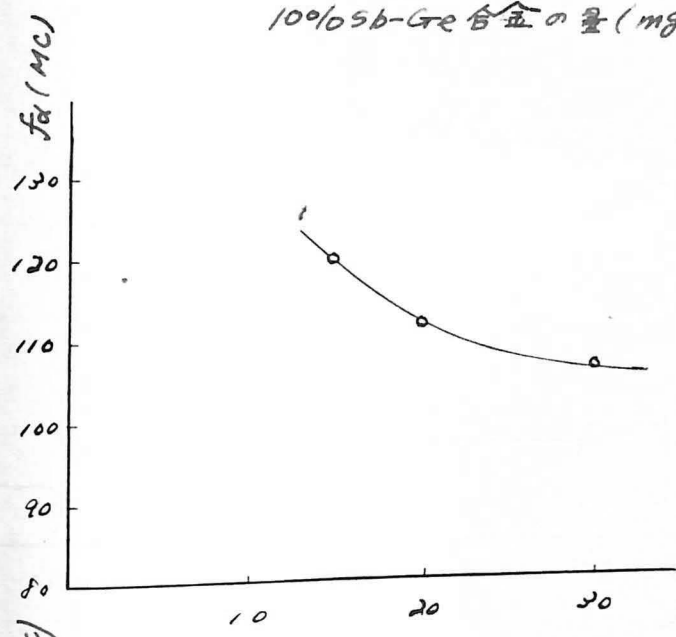
才5.1-2図はベース不純物の10% Sb-Ge合金の添加量を15 mg/g ~ 30 mg/g とかん、エミッタ不純物をそれに比例して変えた場合のSb-Geの添加量と α , $f\alpha$, P_G の値およびその分散量との関係である。第二章でのべた設計理論から大体予想される様に、これらの三つの量は添加量をへらすと共に増大するが同時に分散も大きくなる。特に α の分布は才5.1-3図に示す様に添加量が15 mg/gの時には大きい方により、温度係数の関係から α が0.988以上のものは不良品にしてゐるので全体の歩留りは悪くなる。一方この図には示してないが、添加量が30 mg/g以上になると α が小さいものが増え同じ様に歩留りを悪くする。この点から現在ではSb-Ge合金(10%) 3 mg/g, Ga-Ge合金(1.4%) 15 mg/gを生産では採用してゐる。

(b) コレクタ不純物量と r_c' , V_{OD} の関係

才5.1-4図はコレクタの比抵抗とコレクタ接

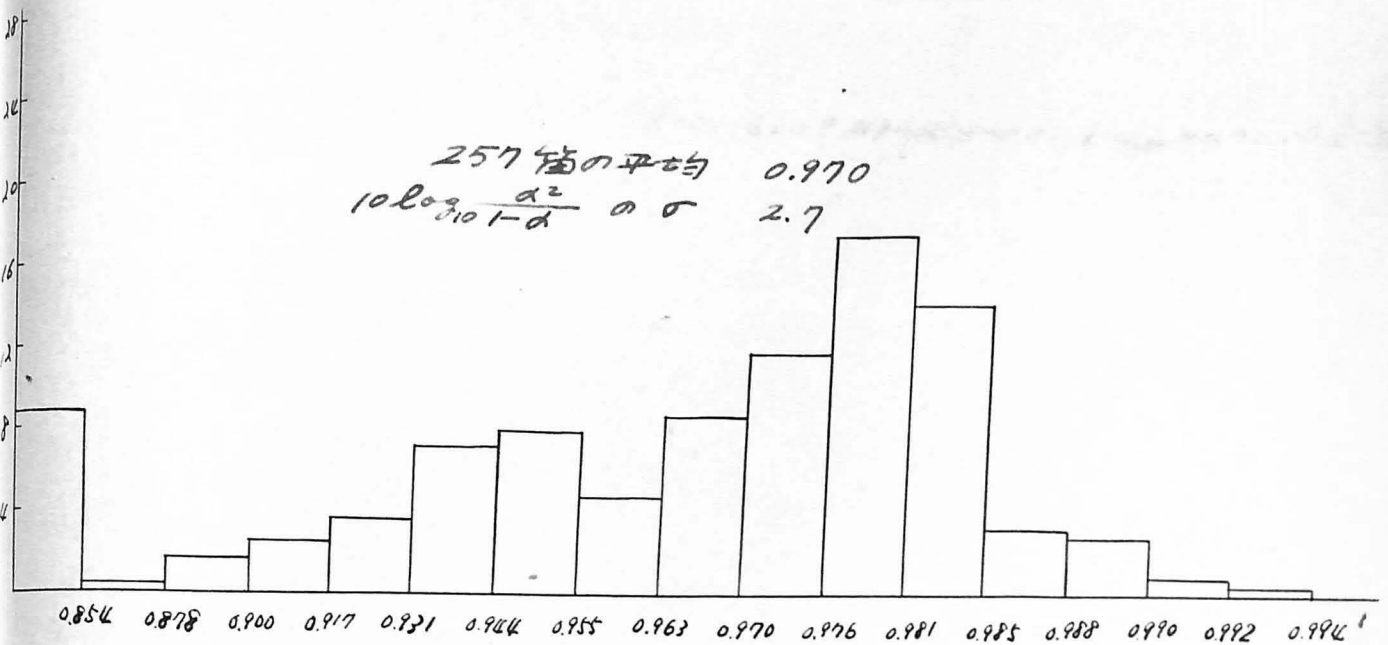


100% Sb-Ge 合金の量 (mg/g)



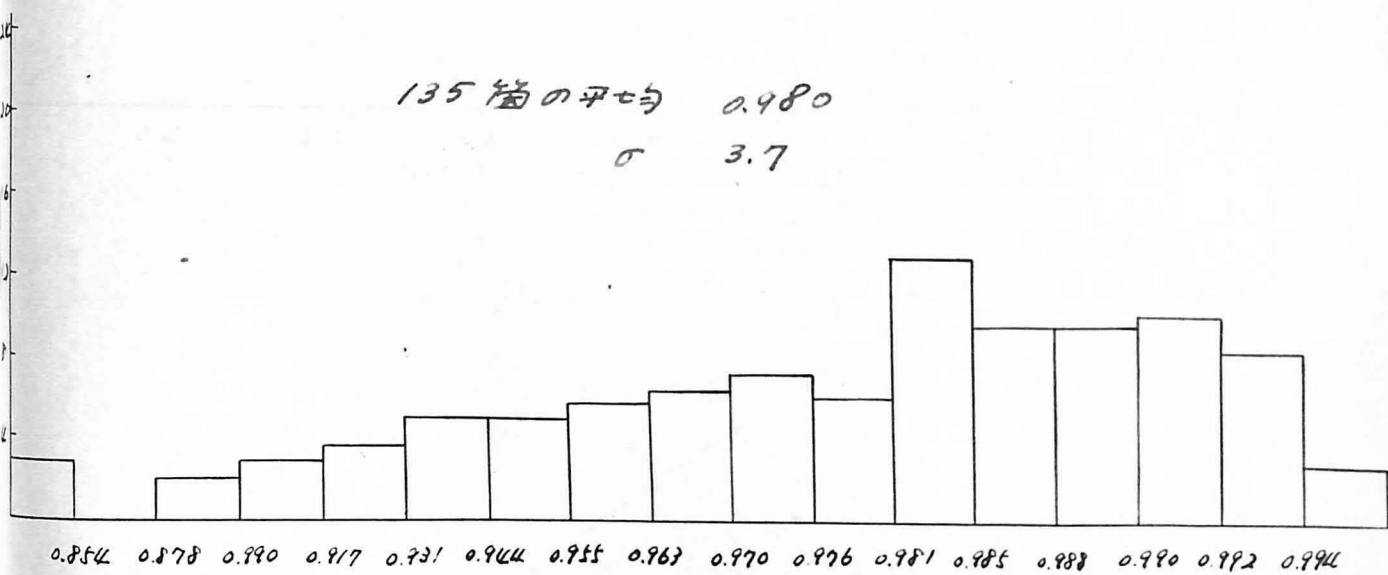
※5.1-2 四 三添加するSb合金の量と α , f_a , PGTの関係 (135箇の平均)
 不純物量は三添物1gに對する量である。
 149

257箱の平均 0.970
 $10 \log_{10} \frac{s^2}{d}$ の σ 2.7



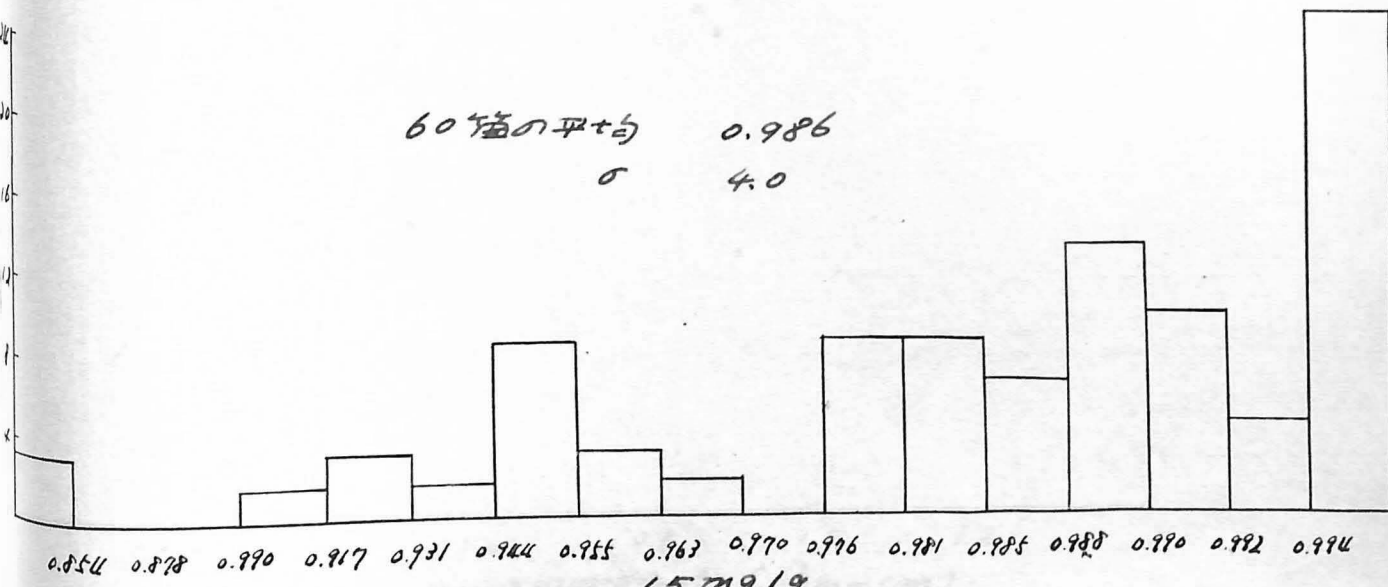
Sb合金の量 30mg/g

135箱の平均 0.980
 σ 3.7



20mg/g

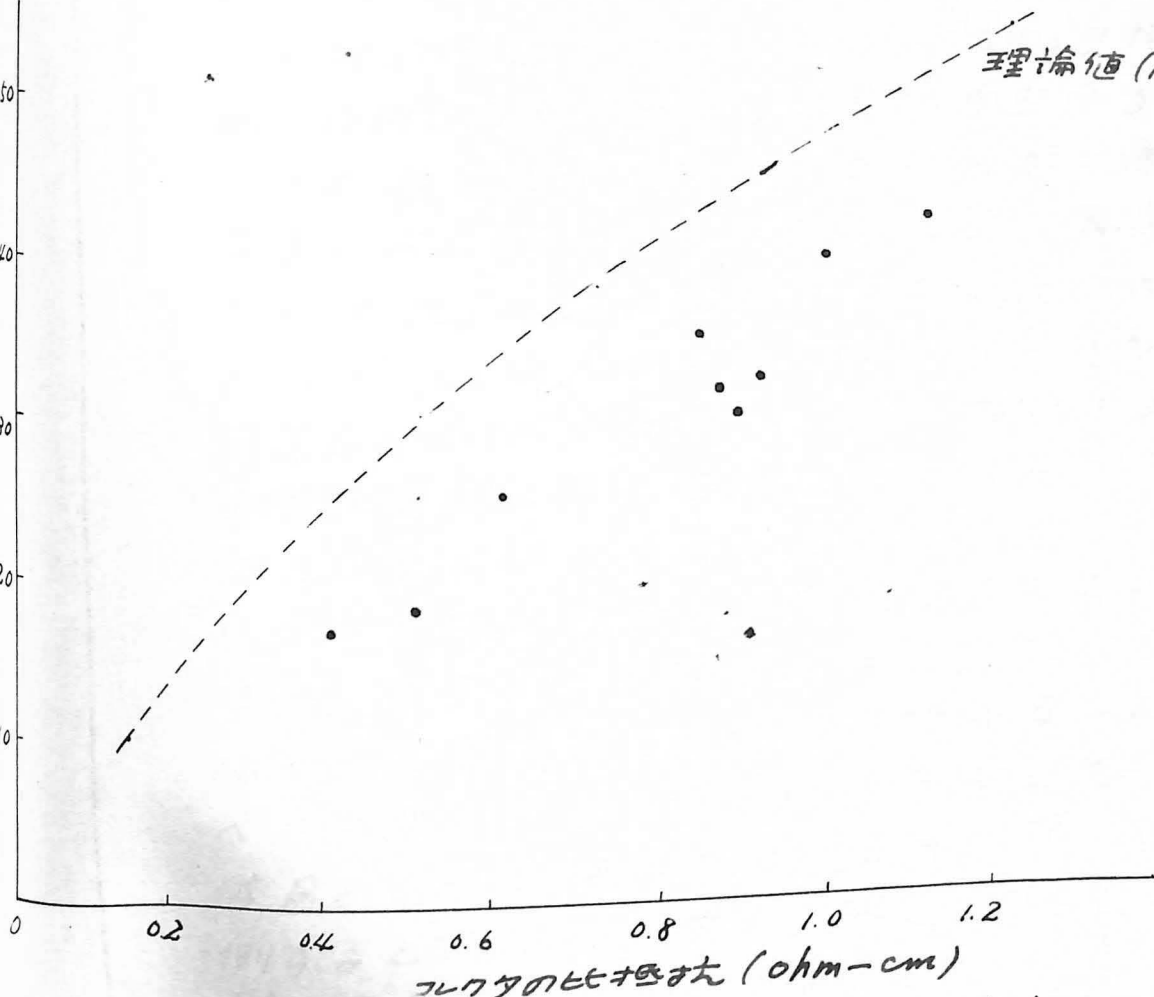
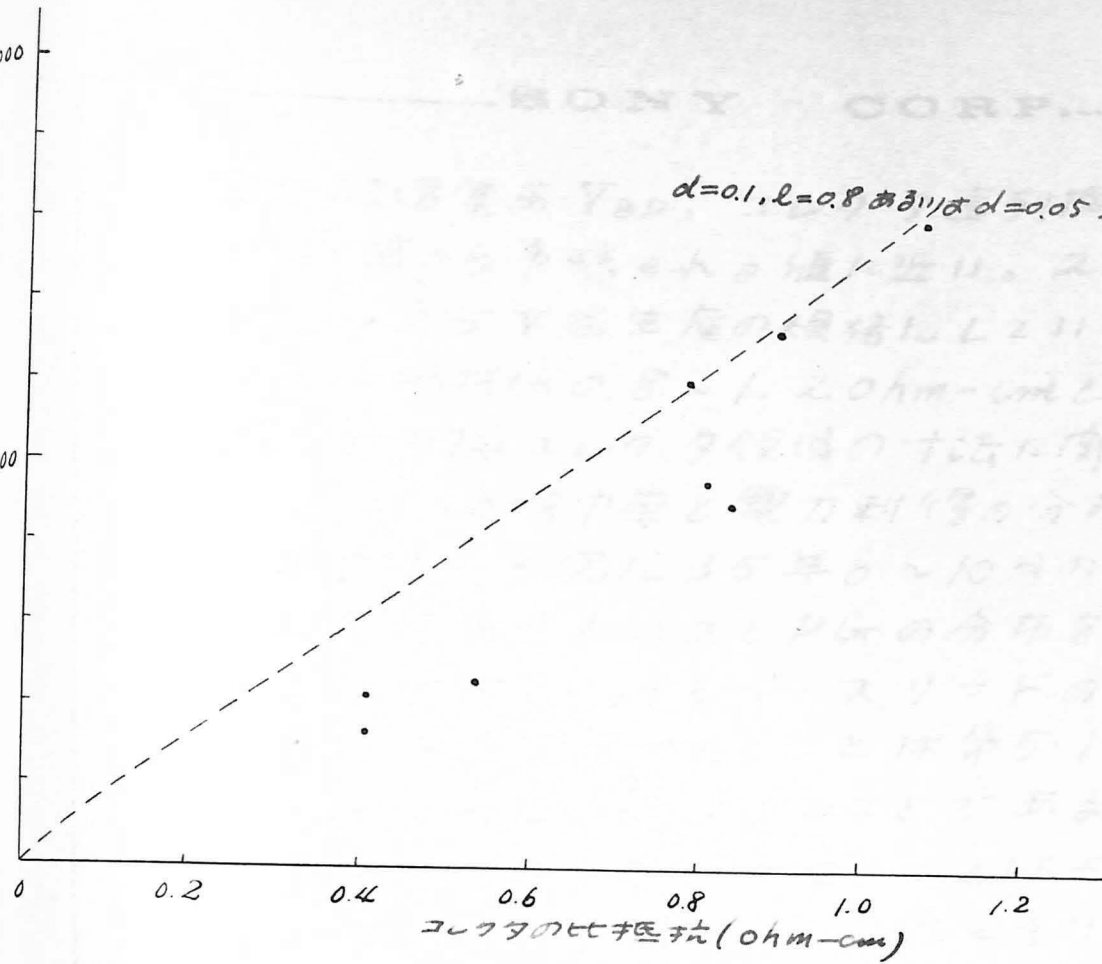
60箱の平均 0.986
 σ 4.0



15mg/g

※ 5.1-3 図 Sb合金の添加量とdの分布

$d=0.1, l=0.8$ の値は $d=0.05, l=0.2$ mm のときの計算値

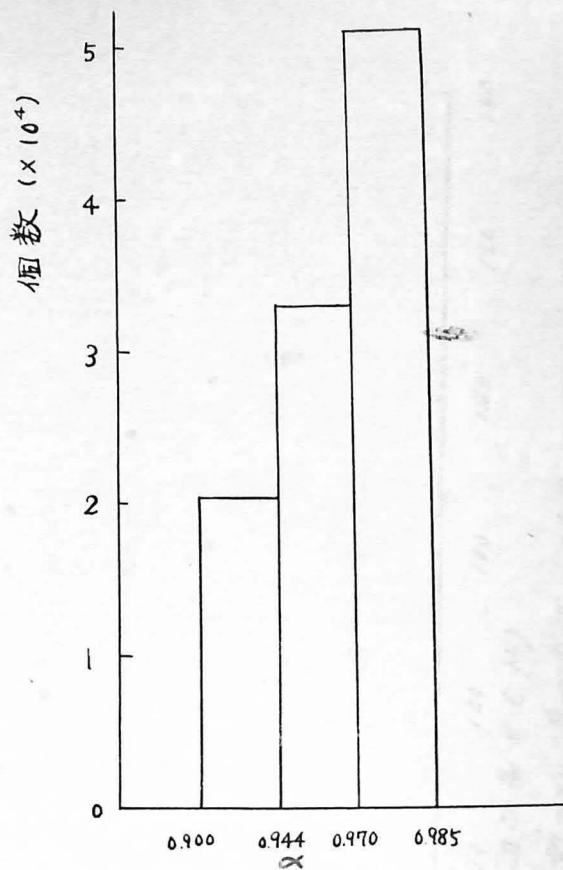
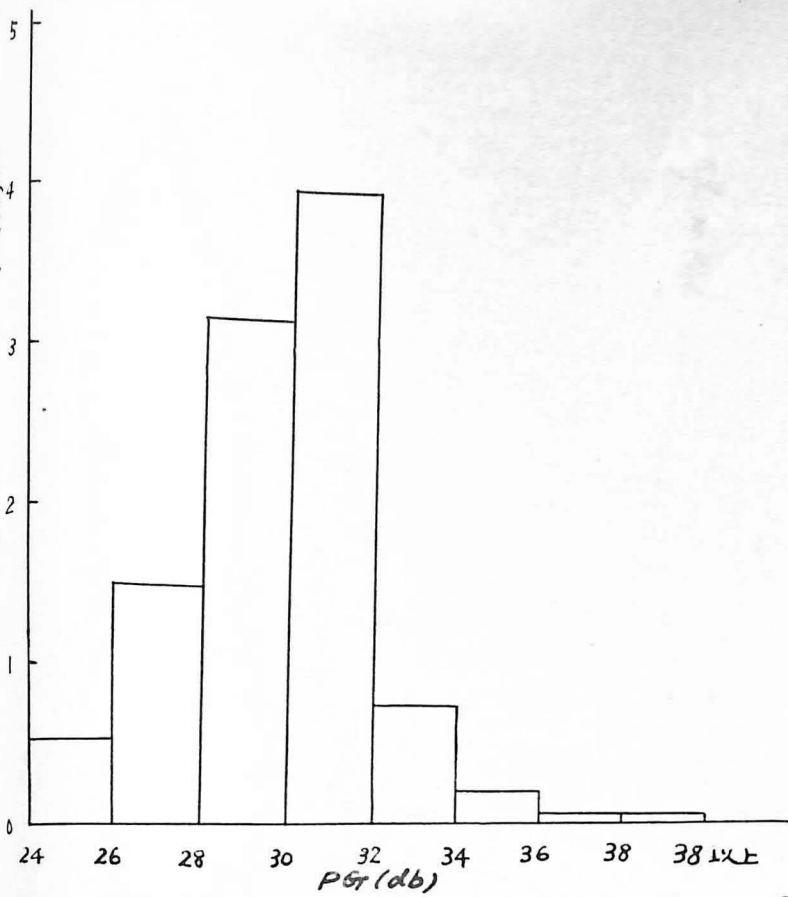


※5.1-4 図 コレクタの比抵抗と直列抵抗、破壊電圧との関係(50箇の平均)

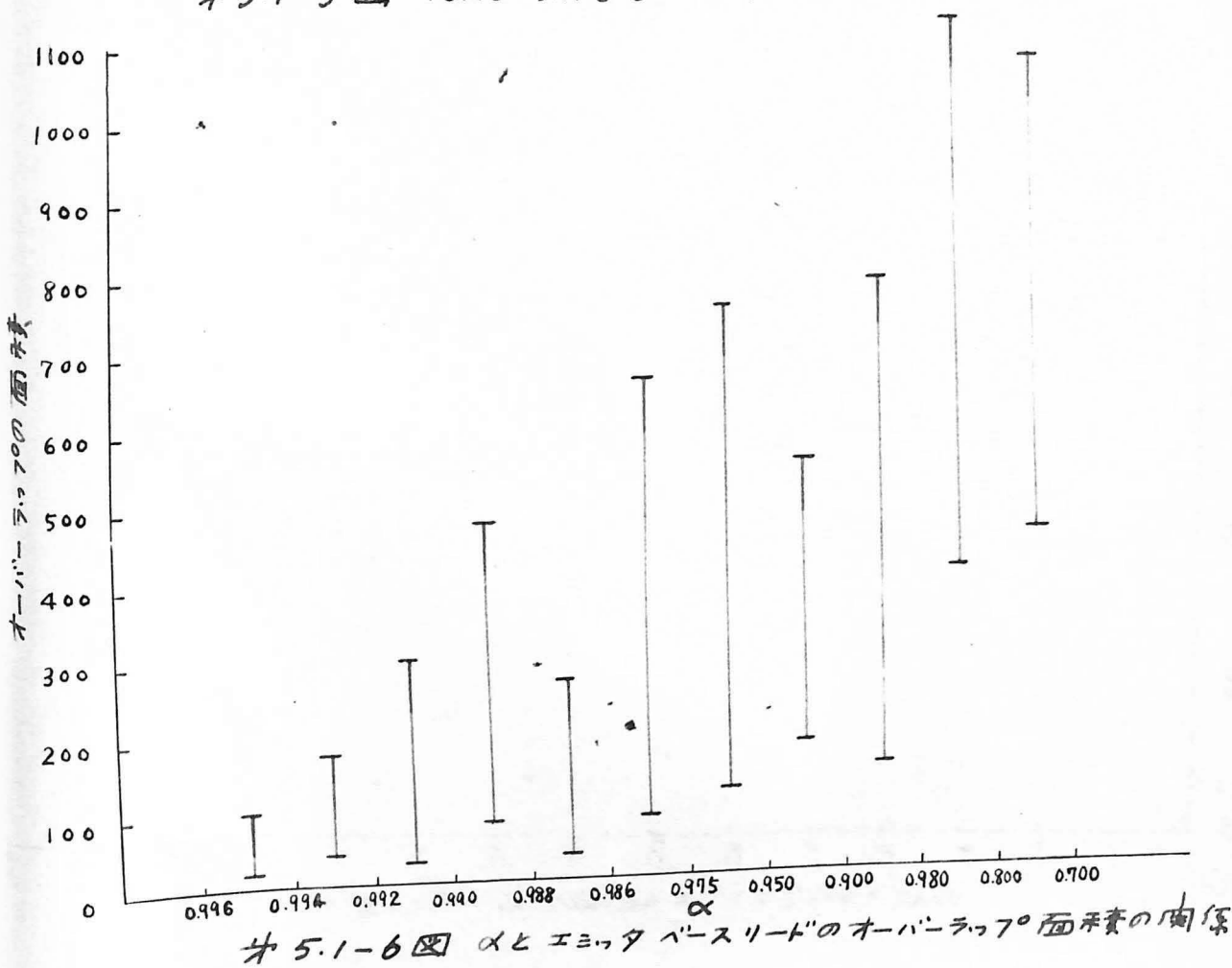
合の破壊電圧 V_{BD} , コレクタ直列抵抗 r_c' の関係で計算から予想される値に近しい。2T20型では $V_{BD} > 25V$ を生産の規格にしてゐるのでコレクタの比抵抗は $0.8 \sim 1.2 \text{ ohm-cm}$ と決めてゐる。 r_c' は勿論コレクタ領域の寸法に關係する。

5.1.3 電流増巾率と電力利得の分布

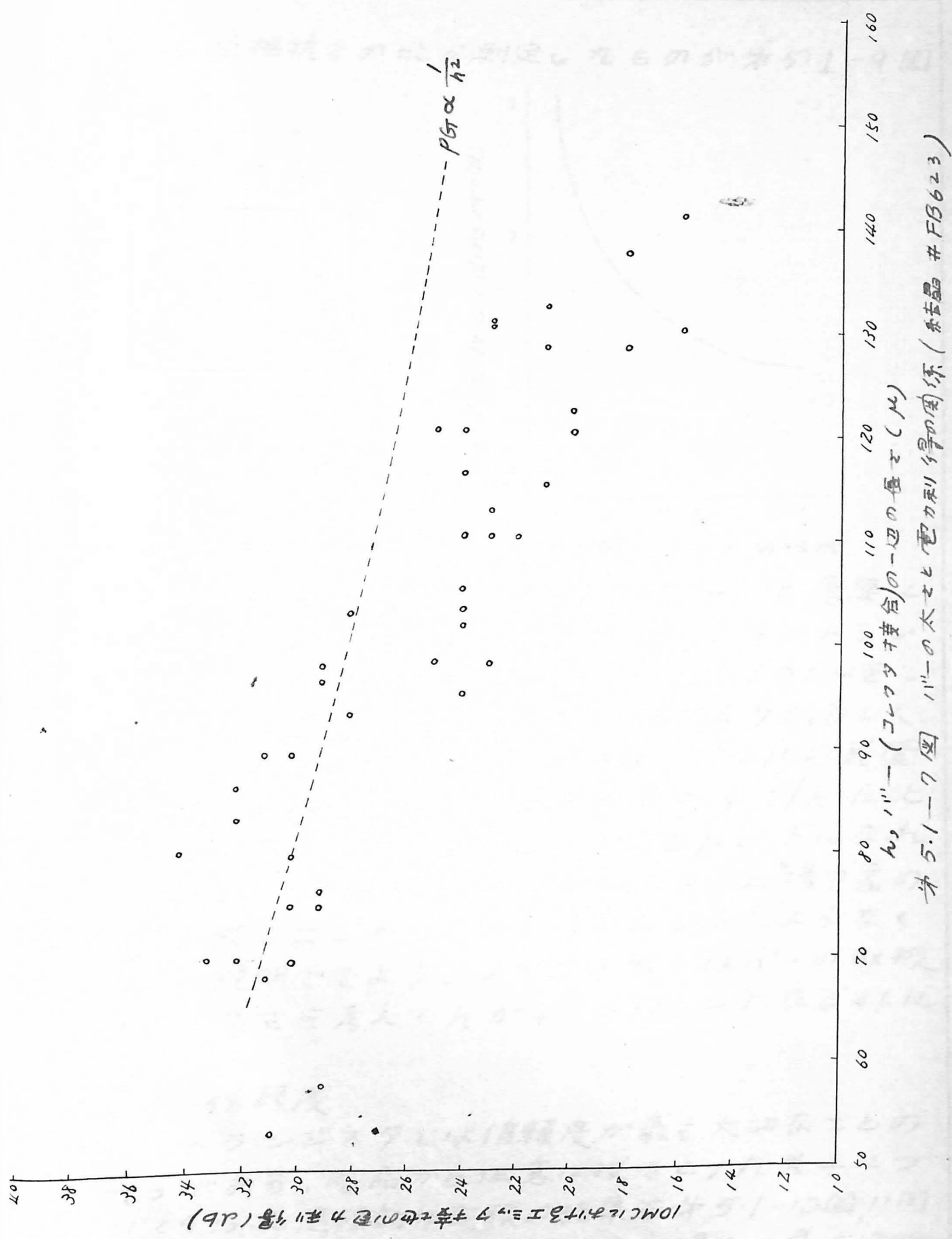
第5.1-5図に35年6~10月の製品からとつた任意見本の α と PGT の分布を示した。 α のばらつきはエミッタヒューズリードのオーバーラップの量に相当關係があることは第5.1-6図から分りこれは当然予想されることである。 PGT はバーの太さと密接な關係があることはよく知られてゐるが第5.1-7図はバーの太さをいろいろ替へたときの一边の長さ l (断面は正方形であるとして) と PGT の關係である。 PGT はエミッタ接地、信号周波数 $10MC$ の値である。この図から分る様に PGT は一边の長さが 100μ をこえると急速に小さくなる。よく知られてゐる様にある周波数における PGT は $f_c / r_b' C_c$ に比例するが、 f_c は h_{fe} は無關係であり、 C_c は h_{fe} の二乗に比例するから r_b' が h_{fe} に無關係とすれば PGT は $1/h_{fe}^2$ に比例するはずである。実際には図に示した様に PGT は h_{fe} が 100μ 以上のところではこれより急速に減少する。これは二次のべる様に r_b' が h_{fe} に關係すると考えれば説明できる。第5.1-8図をベース領域の横断面とすればベース電流はこの面内を流れることになる。Bをベースリードのつれてゐる部分とすれば r_b' は大體Bとそれと対稱の位置にあるB'の間の抵抗に比例すると近似的に考えられる。模型で第5.1-8図の様なものをつくり B/h_{fe} をかえてB-B'間の



※5.1-5図 10MCにおける電力利得(PG)とαの分布

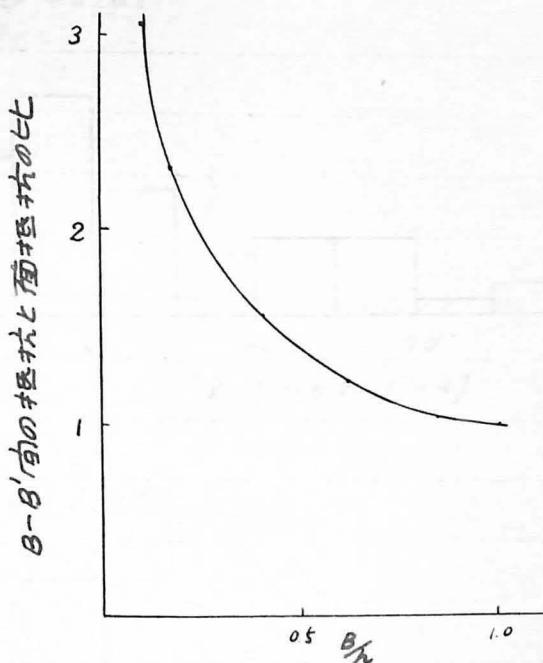
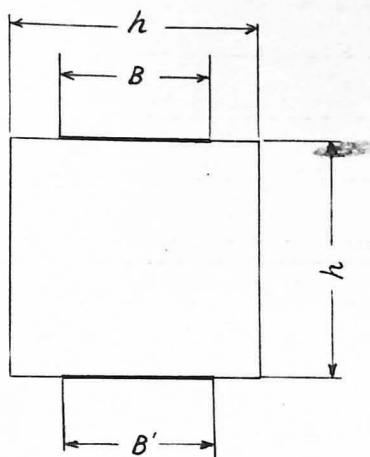


※5.1-6図 αとエミッタベースリードのオーバーラップ面積の関係



第5.1-7図 1.1"の太さと電力利得の関係 (結晶 #FB623)

抵抗と面抵抗との比を測定したものが第5.1-9図



第5.1-8図 ベースの横断面

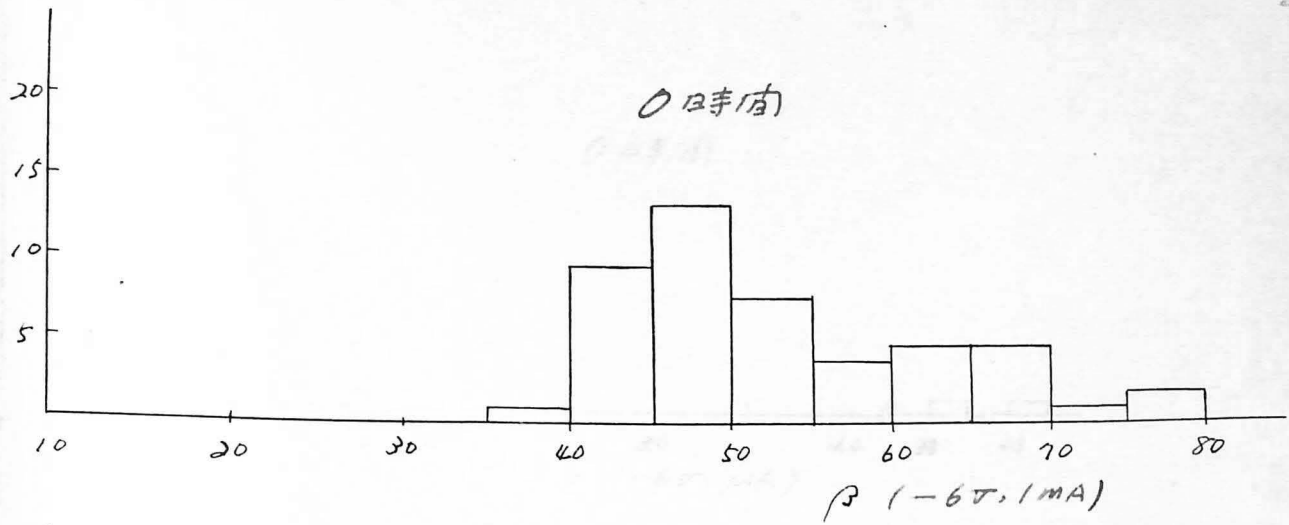
第5.1-9図 ベースの面抵抗

でこれから B/h が0.5より小さくなると急速にこの比が大きくなることがわかる。実際のトランジスタでは $B \approx 50 \mu$ であるから h が 100μ をこえると γ_b' が急速に減る従って PG の減少が激しくなることが理解できる。 h が $50 \sim 100 \mu$ の範囲では γ_b' の変化は少いから PG は大体 $1/h^2$ に比例すると考えられ、さらに h が 50μ 以下になれば C_c も寄生的素子の分が支配的になる上増幅器の整合も悪くなるから PG もほとんど h によらなくなると説明できよう。2T20型ではバーの取扱いの容易さを考えて h が $90 \sim 110 \mu$ になる様にした。

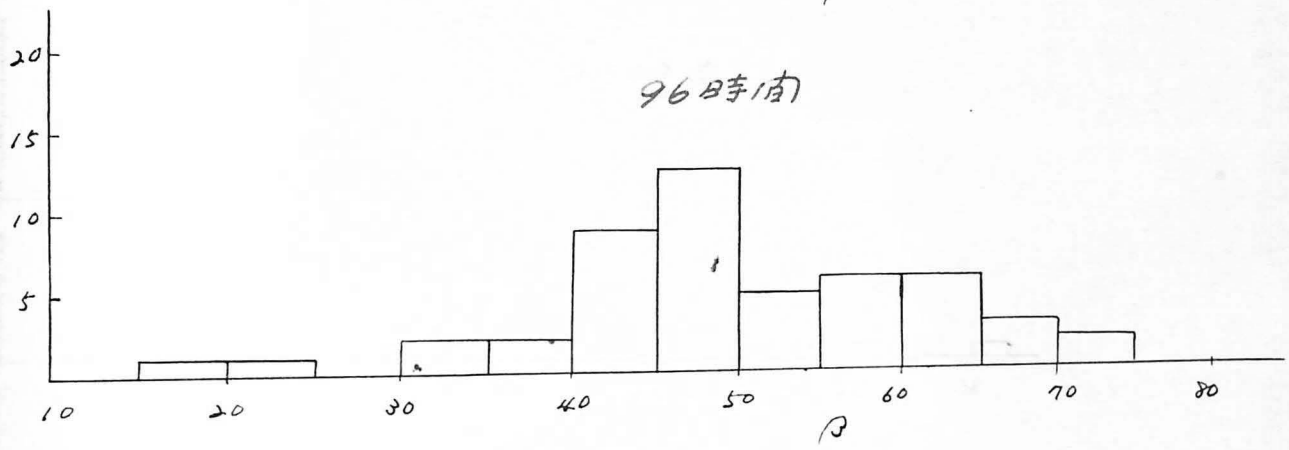
5.1.4 信頼度

トランジスタでは信頼度が最も大切なことの一つである。製品から任意に抜きとった見本について行った連続動作試験の結果を第5.1-10図, 11図に示した。2T20型のコレクタ損失の最大定格

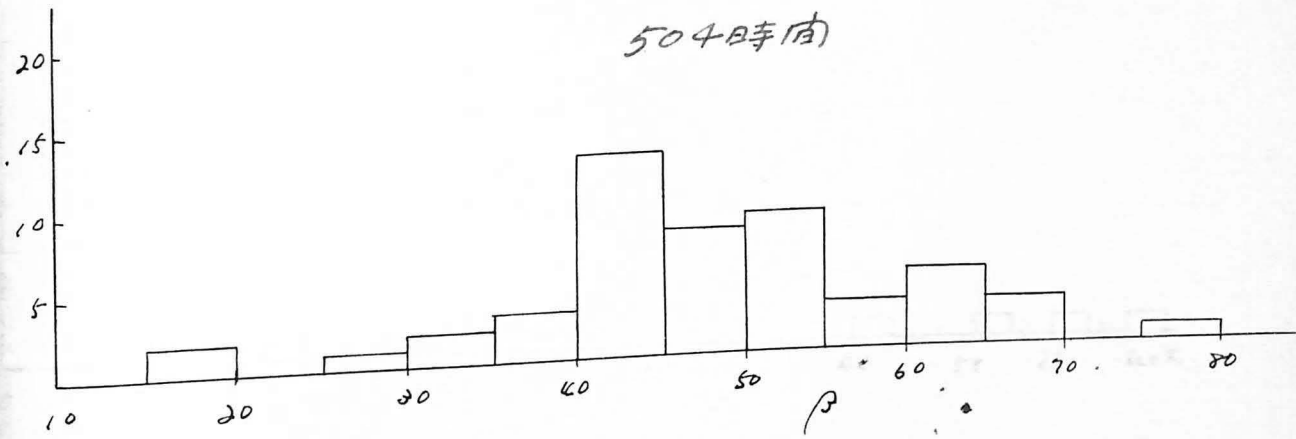
個数



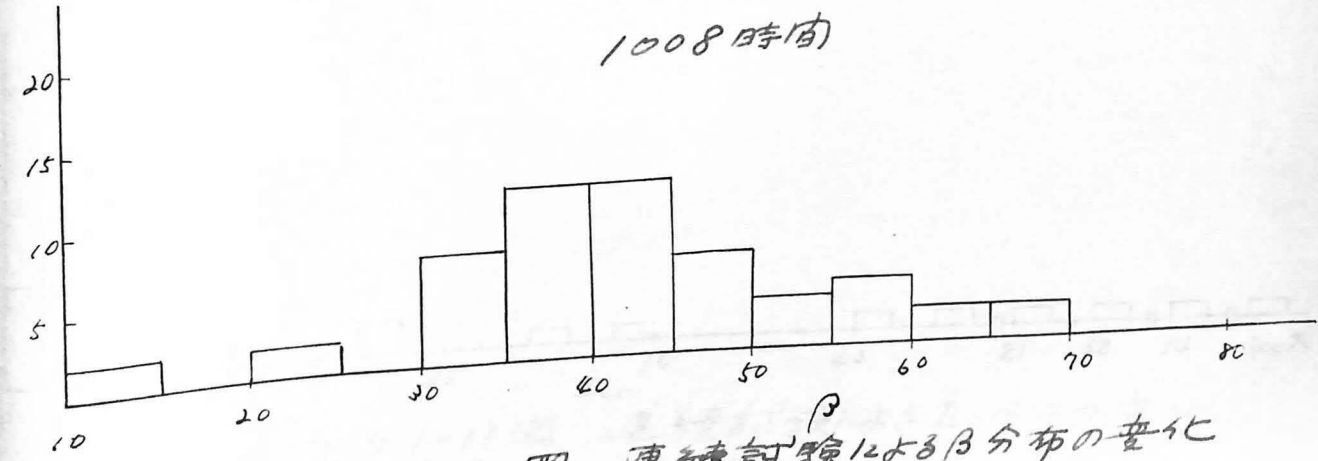
個数



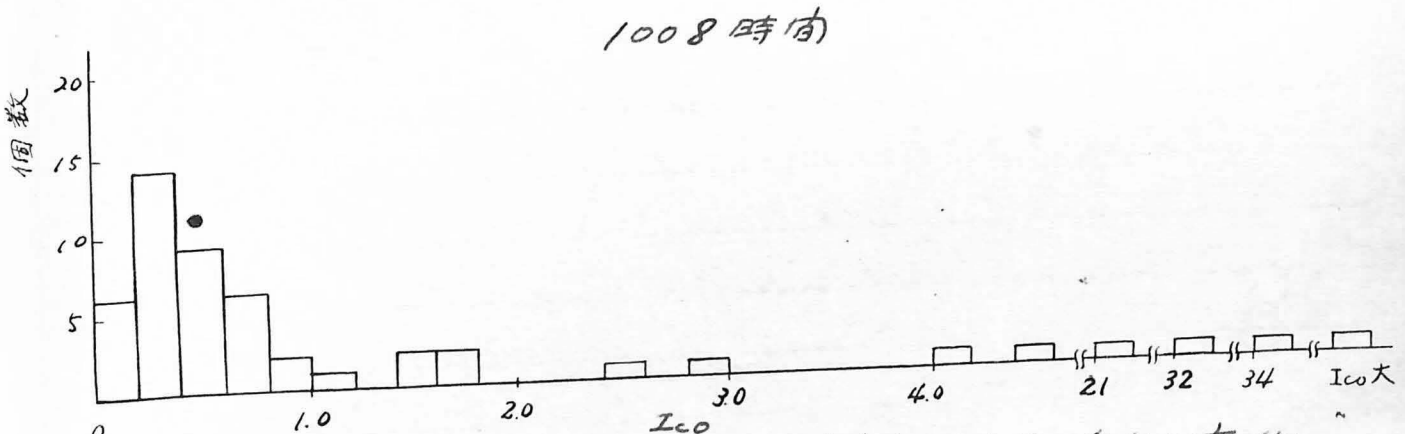
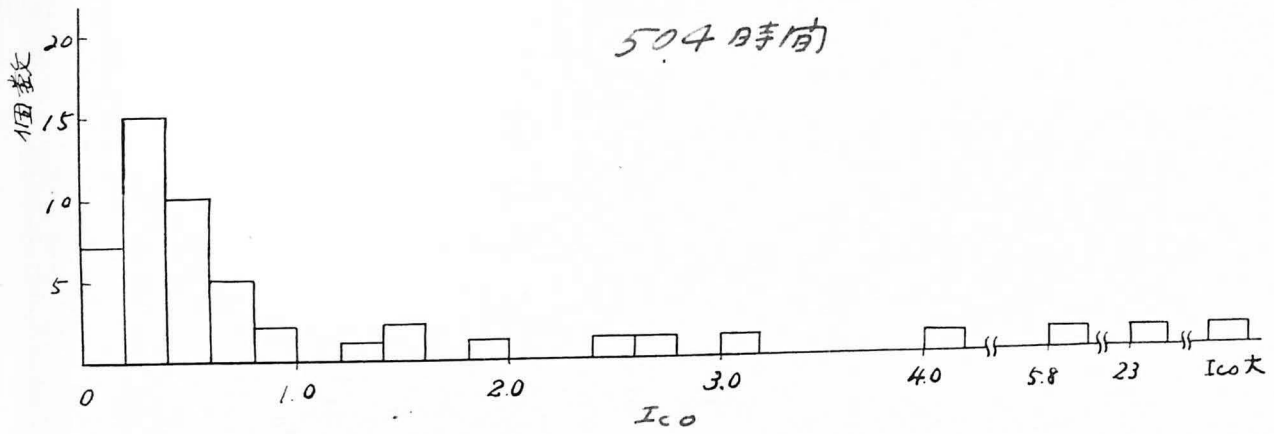
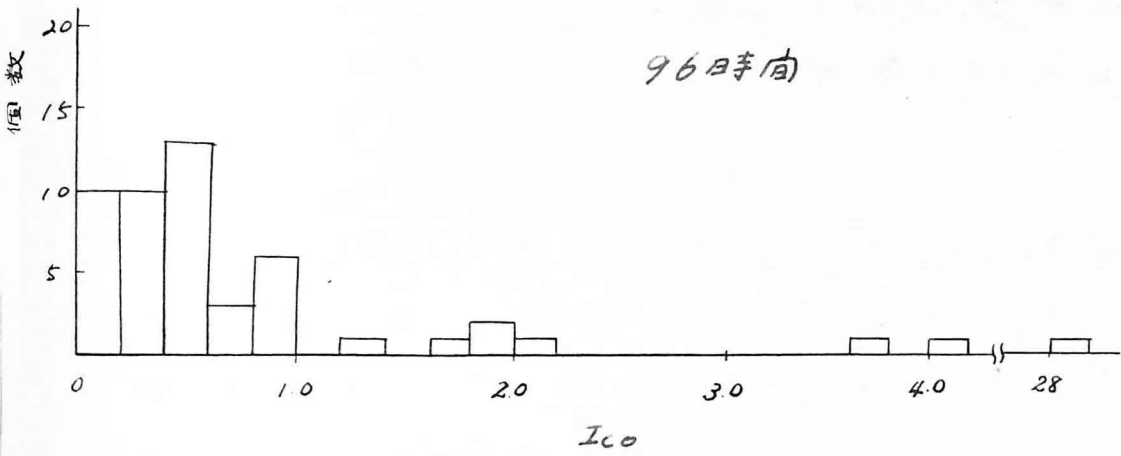
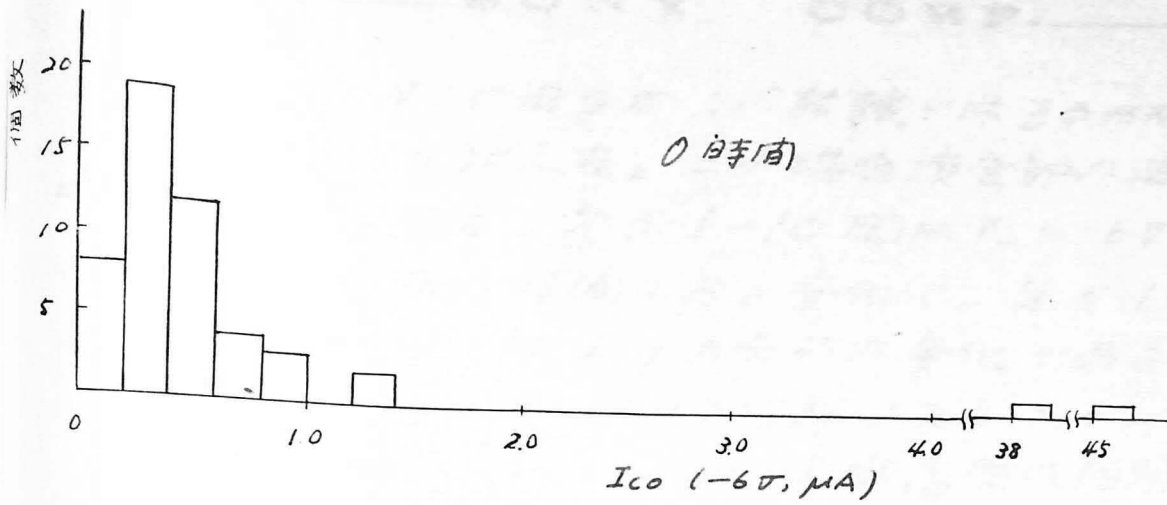
個数



個数



※5.1-10図 連続試験による β 分布の変化
156



※5.1-11回 連続試験によるIco分布の変化
157

は 15 mW であるがこの試験では 30 mW (10 V 3 mA) を連続的に加えた。この場合接合部の温度は大体 75°C になる。第 5.1-10 図は $V_C = -6\text{V}$, $I_e = 1\text{mA}$ の β の分布の時間による変化で、第 5.1-11 図は $V_C = -6\text{V}$ の時の I_{C0} の分布の変化である。この結果は 2T20 型が十分信頼できるトランジスタであることを示している。実際高周波回路に使用するときのユレクタ損失は 3 mW 程度であるから、使用中のトランジスタの特性変化はほとんど問題にならない。

5.1.5 2T20 型の規格

2T20 型は用途によって五種類に分けられており、その規格その他を巻末の附録に示した。製造条件、バーの寸法等については第 5.2-1 表に示してある。

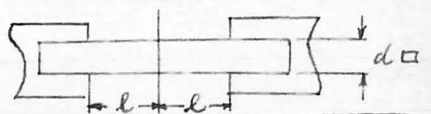
5.2 TX117型の生産

TX117型はFM帯とテレビ帯に使用することを目標として月産約五百箇で現在までに約大千箇を試作した。製造の方法は2T20型とほとんど変わらないうが、結晶製造のとき2T20型より冷却時間を短かくし、しかもコレクタの比抵抗を低くしてベース巾を狭くすることに努力した。さらに γ_0' を小さくするためにベースの不純物量をふやし C_c を小さくするためにバーの断面積を小さくした。2T20型との比較を示せば第5.2-1表の如くなる。

型	エミッタ不純物		ベース不純物		エミッタ		ベース		コレクタ	
	添加量 ⁽¹⁾	濃度 $\frac{NiO}{2}$ ⁽²⁾	添加量 ⁽¹⁾	濃度 $\frac{NiO}{2}$ ⁽²⁾	比抵抗	濃度	比抵抗	濃度	比抵抗	濃度
2T20	15mg/g	$4.8 \times 10^{17}/cc$	30mg/g	$6 \times 10^{16}/cc$	0.013 $\Omega\text{-cm}$	$8.4 \times 10^{17}/cc$	0.12 $\Omega\text{-cm}$	$3.8 \times 10^{16}/cc$	1.0 $\Omega\text{-cm}$	$4 \times 10^{15}/cc$
TX117	20	6.4×10^{17}	40	8×10^{16}	0.01	$11.2 \times 10^{17}/cc$	0.09	5.5×10^{16}	0.5	8×10^{15}

型	結晶冷却時間(秒)	拡散距離 $2\sqrt{Dt}$ (μ)	ベース巾 (μ)	$d^{(3)}$ (mm)	$l^{(3)}$ (mm)
2T20	~50	~2.3	3~3.5	0.1	0.8
TX117	~40	~2.0	2~2.5	0.05	0.2

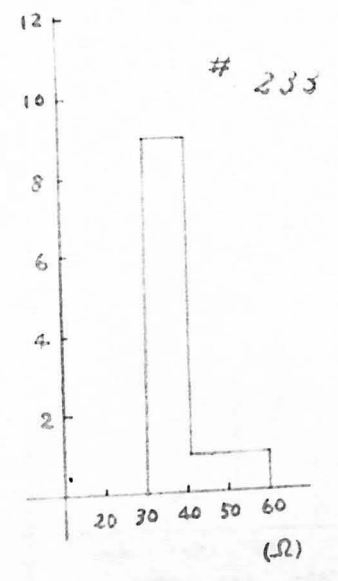
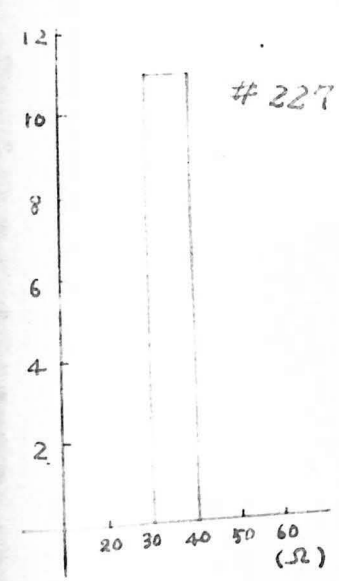
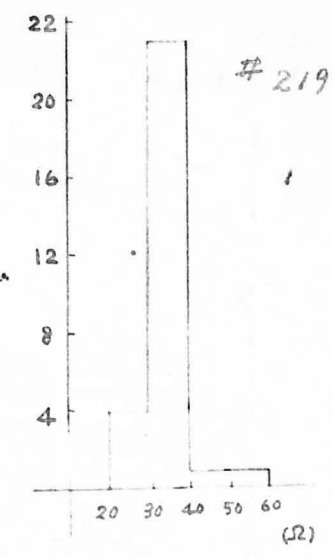
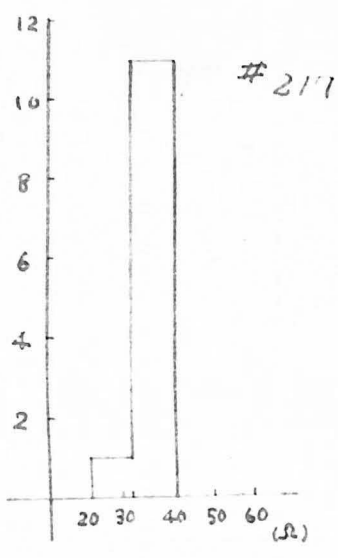
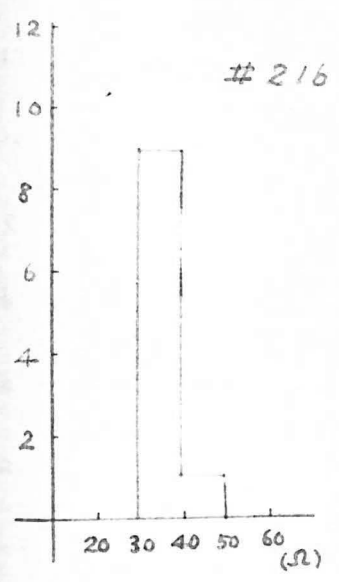
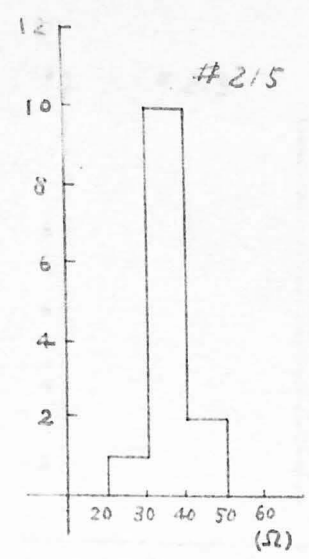
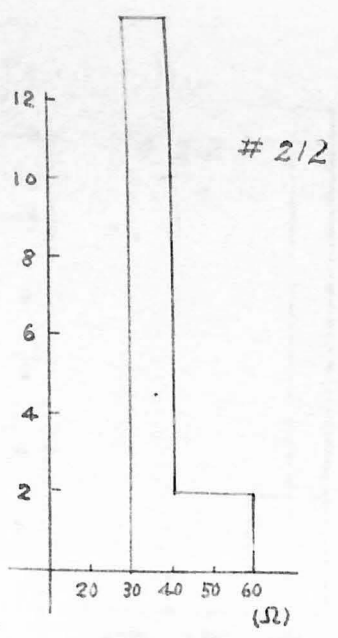
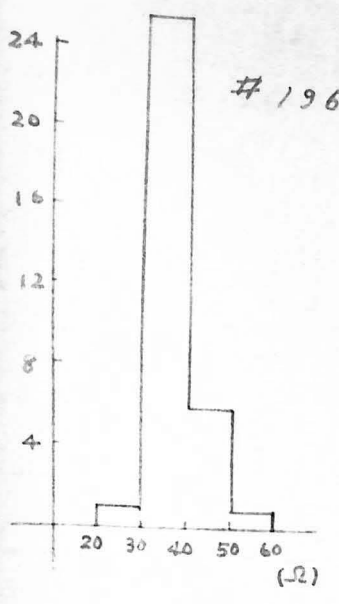
備考
 (1) 三層角部する部分の重量(母結晶の半分)1gに對する値。エミッタは1.4%Gr, ベースは10% Sb 合金
 (2) 2.1.4 参照。Sbは半分蒸発せられた。
 (3)



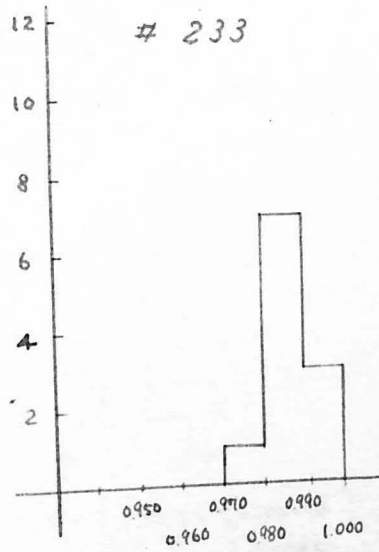
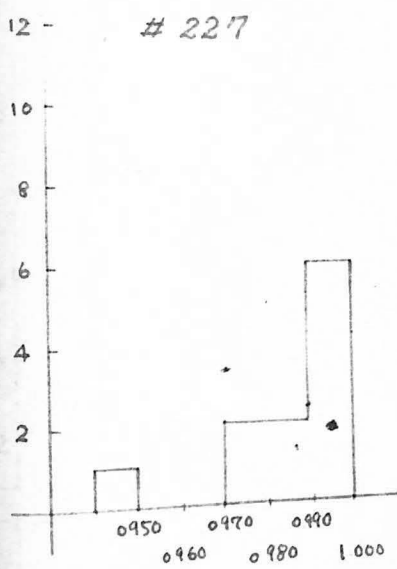
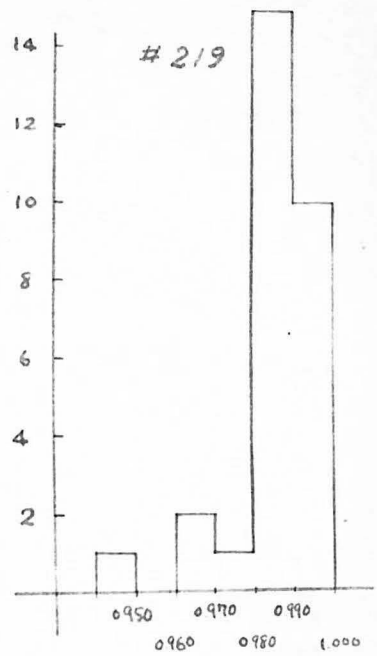
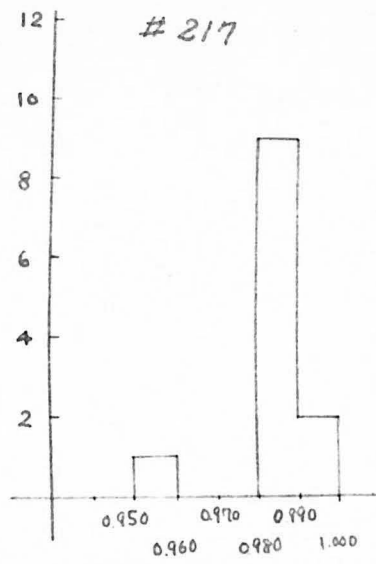
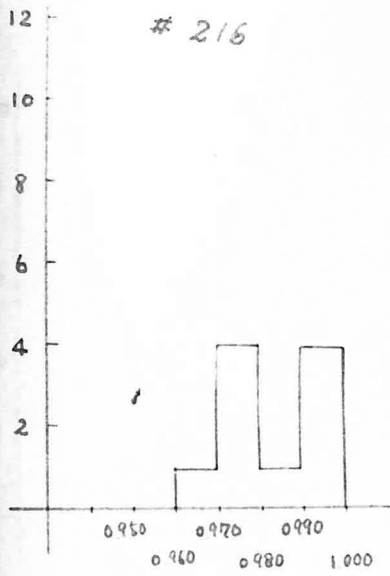
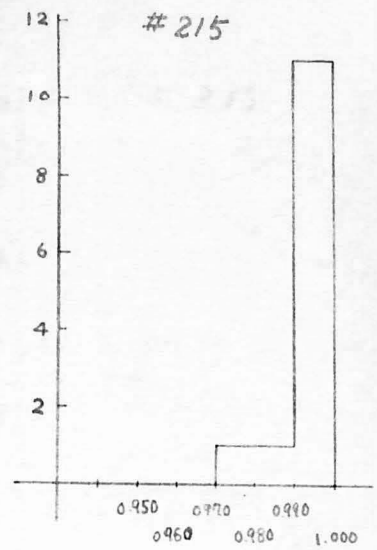
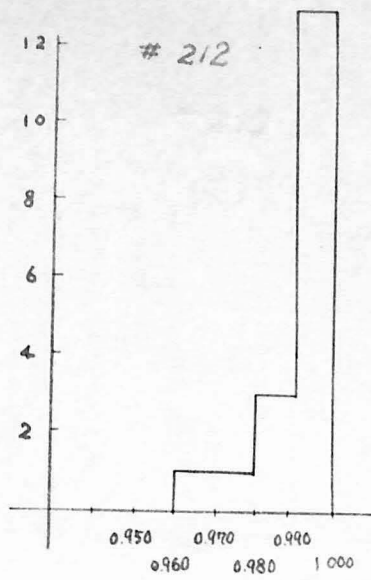
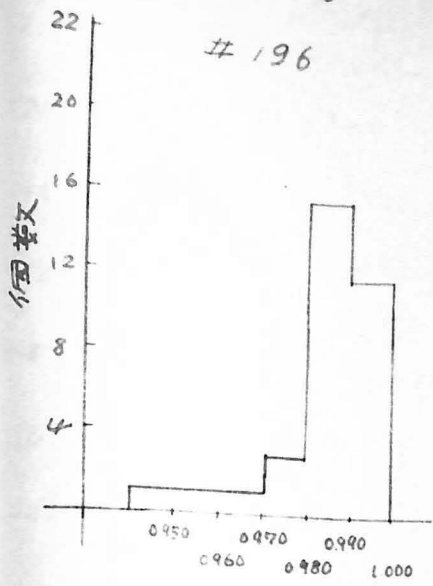
第5.2-1表 2T20型とTX117型の製造条件

第5.2-1図から第5.2-5図までは結晶別にとつたTX117型の特性分布, 第5.2-6図はそれらの総合結果である。結晶別の歩留りは第5.2-2表のとおりで、製品の規格は第5.2-3表に示されてゐる。不良の主なものは2T20型の場合と同じく I_{c0} 大が大部分である。これらの統計は34年10月のものであってそれ以後歩留り、性能共に向上してゐる。

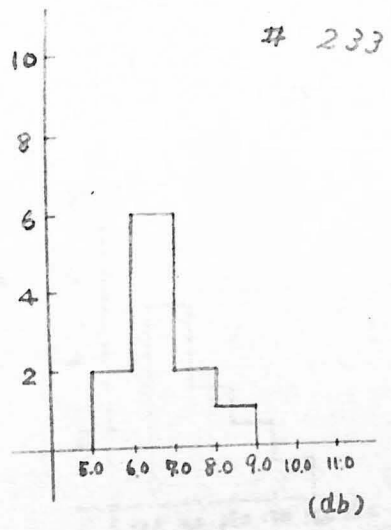
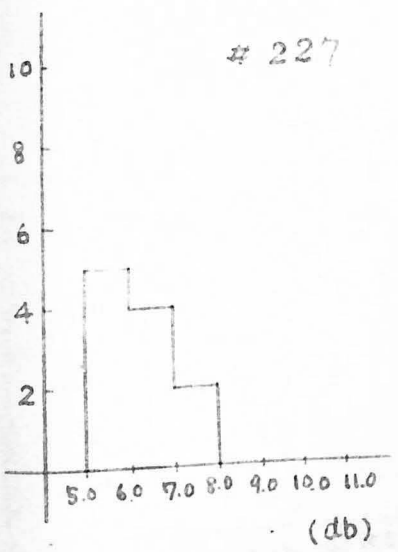
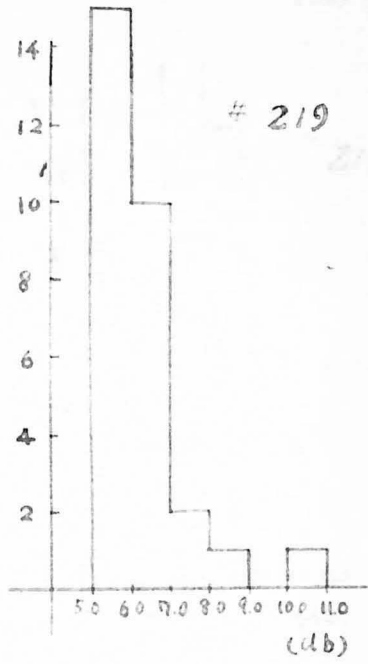
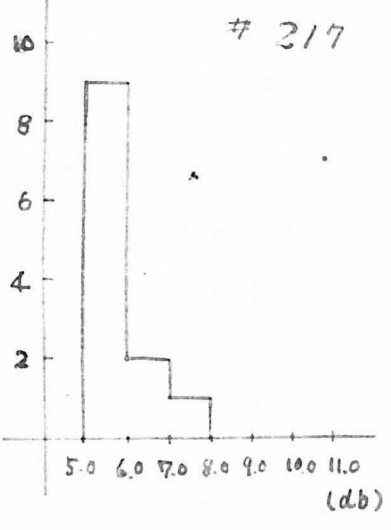
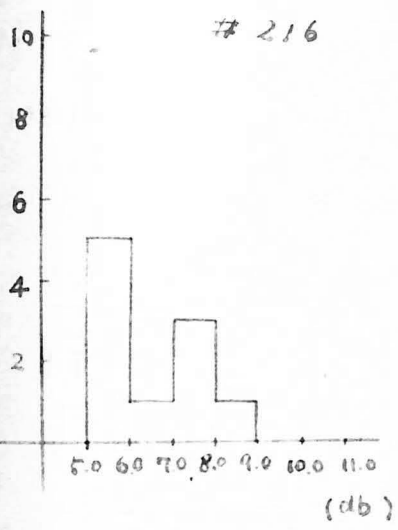
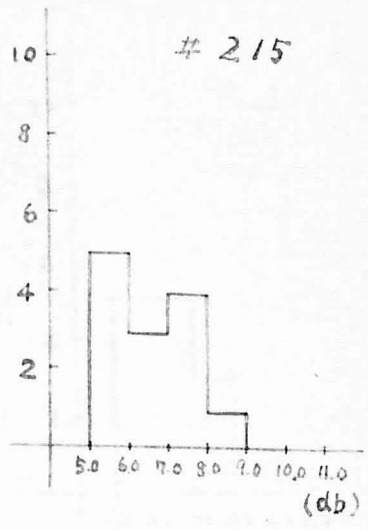
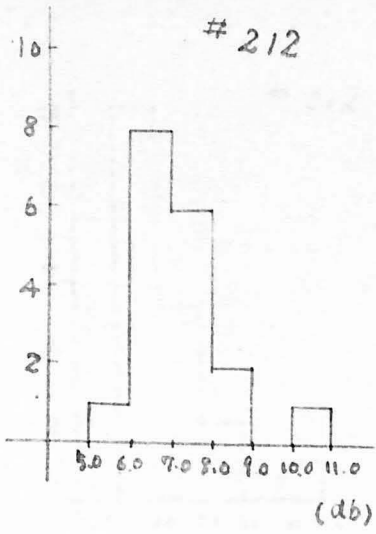
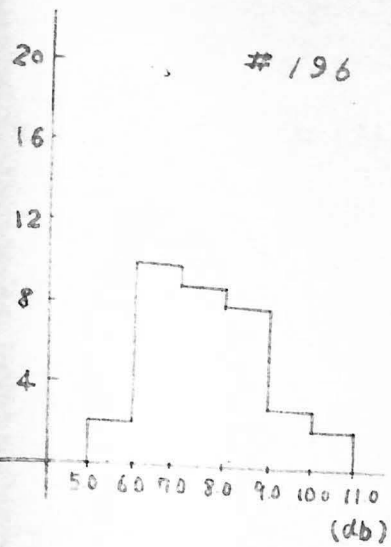
個數



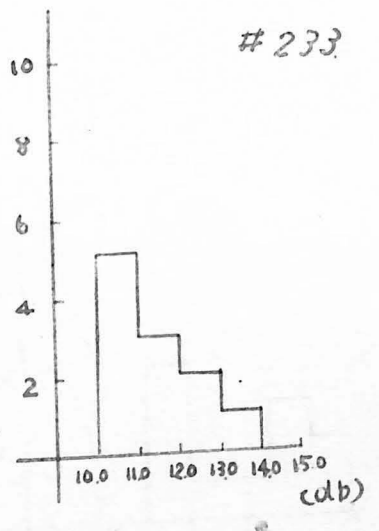
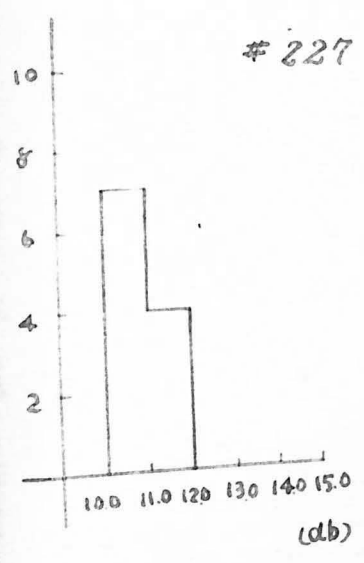
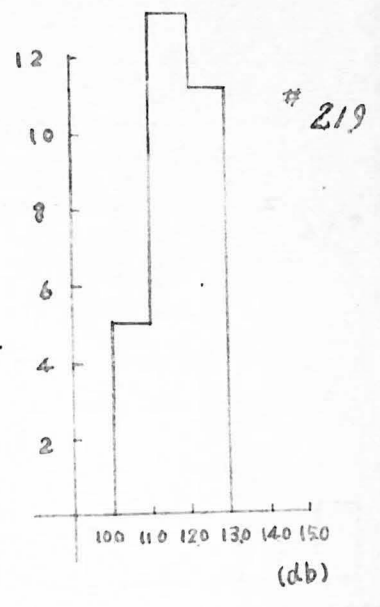
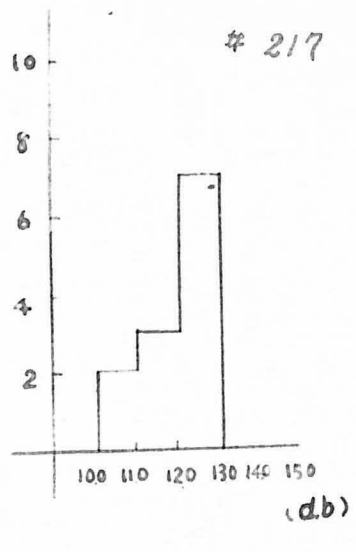
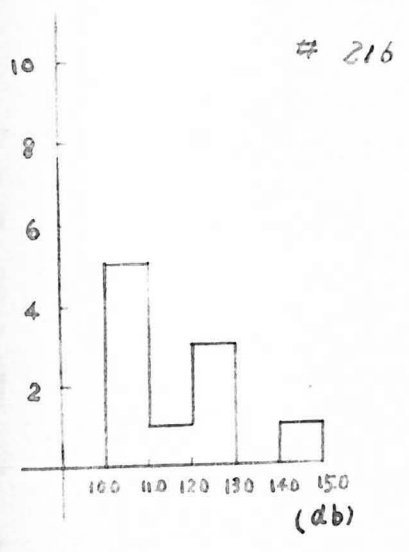
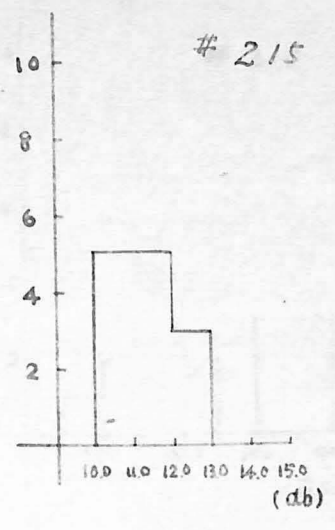
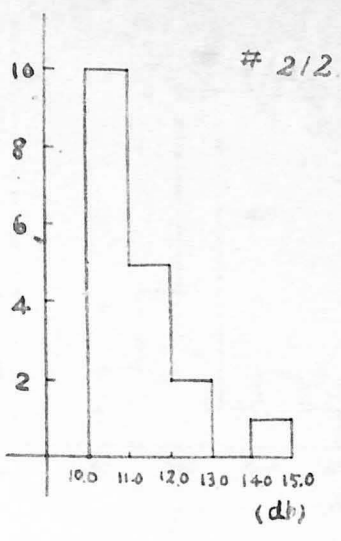
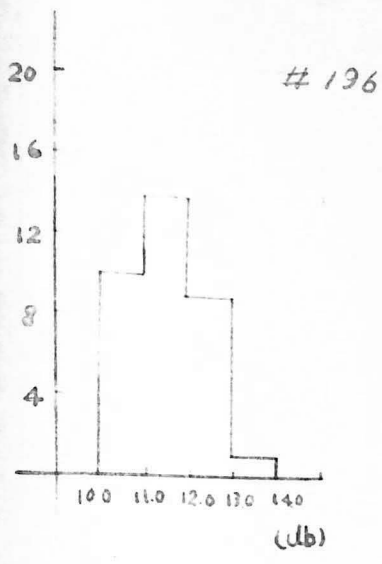
#5.2-1 (表) 結晶別120-3 h₁₁の分布 (-6V, 1mA)



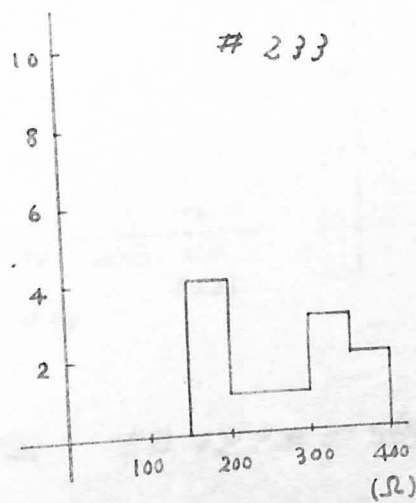
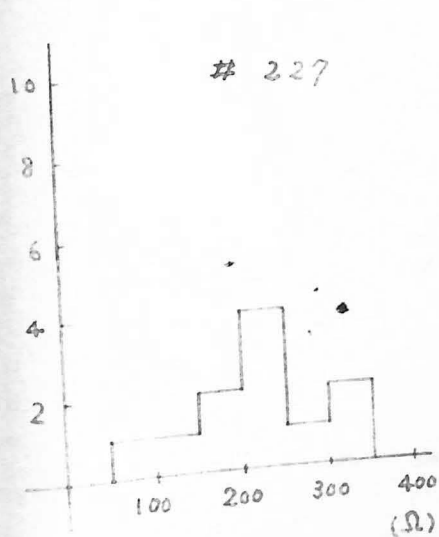
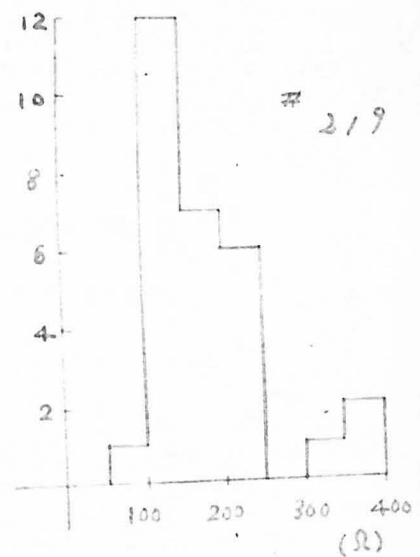
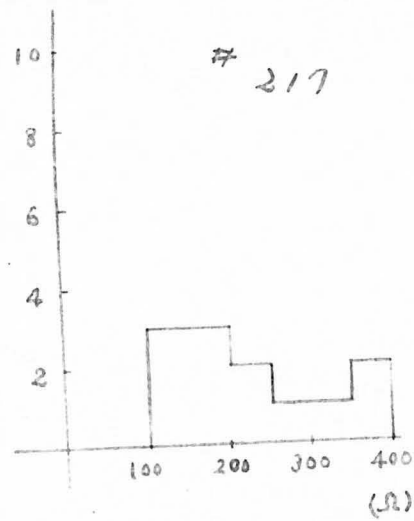
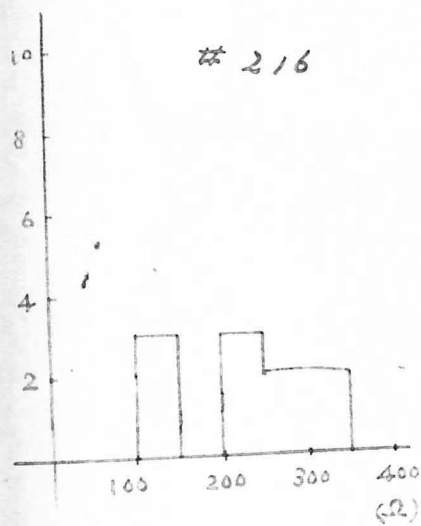
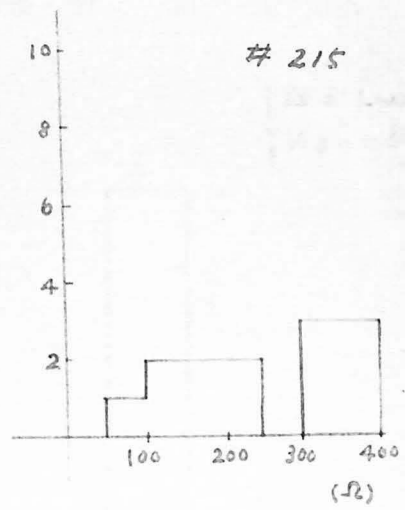
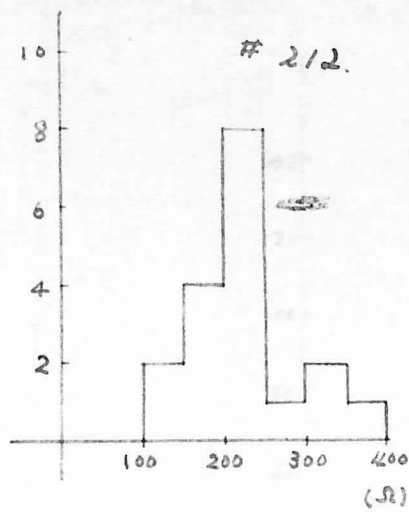
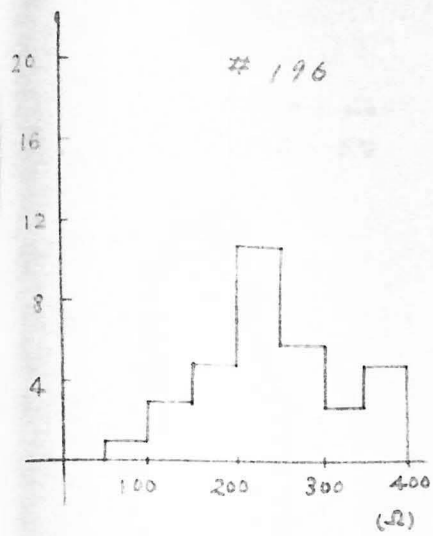
※5.2-2 図 結晶別による $-k_2$ の分布 (-60 mA)



ホ5.2-314 結晶別1253100MCのhfeの分布(6V2MA)



第5.2-41図 結晶別1258100MCOのPG分布(エミタ接地 -6V 2mA)



第5.2-5図 結晶別によるコレクタ直列抵抗の分布 ($I_b=1mA$, $I_c=5mA$)

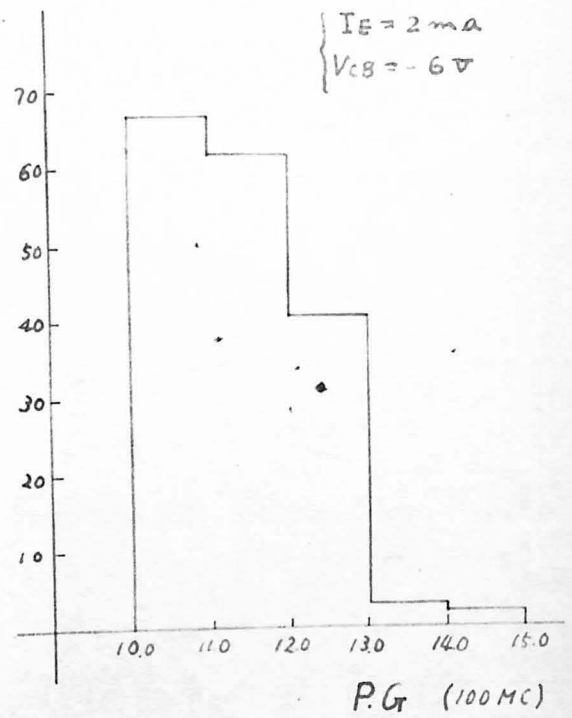
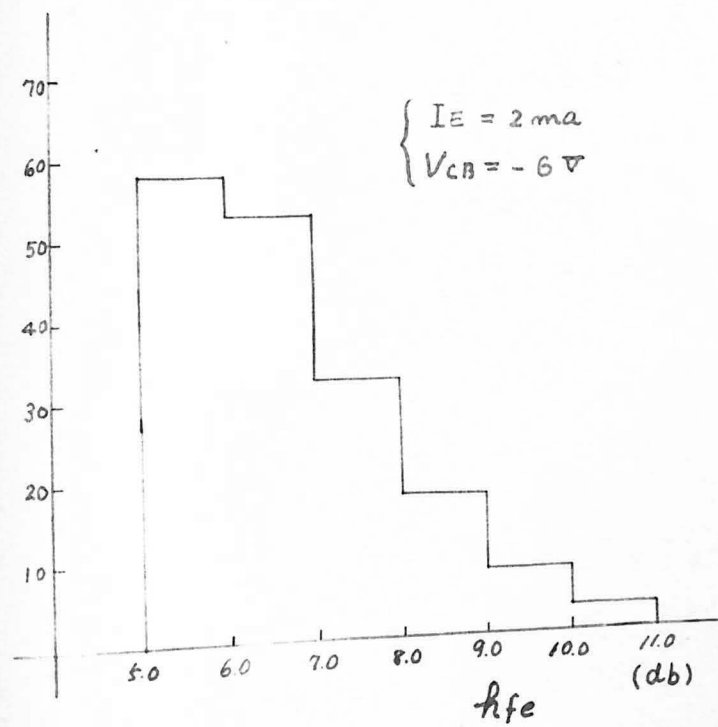
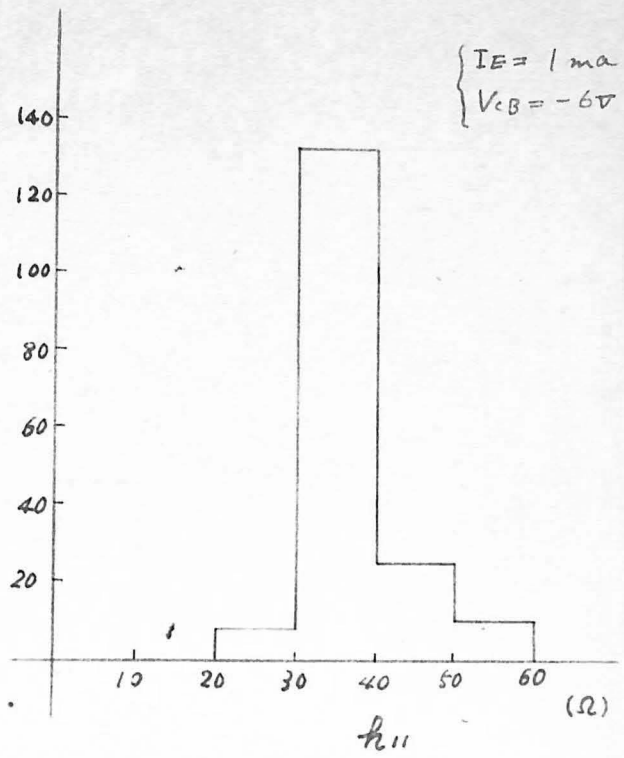
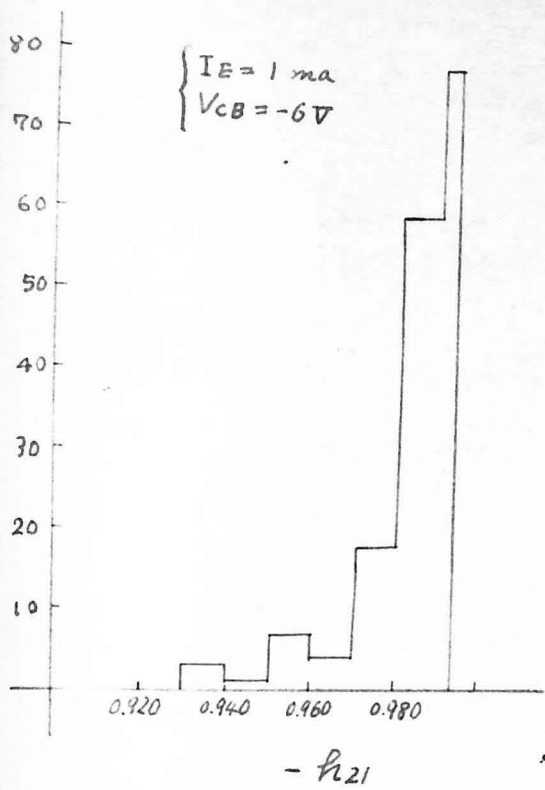
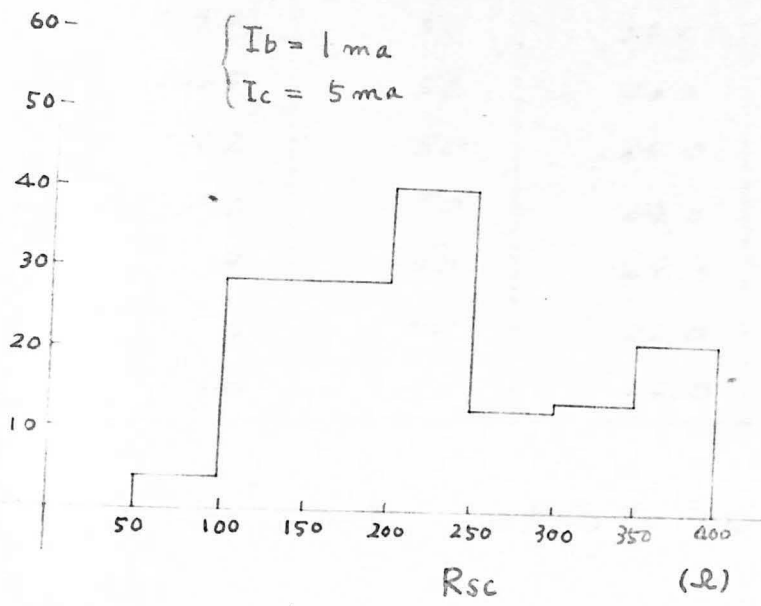


表 5.2-6 諸特性の総合分布



結晶 番号	入力抵抗 (ohm-cm)	作業数	TX117の 歩留り	2SA124の 歩留り	合計 の歩留り
#196	0.43	100	34.0%	25.0%	59.0%
#212	0.50	50	36.0	28.0	64.0
#215	0.45	50	26.0	26.0	52.0
#216	0.42	50	20.0	10.0	30.0
#217	0.41	50	24.0	18.0	42.0
#214	0.39	100	29.0	24.0	53.0
#227	0.53	50	22.0	48.0	70.0
#233	0.40	50	22.0	12.0	34.0

表5.2-2 結晶別の歩留り

	最小	平均	最大
$-h_{21}(-6V, 1mA)$	0.940	0.984	0.994
$h_{11}(-6V, 1mA, ohm)$	—	35	50
$R_{SC}(I_b=1mA, L_c=5mA, ohm)$	—	225	400
$R_{GT}(-6V, 2mA, E接地, 100MC, db)$	10.0	11.5	—
$ h_{fe} (-6V, 2mA, db)$	—	8	—
$I_{CO}(-15V, \mu A)$	—	—	3

表5.2-3 TX117型の規格

これらのデータから分る様にTX117型の結晶による特性、歩留りのばらつきは少く量産に適し
 といえると考えられる。この型の試作数は未だ少
 いが、製造方法は2T20型とほとんど変わらないの
 で今までの経験をいかすことにより容易に量産
 につなぐことができると思う。

5.3 結論

- (1) 2T20型についてはこの製造方法が量産に適合していることが明らかになった。
- (2) 現在まで200万個以上の2T20型を製造した。現在の歩留りは50%以上、工数は3分以内、原価は100円未満である。
- (3) 2T20型は現在短波帯、FM帯に多数使用されている。
- (4) TX117型の製造方法は2T20型とほとんど違わないが、現在試作段階を終了し、結晶による特性のばらつきが少いことを確認した。

第六章 他の高周波用トランジスタとの比較

この章では前章までに述べたことを基礎にして表面溶融型トランジスタを製造面特に製造原価の点と性能の二つの点から他の同じ用途に使われるトランジスタと比較してみることにする。

製造面で比較すれば次の様な利点がある。

- (a) 合金型にくらべベース中の制御が容易である。
- (b) Xサ型あるいはドリフト型(狭義の)の様に気相からの不純物拡散をつかわないので、表面の不純物濃度が表面状態によって変化するから制御が容易である。
- (c) 一般の成長型トランジスタの特徴であるが、結晶製造のときに既に主要な接合部分、つまりコレクタ、エミッタ両接合が形成されるところを以後の組立ではXサ型合金型にくらべはるかに容易であり、かつ結晶の段階で良否を判定できる。
- (d) 原材料の消費量が一般の成長型あるいは成長拡散型にくらべると遙かに小さくバー一枚あたり0.01瓦にすぎない。
- (e) 冷却時間が短いのでベース中の小エリ結晶を容易につくることが出来る。
- (f) 振動を利用して作るのでパーセント結晶の欠陥性がよい。
- (g) 組立この工数が非常に小さく、良品一枚あたり約3分であり、従って製造原価も百円未満になる。製造機械が簡單であるから設備投資も少ない。Xサ型トランジスタの高周波性能は非常にすぐれているが、現在の段階では良品一枚当りの工数は

15分以上になり、原価も相当高くなる。自動機械を使えば工数を節減することができるが、対稱があまりに小さいために自動化に多くの設計時間と莫大な投資をしなくても必ずしも成功するとは見通しはなりので、高周反用トランジスタの組立ではほとんど人かに頼っているのが現状である。従って工数が少くかつ設備は多額の費用を必要としないうる面溶融型トランジスタは他の高周反用トランジスタにくらべて少くとも現在では原価の点で大いに勝っていると思う。

次の特性の上から他のトランジスタと比較してみよう。

(a) エミッタ容量が小さく、しかもエミッタ、コレクタの直列抵抗は一般の成長型よりも小さい。

(b) TX117型の場合一般の成長型トランジスタにくらべて電流増幅率の温度変化が小さく、従って電流増幅率が1に近しいものも十分使用できる。

(c) エミッタ障壁容量が小さい為にはエミッタ電流が小さくても十分な高周反性能がえられる。

一方欠点としては

(a) ベース、エミッタ間にオーバーラップ容量がある。

(b) 消費電力が小さい。

(c) 電流特性が悪い。

(a) の点については製造法を改良することによって現在は20dB位にあってはいるから実際の高周反特性にはあまり影響はない。(b)(c) の点は一般高周反用としては高出力を望む場合以外は問題にならない。具体的事例として第6-1表に各種高周波トランジスタの小信号特性、第6-2表には第3章

名稱	型式	Y-カ-	最大定格			特性						備考		
			V _c (V)	I _c (mA)	f _c (MHz)	f _β (MHz)	h _{FE}	f _T (MHz)	C _c (pF)	r _o '(ohm)	μGT(Δb)			
2N1177	F1177	R	30	10	80	140					2	45	14(100Mc)	FH33"才用
2N140	合金	R	16	15	80	10		16.5			9.5	85		
2N346	表面膜壁	P	5	5	20	75					3	70		r _o 'c _c =450μμs
2N502	MADT	P	20		25			5.5(40Mc)			1		10(200Mc)	r _o 'c _c =20μμs
2N1107	成膜拡散	T	16	5	30	40					1.5			
2SA71	合金拡散	Mα	20	5	100	100					2	50		
2N700	X才	M0	20	50	75			f _{βb} (200Mc)			1.1	55	23(70Mc)	
2SC78	二直付追加	S	15	5	30	20					1.5	150	26(2Mc)	
2SA123	表面膜壁		15	2	15	110					1	150	35(10Mc)	
TR117	"		15	3	15	500					0.6	150	17(100Mc)	r _o 'は30Mc以下通過

表6-1 高周波トランジスタの微小信号特性の比較

測定試料	型式	X-C-	コレクタ 電圧	t_d mμs	t_r mμs	t_o mμs	t_s mμs	t_f mμs	t_u mμs
I11143	Xサ	T	6	1.1	1.6	2.3	2.3	4.5	8.5
2N695	Xサ	M	3	1.1	2.2	1.9	2.2	2.3	7.0
			6	1.1	2.7	1.6	1.4	3.3	6.0
TX102 I	Xサ	S	3	1.2	1.2	2.7	3.3	2.7	8.5
			6	1.0	1.3	2.5	2.8	2.4	7.5
TX102 II	Xサ	S	3	1.0	1.3	2.8	3.8	2.7	9.3
			6	1.0	1.2	2.4	2.3	3.5	7.7
TX117	表面 溶融		3	0.9	1.4	3.0	3.1	2.3	7.9
			6	1.0	2.3	1.5	2.8	3.3	6.0

※6-2表 スイッチング特性の比較

(3-3)の方法で測定したXサ型トランジスタとTX117型トランジスタのパルス特性の比較である。これらの表から分る様にこのトランジスタは現在の高周波用トランジスタとしては最高性能のものであることが分る。

以上移送原価と性能の二点から見て高周波用としては高出力の場合をのぞいては最もすぐれたトランジスタであることが明らかになった。

第七章 結論

本論文では高周波用トランジスタの新らしい製造法である表面溶解法について製造法、電気的特性、応用特性、生産の面から検討を行い、この方法が高周波特性のすぐれたトランジスタを経済的に量産するのに適した方法であることを明らかにした。電気的特性については寄生的素子の影響を検討し、従来やや不明確であった本質的トランジスタと製造条件との関係を明らかにし、よりよいトランジスタを作るための指針を得た。

謝 辞

本論文は筆者が昭和31年より四年間ソニー株式会社において行った研究をまとめたものであって、その間同社井深社長、岩間常務はこの仕事に対して深い関心をもたれ、絶えず激励して下さった。又本論文の執筆の際には東京大学柳井久義教授の懇切な御指導をうけた。

研究の最初から製造については藤平、川島両氏、測定については福井氏より多くの助言と御協力をうけた。本論文の第三章については上野氏、第四章については遠藤氏、第五章については安達、加藤両氏、数値計算については斎藤氏より熱心な御協力を得た。

本研究を完成し得たのはひとえにこれら各位の御援助のお陰であって、これに厚く感謝する次第である。

付録 2T20型トランジスタの規格

2SA 121 ~ 3 (中銀波帯用)

2SA 124 (FM帯用)

2SA 125 (工業計測用)

