

トランジスタ検波回路

Transistor Detection Circuit

久保田 峻*
Takashi Kubota

内 容 梗 概

本稿は新しいトランジスタAM検波回路について実験および理論的考案を行い、あわせて受信機として動作させた場合の特性について述べている。なお理論的解析については、静特性を指数関数で近似し解析を試み、実験データとかなりの一致を見出した。本回路を使用した受信機の性能は、従来のダイオード検波の受信機に比して、AGC (Automatic Gain Control) 特性、安定度、ひずみ率の点で、すぐれた特性を示し、特に中電界以下における指向特性はその改善が顕著であり、また入力電界強度 130 dB (100 kW 放送局のごく付近) の強電界においてもひずみ少なく正常の状態での聴取することができた。このトランジスタ検波回路については特許申請中である。

1. 緒 言

従来トランジスタラジオにおいて、検波回路はほとんど二極検波器 (いわゆるダイオード検波器) が用いられてきたが二極検波器を用いた場合は下記のような欠点があった。

- (1) 検波入力信号が小信号であるため、自乗検波特性となり、検波能率が悪い。
- (2) AGC 回路を設けた場合、ダイオードに与えるバイアス電流が制限されることから、回路の安定度が悪くなる。
- (3) AGC 電圧が十分とれず、したがって実用電界で十分なる AGC 作用が期待できない。

上記欠点を改良するため、筆者はトランジスタを用いた検波回路について研究を試みた。また理論的解析についても、従来小信号の二極検波回路では、自乗曲線で近似していたが、接合トランジスタの静特性が理論的に指数関数で表わされることから、筆者は指数関数による解析を試みた。

2. トランジスタ検波の解析

2.1 一般特性

トランジスタ検波は、ベース、エミッタ間の p-n 接合部の非直線性を利用して、検波作用を行わせるものである。この非直線性は、物理的には指数関数で表わされる。いま第1図の回路について考えてみると、次の各式が成立する。

$$e_i = E_i \sin \omega_i t \dots\dots\dots(1)$$

$$e_o = R_L i_e \dots\dots\dots(2)$$

$$e_{EB} = e_i + E_B - e_o \dots\dots\dots(3)$$

ここに e_i : 入力信号電圧 (V)

e_o : 出力電圧 (V)

e_{EB} : エミッターベース間電圧 (V)

ω_i : 入力信号の角周波数

R_L : 負荷抵抗 (k Ω)

トランジスタのエミッタ、ベース接合部の静特性は、前述のとおり指数関数で近似される。

$$i_e = I_s \exp(A e_{EB}) \dots\dots\dots(4)$$

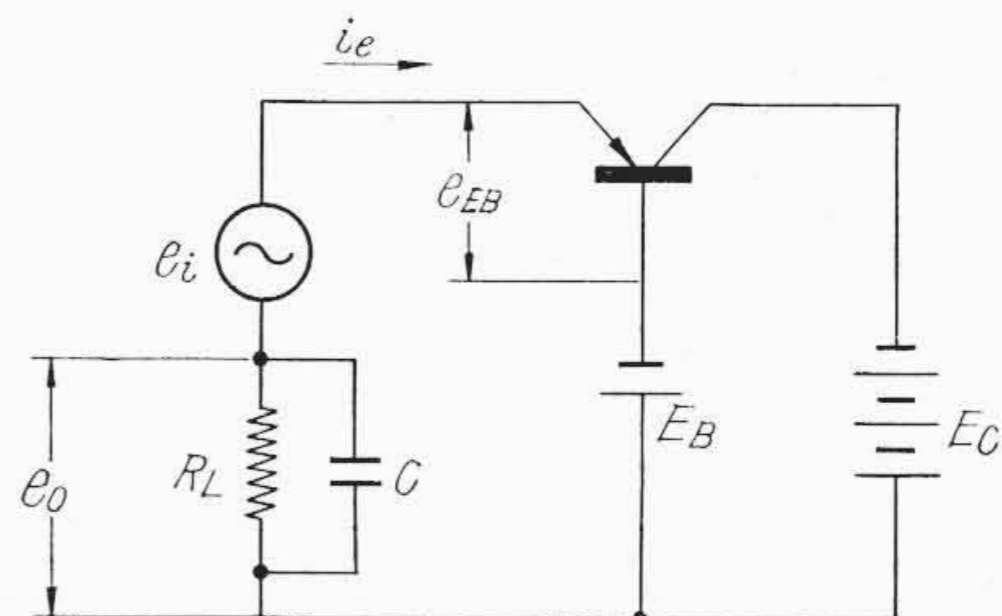
ここに i_e : エミッタ電流 (mA)

I_s : エミッタ、ベース間短絡時のエミッタ電流 (mA)

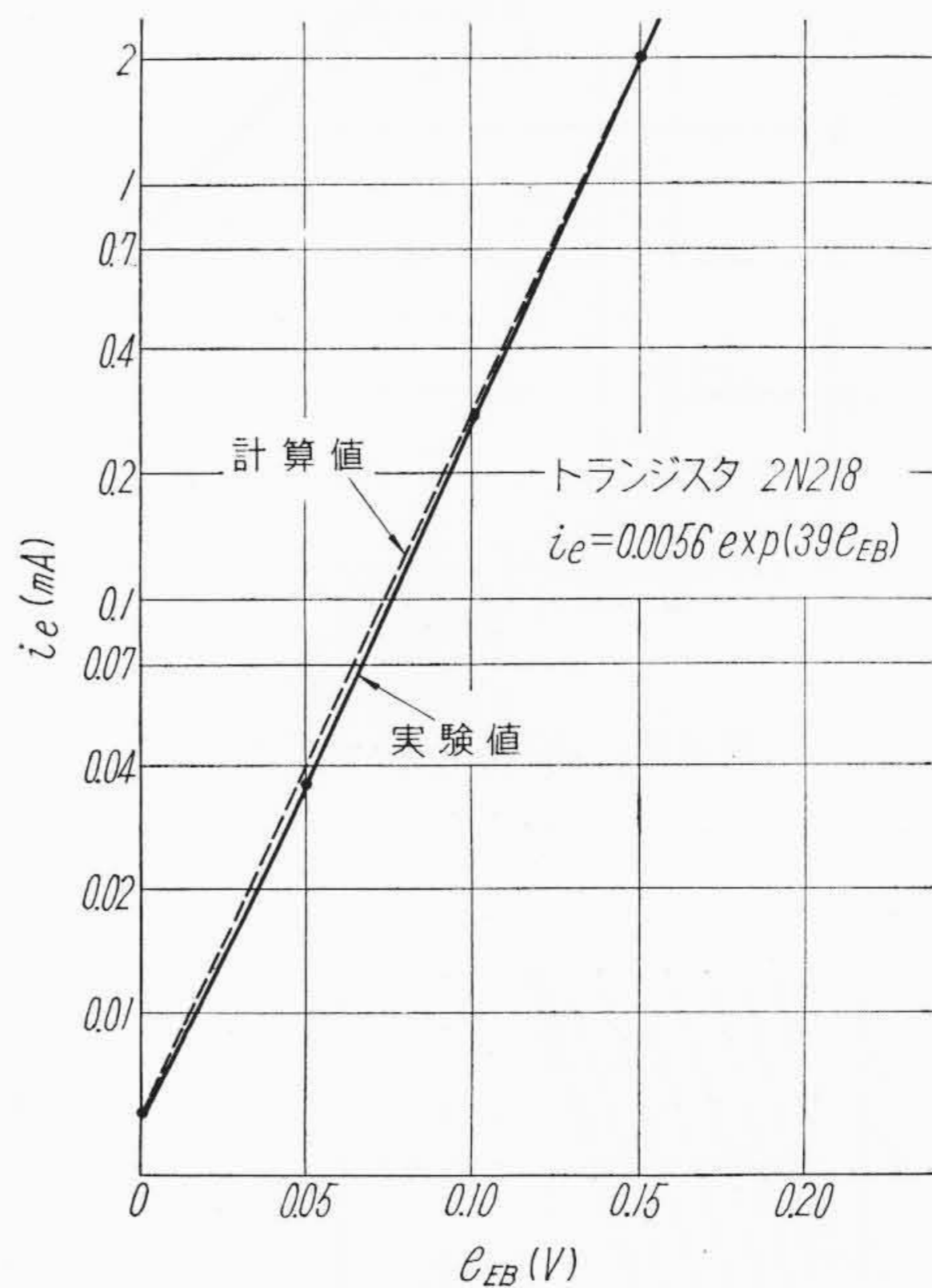
A : 定数

第2図に実験結果との比較を示す。実験結果と計算値とはきわめてよく一致する。

* 日立製作所横浜工場



第1図 トランジスタ検波の基本回路



第2図 トランジスタの静特性

(1), (2), (3), (4) より i_e は次式で与えられる。

$$i_e = I_{e0} \exp(A E_i \sin \omega_i t + A R_L I_{e0} - A R_L i_e) \dots\dots(5)$$

ここに I_{e0} : 無信号時エミッタ電流 (mA)

また出力電圧については(6)式で表わされる。

$$e_o \exp(A e_o) = R_L I_{e0} \exp(A R_L I_{e0}) \cdot \exp(A E_i \sin \omega_i t) \dots\dots\dots(6)$$

(6)式はトランジスタ検波の一般式を表わす。ここで直流出力電圧のみについては(7)式で表わされる。

$$e_o \exp(A e_o) = R_L I_{e0} \exp(A R_L I_{e0}) \cdot J_0(j A E_i) \dots\dots(7)$$

ここに $J_0(j A E_i)$: 0次の変形ベッセル関数⁽¹⁾

2.2 入力インピーダンス

入力インピーダンスは(8)式で与えられる。

$$Z_i = \frac{e_i}{i_e(\omega_i \text{成分})} \dots\dots\dots(8)$$

ここで $i_e(\omega_i \text{成分})$ は次式で与えられる。

$$i_e(\omega_i \text{成分}) = I_{e0} \cdot \frac{2}{j} \cdot J_1(jAE_i) \sin \omega_i t \doteq I_{e0} AE_i \sin \omega_i t \dots\dots\dots(9)$$

したがって入力インピーダンスは

$$Z_i \doteq \frac{1}{AI_{e0}} \dots\dots\dots(10)$$

すなわち入力インピーダンスはエミッタバイアス電流に逆比例する。第3図に計算値と実験結果の比較を示す。

2.3 検波能率

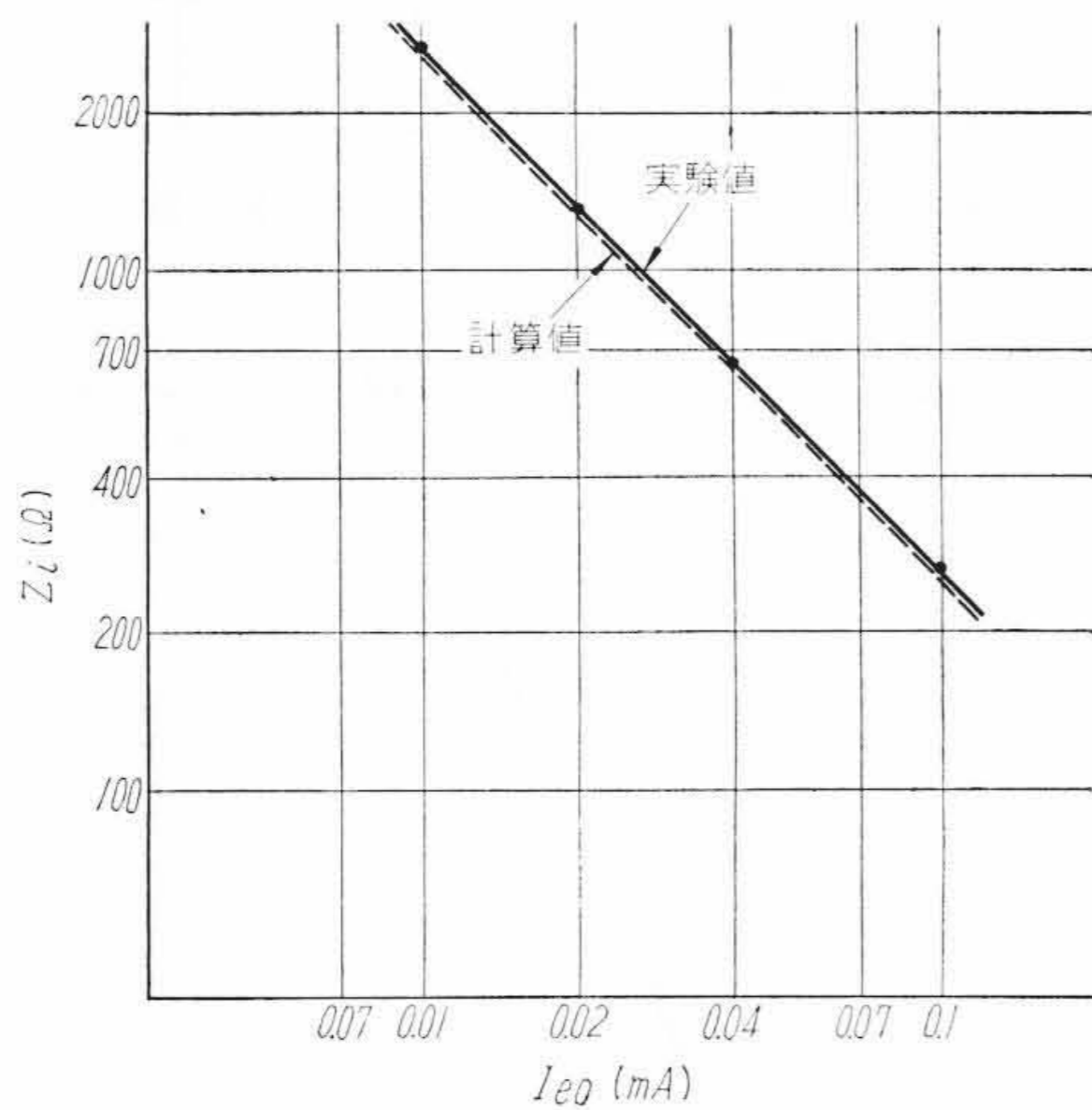
検波能率は次式で与えられる。

$$\eta = \frac{e_0 - R_L I_{e0}}{E_i} \times 100 (\%) \dots\dots\dots(11)$$

ここで(7)式より

$$xe^x = \alpha e^\alpha J_0(j\beta) \dots\dots\dots(12)$$

ただし $x = Ae_0$



第3図 入力インピーダンス

$$\alpha = AR_L I_{e0}$$

$$\beta = AE_i$$

(12)式について x, α, β の関係を第4, 5図に示す。第4, 5図を用いて算出⁽²⁾した検波能率と実験データとの比較を第6図に示す。

2.4 入力の変調波の場合

入力の変調波の場合入力電圧は(13)式で表わされる。

$$e_i = E_i(1 + m \cos pt) \sin \omega_i t \dots\dots\dots(13)$$

ここに m : 変調度

p : 変調波角周波数

出力電圧に関して次式が成立する。

$$e_0 \exp(Ae_0) = R_L I_{e0} \exp(AR_L I_{e0}) \cdot \exp\{AE_i(1 + m \cos pt) \sin \omega_i t\} \dots\dots\dots(14)$$

(14)式を展開し変調波成分のみに着目すれば

$$xe^x = \alpha e^\alpha \cdot J_0\{jAE_i(1 + m \cos pt)\} \dots\dots\dots(15)$$

これより変調波成分について次式が成立する。

$$xe^x = \alpha e^\alpha B_1 \cos pt \dots\dots\dots(16)$$

ここに

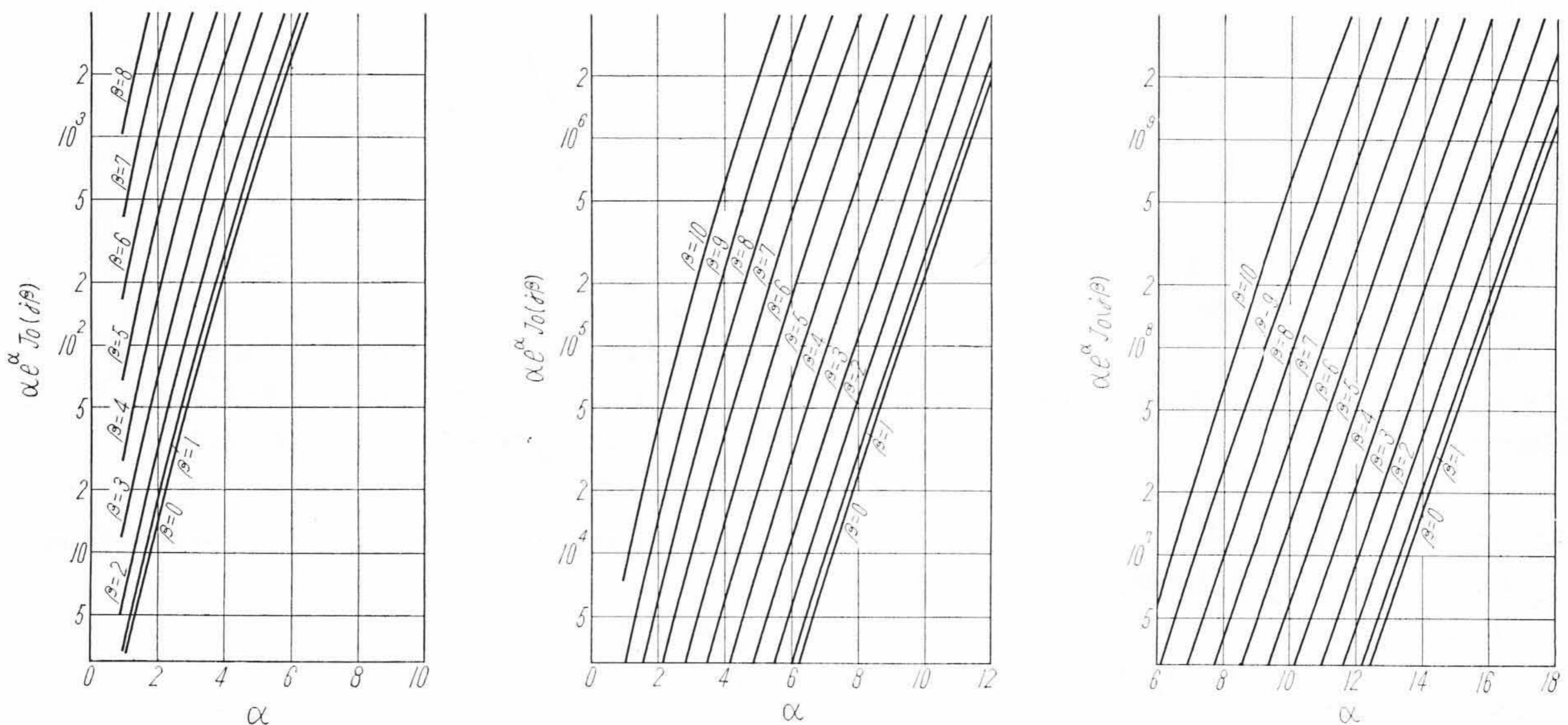
$$B_1 = \frac{1}{\pi} \int_0^{2\pi} J_0\{jAE_i(1 + m \cos pt)\} \cos pt \cdot d(pt)$$

(16)式より出力電圧を算出すれば、検波能率が算出される。第7図にその実験値を示す。ここで注目すべきことは、入力信号の強弱により、最適の無信号電流値が移動することで、大信号入力になるほど I_{e0} は小なる方向に移動する。そして小信号入力の場合は60~80 μA が I_{e0} のとる最適値である。

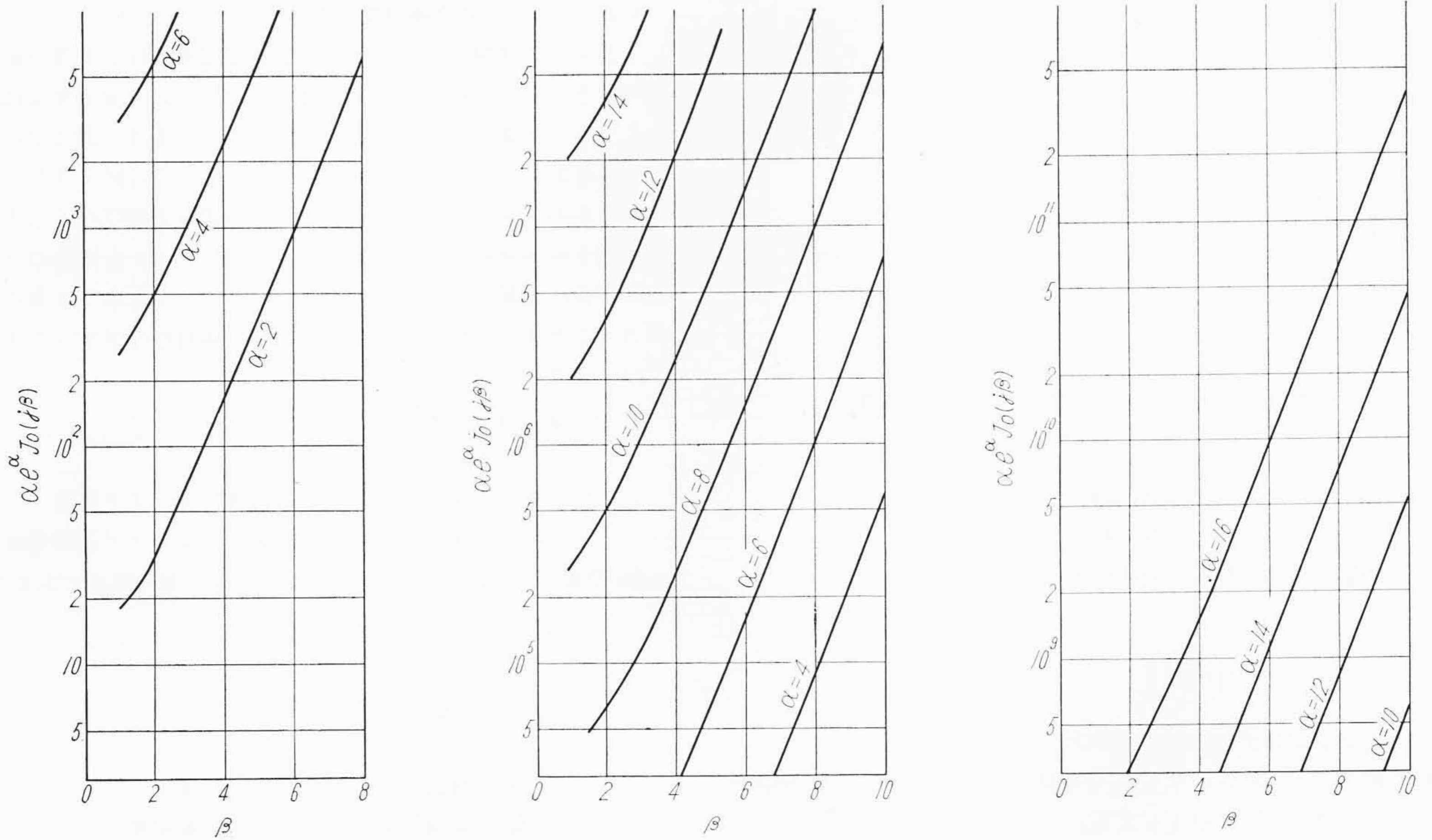
3. 自動利得調節について

一般のスーパーヘテロダイン方式のラジオでは、入力信号の変化による出力信号の変化を防ぐ意味から自動利得調節 (AGC) 回路を設けているが、特に携帯用トランジスタラジオの場合

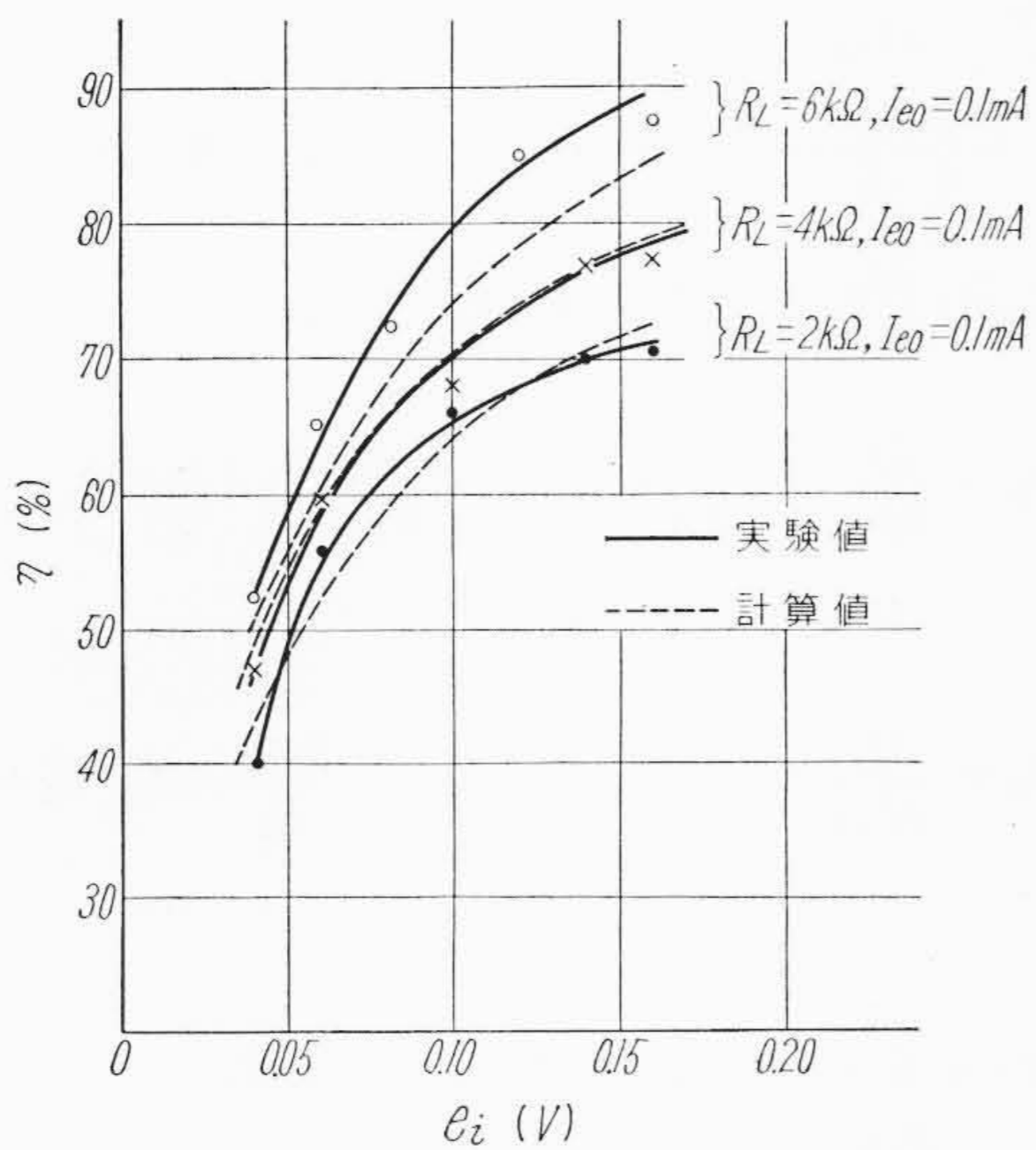
- (1) セットの向きが常に変えられる可能性があるため指向性があるてはならない。
 - (2) 強電界の信号を受信したときも中電界の信号と同様、ボリュームを変えることなく、またはずみがあるてはならない。
- ことから入力信号の広範囲にわたって、出力が一定でかつはずみが少ないことが要求される。すなわち第8図のブロックダイアグラム



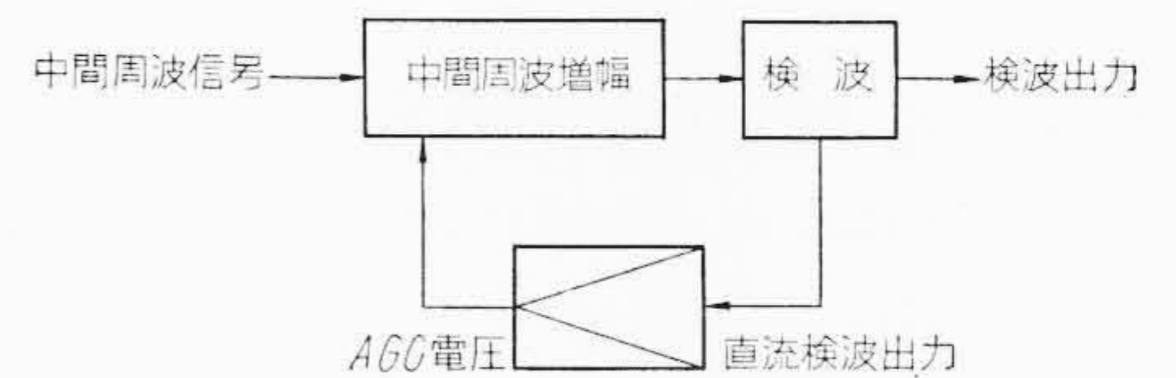
第4図 計算図表(その1) α と $ae^\alpha J_0(j\beta)$ との関係



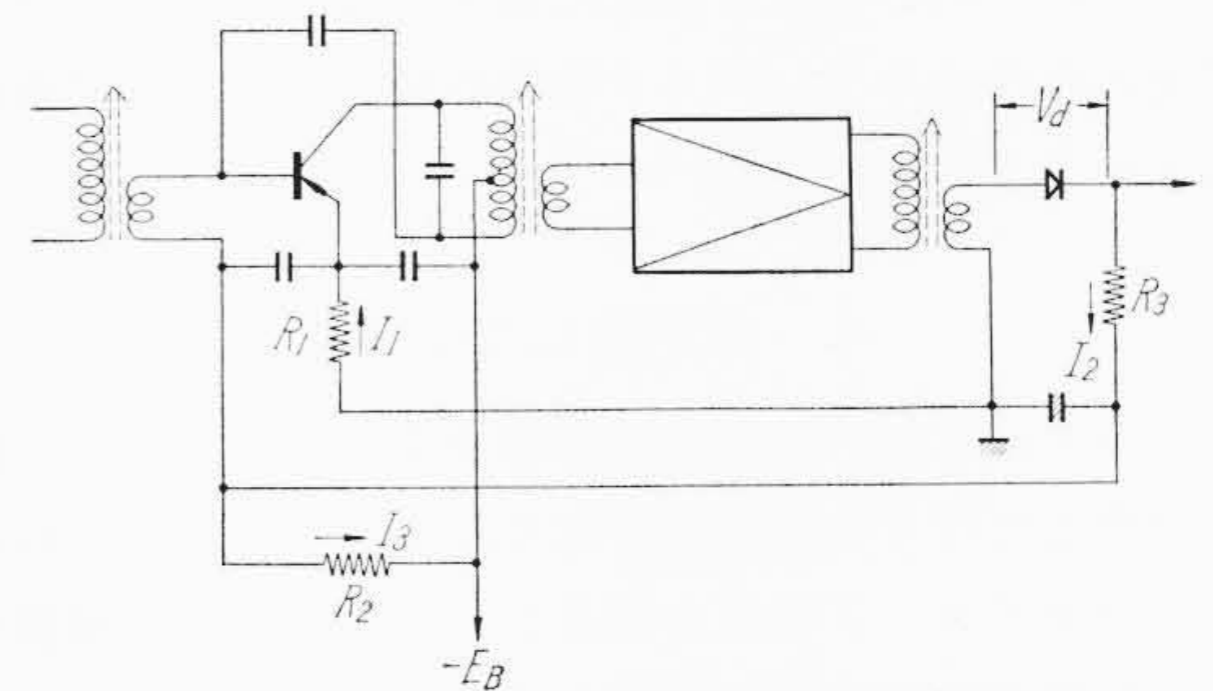
第5図 計算図表(その2) β と $\alpha e^\alpha J_0(j\beta)$ との関係



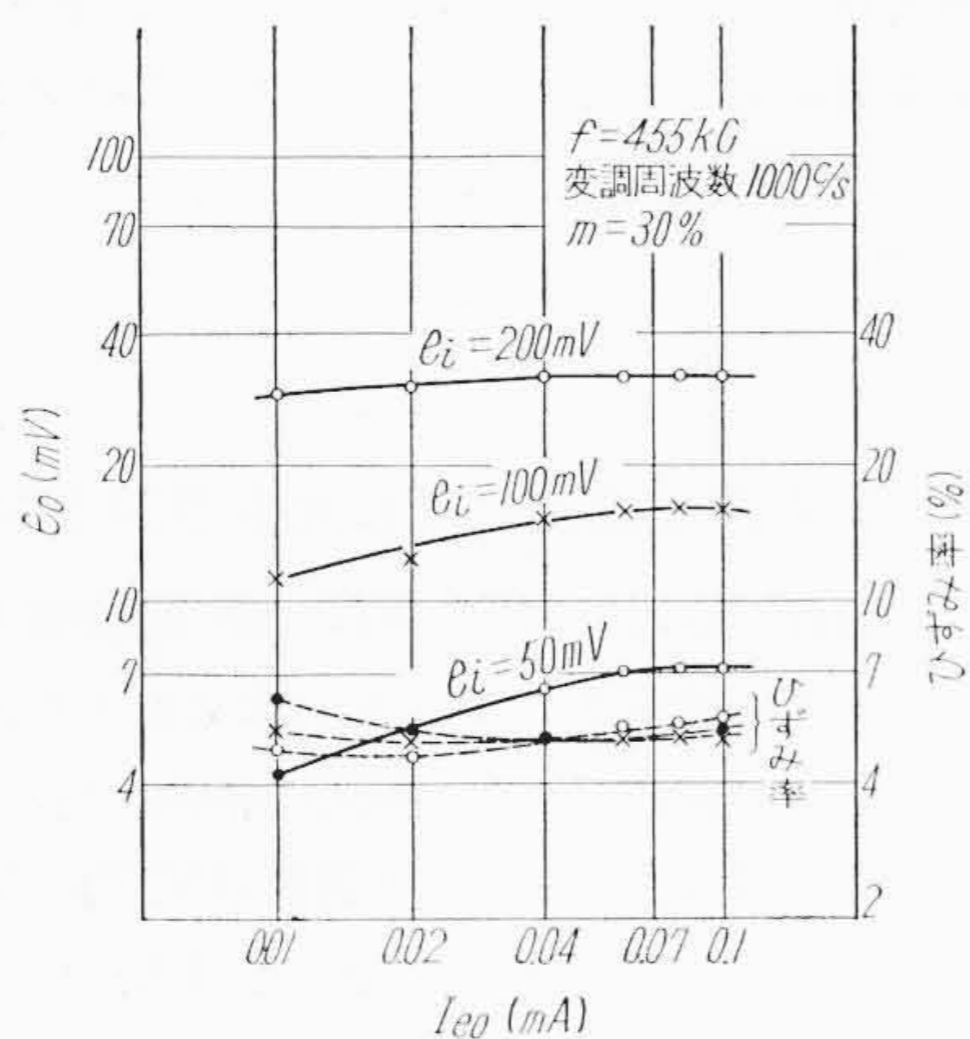
第6図 検波能率



第8図 AGC回路のブロックダイアグラム



第9図 ダイオード検波によるAGC回路



第7図 I_{e0} に対する e_0 とひずみ率(変調波の場合)

良いが、この場合 AGC 特性が良好であるためには小信号入力においても中間周波増幅段の利得が制御できるだけの十分な検波直流電圧を生ずることが必要であり、また広範囲にわたって利得の変化が得られねばならない。本節ではトランジスタを用いた検波 AGC 回路とダイオードを用いた回路についてこの点につき比較検討した。

3.1 ダイオードによる AGC

第9図にダイオード検波の場合の代表的回路を示す。AGC 作用は V_d の変化による I_4 の変化によって定義される。すなわち次の量を AGC-MERIT とし AGC の目安とする。

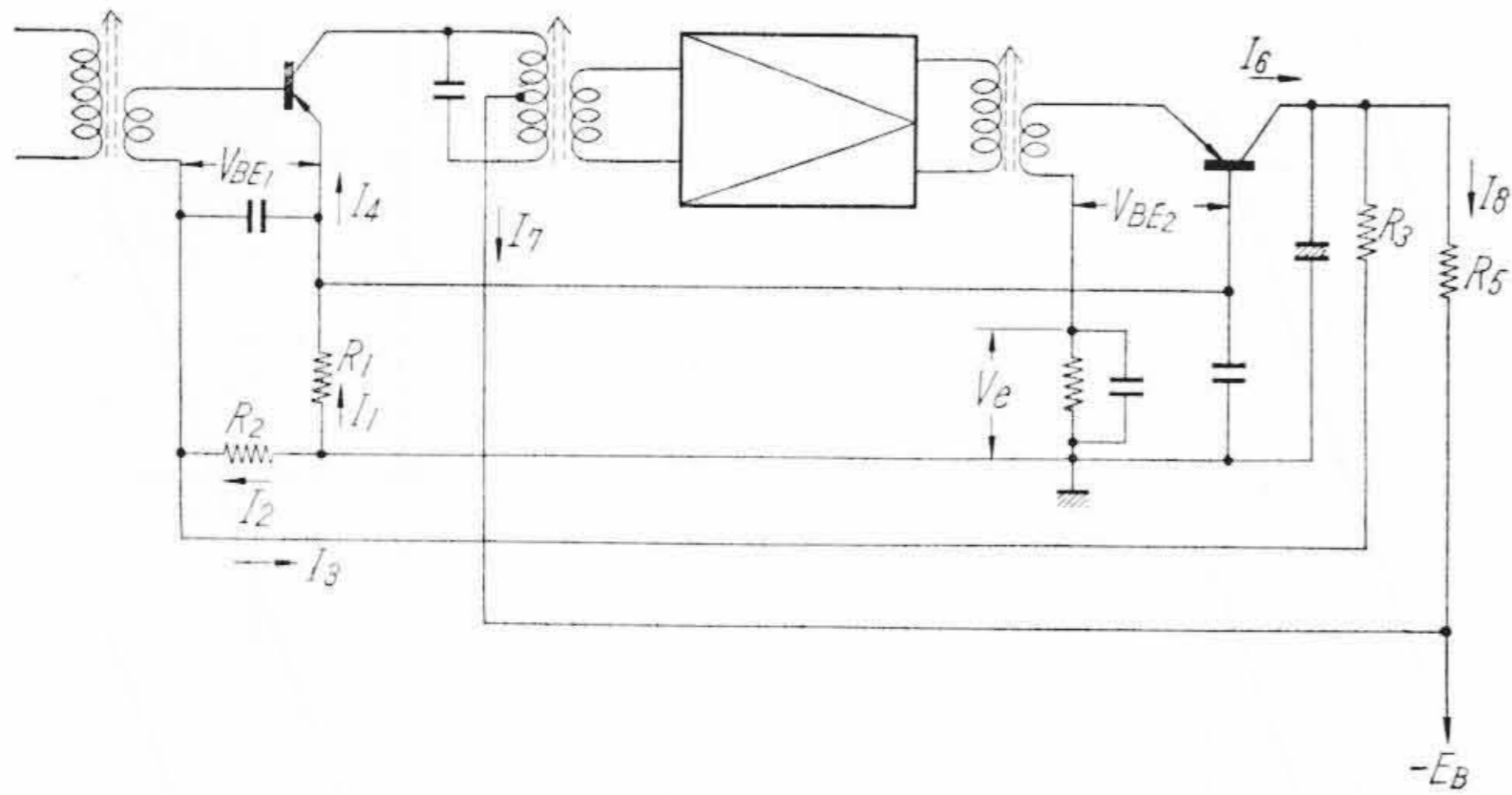
$$AGC-MERIT = \frac{\partial I_4}{\partial V_d} \dots \dots \dots (17)$$

第9図の回路より算出すれば

$$\frac{\partial I_4}{\partial V_d} = \frac{1}{R_3} \times \frac{1}{2 \left(1 + \frac{R_1}{R_2} + \frac{R_1}{R_3} \right) - 1} \dots \dots \dots (18)$$

について説明すれば、検波段の直流出力電圧は入力信号の強さに比例するからこの電圧を利用して中間周波増幅段の利得を制御すれば

一般のトランジスタラジオに用いられている回路より、これらの値を代入して計算する。



第 10 図 トランジスタ検波による AGC 回路

トランジスタ 2N-218
 ダイオード 1N-34A
 $R_1=1\text{ k}\Omega, R_2=100\text{ k}\Omega, R_3=10\text{ k}\Omega,$
 $\alpha=0.98$
 $\frac{\partial I_4}{\partial V_a}=0.78\left(\frac{\text{mA}}{\text{V}}\right)$

3.2 トランジスタ検波による AGC

第 10 図にトランジスタ検波の回路を示す。この場合の AGC-MERIT は $\partial I_7/\partial V_e$ で与えられる。

ゆえに

$$\frac{\partial I_7}{\partial V_e} = \frac{\alpha \{R_1(1+\alpha) + R_4\}}{R_1 R_4} \dots\dots\dots (19)$$

R_1, R_2, R_3, R_4, R_5 に数値を代入すると
 $R_1=0.68\text{ k}\Omega, R_2=10\text{ k}\Omega, R_3=22\text{ k}\Omega, R_4=5\text{ k}\Omega$
 $R_5=27\text{ k}\Omega, \alpha=0.98$
 $\frac{\partial I_7}{\partial V_e}=2.04\left(\frac{\text{mA}}{\text{V}}\right)$

以上のように AGC 電圧の変化に対する被制御トランジスタのコレクタ電流の変化はトランジスタ検波の場合のほうがはるかにすぐれているといえることができる。

4. 安定度について

トランジスタは本質的に温度の影響を受けるために、回路設計に際してはできるだけその影響を少なくなるように考慮せねばならない。ここではダイオード検波の場合と、トランジスタ検波の場合とについて、検波および AGC 回路を含めた系の安定度について考察を行った。

安定度は次式で定義される。

$$S = \frac{\partial I_c}{\partial I_{c0}} \dots\dots\dots (20)$$

ここに S : 安定度
 I_c : コレクタ電流 (mA)
 I_{c0} : コレクタ遮断電流 (mA)

(20)式は温度の関数であるコレクタ遮断電流の変化によるコレクタ電流の変化を示し、 S の小さなほど安定度は良いことを示す。

4.1 ダイオード検波の安定度について

ダイオード検波における安定度は被制御トランジスタの安定度であるから次式で表わされる。

$$S = \frac{\partial I_4}{\partial I_{c0}} = \frac{R_1 R_2 + R_2 R_3 + R_1 R_3}{R_1 R_2 + R_2 R_3 (1-\alpha) + R_3 R_1} \dots\dots\dots (21)$$

前に与えた回路定数を用いた場合下記の値がえられる。

$$S = 8.8$$

この値は比較的大きな値で、少なくとも 5 以下におさえるべきである。

4.2 トランジスタ検波安定度について

トランジスタ検波においては、安定度は検波段と利得制御段の両者のトランジスタについて考慮せねばならない。安定度は前述のようにコレクタ電流の変化分と、コレクタ遮断電流の変化分の比で表わされるが二個以上のトランジスタが、直流的に結合されている場合はほかのトランジスタのコレクタ遮断電流の変化によっても一つのトランジスタのコレクタ電流の変化がおきるから両者のコレクタ遮断電流の影響を考慮に入れねばならない。すなわち n 個のトランジスタが直流的に結合されていた場合 i 番目のトランジスタの安定度は次式で与えられる。

$$S_i = \sum_{k=1}^n \frac{\partial I_{ci}}{\partial I_{c0k}} \dots\dots\dots (22)$$

ここに I_{ci} : i 番目のトランジスタのコレクタ電流
 I_{c0k} : k 番目のトランジスタのコレクタ遮断電流

第 10 図の回路においてはトランジスタ 2 個の場合であるから

$$S_1 = S_{11} + S_{12} = \frac{\partial I_6}{\partial I_{c02}} + \frac{\partial I_6}{\partial I_{c01}} \dots\dots\dots (23)$$

$$S_2 = S_{21} + S_{22} = \frac{\partial I_7}{\partial I_{c01}} + \frac{\partial I_7}{\partial I_{c02}} \dots\dots\dots (24)$$

ここに S_1 : 検波トランジスタの安定度
 S_2 : 利得制御トランジスタの安定度

これより

$$S_{11} = \frac{\partial I_6}{\partial I_{c02}} = \frac{1}{A} \left\{ \alpha (R_1 + R_4) (R_3 + R_5) - \left\{ \frac{R_1 R_4}{R_2} (R_2 + R_3 + R_5) + (R_1 + R_4) (R_3 + R_5) \right\} \right\} \dots (25)$$

$$S_{12} = \frac{\partial I_6}{\partial I_{c01}} = \frac{1}{A} \left\{ -\alpha R_1 (R_3 + R_5) \right\} \dots\dots\dots (26)$$

$$S_{21} = \frac{\partial I_7}{\partial I_{c01}} = \frac{1}{A} \left\{ \alpha R_1 R_3 - \frac{R_1 R_4}{R_2} (R_2 + R_3 + R_5) - (R_1 + R_4) (R_3 + R_5) \right\} \dots\dots\dots (27)$$

$$S_{22} = \frac{\partial I_7}{\partial I_{c02}} = \frac{\alpha}{A} \left\{ R_5 (R_1 + R_4) + \frac{R_1 R_4}{R_2} (R_2 + R_3 + R_5) \right\} \dots\dots\dots (28)$$

ただし

$$A = \alpha (R_3 + R_5) \{R_4 + R_1(1-\alpha)\} + \alpha R_1 R_3 - \frac{R_1 R_4}{R_2} (R_2 + R_3 + R_5) - (R_1 + R_4) (R_3 + R_5)$$

前述の回路定数を用いると $S_{11}=0.58, S_{12}=0.79, S_{21}=6.83, S_{22}=-4.1$ なる値がえられる。ゆえに個々のトランジスタの安定度は下記のように両者とも 3 以下となる。

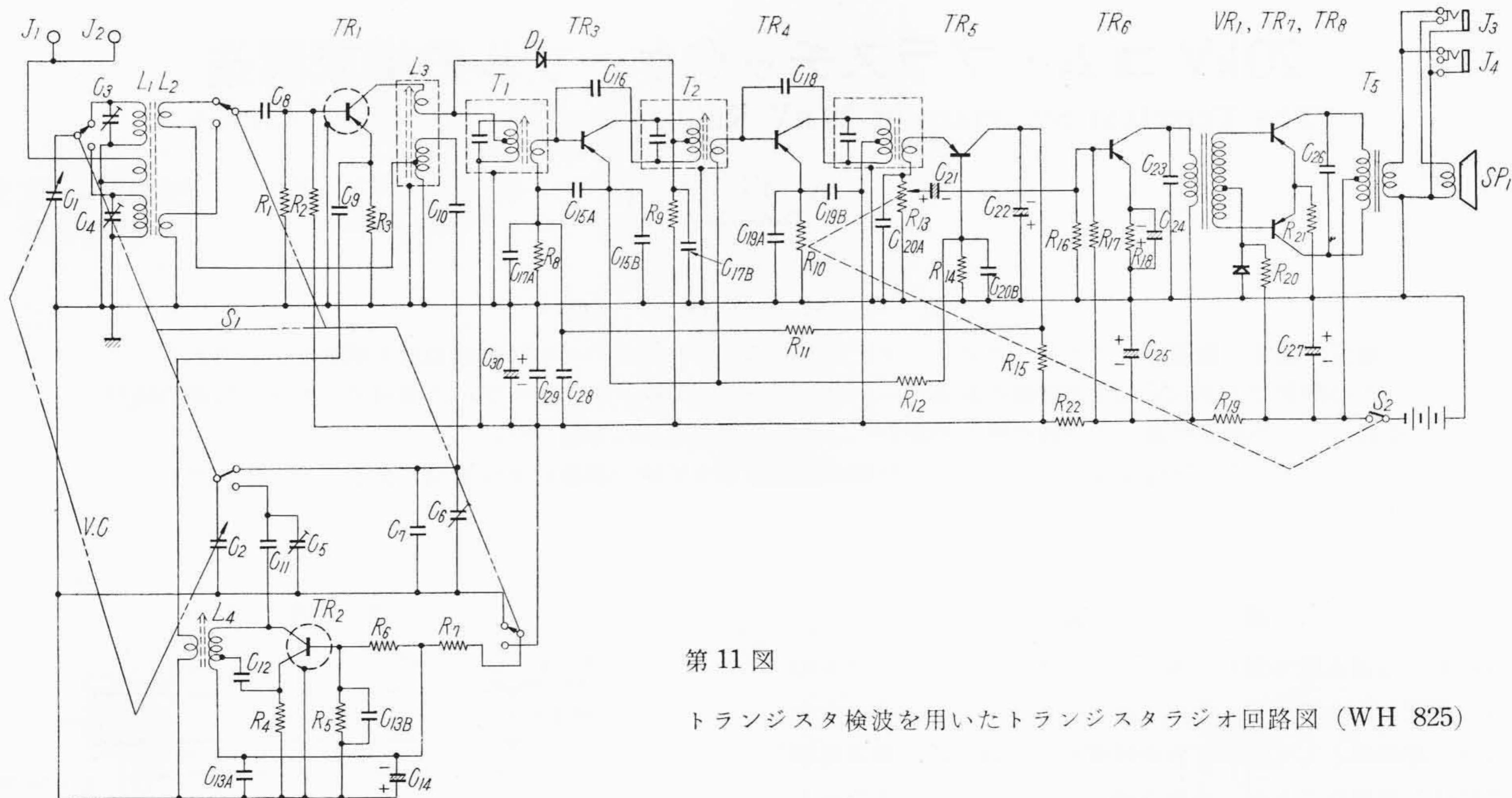
$$S_1 = 1.67$$

$$S_2 = 2.73$$

5. トランジスタ検波を応用したトランジスタラジオ

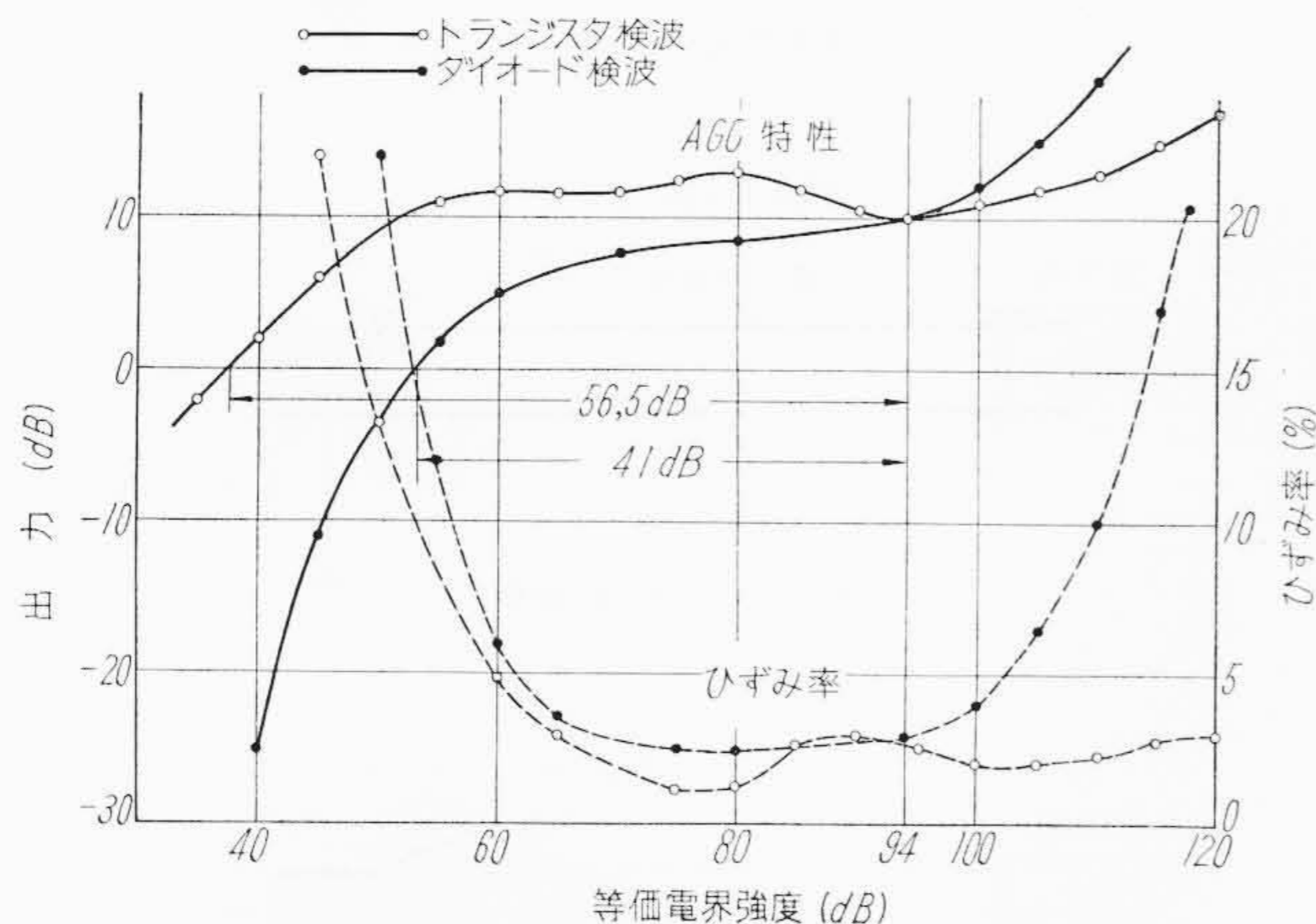
トランジスタ検波回路は、現在 WH-825 型携帯用 8 石 2 バンドトランジスタラジオに使用されている。本セットの回路図を第 11 図に示す。トランジスタ検波および AGC 回路について説明すると、入力信号零るとき TR_5 のエミッタ電流は約 $70\text{ }\mu\text{A}$ にバイアスされている。そして入力信号が大きくなると TR_2 のエミッタ電流が減少し、それに従って TR_5 のバイアス電流が減少するため、 TR は最適バイアス電流値へ近づいていく。また直流的には TR_2, TR_5 にて負帰還がかかるからバイアス電流値は安定化する。

その特性結果を第 12 図に示す。これより明らかなように AGC FIGURE OF MERIT が 56.5 dB という好特性が得られ、また入



第 11 図

トランジスタ検波を用いたトランジスタラジオ回路図 (WH 825)



第 12 図 AGC およびひずみ特性

力電界の広範囲にわたって高調波ひずみが4%以下と良好なるひずみ率特性が得られた。

参考までにダイオード検波による同一回路の試作セットの AGC 特性を第 12 図に示したが、この場合の AGC 特性は 41 dB である。

6. 結 言

新しいトランジスタ検波回路について、トランジスタの静特性を

指数関数で表わし、これより検波能率、入力インピーダンスなどについて解析し実験結果との比較を行いかなりの一致を見出した。

また AGC 特性、安定度につき解析した結果トランジスタ検波回路は従来のダイオード検波に比し安定度 S は 8 程度から 3 以下になり、AGC 特性を左右する電流変化率は 0.78 mA/V から 2.04 mA/V と約 2.6 倍改良された。この回路を用いたトランジスタラジオは従来のダイオード検波のラジオに比して、AGC FIGURE OF MERIT が 15 dB 程度改良され、またひずみも入力 60 dB から 120 dB まででは 4% 以下と、従来のセットに比し約 2% 程度改良された。

本ラジオを実用試験した結果、中電界以下で従来のセットが指向性をもっていたが、その改善は顕著であり、戸塚地区では関東の放送にはほとんど指向性は認められなかった。また 110dB 以上 (100kW 送信所約 1 km 以内) の電界強度で従来のトランジスタラジオではひずみ率が 10% 以上となるのに比べ、本セットでは 130 dB 以上 (100 kW 送信所 500 m 以内) でもひずみ少なく実用できた。

終りに本回路の研究にあたり、終始ご指導、ご助力を賜った日立製作所戸塚工場徳永氏に衷心より感謝の意を表する次第である。

参 考 文 献

- (1) M. J. O. Strutt: Moderne Mehegitterelectronen Röhren



特 許 と 新 案

最近登録された日立製作所の特許および実用新案

(その4)

(第 60 頁より続く)

| 種 別 | 登録番号 | 名 称 | 工 場 別 | 氏 名 | 登録年月日 |
|-----|--------|------------------------------------|---------|-----------|-----------|
| 特 許 | 261163 | 耐 久 磁 石 励 磁 三 段 レ ン ズ 系 | 多 賀 工 場 | 木 村 博 一 | 35. 3. 29 |
| " | 260537 | 放 射 線 治 療 装 置 | 亀 戸 工 場 | 和 田 正 脩 | 35. 3. 18 |
| " | 260544 | 多 数 共 同 加 入 電 話 選 別 方 式 | 戸 塚 工 場 | 小 松 本 一 雄 | " |
| " | 260546 | 電 子 管 式 ア ナ ログ 演 算 器 積 分 器 制 御 装 置 | 戸 塚 工 場 | 江 守 五 郎 | " |
| " | 260547 | 送 信 周 波 数 変 換 器 | 戸 塚 工 場 | 大 塚 英 次 郎 | " |
| " | 260558 | 電 磁 サ ー ボ 式 掛 算 機 | 戸 塚 工 場 | 三 浦 武 雄 | " |
| 特 許 | 260560 | 任 意 関 数 波 発 生 装 置 | 戸 塚 工 場 | 宇 佐 美 襄 | " |
| | | | | 永 田 稷 雄 | " |
| | | | | 三 浦 武 雄 | 35. 3. 18 |

(第 78 頁へ続く)