

# トランジスタ式遠隔測定装置

## Transistorized Telemetry Set

笹間 純也\* 小沢 重樹\* 山田 新一\*\*  
 Junya Sasama Shigeki Ozawa Shiinichi Yamada

### 内 容 梗 概

送電網の拡大に伴い、広域運営がさげばれ、また反面遠方監視が強く推し進められてきた現在、遠隔測定装置の重要性はきわめて大きく、さらにこれを制御装置の一環として用いるため高度の信頼性が要求されてきた。

今回この要望に沿って全トランジスタ化されたTFS形搬送式遠隔測定装置が開発され、現地試験にも良好な結果がえられ、東北電力株式会社南仙台変電所に納入された。

本器はトランジスタの欠点である温度影響に対し特別の考慮を払い標準誤差 1%，影響値 0.5% 以下の良好なる結果をえた。

本稿は TFS 形搬送式遠隔測定装置の概要、特性について述べる。

### 1. 緒 言

最近の自動制御理論の発達には目ざましいものがあるが、遠隔測定装置にこの理論を適用したトルクバランス式遠隔測定装置が広く用いられるようになった。

本方式の遠隔測定装置は自動平衡の原理によって、電源電圧変動などの内部じょう乱を受けることなく高精度の測定が可能である。

一方、遠隔測定装置は制御装置の一環として使用されることから高度の信頼性が要求され、長期間保守しなくても安定に動作することが望まれ、最近の半導体利用なかんづくトランジスタの利用と相まって全トランジスタ化が強く要望されてきた。

今回トランジスタと特殊な鉄心を用いて小形、堅ろう、長寿命などいくたの利点を有する無接点化したトルクバランス式 TFS 形搬送式遠隔測定装置を開発した。

本装置は東北電力株式会社長崎変電所、山形給電指令所間における通信線搬送による現地試験および米沢変電所、山形給電指令所間における電力線搬送による現地試験において好結果をおさめ、東北電力株式会社南仙台変電所に納入したが、以下本装置の概要および特性について述べる。

### 2. 装置の概要

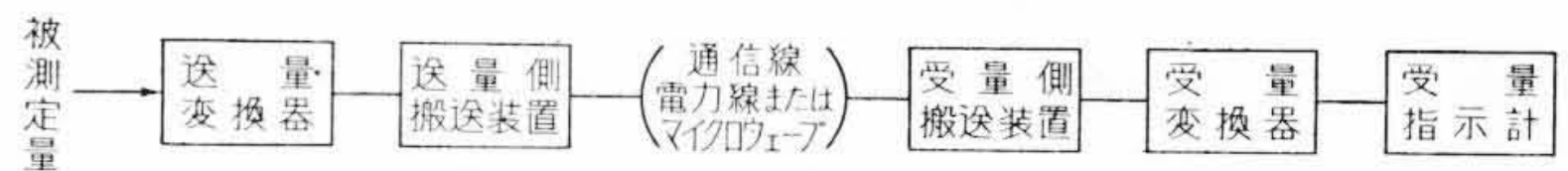
#### 2.1 装置の構成

本装置は被測定量をそれに全く対応した衝流周波数に変換する送量変換器、送量変換器よりの衝流波形を受け、搬送波にのせ遠隔地に伝送する信号伝送用搬送装置、復調器より受けた衝流周波数をそれに比例した直流電流に変換する受量変換器および受量変換器よりの直流電流をえて指示記録させる受量指示計より構成され、そのブロックダイアグラムは第1図に示すとおりである。

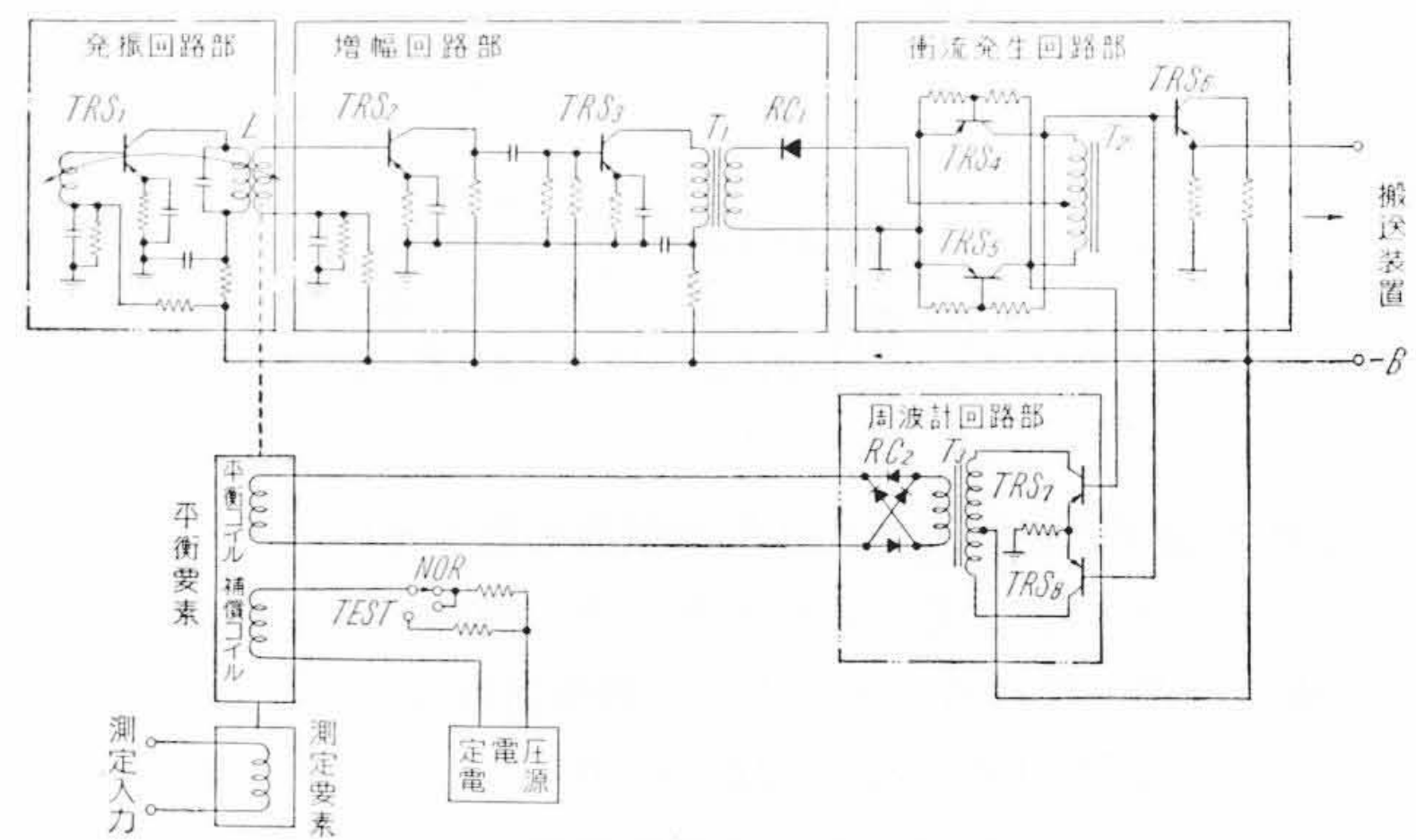
#### 2.2 送量変換器の動作原理

送量変換器は第2図に示すとおりトルクバランスの測定原理を利用して被測定量をそれに対応した衝流周波数に変換するのであるが、本器を大別すると測定入力に対応したトルクを発生するメータ機構部と衝流周波数に変換するトランジスタ回路部より構成される。

いまメータ機構部の測定要素に被測定量がかかるとそれに対応したトルクを発生し、その可動軸に取付けられたピックアップコイルLの移動により発振器からの誘起電圧が変化する。この電圧を増幅整流して衝流発生回路に加え衝流周波数に変換する。この衝流波形



第1図 遠隔測定装置ブロックダイアグラム



第2図 送量送換器動作原理図

を波形整形し信号伝送用搬送装置の変調器に加えるとともに周波計回路を駆動して衝流周波数に比例した直流電流に変換する。この直流電流をメータ機構部の平衡要素に加え入力トルクと逆方向のトルクを発生させる。

したがって、両者のトルクが等しくないときには平衡要素に流れる電流が変化し、ピックアップコイルLは測定入力トルクと平衡要素に加わったトルクとが平衡した点で静止するから、平衡状態においては被測定量はこれに全く対応した衝流周波数に変換される。

しかしながら搬送式遠隔測定装置においては、被測定量の零と装置の故障とを明確に区別するために被測定量が零の際にもある一定のベースサイクルを発生させる必要があるので、平衡要素の補償コイルに定電圧電源より一定電流を流し、ベースサイクル発生トルクがあらかじめ与えられている。

したがって受量指示計においては電氣的零と機械的零とによって被測定量の零とテレメータ回線の故障とを明確に区別することができる。

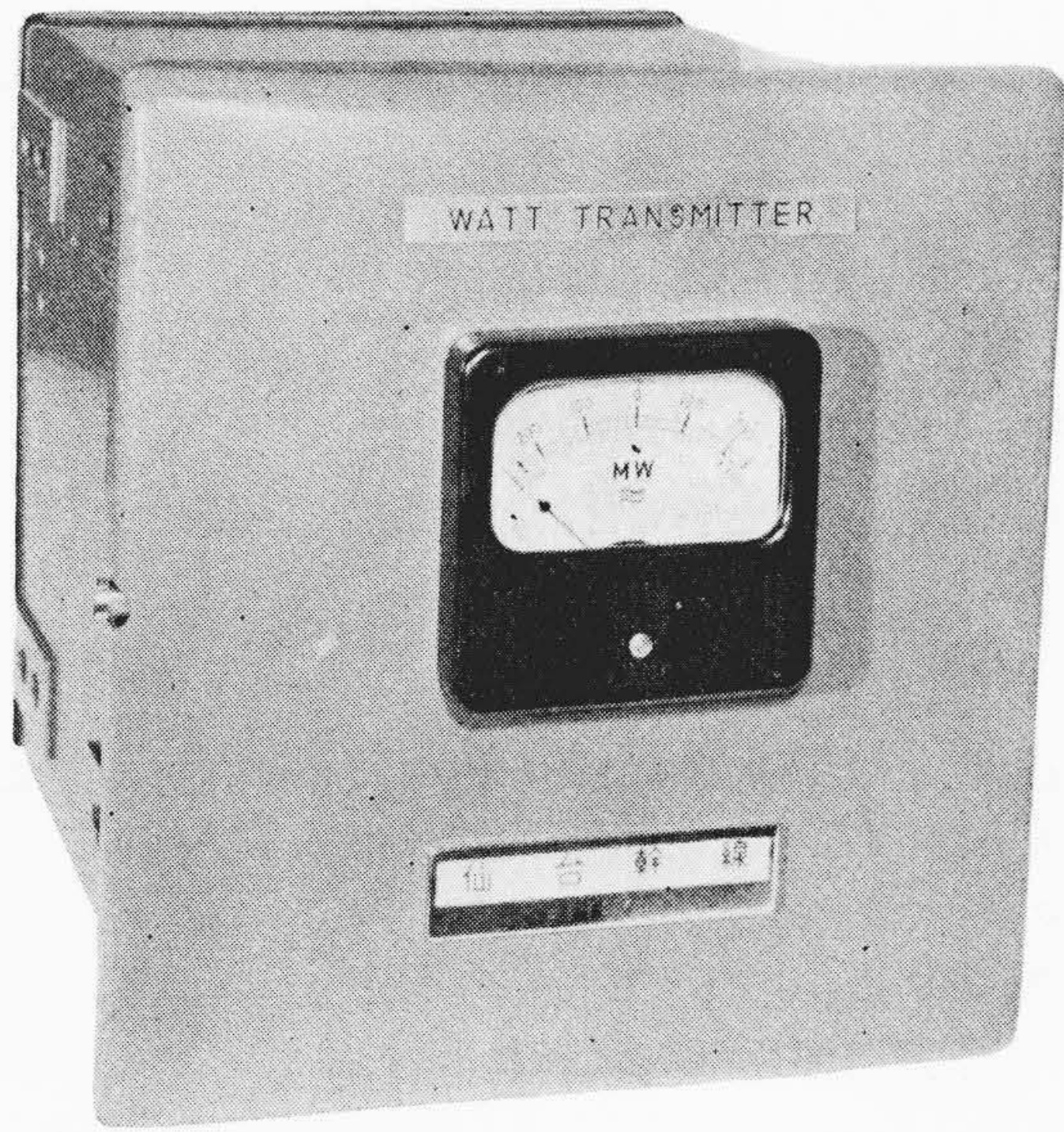
第3図に送量変換器、第4図にトランジスタ回路部を示す。

#### 2.3 受量変換器の動作原理

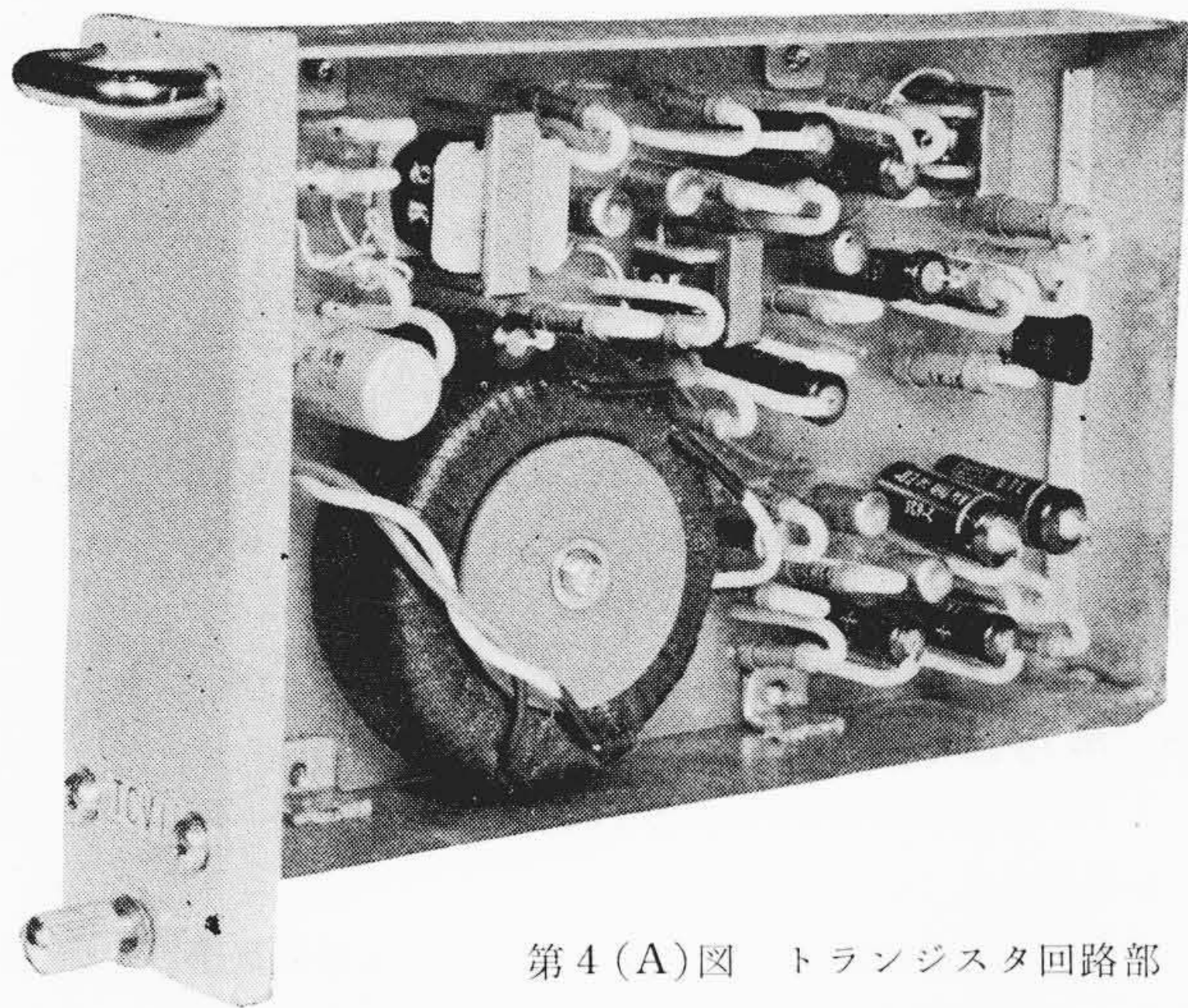
本器は搬送装置復調器からの出力を受け、前述の周波計回路と全く同様の回路を使用してその衝流周波数に比例した直流電流に変換し受量指示計を動作させる。

\* 日立製作所多賀工場  
 \*\* 日立製作所日立研究所

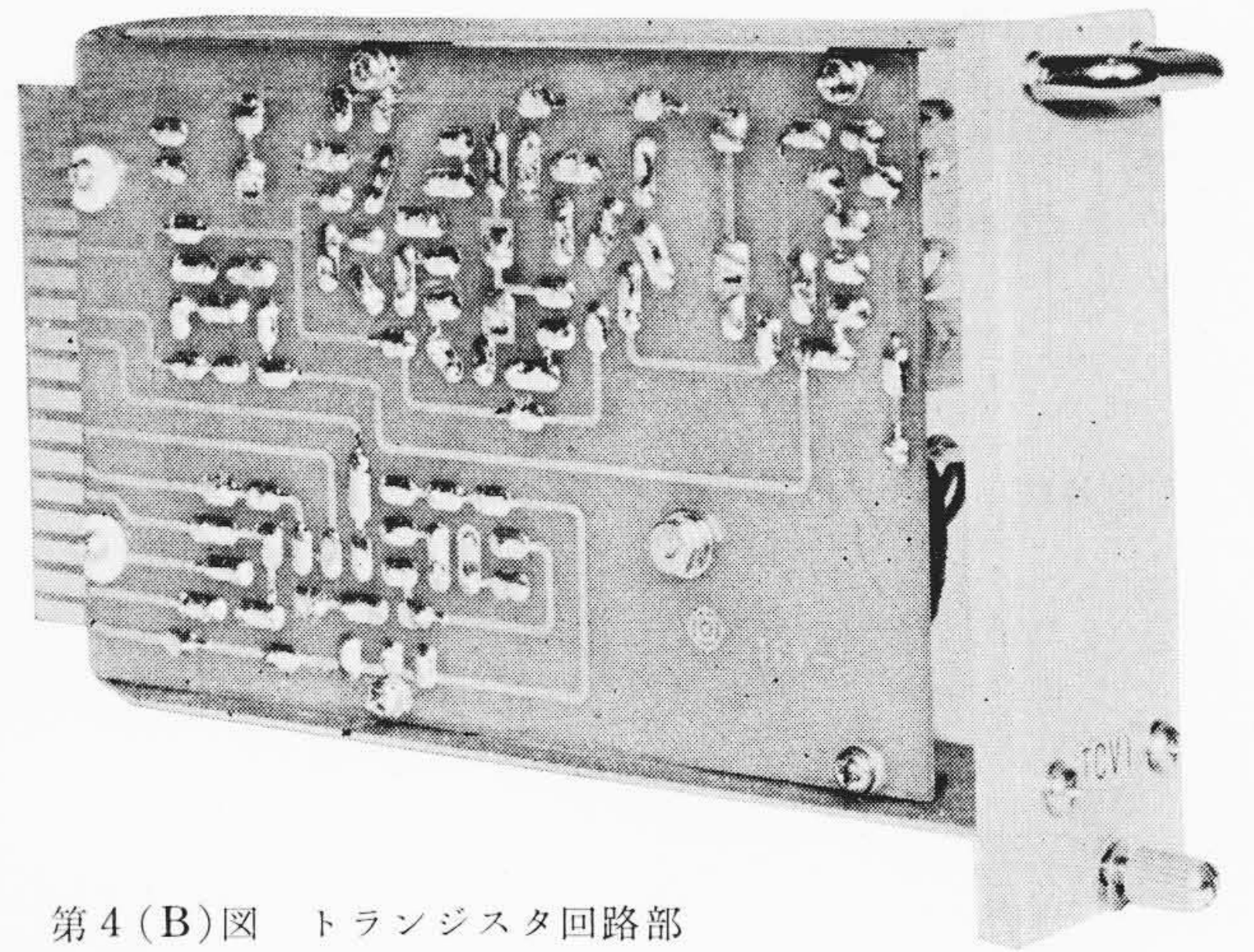




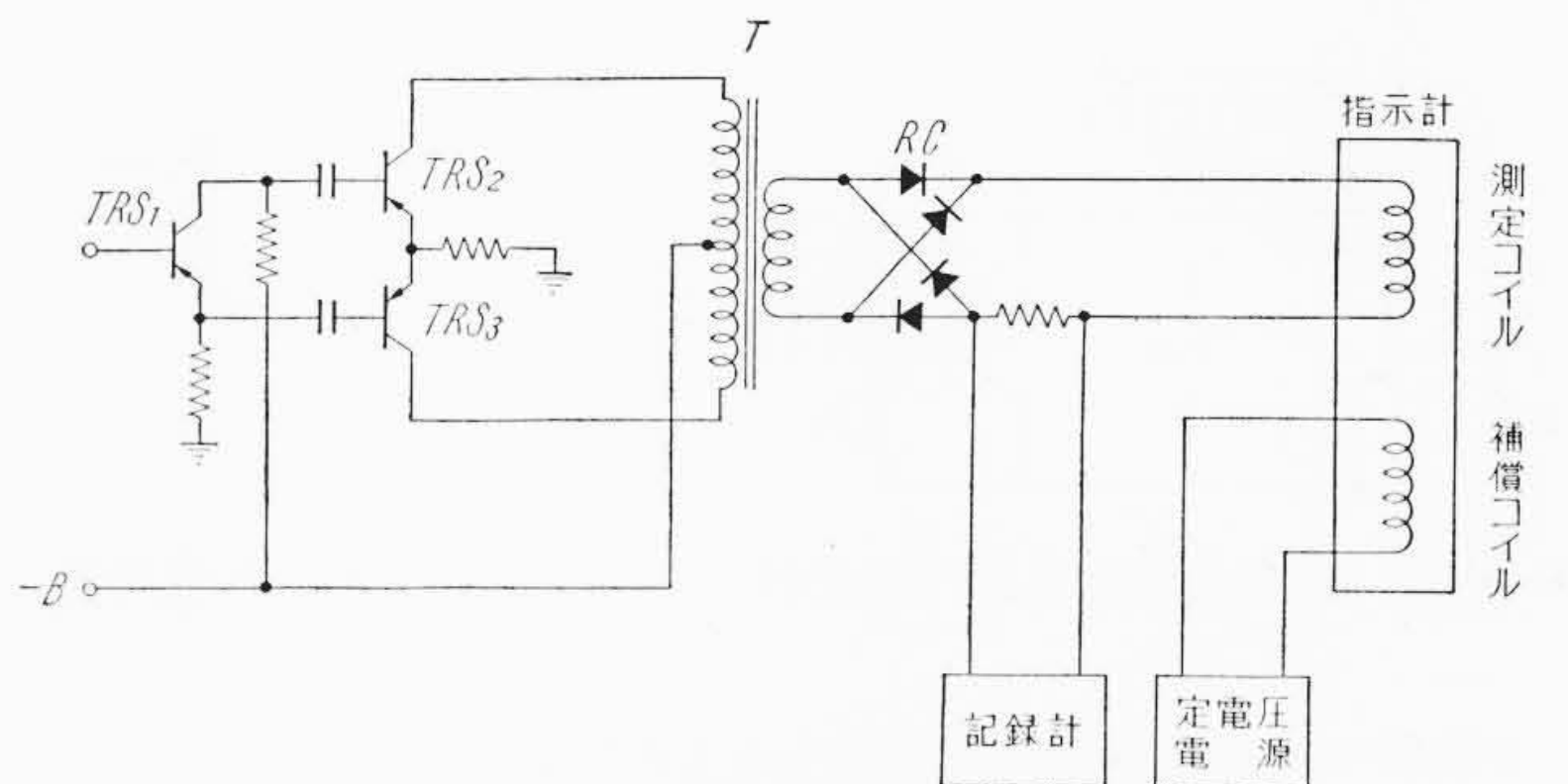
第3図 送量変換器



第4(A)図 トランジスタ回路部



第4(B)図 トランジスタ回路部



第5図 受量変換動作原理図

第5図に動作原理図を示す。

トランジスタ  $TRS_1$  よりなる回路は搬送装置復調器からの出力波形を受けて位相反転を行う回路であり、これによってトランジスタ  $TRS_2, TRS_3$ , トランス  $T$ , ダイオード  $RC$  よりなる周波計回路を駆動し、衝流周波数に比例した直流電流に変換し、指示計および記録計を動作させる。

指示計は図に示すとおりベースサイクルによるトルクを補償するための補償コイルが設けてあり、定電圧電源より一定の電流を流し、一定トルクが支えてある。なお受量変換器は受量記録計とともに内蔵されている。

### 3. 送量変換器の詳細

#### 3.1 メータ機構部

測定要素としてはその測定量に応じてトルクを発生するものを使用し、電力、無効電力の場合は電流力計形計器が使用され、電圧、電流および直流入力の場合は可動コイル形計器が使用される。

平衡要素は可動コイル形計器が使用され、そのコイルは周波計回路の直流電流によってトルクを発生する平衡コイルおよびベースサイクル発生用の補償電流によりトルクを発生する補償コイルよりなっている。

測定、平衡両要素の可動部は一体となっており、その上部先端にはピックアップコイルが設けられ、可動部の移動により発振コイル

との結合度が変化するような構造になっている。

#### 3.2 トランジスタ回路部

##### 3.2.1 発振回路<sup>(1)</sup>

第6図に示すとおりコレクタ同調形発振回路が使用され定振幅の発振回路として使用される。本回路は定振幅発振回路といってもそれほど厳密なる要求をされるものでなく、系を構成した際に補償しうる範囲内にあればよい。

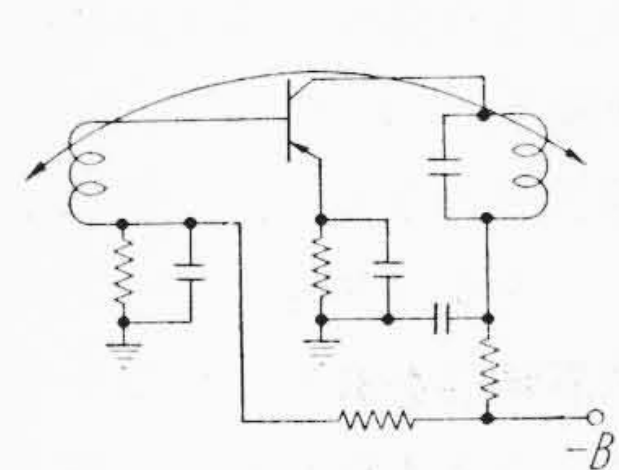
発振コイルは前述のメータ機構部内に設置され、コレクタコイルには一定の発振電圧が誘起されている。

したがって、ピックアップコイル  $L$  の移動に伴いその結合度が変化するので、ピックアップコイル  $L$  にはその位置の変化に応じて変化する電圧が誘起される。

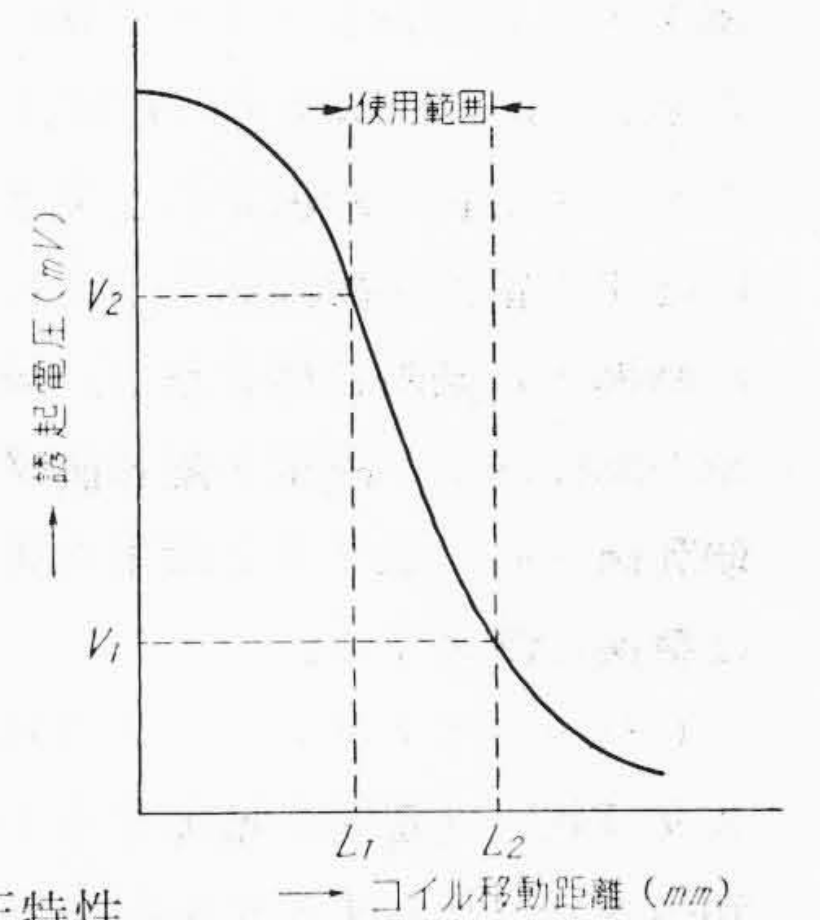
第7図はピックアップコイル  $L$  の移動距離と誘起電圧との関係を示したものであり、使用範囲内においては移動距離と電圧との関係はほとんど直線的であり、ヒステリシス現象とか急激な変化などがなく全体の系の安定度の点ですぐれている。

##### 3.2.2 増幅回路<sup>(2)~(4)</sup>

ピックアップコイルに誘起された電圧を増幅し、衝流発生回路

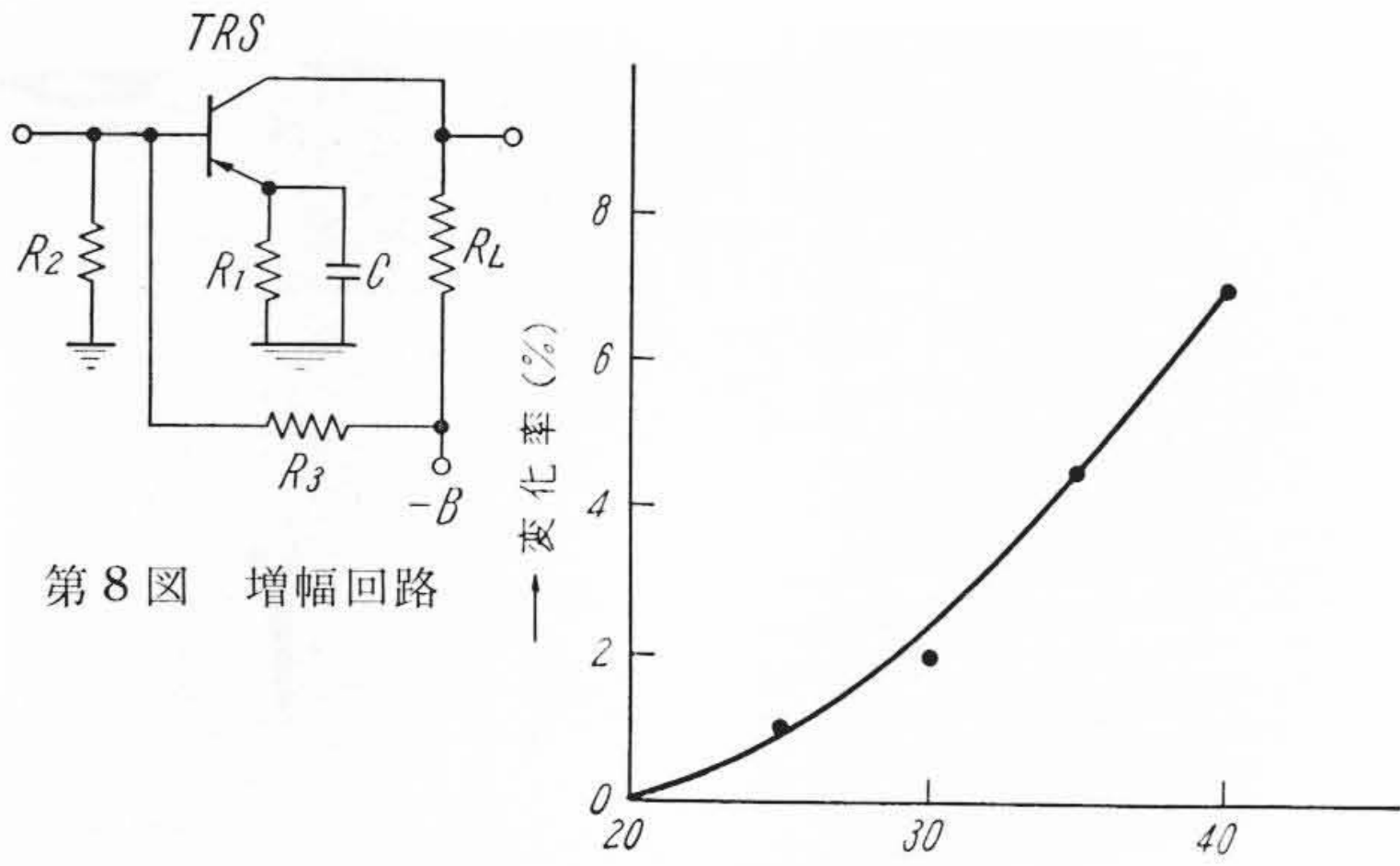


第6図 発振回路



第7図 誘起電圧特性





第8図 増幅回路

第9図 増幅器温度特性 → 温度(°C)

断, トランジスタ  $TRS_2$  は導通の方向に促進される。以後は上記と全く同様に作用しトランジスタ  $TRS_1$ ,  $TRS_2$  は導通, 遮断の動作を繰り返す。

いまコイルの巻数を  $N$ , 入力電圧を  $V_{in}$  とすると

$$V_{in} = N \frac{d\phi}{dt} \dots\dots\dots (2)$$

(2)式を1/2周期について積分すると

$$\int_0^{T/2} V_{in} dt = \int_{-\phi_m}^{\phi_m} N \frac{d\phi}{dt} \dots\dots\dots (3)$$

$$f = \frac{1}{T} = \frac{V_{in}}{4N\phi_m} \dots\dots\dots (4)$$

したがって出力周波数  $f$  は入力電圧  $V_{in}$  に比例し, 出力周波数  $f$  と入力電圧  $V_{in}$  との関係は飽和磁束  $\phi_m$  が一定であり, トランジスタの特性変化はほとんど問題にならず, 一般のマルチバイブレータ回路に比しすぐれている。

第12図は入力電圧と出力周波数との関係を示したものである。入力電圧が  $V_{min}$  より小さくなると出力周波数が非常に高くなるが, これは入力電圧が小さいとチョーク  $T$  によって誘起された電圧により, 飽和磁束値  $\phi_m$  まで励振するのに必要な電流を流し得ず, minor loop を画くために(4)式より明らかなるように周波数が非常に高くなる。

したがって本テレメータにおいては第12図に示すように, いかなる場合においても入力電圧が  $V_{min}$  にならないよう考慮が払われ, 動作範囲を入力電圧  $V_1$  から  $V_2$  の間におさえている。

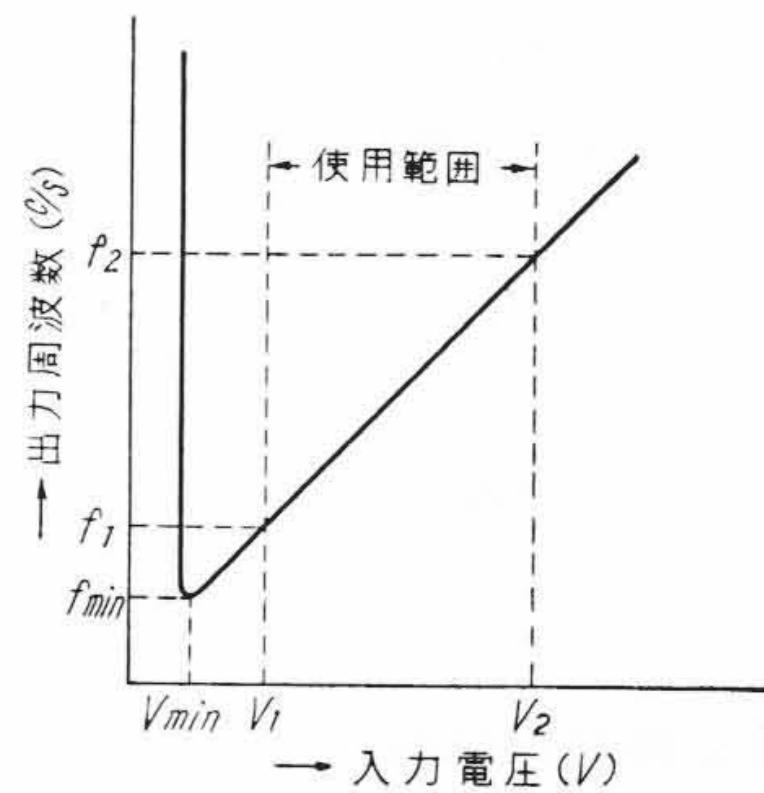
3.2.4 周波計回路

本回路は周波数に比例した直流電流をうるものであり, 従来使用されていた有極リレーによる周波計回路をトランジスタ化したものである。

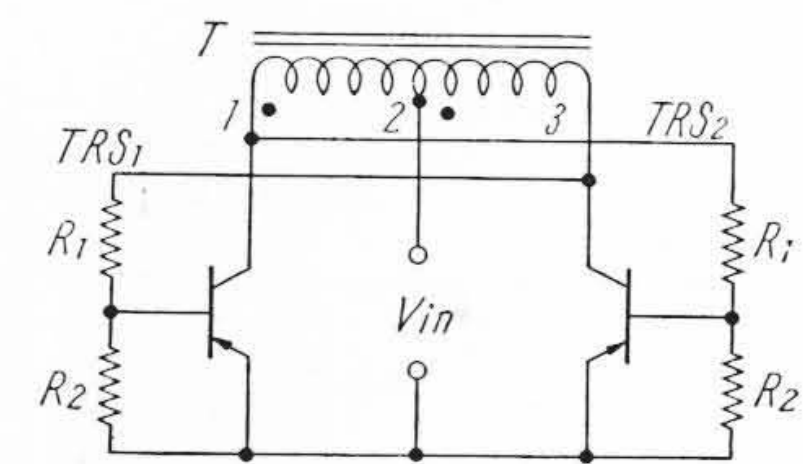
前述の衝流発生回路と同様な考えによって行われるものであり, 第13図に動作原理図を示す。

トランス  $Tr$  の鉄心には第11図に示すと同様の角形特性のものが使用されている。

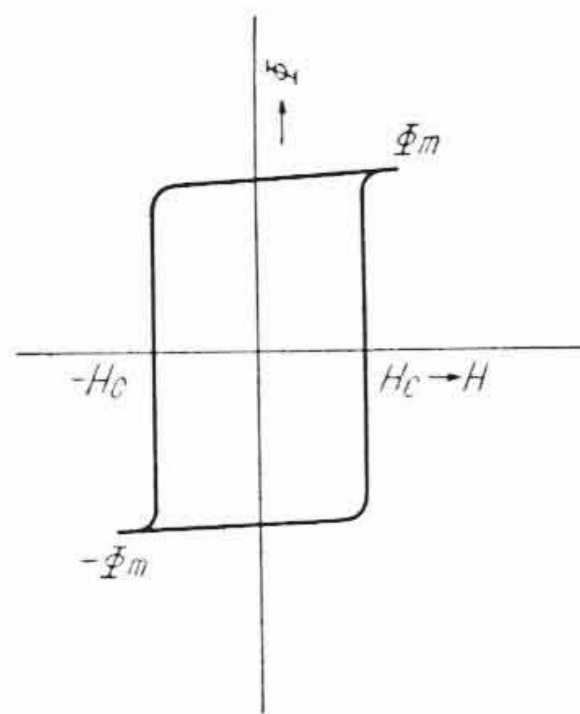
いま衝流発生回路より入力端子1に負の矩形波電圧が印加されると, 入力端子2には正の矩形波が印加されるのでトランジスタ  $TRS_1$  は導通状態になり, トランジスタ  $TRS_2$  は遮断状態になる。



第12図 衝流発生回路特性



第10図 衝流発生回路動作原理図



第11図 phi-H特性

を駆動するための直流電圧をうるものである。

第8図に増幅回路の基本回路を示す。

トランジスタ増幅回路の設計において特に問題となるのは, 温度とともにパラメータおよび動作点が変わる点である。

これはコレクタ遮断電流  $I_{co}$  が温度とともに変化するため,  $I_{co}$  の変化に対する出力電流  $I_c$  の変化の関係を示す安定指数  $s$  より増幅器の温度に対する安定度を知ることができる。

図に示すとおり単一電池給電方式においては安定指数  $s$  は次式で与えられる。

$$s = \frac{\partial I_c}{\partial I_{co}} = \frac{1 + R_1/R_2 + R_1/R_3}{1 - \alpha + R_1/R_2 + R_1/R_3} \dots\dots\dots (1)$$

ただし  $\alpha$ : 電流増幅率

$s$  の値が小であればあるほど温度に対する安定度はよい。

増幅器としては安定指数  $s$  の向上および直列, 並列両負き還を施すことによって温度変化, 電源電圧変動による増幅度の変動を小さくし, 増幅器単体および系の安定化に考慮を払っている。

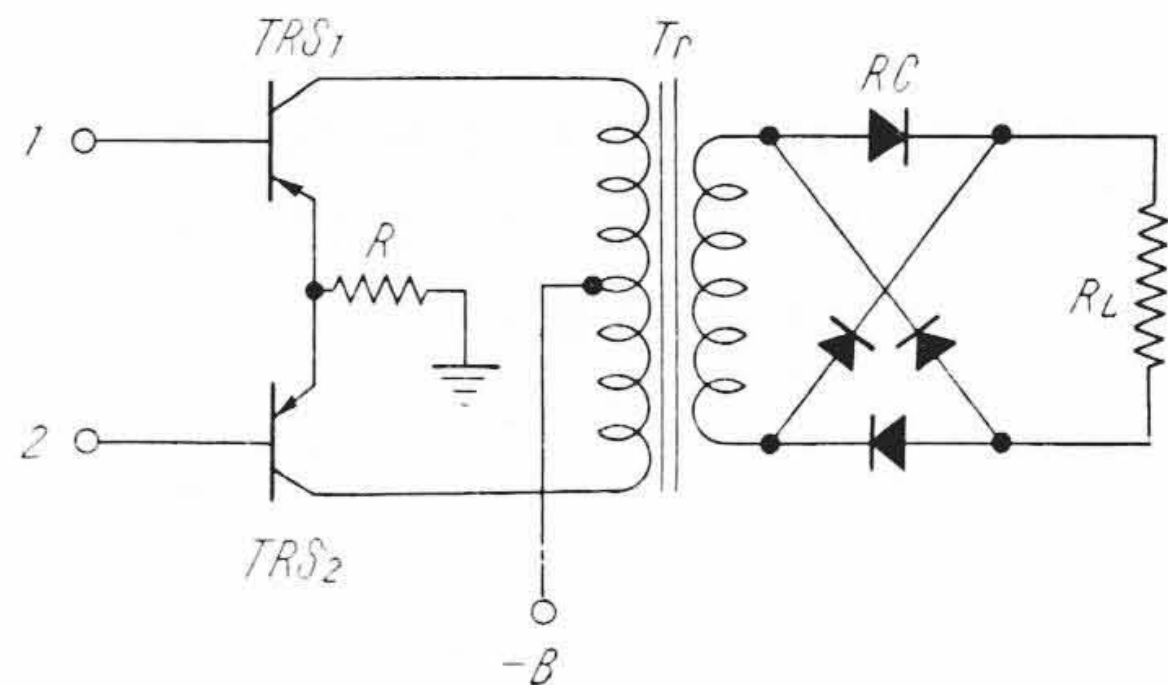
第9図に使用した増幅器の温度特性を示す。

3.2.3 衝流発生回路<sup>(1)</sup>

第10図は動作原理図を示したものであり, チョーク  $T$  の鉄心は第11図に示すような角形特性を有している。コイルの極性を図に示す。

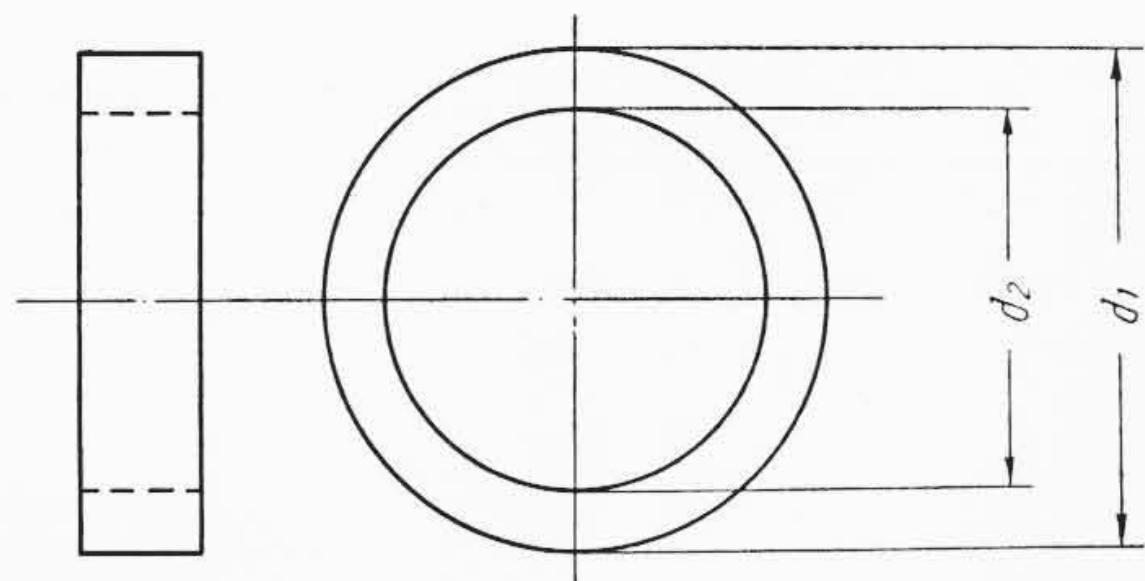
いまトランジスタ  $TRS_1$  が導通状態になったとすると, コイル端子1~2間および2~3間には図のような極性の電圧が誘起される。これより端子3の電位は負に励振され, トランジスタ  $TRS_1$  のベースも負に励振されますます導通状態となるが, 一方端子1には正の電位が誘起されるからトランジスタ  $TRS_2$  のベースは正に励振され遮断状態となる。鉄心は角形特性を有しているから上記の動作はその磁束が飽和値  $\phi_m$  に達するまで行われる。磁束が飽和値  $\phi_m$  に達すると磁束の変化がなくなり, コイルの誘起電圧は急速に減少する。

したがってトランジスタ  $TRS_1$  の電流は減少し, 一方トランジスタ  $TRS_2$  は電流が増加するから鉄心の起磁力は減少し磁束は飽和値  $\phi_m$  よりわずかながら減少し, 逆にトランジスタ  $TRS_1$  が遮



第13図 周波計回路動作原理図





第14図 鉄心形状

コイルの巻数を  $N_1$ , 加える B 電圧を  $V$  とすると

$$V = N_1 \frac{d\phi}{dt} \dots \dots \dots (5)$$

鉄心は角形特性をもっているため、磁束が飽和値  $\Phi_m$  に達するとトランジスタ  $TRS_1$  の電流は急激に増加し、その飽和電流によって定まる励磁状態に維持される。

次に入力極性が反転すると、端子 1 は正になり端子 2 は負になり、トランジスタ  $TRS_1$  は遮断状態、トランジスタ  $TRS_2$  は導通状態となり、前述の飽和磁束値とは逆の飽和値に向って磁束は変化する。

この場合も前動作と同様にして(5)式の関係が成立する。

(5)式で磁束が飽和値  $-\Phi_m$  から  $\Phi_m$  に達する時間を  $T_1$  とすると

$$VT_1 = \int_{-\Phi_m}^{\Phi_m} N_1 d\phi = 2N_1\Phi_m \dots \dots \dots (6)$$

次に磁束が飽和値  $\Phi_m$  から  $-\Phi_m$  に達するに要する時間を  $T_2$  とすると

$$VT_2 = \int_{\Phi_m}^{-\Phi_m} N_1 d\phi = -2N_1\Phi_m \dots \dots \dots (7)$$

出力巻線に図のようにダイオード RC を通して負荷抵抗  $R_L$  をそう入すると、平均出力電流  $I$  は次式で与えられる。

$$I = \frac{V}{R_L} \cdot \frac{N_2}{N_1} \cdot \frac{(T_1 + T_2)}{T} = \frac{V(T_1 + T_2)}{R_L} \cdot \frac{N_2}{N_1} \cdot f \dots \dots \dots (8)$$

ただし  $N_2$ : 出力巻線の巻数

$T$ : 入力衝流波の周期

(6), (7), (8)式より

$$I = \frac{4N_2\Phi_m}{R_L} f \dots \dots \dots (9)$$

(9)式において  $\frac{4N_2\Phi_m}{R_L}$  は一定であるから、出力電流  $I$  は入力周波数  $f$  に比例し電源電圧変動の影響を受けない。

トランス  $Tr$  は第14図に示すような形状の鉄心を使用し、巻線はトロイダルに巻かれている。

トランス  $Tr$  の磁束を飽和値  $\Phi_m$  まで励振するに必要な励磁電流  $I_0$  は次式より求められる。

$$\left(\frac{d_1 + d_2}{2}\right)\pi H_c = \frac{4\pi}{10} N_1 I_0 \dots \dots \dots (10)$$

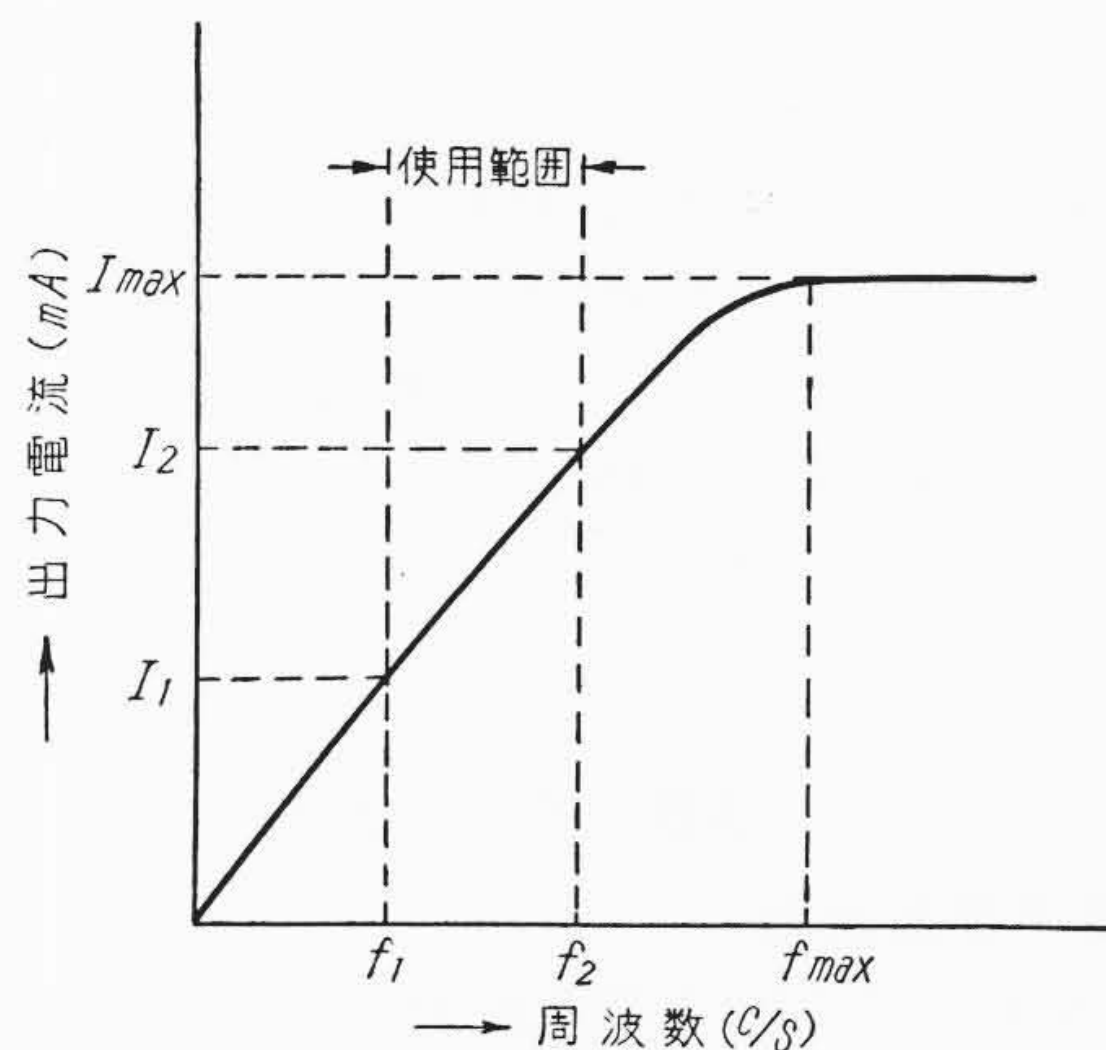
$$I_0 = \frac{5(d_1 + d_2)}{4N_1} H_c \dots \dots \dots (11)$$

ただし  $H_c$ : 保磁力

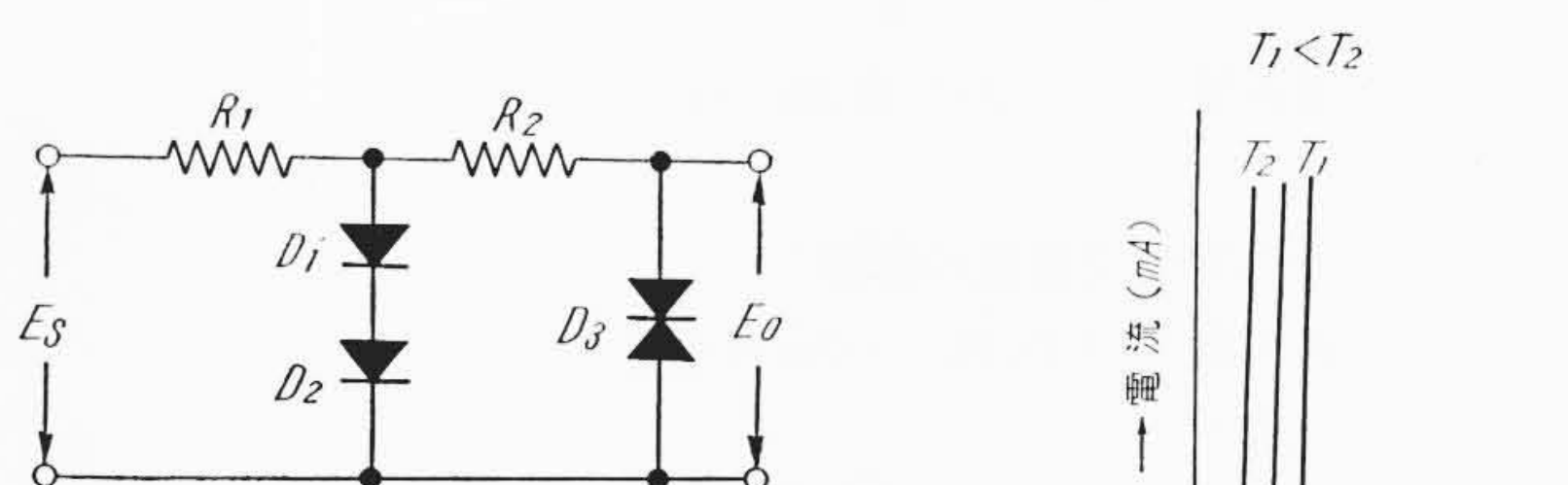
したがって飽和値  $\Phi_m$  まで励振するに必要とする電流は小なるためエミッタに抵抗  $R$  をそう入することによって電流制限を行っている。

次にこの回路が周波計回路として動作する最高周波数を求めると(6)式より

$$T_1 = \frac{2N_1\Phi_m}{V} \dots \dots \dots (12)$$

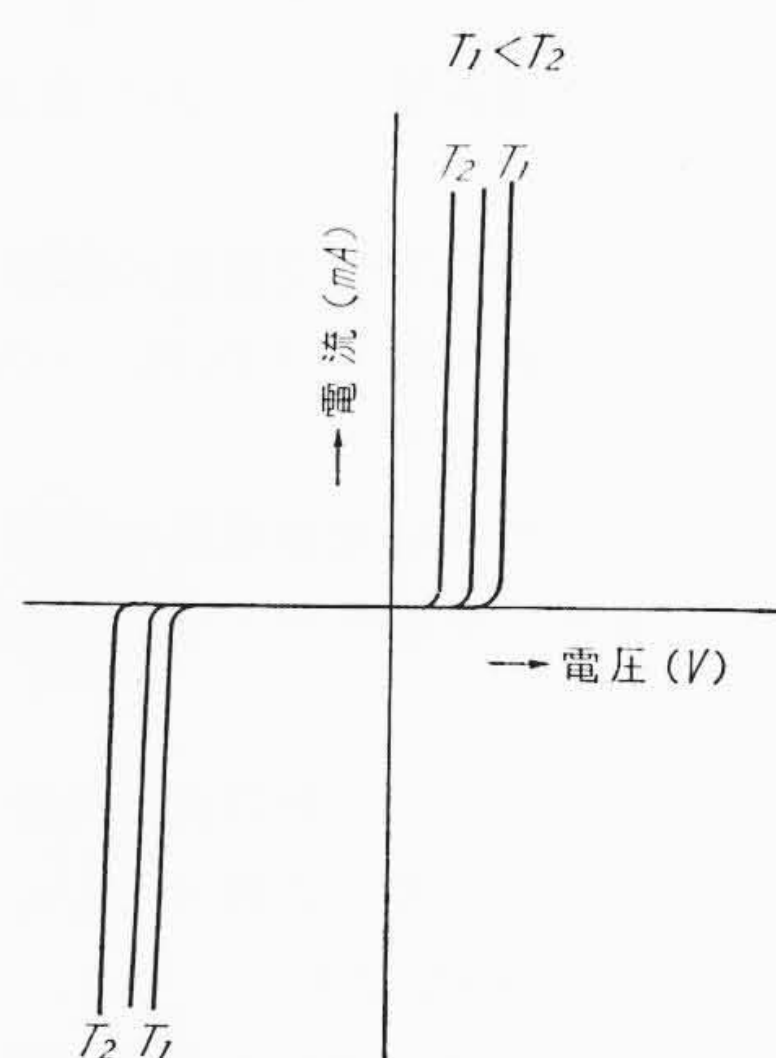


第15図 周波計回路特性



第16図 定電圧回路

第17図 ツェナーダイオード特性



であるから入力周波数  $f$  が

$$f_{max} = \frac{V}{4N_1\Phi_m} \dots \dots \dots (13)$$

で与えられるような周波数となれば周波計回路として動作しなくなる。

すなわち周波計回路の出力パルス幅と入力衝流波のパルス幅とが等しくなるためである。

第15図に入力周波数と出力電流の関係を示す。

図に示すとおり  $f_{max}$  なる周波数になると周波計回路としての動作をなしえないから本テレメータにおいては使用最高周波数  $f_2$  を  $f_{max}$  より小さく選び、使用周波数範囲を  $f_1$  から  $f_2$  の間におさえて、いかなる場合にも  $f_{max}$  なる周波数近辺にこないよう考慮が払われている。

### 3.2.5 定電圧電源

補償コイルに一定電流を流し、ベースサイクル発生用に使われるものであり、補償コイルの電流の変化は直接誤差となるので高度の安定度が要求される。

第16図は定電圧回路を示したものである。

本回路はツェナーダイオードのツェナー電圧が一定であることを利用したものである。

いま電源電圧を  $E_s$ , その変動を  $\Delta E_s$ , 出力電圧を  $E_o$ , その変動を  $\Delta E_o$ , ツェナーダイオードの動作インピーダンスを  $r_z$  とすると、出力電圧の変動率  $\epsilon$  は

$$\epsilon = \frac{\Delta E_o}{E_o} = \frac{r_z}{R_1 + r_z} \cdot \frac{r_z}{R_2 + r_z} \cdot \frac{E_s}{E_o} \cdot \frac{\Delta E_s}{E_s} \dots \dots \dots (14)$$

で与えられる。

$r_z \ll R_1$ ,  $r_z \ll R_2$  なる関係を有するよう  $R_1$ ,  $R_2$  を選ばねば電源電圧変動に対し高度の安定度が得られる。



しかしながらツェナーダイオードのツェナー電圧の温度特性は温度上昇とともにツェナー電圧の増加がみられるが、一方ツェナーダイオードの順方向特性は温度上昇とともに減少するので、ツェナーダイオードの逆方向特性の温度係数と順方向特性の温度係数の等しいツェナーダイオードを第16図のように直列接続することによって温度特性の良好な定電圧電源をうることができる。

第17図にツェナーダイオードの順方向特性と逆方向特性の温度特性を示す。

#### 4. 装置の性能および特性

##### 4.1 標準誤差試験

定格電源電圧(周波数)周囲温度 $20^{\circ}\text{C}$ における誤差は指示計にて全目盛幅の $\pm 1.5\%$ 以下、記録計にて $\pm 1\%$ 以下。

##### 4.2 影響値試験

###### (a) 操作電源電圧の影響

定格電源電圧の $\pm 20\%$ 変動に対し全目盛幅の $\pm 0.5\%$ 以下

###### (b) 操作電源周波数の影響

定格周波数の $+2\text{c/s}$ ,  $-5\text{c/s}$ 変化にて全目盛幅の $\pm 0.5\%$ 以下

###### (c) 被測定電源電圧の影響

被測定電源電圧 $\pm 20\%$ 変動に対し全目盛幅の $\pm 0.5\%$ 以下

###### (d) 被測定電源周波数の影響

被測定電源周波数 $+2\text{c/s}$ ,  $-5\text{c/s}$ 変化にて全目盛幅の $\pm 0.5\%$ 以下

###### (e) 被測定電源力率の影響

進み $50\%$ , 遅れ $50\%$ において全目盛幅の $\pm 1\%$ 以下

###### (f) 周囲温度

$20^{\circ}\text{C} \pm 20^{\circ}\text{C}$ の変動において全目盛幅の $\pm 1\%$ 以下

##### 4.3 速 応 度

第18図は送量変換器, 受量変換器の応答度を示す。

なお指示計, 記録計と組合わせた場合, 指針の速度は全目盛幅の $90\%$ 変化し, 停止するまでに要する時間は指示計, 記録計とも3秒以下。

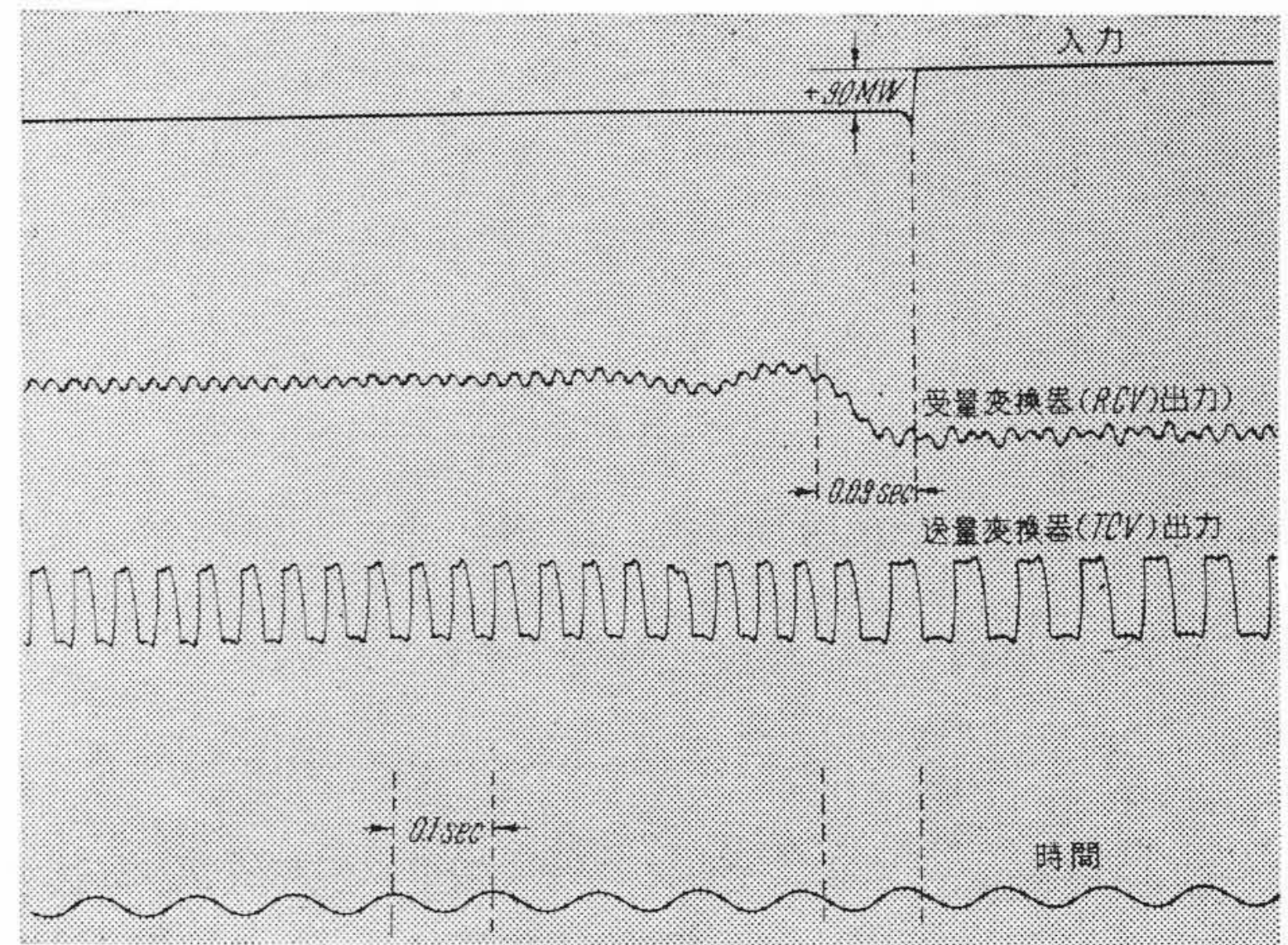
#### 5. 現 地 試 験

本装置は東北電力株式会社のご好意により, 昭和34年8月より昭和35年1月まで長崎変電所・山形給電指令所間においてTM-12形搬送装置と組合わせて通信線搬送による現地試験を実施し好成績をおさめたが, 引続き米沢変電所・山形給電指令所間に移設し, NS-1B形信号伝送装置(全トランジスタ化搬送装置)と組合わせての電力線搬送による現地試験においても同様好成績をおさめた。

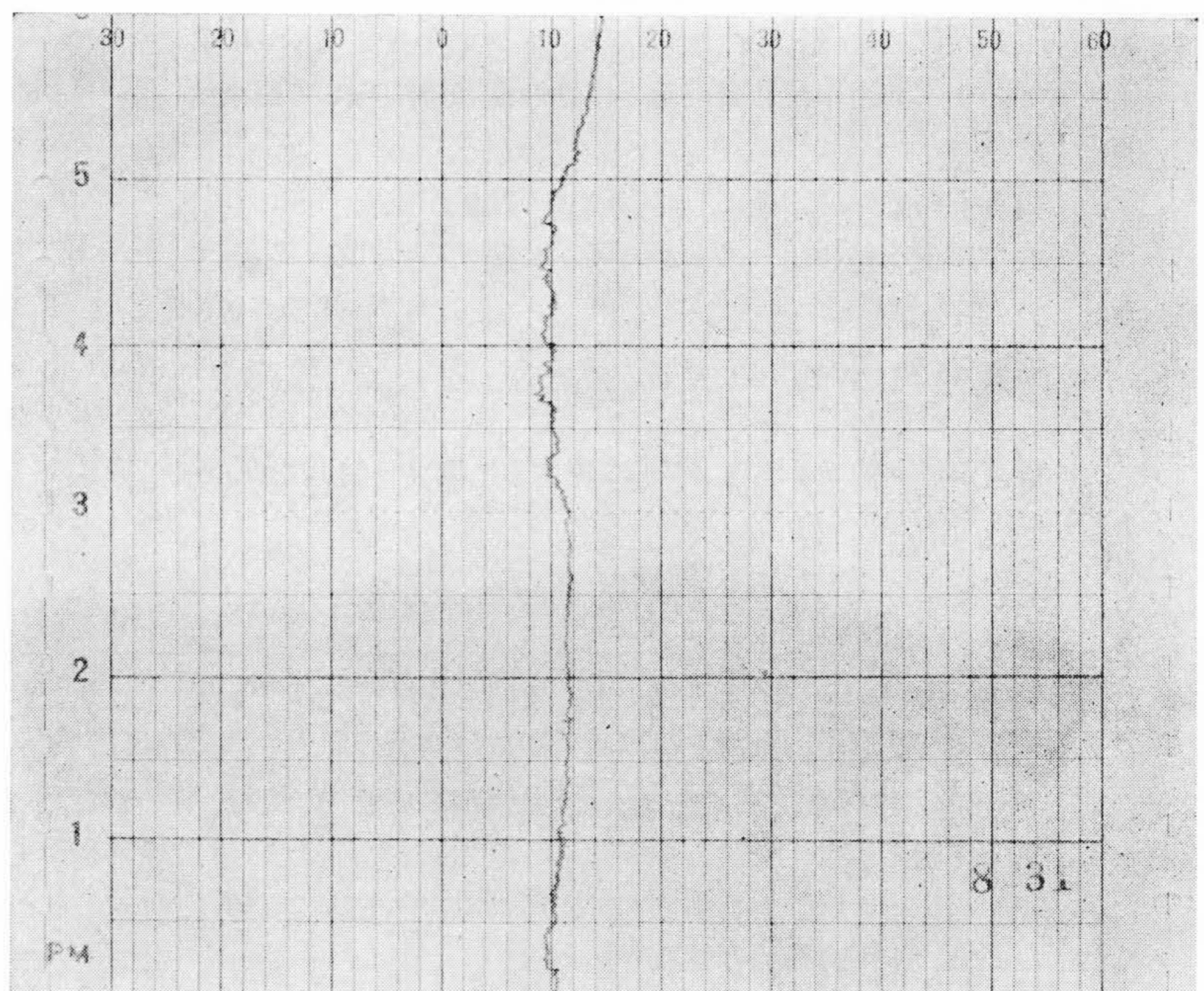
第19図に現地試験における潮流電力の記録状態を示す。

#### 6. 結 言

以上述べたとおり本装置は全トランジスタ化され無接点化されているため小形, 堅ろう, 長寿命, 消費電力小で長期間保守しなくても安定に動作することが現地試験結果により実証され, 所期の目的



第18図 応答度特性



第19図 記録状態

を達した。今後も各方面に広く利用されるものと考えられる。

本稿においては全トランジスタ化されたTFS形搬送式遠隔測定装置の概要, 特性について記述したが, 今後関係各方面のご指導をえてさらに良き製品へと努力したい。

終りに臨み, 現地試験に際しご高配賜わり, 種々ご指導をいただいた東北電力株式会社給電課高橋茂氏, 山形支店佐藤茂夫氏に対し深甚の謝意を表すものである。

#### 参 考 文 献

- (1) R. F. Shea: Transistor Circuit Engineering (1957, John Wiley & Sons, Inc.)
- (2) R. F. Shea: Principles of Transistor Circuits (1950, John Wiley & Sons, Inc.)
- (3) 川上: 電子回路 V (昭33-11, 共立出版KK)
- (4) 波多野, 徳永: トランジスタの回路, エレクトロニクス講座基礎編4 (昭32-9, 共立出版KK)