

電子式流量変換器，積算計および調節器

Electronic Flow Transmitter, Integrator and Controller

倉持 義徳* 木下 敏雄**
Yoshinori Kuramochi Toshio Kinoshita

近藤 秀雄* 鈴木 敏孝***
Hideo Kondō Toshitaka Suzuki

内 容 梗 概

電子式流量変換器，積算計および調節器を取りあげこれらの動作原理，諸特性について述べた。すなわち流量変換器は直接流量に比例した出力電流を得るものを開発し，そのフィードバック系および零点の安定化法について，また積算計は流量に比例した直流電流信号を磁気マルチバイブレータにより周波数に変換し，それをステップモータで積算するものにつき動作原理，特性などにつき述べた。PID 調節器についてはフィードバック系の安定性および各種の影響値について検討を加えた結果を述べた。

1. 結 言

日立電子式制御系は温度，圧力，流量などのプロセス変数を検出し 0~16(4~20) mA D. C. の統一した電気信号に変換する検出変換器，この電気信号を目標値と比較し比例(P)，積分(I)および微分(D)の演算を電子的に行うPID 調節器，調節器の出力信号で操作器を作動させるための操作変換器およびその他の付属機器から構成されている。そして調節器内から機械的ガタやヒステリシスを除いたこと，電気信号のため伝達時間に遅れがなく円滑な制御が可能なこと，計算機制御などの複雑な各種制御にも大きな融通性をもっているなどの点でその将来性は特に注目し得るものである。すでにこれらの機器は化学，製鉄関係の会社に納入され好調に運転を開始した。

以下流量変換器，積算計および調節器について詳説する。

2. E-FDR 形流量変換器

流量測定には，オリフィスやノズルなどの絞り機構から得られる差圧が，流量 Q と(1)式の関係があることを利用する場合が多い。

$$Q = \alpha C \sqrt{\Delta P} \quad (1)$$

ここに α : 流量係数

ΔP : 絞り機構から得られる差圧

C : 配管，絞り機構，流体から定まる定数

従来は一般に，差圧変換器を使用していたが，指示計，記録計の目盛りが不均一となること，流量積算計，データログなどに直接接続できないこと，調節計の制御動作に難点があるなど問題があった。

E-FDR は，この差圧を開平して，流量に比例する伝送信号（出力 0~16mA）に変換する流量変換器である。

2.1 構造および動作原理

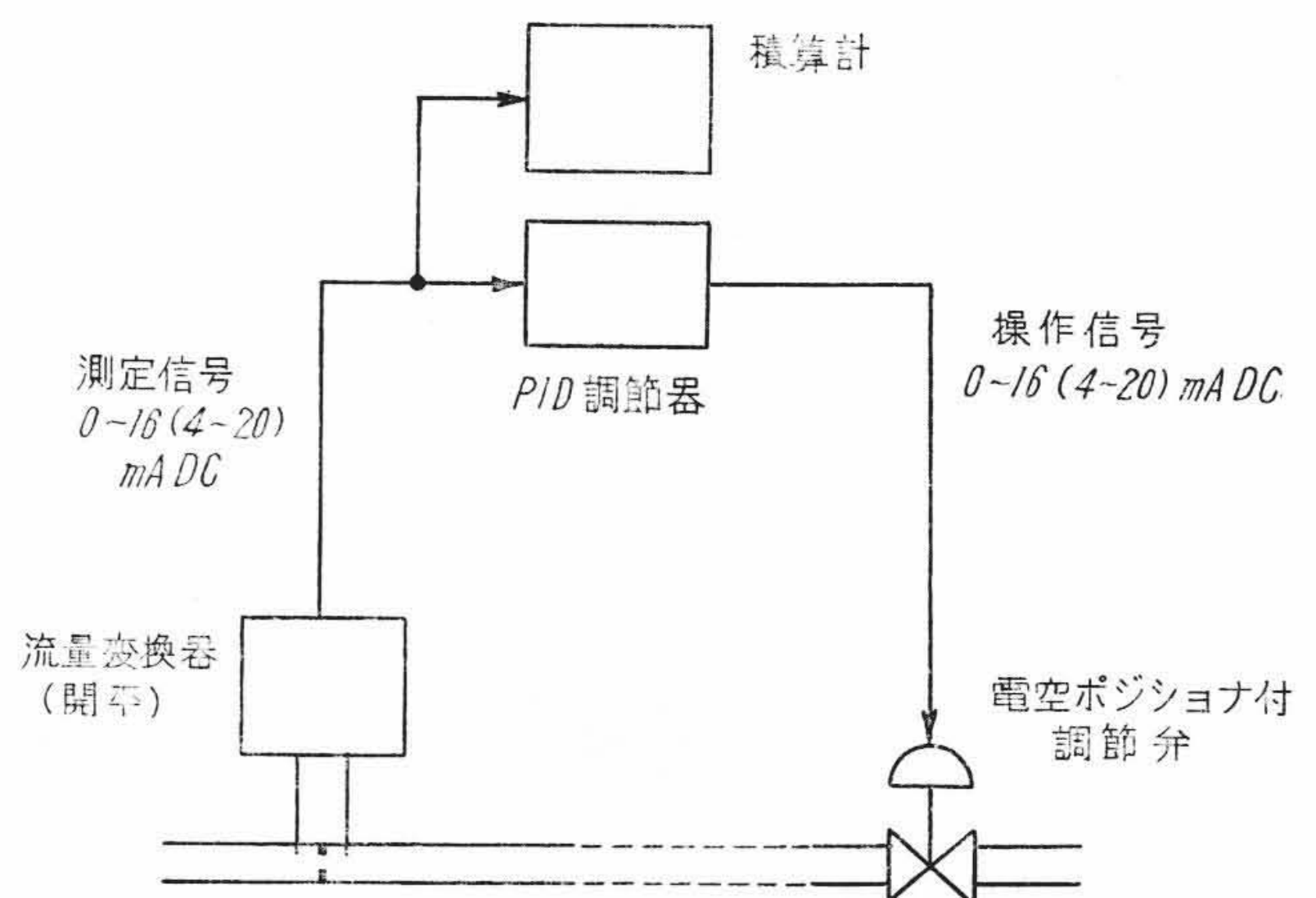
第2図に外観を，第3図に動作原理を表わすブロック線図を示す。第3図で受圧部①は，差圧 ΔP による受圧ダイヤフラムの変位を，加え合わせ点 P で所定の変位 δ_i に変換する。また測定範囲の変更は受圧部で行い，レンジナットで微調するか，レバーに接続してあるレンジスプリングを交換して，変位 δ_i を一定にするよう調整する。

また，増幅部では受位 δ_i を差動トランスで交流電圧 v に変換し，さらに増幅して同期整流を行い，出力 i_o を得る。

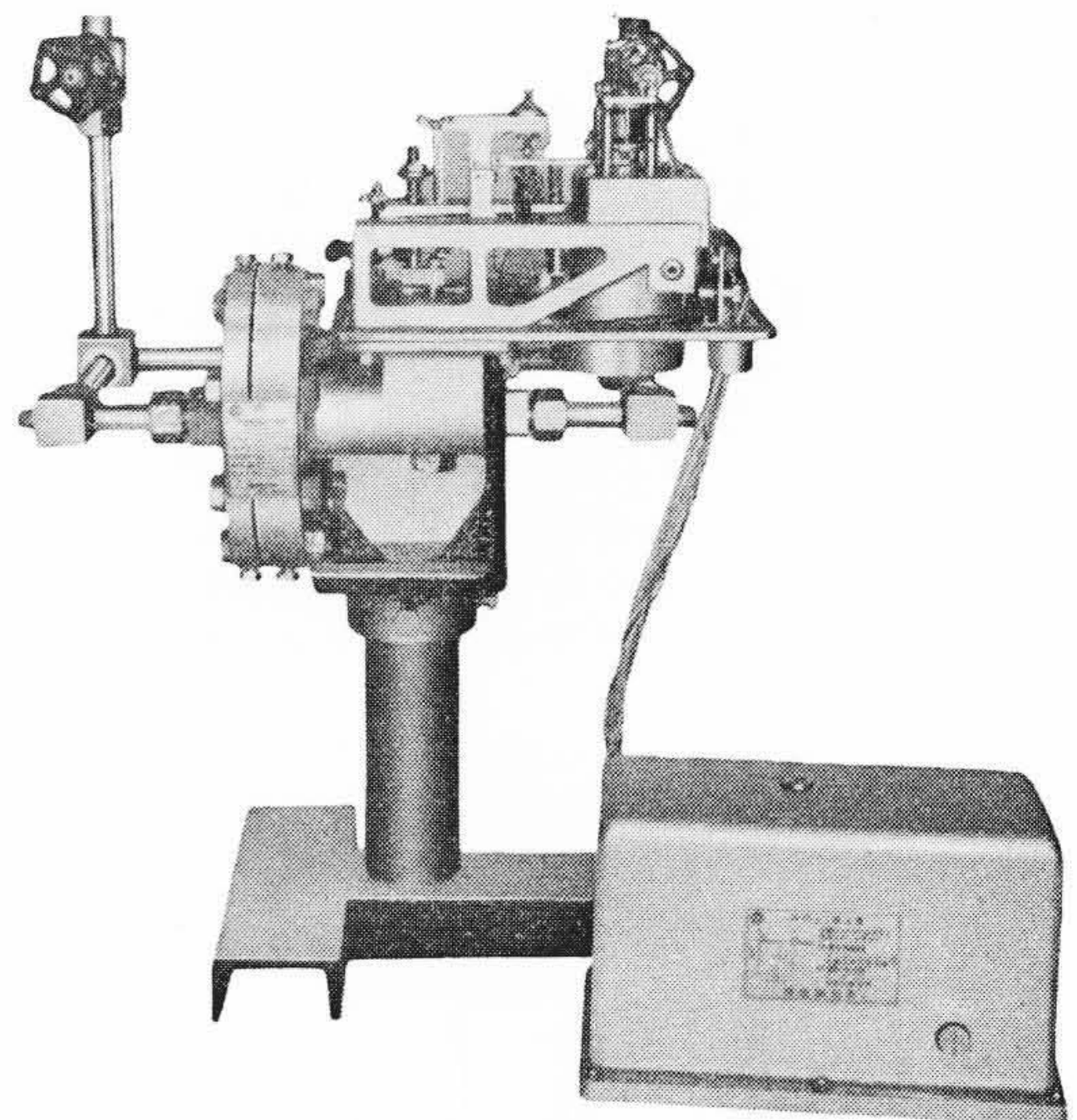
* 日立製作所那珂工場

** 日立製作所中央研究所

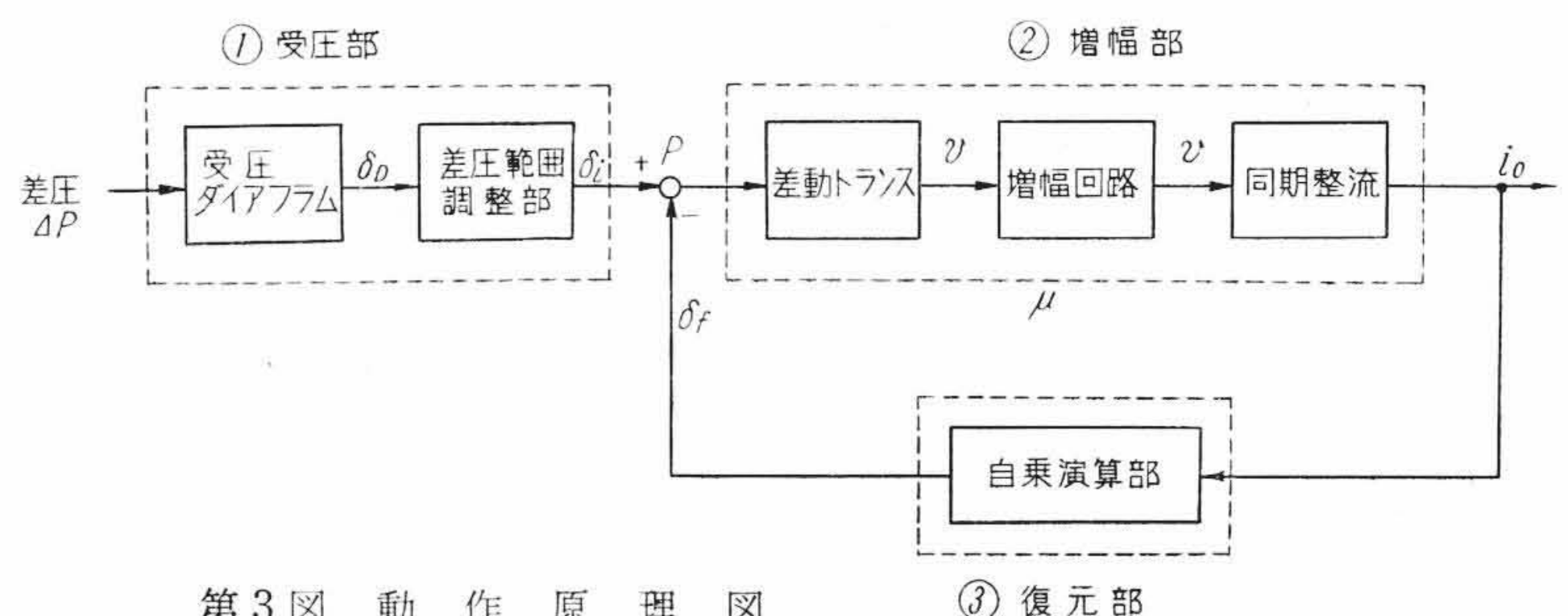
*** 日立製作所日立研究所



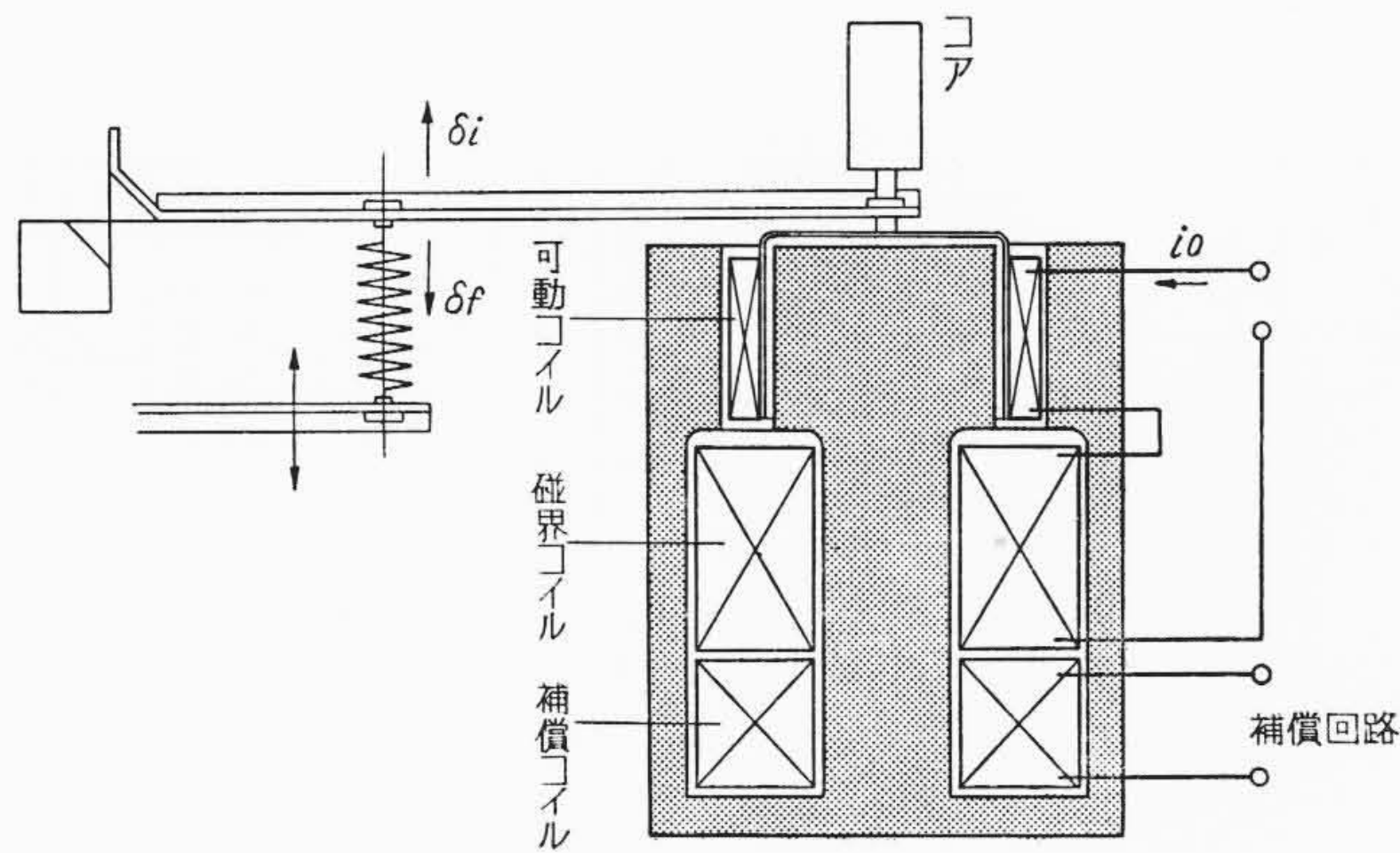
第1図 電子式流量測定，制御系統図



第2図 E-FDR 流量変換器外観



第3図 動作原理図



第4図 復元部の構造

復元部⁽¹⁾は、出力 i_o の自乗に比例する変位 δ_f を加え合わせ点 P に負帰還する。ここで出力 i_o の自乗に比例する変位 δ_f は第4図に示すように、可動コイル、磁界コイルおよびコアからなる演算器によって得られる。すなわちこれらのコイルを直列に接続して出力 i_o を流す場合には、磁束密度 B は(2)式のように、また可動コイルが受ける力 f は(3)式のように表わされるから、復元スプリングの変位 δ_f は出力 i_o の自乗に比例する。

$$B = \frac{\nu \mu_0 T}{l_g} i_o \quad (2)$$

$$f = B l i_o = \frac{\nu \mu_0 l T}{l_g} i_o^2 \quad (3)$$

ここに ν : 漏えい係数

l_g : 空けき距離

μ_0 : 定数

T : 磁界コイルの巻数

l : 可動コイルの長さ

受圧部での差圧 ΔP と変位 δ_i は、変位平衡方式であるが、増幅部と復元部からなるループは、力平衡方式をなし、外乱に対して計器動作を安定化する。

第3図で差圧 ΔP 、変位 δ_i 、出力 i_o の間には(4)、(5)および(6)式が成立する。すなわち

$$\delta_i = k \Delta P \quad (4)$$

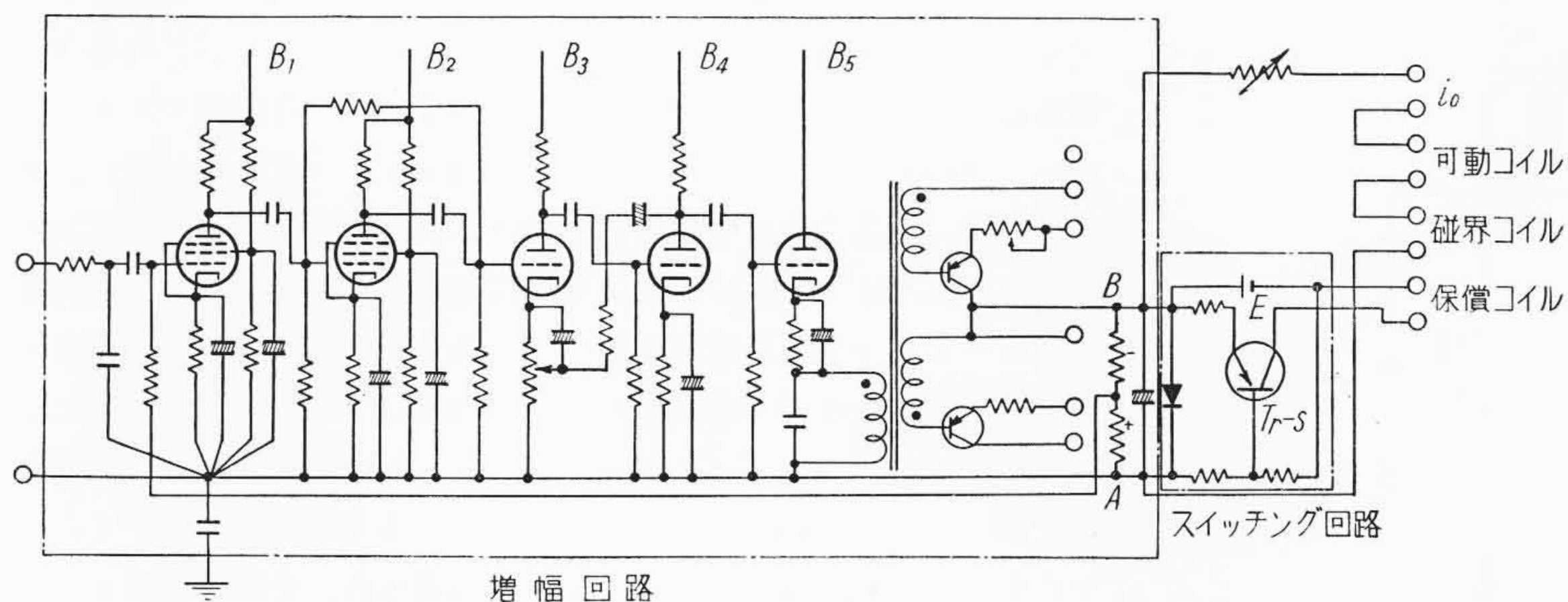
$$i_o = \frac{\mu}{1 + \mu \frac{K i_o}{i_{om}}} \delta_i \quad (5)$$

$$i_o = \sqrt{\frac{k i_{om}}{K} \cdot \frac{1}{1 + \frac{i_{om}}{K \mu i_o}} \cdot \sqrt{\Delta P}} \quad (6)$$

ここに k : 測定差圧範囲により定まる定数

μ : 増幅部の変換利得

K : δ_f の最大値 δ_{fm} と i_o の最大値 i_{om} との比



第5図 増幅回路およびスイッチング回路

(5)式は帰還量 $K i_o / i_{om}$ が、また(6)式は、 $\sqrt{\Delta P}$ の係数が、出力 i_o の関数であることを示す。

測定範囲で計器動作が安定であり、外乱による影響値を精度以内に制限し、また ΔP の開平の演算誤差を除くため、測定範囲で利得 μ に対し(7)式を満足する自動利得調整を施してある。第5図に回路を示す。

$$\mu(i_o) K i_o \geq S \quad (7)$$

ここに S : 精度により定まる定数

2.2 測定範囲、零点の安定化

(1)式に示した流量係数 α は、 Re 数の関数であって、 Re 数の減少に伴い α の値の変化は無視できなくなり、 α を一定と見なせる Re 数の範囲には公差限界として知られている限界がある。また一方計器としては、増幅部が(7)式を満足する範囲に制限があり、さらに差動トランスのコア、可動コイル、および復元スプリングからなる振動系の減衰係数比が1以上である範囲内に測定範囲がなければならぬ。すなわち、系の減衰係数 C は、(8)式で表わされ、出力 i_o の自乗に比例するから i_o の減少とともに急速に減衰係数比が0に近づく。

$$C = \left(\frac{\nu \mu_0 T}{l_g} \right)^2 \cdot \frac{V}{\rho} \cdot i_o^2 \quad (8)$$

ここに V : 磁界内にある導体の体積

ρ : 導体の比抵抗

これらの点から測定差圧範囲を入力差圧の4.5~100% (流量の20~100%)としている。

また、(5)式が示すように、出力 i_o が0である零点では負帰還がかからず、増幅部と復元部はオープンループとなり、また自動利得調整による $\mu(i_o)$ の増加によって、外乱に対し系はきわめて不安定となる。

しかるに、データログや流量積算計に直接伝送信号を送るためにまた計器の保守点検上から、零点は安定していなければならない。

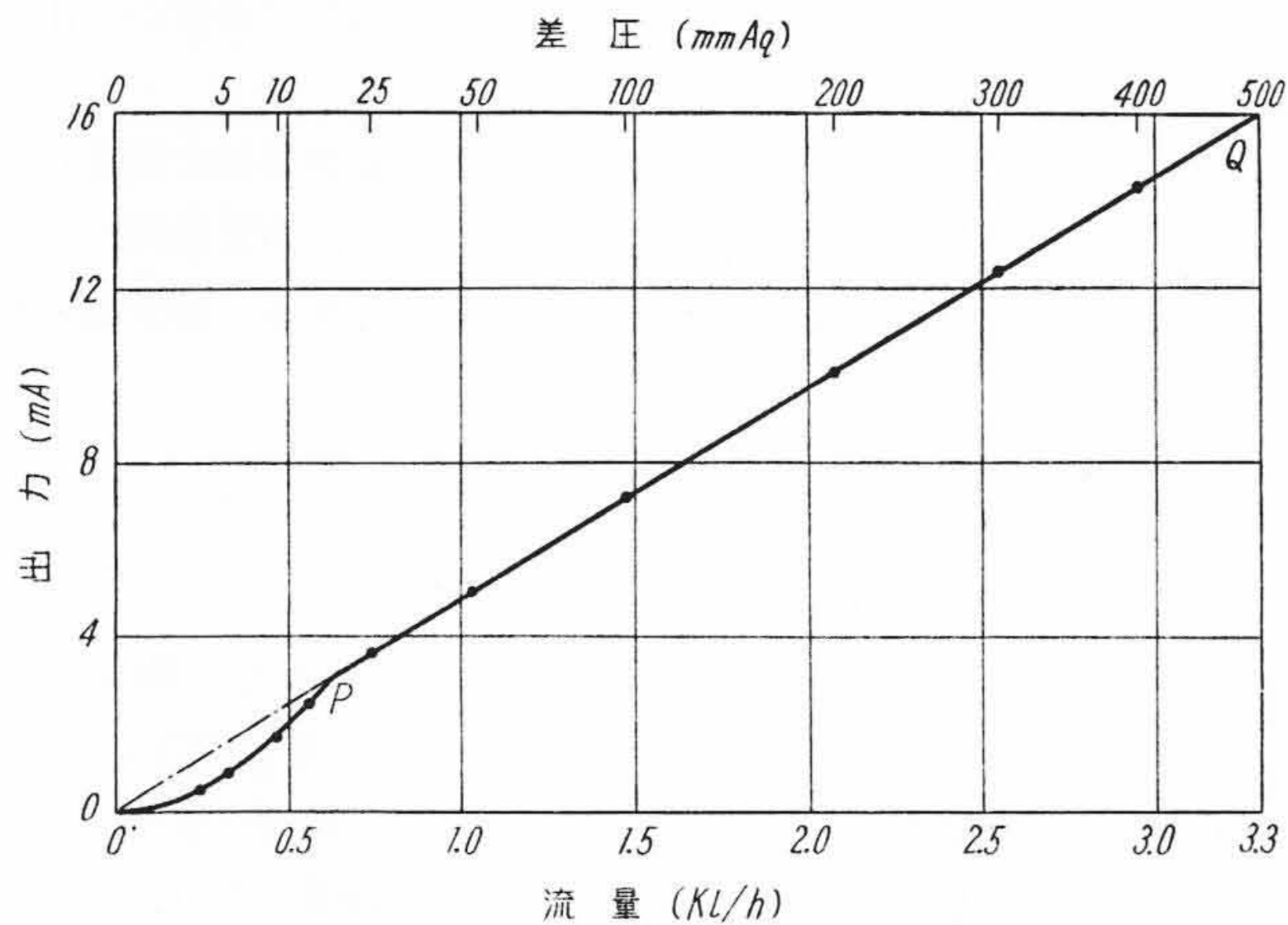
この対策としての、零点補償装置が第4図の補償コイルおよび第5図のスイッチング回路である。測定差圧範囲では第5図 AB にかかる出力電圧 E_{AB} によって T_r-S のエミッタ電圧 $E_e <$ ベース電圧 E_b となり、スイッチング回路はカットオフで、演算回路は正常に動作し、差圧 ΔP は開平され流量に比例する出力 i_o を得る。差圧 ΔP が測定差圧範囲以下になる場合には、 E_{AB} の減少により $E_e > E_b$ となって、補償コイルには電源 E より電流が流れる。この電流によって第4図の磁界は一定となり、変位 δ_f は出力 i_o に比例する。このため(5)式のループゲイン $\mu K i_o / i_{om}$ は所定の値を維持し、系の安定を補償する。この入力差圧範囲0~4.5%では、出力 i_o は入力差圧 ΔP に比例し、開平特性は示さない。

2.3 総合特性

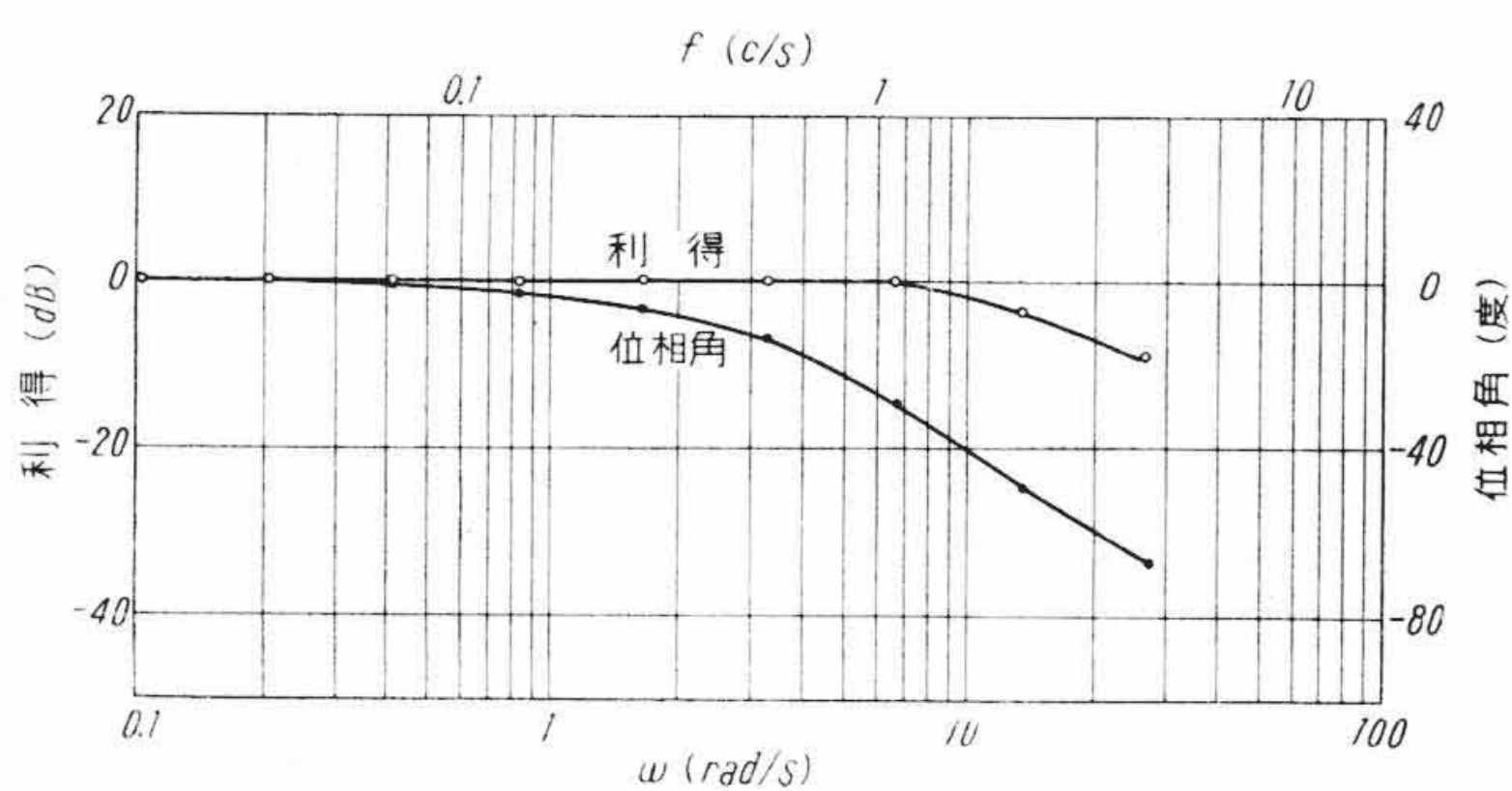
第6図に E-FDR 流量変換器の出力実測例を示す。ここに OP は零点補償回路が動作している範囲で、出力 i_o は差圧 ΔP と略比例関係がある。また PQ は測定範囲で、出力 i_o は $\sqrt{\Delta P}$ すなわち流量 Q と0.5%の精度で比例している。これより E-FDR は、流量を十分な精度で伝送信号(0~16mA)に変換していることがわかる。

第7図に測定範囲での周波数応答特性の一例を示す。これより実用上十分な応答特性をもち、 $\omega \approx 10 \text{ rad/s}$ をブレイクポイントとして単調に減衰していることがわかる。

また電源変動 ($\pm 10V$, $\pm 2c/s$) や周囲温度変化 ($\pm 20^\circ C$) による影響値は



第 6 図 E-FDR 流量変換器出力特性



第 7 図 周波数応答特性

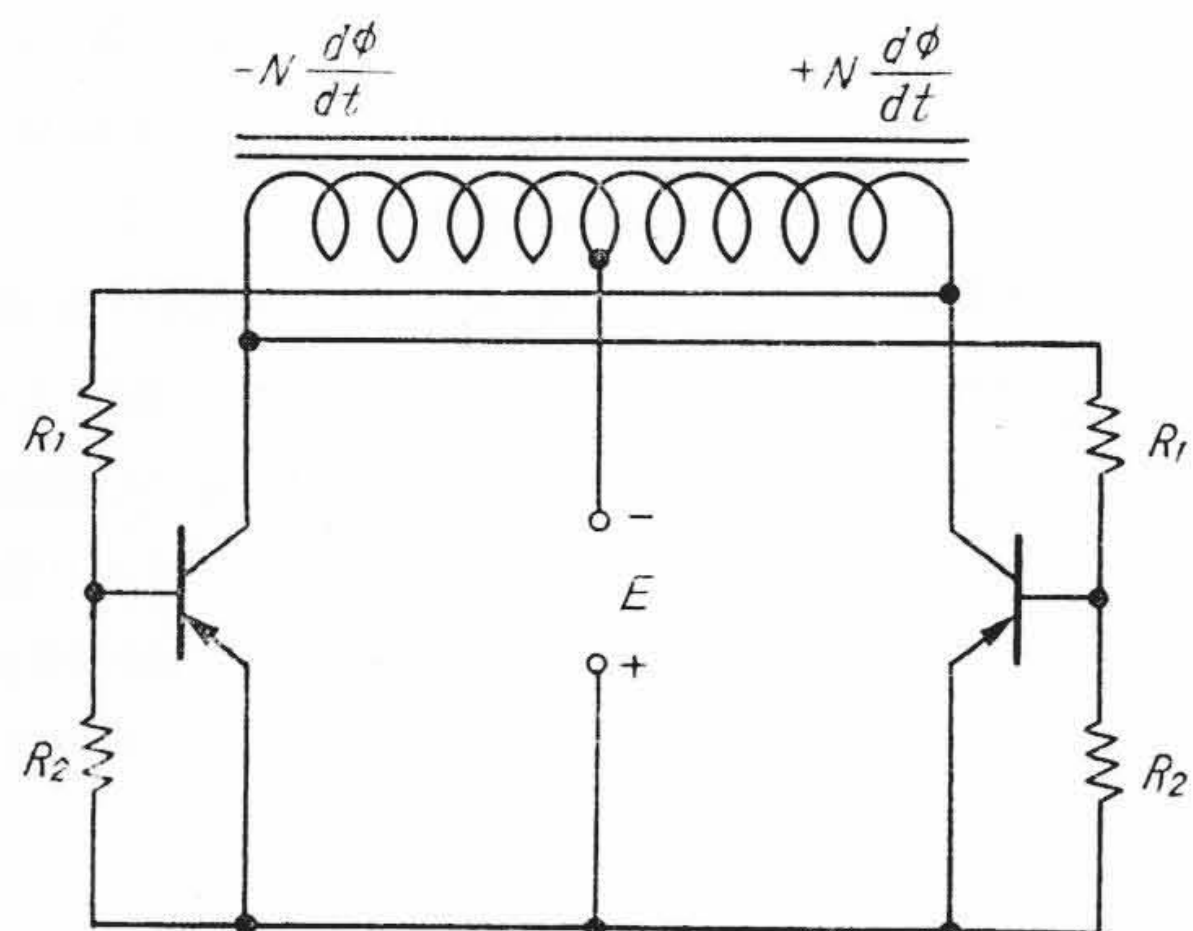
それぞれ 0.5% 以下であって E-FDR は増幅部と復元部からなるループによって十分安定化されている。

3. EST₆₁ 形電子式流量積算計

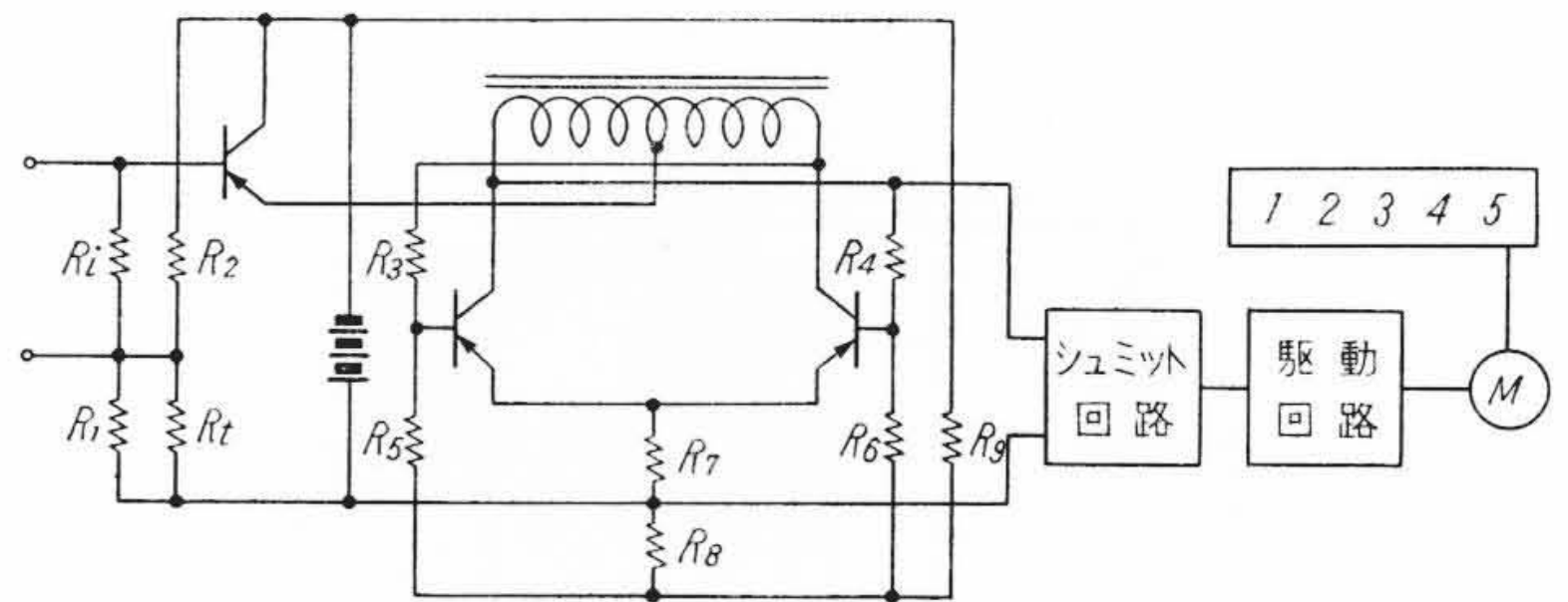
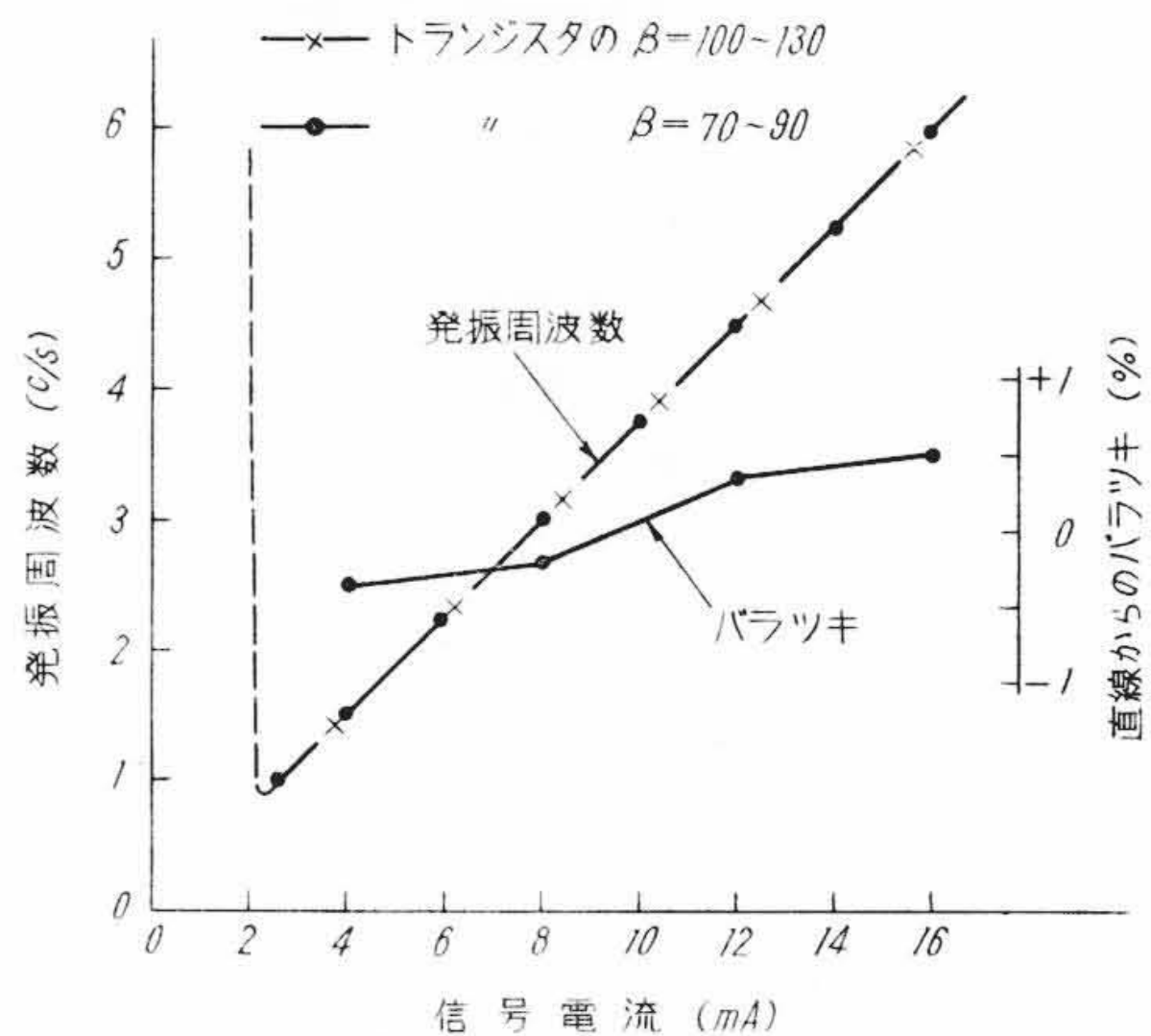
電子式工業計器の一環として 0~16 (または 4~20) mA D. C. の電流信号を入力とする流量積算計を開発した。これは磁気マルチバイブレータの発振する矩形波の周波数が入力電圧に正比例することを利用し、流量に比例した速度で回転するモータにより積算値をカウンタに表示せしめるものである。

3.1 動作原理

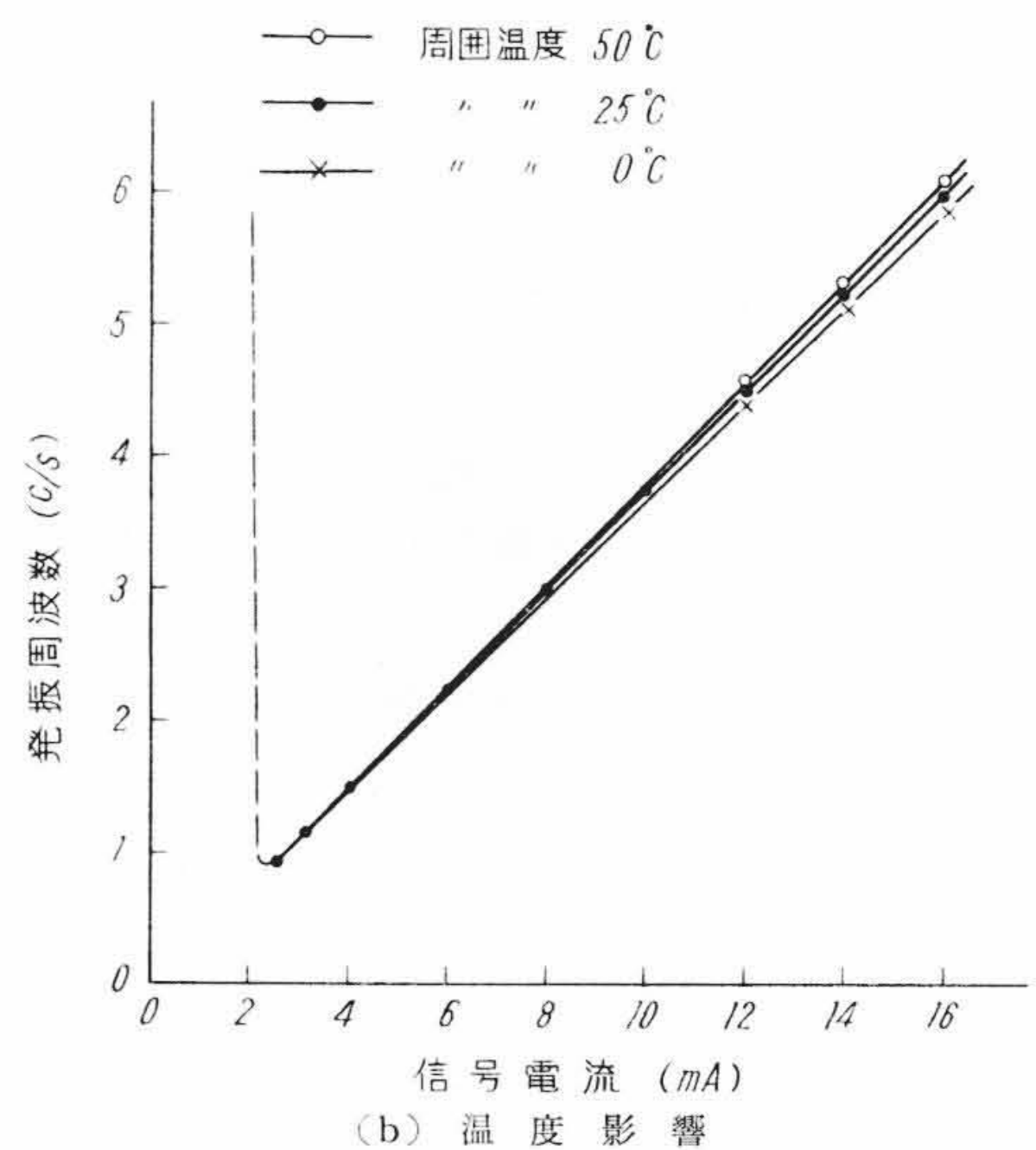
磁気マルチバイブレータは第 8 図に示すように、可飽和リアクトルを介して磁気的な結合を有する弛張振動回路である⁽²⁾。図のように 2 個のトランジスタが互に相手側のコレクタ電圧を分割して制御され、 $\pm N \frac{d\phi}{dt}$ なる起電力によって交互に on-off を繰返す。この繰返し周波数 f は可飽和リアクトルの磁束が $-\phi_m$ から $+\phi_m$ まで変化する時間で決定され、次式で与えられる。



第 8 図 磁気マルチバイブレータ

第 9 図 電子式流量積算計の主要回路構成
(D. C. 0~16mA を入力信号とする場合)

(a) 直線性とトランジスタの影響

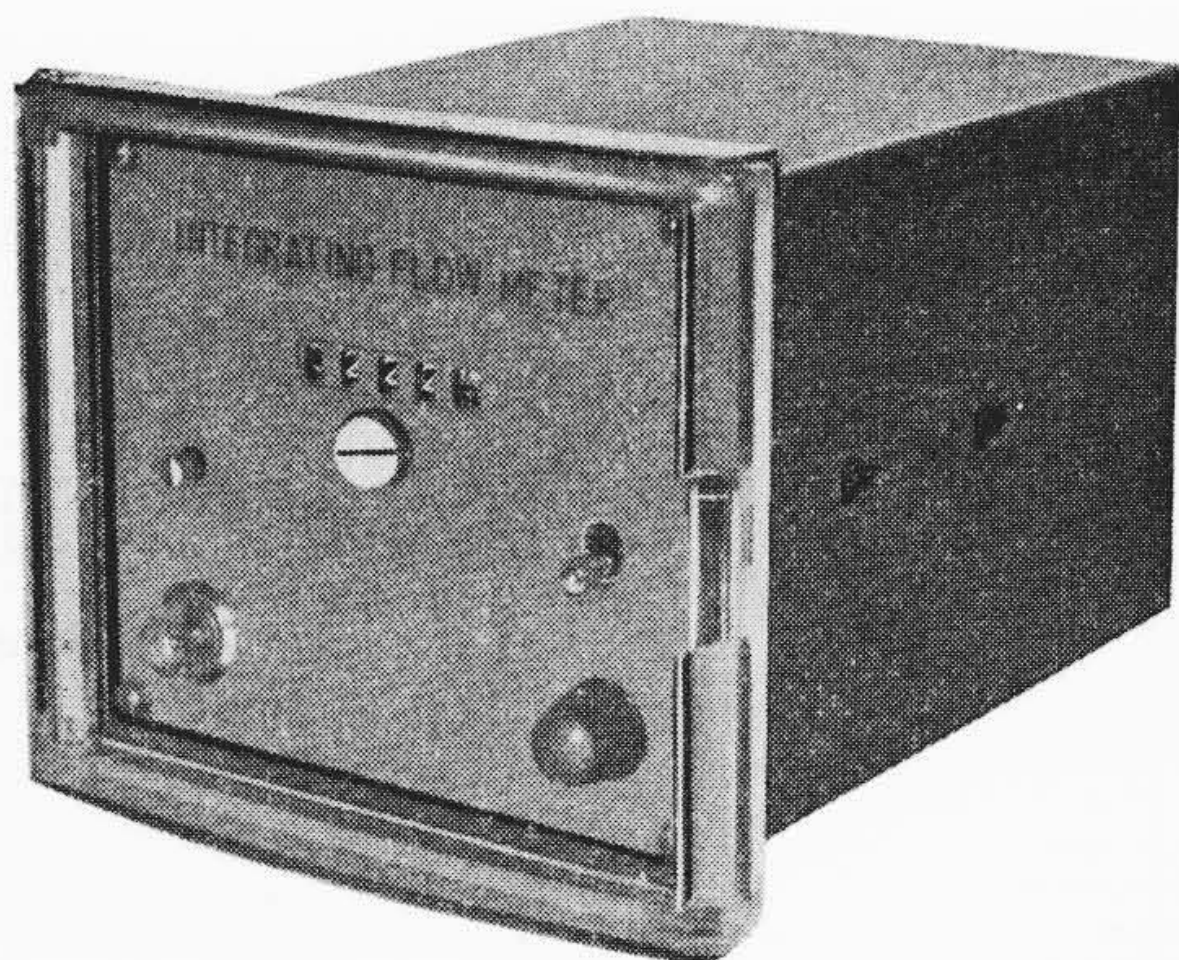


(b) 温度影響

第 10 図 エミッタフォロワと磁気マルチバイブレータの特性

$$f = \frac{E}{4 \phi_m N} \quad (9)$$

ここに、 E は入力信号によって与えられる電圧、 N はリアクトルの巻数である。このように、入力信号は流量に比例した周波数を有する矩形波に変換されるので積算計として利用できる。この場合、電流信号によって抵抗の両端に生ずる電位差を直接磁気マルチバイブレータの入力電圧にすると、この入力インピーダンスが低いために直線性に問題を生ずる。これを避けるために第 9 図のようにエミッタフォロワをインピーダンス変換に用いてある。また、磁気マルチバイブレータも低い電圧で動作せしめた方が発振周波数が小さくなって有利であるので第 9 図のように改良してある。 R_8 、 R_9 によってトランジスタにバイアス電圧を与え、かつ R_7 によって温度特性を向上せしめるのである。こうすれば、入力電圧 $-0.7V$ くらいから動作する磁気マルチバイブレータが得られ、その直線性も非常によくなる。この回路の動作特性を第 10 図に示す。



第11図 電子式流量積算計の外観

磁気マルチパイプレータは(9)式に示されるように、動作がほとんど鉄心の特性によって決定されるので、発振周波数は鉄心の特性変化に従い、トランジスタの特性にはほとんど左右されない。実験ではトランジスタの β が60~130の間で変っても発振周波数は $\pm 1\%$ 以内の変化に収まる。

またエミッタフォロワは次式で与えられる動作をする。

$$E_o = \frac{1}{1 + \frac{1}{\alpha_N} \cdot \frac{R_e}{\gamma_{eb}}} (E_i - \gamma_{eb} I_{co}) \quad (10)$$

ただし

$$\gamma_{eb} = \frac{\frac{kT}{q} \left[\ln \left(I_e - \frac{1 - \alpha_N}{1 - \alpha_N \alpha_I} I_{co} \right) - \ln \frac{-I_{co}}{1 - \alpha_N \alpha_I} \right]}{(1 - \alpha_N) I_e + I_{co}} \quad (11)$$

ここで E_i, E_o : 入力, 出力電圧

I_e, R_e : 負荷(磁気マルチパイプレータ)の入力電流, 入力抵抗

$\alpha_N, \alpha_I, I_{co}, I_{eo}$: トランジスタの定数

kT/q : 定数

実際、トランジスタの諸定数をこの式に代入して出力電圧を求めると、 α_N, I_{co} の大幅な変化に関係なく

$$E_o = (0.985 \sim 0.990) E_i \quad (12)$$

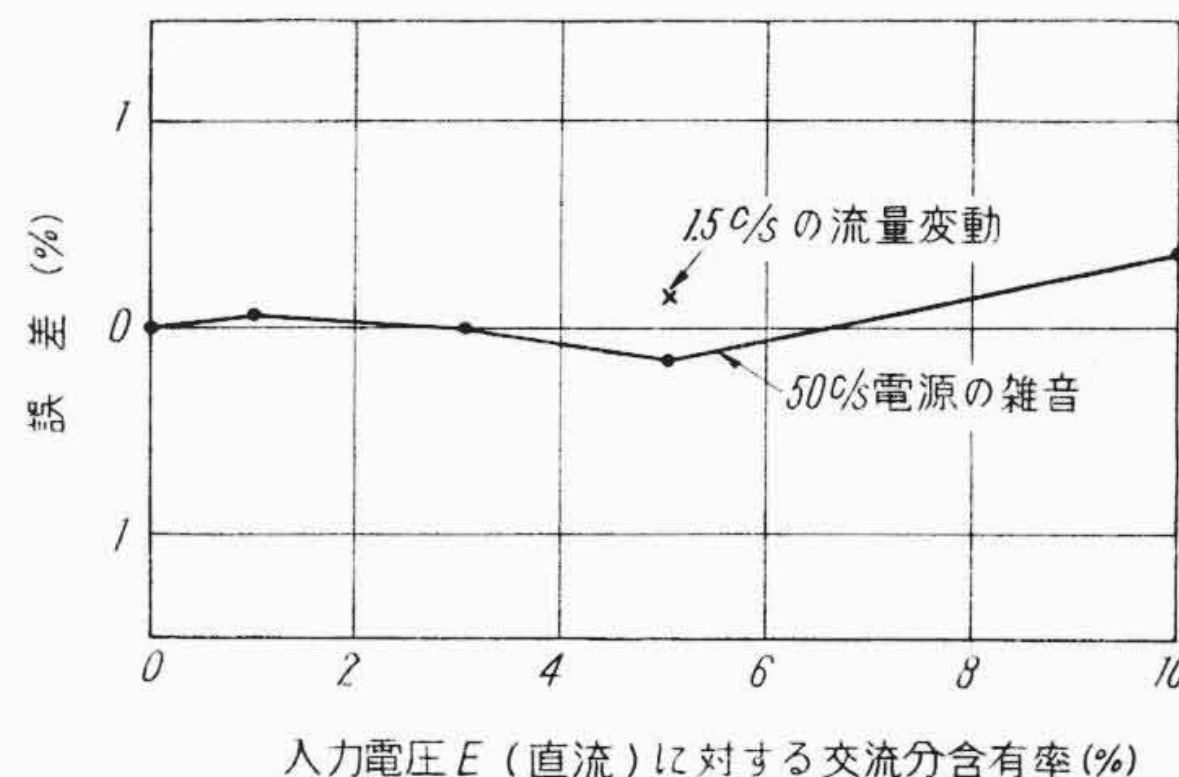
となり、特にトランジスタの特性補償を行わなくても十分実用できることがわかる。実験結果も(12)式の成立を裏づけ、これによく一致している。

これら2回路を骨子として、これにモータ駆動回路などを付加すれば第9図、第11図のように積算計を構成できる。第9図は0~16mAの電流信号を入力とする回路であるが、入力部に4mAの引き算回路を付加すれば4~20mA用とすることも容易である。またシュミット回路は第10図のように入力信号が小さいときに発振周波数が急上昇して誤差となるのを防ぐためのレベル選択回路である。これは入力がフルスケールの15%程度より大きくなると正しく動作するように調整する。

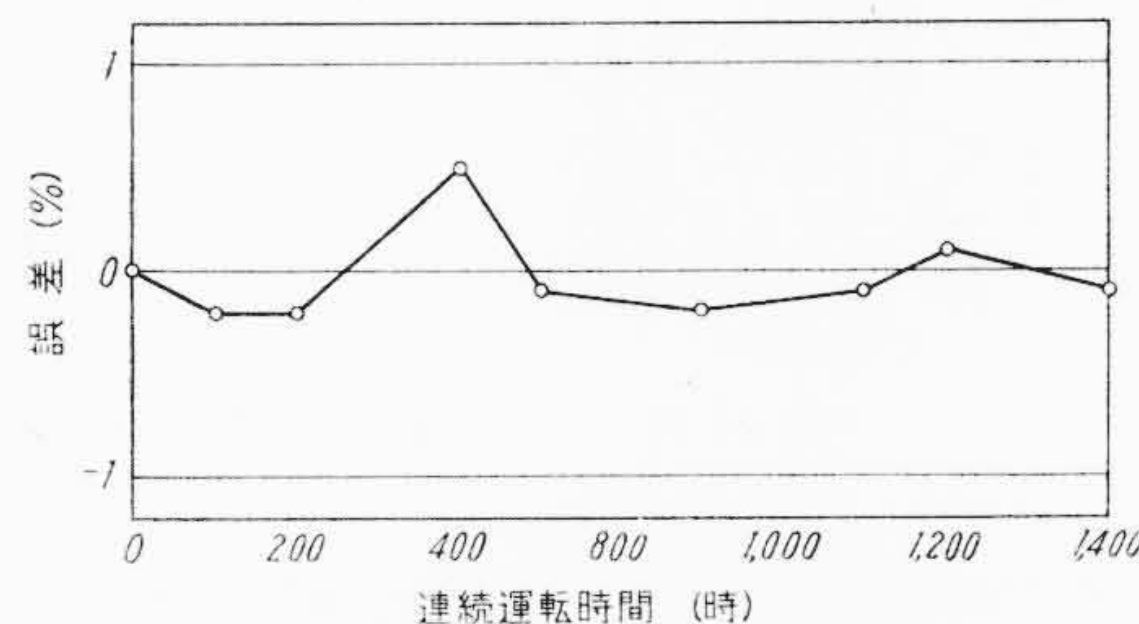
3.2 総合特性

以上述べた本積算計の動作特性は、第10図と本質的な差はないが、サーミスタで温度補償をしてあるから、温度特性は第10図より改善されている。特性を要約すれば

- (1) 積算精度: フルスケールの20%以上の入力に対し $\pm 1\%$ 以内
- (2) 電源の影響: 電圧 $100V \pm 10V$ に対し影響値0.5%以内。
周波数 $50(60) \pm 2c/s$ に対し影響値0
- (3) 周囲温度の影響: $0 \sim 50^\circ C$ の範囲で $20^\circ C$ の温度変化に対し1%以内。
- (4) 信号に交流成分重畳の影響: 第12図に50c/s商用電源か



第12図 入力直流電圧に交流成分が重畳するときの影響値



第13図 連続運転時の積算精度

らの雑音および入力信号に含まれる約1.5c/sの流量変動による交流成分に対する影響値を示す。いずれの影響値も1%以内である。

本積算計は、トランジスタ8石を用いて全ソリッドステート化されており、安定な動作と長寿命を有するとともに小形でモータ以外には、全く可動部を持たぬことを特長とする。第13図に連続運転時間と積算誤差を示す。

本文では電子式調節装置の一環として、電流信号を入力とする場合についてのみ述べたが、入力回路部分を幾分変更すれば、そのまま電子管式計器を仲介として、発信スライドから入力信号を得る流量積算計として使用することも可能である。

4. V₆₂-E 形電子式 PID 調節器

4.1 構成

調節器全体の構成を第14図に示す。調節器は入力回路、前向き増幅器(磁気変調器、汙波回路、増幅回路、同期整流回路)、帰還回路、手動調節器などから構成される。温度、圧力、流量などはそれぞれの変換器で0~16(4~20)mA D.C.の統一直流信号電流に変換されて調節器の入力端子1-2に加えられる。ここで定電流源からの設定電流と比較されて誤差電流が作られる。誤差電流は磁気変調器の入力巻線に流れ、励振周波数 f の2倍の周波数をもった電圧となって汉波回路より取出される。この電圧 V_{2f} はトランジスタ増幅器で増幅され同期整流回路で直流出力電流となる。出力電流は帰還回路で演算が加えられて入力側にもどされる。ここにある真空管はインピーダンスの高い演算回路とインピーダンスの低い磁気変調器の帰還巻線との整合のために使用されている。

4.2 各部の動作

入力回路は目標値設定回路および定電流源より構成される。第14図において誤差電流 I_e は(13)式で与えられる。

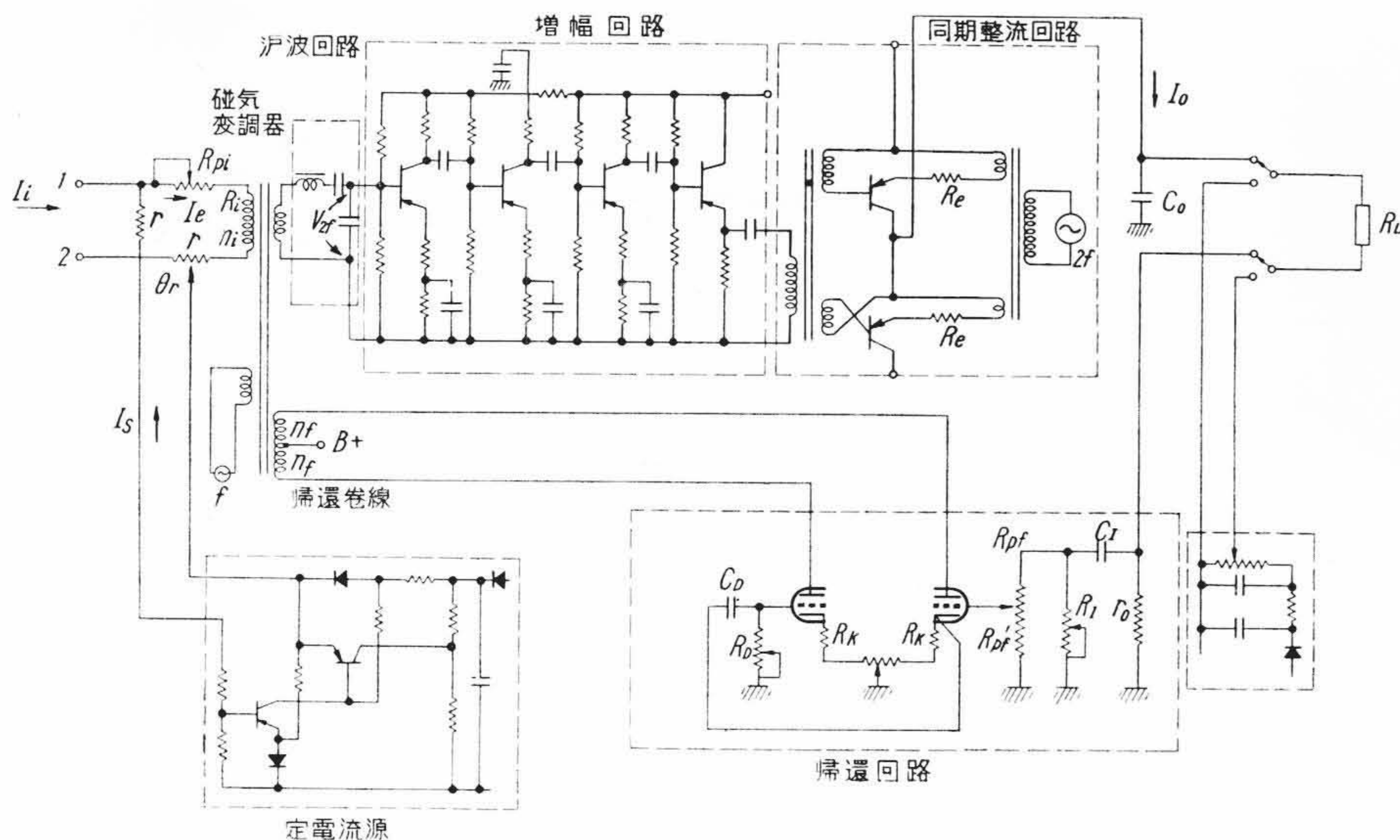
$$I_e = \frac{r}{2r + R_{pi} + R_i} (I_i - \theta I_s) \quad (13)$$

ここに r : 入力, 設定用抵抗

R_{pi} : 比例帯調整用抵抗

R_i : 磁気変調器入力巻線の抵抗

θ : 設定用しゅう動抵抗の位置 ($0 \leq \theta \leq 1$)



第 14 図 V_{62} -E 形 PID 調節器の構成図

θ を変えることにより目標値を直線的に変化させることができる。 I_i と I_e とを結ぶ伝達関数は入力回路に直列に入っているため直接調節器の利得（比例帯）に関係する。磁気変調器の入力巻線数を一定とすれば r が大きく R_i が小さいほど $r / (2r + R_{pi} + R_i)$ の値は大きくなり有利であるが、検出変換器の負荷抵抗の最大値から r の大きさは制限を受ける。また R_{pi} を大きくすることにより調節器の比例帯を広くすることができる。

前向き増幅器は磁気変調器、汙波回路、交流増幅器および同期整流回路より成る。磁気変調器⁽⁷⁾⁽⁸⁾で交流電圧に変換された信号は LC より成る同調回路の汉波器を通り交流増幅器へ送られる。周波数 f , $3f$ などの不平衡電圧はここで減衰する。この同調回路の選択度をあまり大きくすることは近似的に, $T_l (= Q/\omega_0$ Q は同調回路のせん鋭度, ω_0 は共振角周波数) なる時定数をもった一次遅れ要素を系に導入することになり系を不安定にし, また電源周波数が変化した場合この回路の利得と位相角を大きく変化させるなどの悪影響をもたらす。すなわち時定数 T_l は汉波器としての選択度, 系の安定性, 電源周波数, 周囲温度の変動の影響などから適当な大きさに選ばなければならない。交流増幅器の利得 A は積分利得 A_I , 磁気変調器の伝達抵抗 R_m , 同調回路の利得 K_l および同期整流回路の伝達コンダクタンス K_o が与えられれば(14)式より決定される。

$$A = \frac{A_I}{R_m K_t K_o} \dots \dots \dots (14)$$

同期整流回路⁽⁹⁾はスイッチングトランジスタ2石より構成されるもので、エミッタ回路の抵抗 R_e (第14図)により電流帰還作用があり整流回路の出力抵抗を高めている。浜波回路を含めたこの部分の伝達関数 $G_o(s)$ は(15)式で与えられる。

$$G_o(S) = \frac{K_o}{1 + T_o S} \dots\dots\dots (15)$$

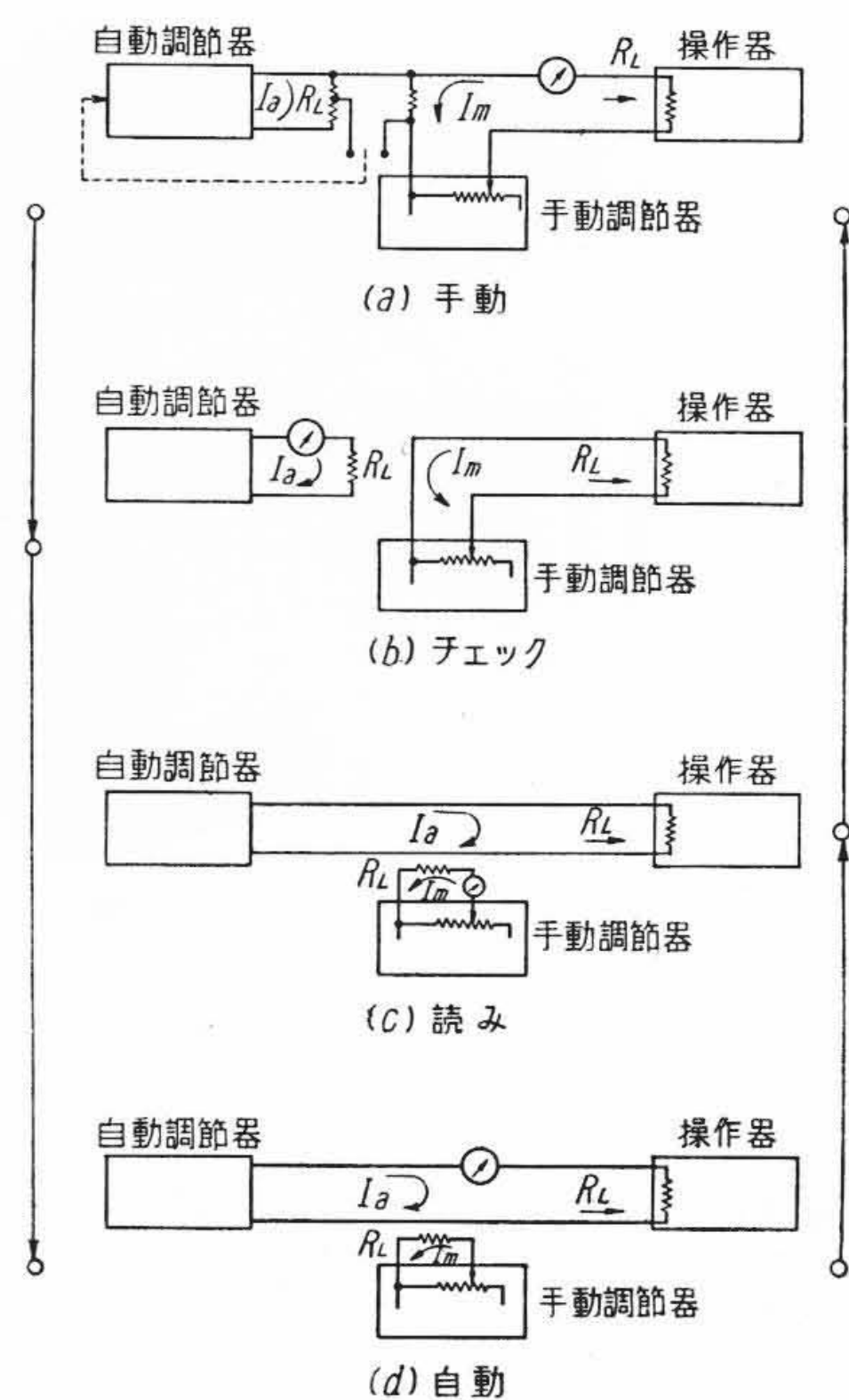
ここに K_0 : 伝達コンダクタンス

$$T_o: \text{ 伝波回路の時定数} \doteq C_o(R_L + r_o)$$

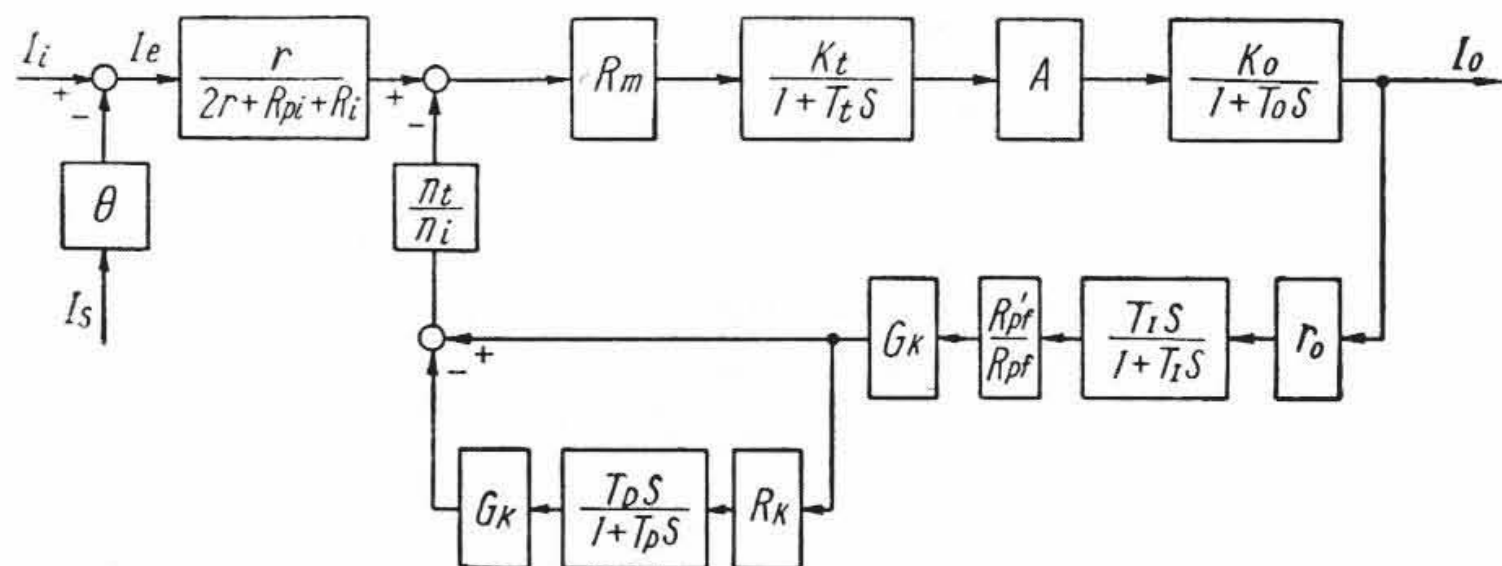
R_o を小さくすれば K_o は大きくなるが出力抵抗は減少する。 T_o は調節器の帰還ループからみた安定性および出力電流のリップル含有率などの点からは大きいほうが望ましいが調節器としての周波数特性、特に微分時間の最小値などの点からは小さいほうがよい。

帰還回路は比例、積分および微分の演算を行うもので R_{pf} と R_{pi} (連動)、 R_I および R_D でそれぞれ比例帯、積分および微分時間を変化させる (第 14, 16 図 参照)。

この演算回路と磁気変調器の帰還巻線との整合のため真空管を使



第 15 図 手動-自動切替図

 $r, R_{pi}, R_i, \theta_r, r_o, R_{pf}, R_{pf}', R_K$: 第1図に示す抵抗

I_i, I_s, I_e, I_o : 入力, 設定, 誤差および出力電流

 R_m : 磁気変調器の伝達抵抗 K_t : 入力波回路の利得

T_t : 入力波回路の時定数

A: 交流増幅の利得

K_o : 同期整流回路の利得

T_0 : 同期整流回路の平滑器の時定数
 T : 積分時間

T_I : 積分時間
 C : 增益

G_K : 帰還回路の真空管の伝達コンダクタンス
 T_{eff} : 微分時間

I_D : 微分時間
 ω : 磁気角調

 n_i : 磁気変調器の入力巻線数
 n_o : 磁気変調器の帰還巻線数

S : ラプラス変換のオペレータ

第 16 図 V_{62} -E 形 PID 調節器のブロック線図

用しているが、電源電圧の変動などによる陽極電流変動の影響は極力小さくする必要がある。いま電源電圧が変動して陽極電流が ΔI_p 変化したとすると、入力換算オフセット電流 I_s' は(16)式で与えられる。

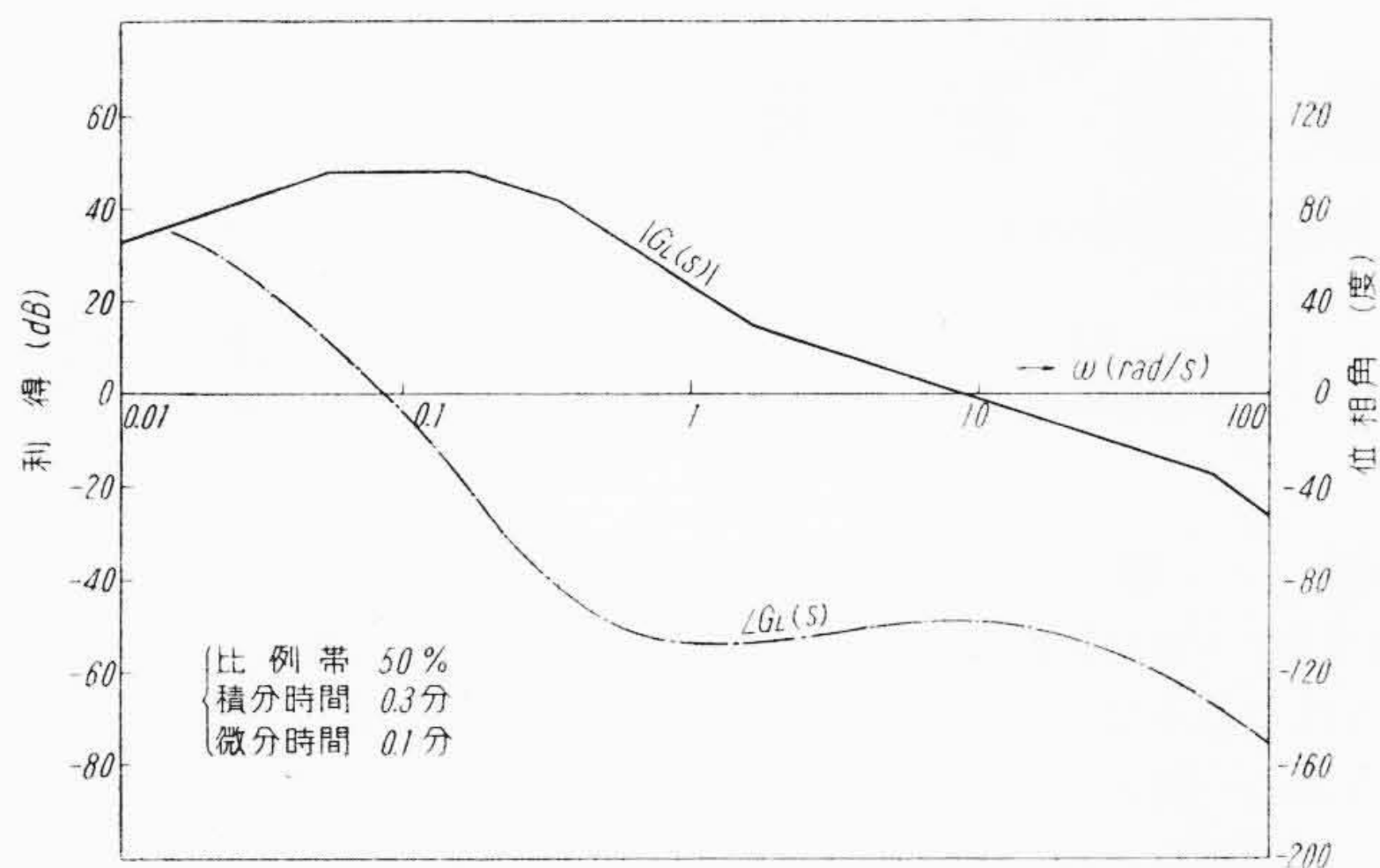
$$I_{s'} = \left(\frac{\eta n_f}{n_i} \right) \Delta I_p \dots \dots \dots (16)$$

ここに η : 磁気変調器帰還巻線の差動度

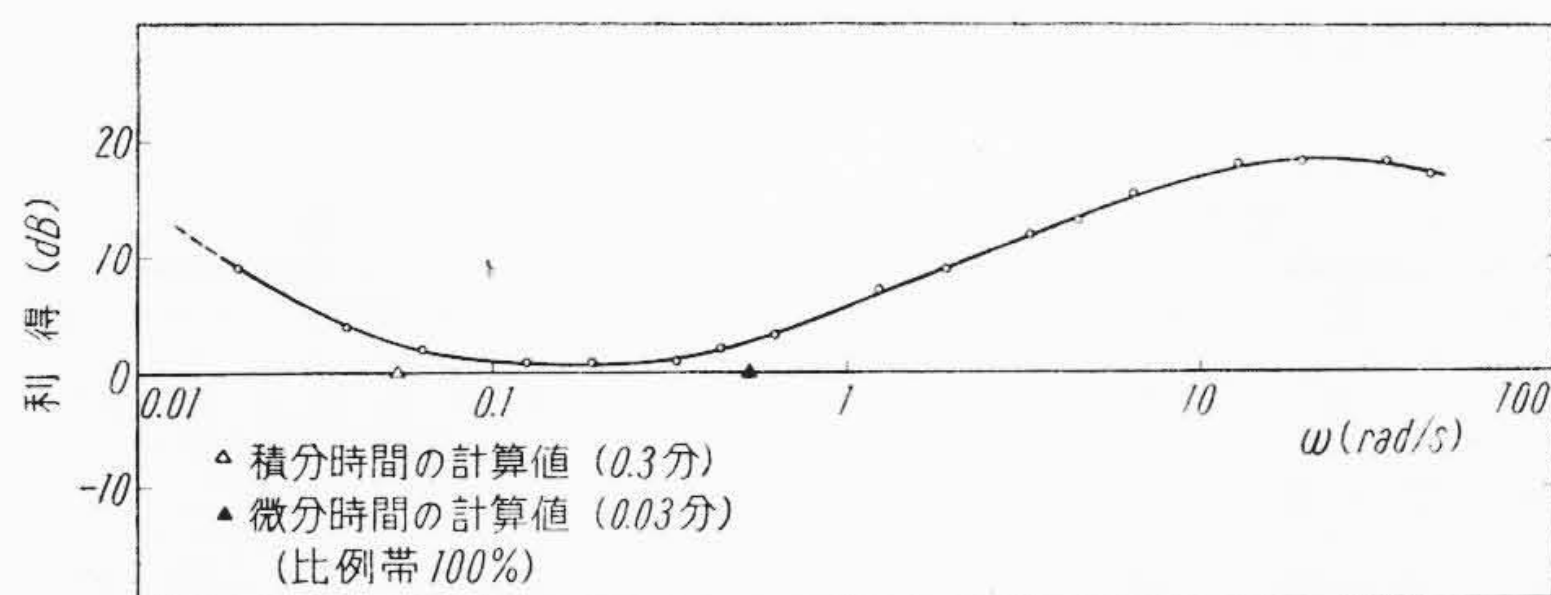
 n_f : 磁気変調器の帰還巻線数 n_i : 磁気変調器の入力巻線数

この I_s' の大きさを十分小さくするように電源回路の電圧安定度に対して考慮をはらった。

通常PID調節器は手動調節器と併用され運転開始停止に手動⇄自動の切換が行われる。この場合 第15図 に示すように途中にチェック、読みの2接点を設けて、手動⇄自動のどちらへ切換える場合も制御系に外乱を入れないような構造とした。すなわち (a)手動の状態では手動調節器出力電流 I_m と自動調節器の出力電流 I_a とがいつも等しくなるよう自動調節器が誤差増幅器として働き、さらに (b)チェックの位置でこれを確認することができる。そして(d)自動に切替える。逆に自動→手動に切替える場合(c)読みの位置で手



第17図 一巡伝達関数 $G_L(S)$ のボード線図



第18図 PID 調節器の周波数特性

動調節器の出力電流 I_m を (d) 自動の I_a と合わせて後、(a) 手動に切替える。

4.3 総合特性

以上の結果から第16図に示す PID 調節器のブロック線図を得る。これより一巡伝達関数 $G_L(S)$ は(17)式で与えられる。

$$G_L(S) = \left(\frac{R_{pf}'}{R_{pf}} \right) \left(\frac{n_f}{n_i} \right) \left[\frac{R_m A G_K r_o}{(1 + T_i S)(1 + T_o S)} \right] \left(\frac{T_i S}{1 + T_i S} \right) \left[\frac{1 + (1 - G_K R_K) T_D S}{1 + T_D S} \right] \quad (17)$$

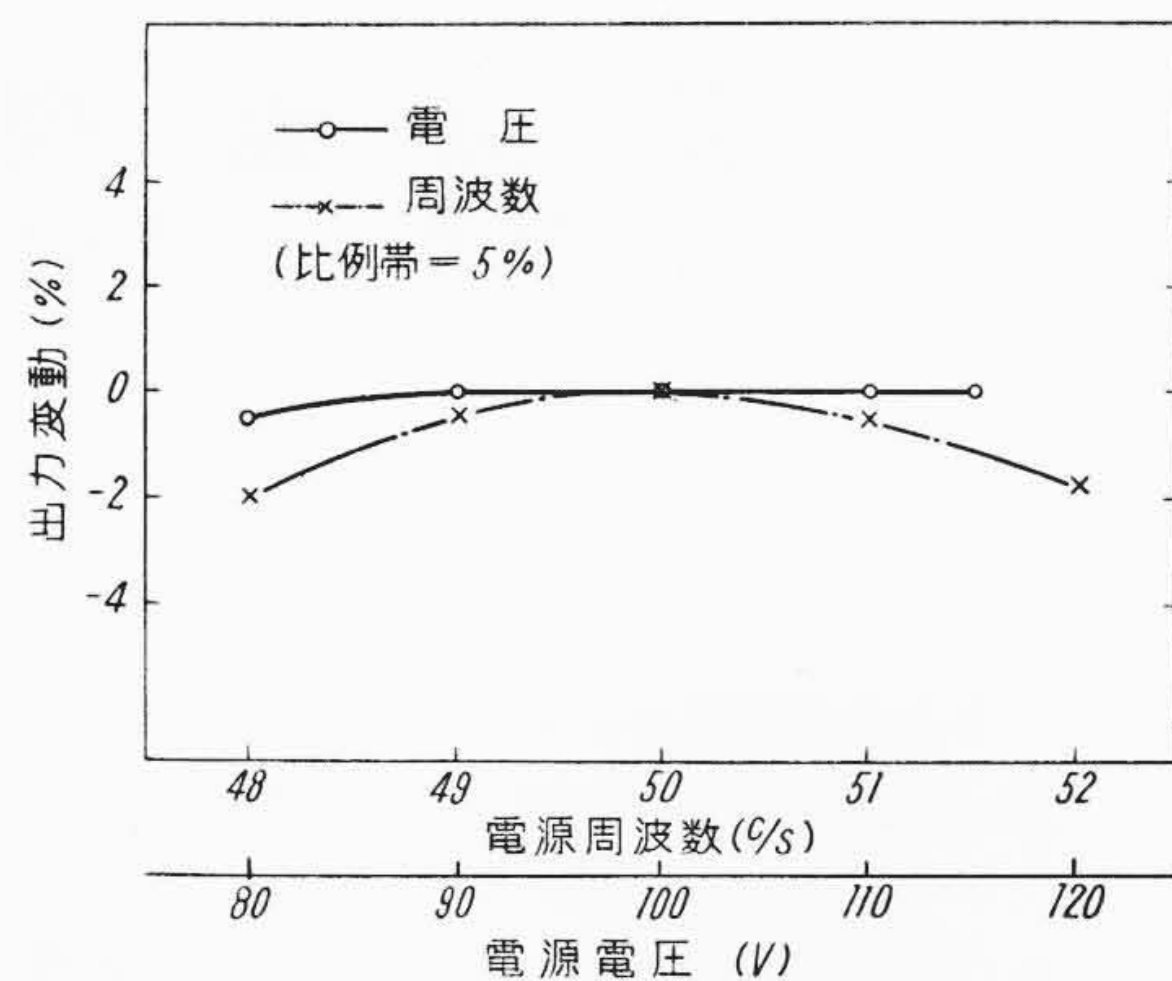
$G_L(S)$ のボード線図は第17図に示すとおりであり調節器は十分安定な動作をしていることがわかる。

また調節器の伝達関数 $G(S)$ は(18)式で与えられる。

$$G(S) = \left(\frac{r}{2r + R_{pi} + R_i} \right) \left(\frac{R_{pf}'}{R_{pf}} \right) \left(\frac{n_i}{n_f} \right) \left(\frac{1}{G_K r_o} \right) \left[\frac{1}{1 + (1 - G_K R_K) T_D S} \right] \left(1 + \frac{T_D}{T_i} \right) \left[1 + \frac{1}{\left(1 + \frac{T_D}{T_i} \right) T_i S} + \left(1 + \frac{T_D}{T_i} \right) T_D S \right] \quad (18)$$

(18)式の分母の $(1 - G_K R_K)$ は微分振幅を与えるもので通常微分振幅は5~10程度にとられるので $(1 - G_K R_K)$ の値を0.2~0.1に選べばよい。

第18図に調節器の周波数特性を示す。計算値とよく一致している。第19図は比例帯5%における電源電圧、周波数変動の影響を調節器出力において測定した値を示す。比例帯が広くなればそれに比例してこれらの影響値が小さくなることは当然である。



第19図 電源電圧、周波数変動の影響



第20図 V₆₂-E 電子式 PID 調節器外観

5. 結 言

以上述べたものは電子式の制御系を構成する一部分の機器にすぎないものである。このほかに各種の制御方式に必要な付属機器があるがそれらの詳細は機会を改めて報告したいと考えている。

電子要素の進歩は最近めざましいものがあり我々もこれら電子式工業計測器をすべてソリッドステイト化するよう努力しており、保守の簡易化、長寿命、信頼性の向上を期している⁽¹⁰⁾。

終りに臨み本研究開発に種々ご指導をいただいた日立製作所那珂工場、中央研究所および日立研究所の上司ならびに関係各位に厚くお礼申上げる。

参 考 文 献

- (1) Werner: Automatic Control Principle and Practice (1958)
- (2) 真島ほか: 工業測定便覧 (昭31)
- (3) G. H. Royer: Trans. A. I. E. E. Pt. I, 74, 332 (1955-7)
- (4) 鈴木ほか: 第3回自動制御連合講演会前刷 p. 181 (昭35-11)
- (5)(6) 実用新案出願中
- (7) 猪瀬, 木下: 計測 11, 18 (昭36-1)
- (8) 猪瀬, 木下: 計測 11, 82 (昭36-2)
- (9) 木下, 猪瀬, 阿部: 計測 10, 603 (昭35-10)
- (10) 木下: オートメーション 6, 69 (昭36-4)