

磁気増幅器式アナログ演算器とその応用

Magnetic Amplifier Analog Computer and Its Application

三浦武雄* 平野陸房* 佐野司**
Takeo Miura Chikafusa Hirano Tsukasa Sano

内 容 梗 概

各種自動制御装置に組み込んでオンラインに使用できる高信頼、高精度磁気増幅器式演算器に関するものである。電圧帰還形であるため入力インピーダンスが高く、実時間演算を容易に行なわせることが可能である。線形要素、非線形要素につき動作原理、演算誤差、特性を示した。線形要素のおもな特性は入出力電圧±10V (3kΩ), 入力インピーダンス 100kΩ, 精度 0.2% 以内である。終わりに応用例としてプロセス制御関係、電力系統制御関係、電動機制御関係制御計算機関係などへの実用例を示した。

1. 緒 言

最近自動制御系内に各種計算機をとり入れ、オンラインにこれを使用することにより制御の質を向上しようという試みが各方面において計画、実行されようとしている。特にアナログ計算機の計算の迅速性、価格の低廉、保守調整の容易性の諸点はこのような目的にはきわめて適した特性であり、大がかりな制御装置を除いては広い用途を有している。この場合計算機に要求される重要な事項の一つとして演算要素の高信頼化があげられる。

著者らはこのような見地から従来電子管回路で実現されていた帰還演算器を磁気増幅器で置き換えた高信頼度の磁気増幅器式アナログ演算器の開発を行ないこれを実用化した^{(1)~(5)}。帰還演算器の帰還方式の選定にあたっては、従来からの電子管式の経験を十分に生かしうることで、入力インピーダンスが高く実時間演算を行ないやすいことの2点から電圧帰還方式を採用した。本演算器としては線形要素のみならず、非線形要素をも実用化し、すでに広い用途に利用されようとしている。

本稿は実用化した磁気増幅器式演算器を中心に動作原理、精度に関する理論的考察、実験結果を示し、終わりに幾つかの応用例について示すものである。

2. 磁気増幅器式演算器 (線形要素)

2.1 動作原理

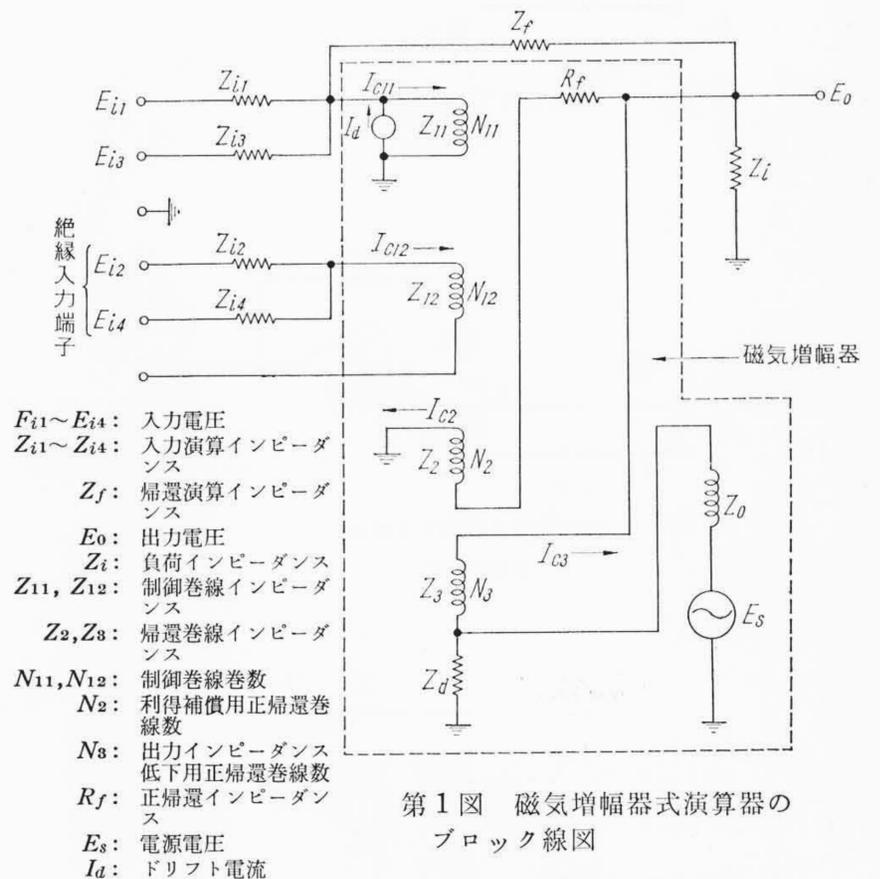
第1図は電圧帰還形磁気増幅器式演算器のブロック線図の一例である。 $E_{i1} \sim E_{i4}$ の入力電圧と出力 E_0 との間に以下に述べるような電子管式とほぼ同様な関係があるのみならず、 E_{i2} , E_{i4} のように他の巻線から絶縁された独立の制御巻線に inputs を加え磁氣的加算が可能であるのであとに述べるいくつかのすぐれた特長をもっている。第1図の回路より入力電圧と出力電圧の関係を求めると次式のようになる。

$$E_0 = - \frac{\left(\frac{E_{i1}}{Z_{i1}} + \frac{E_{i3}}{Z_{i3}} \right) Z_f + \frac{N_{12}}{N_{11}} B Z_f \left[\frac{E_{i2}}{Z_{i2} \left(1 + \frac{Z_{12}}{Z_{i2}} + \frac{Z_{12}}{Z_{i4}} \right)} + \frac{E_{i4}}{Z_{i4} \left(1 + \frac{Z_{12}}{Z_{i2}} + \frac{Z_{12}}{Z_{i4}} \right)} \right] + Z_i I_d}{1 + \frac{Z_f}{N_{11} R_A} B \left[A - R_A \left(\frac{N_2}{R_f + Z_2} + \frac{N_3}{Z'_i} \right) \right]} \quad \dots \dots \dots (1)$$

ただし

$$\left. \begin{aligned} A &= 1 + \frac{Z_0}{Z_d} + \frac{Z_0 + Z_3 \left(1 + \frac{Z_0}{Z_d} \right)}{Z'_e} \\ B &= 1 + \frac{Z_{11}}{Z_{i1}} + \frac{Z_{11}}{Z_{i3}} + \frac{Z_{11}}{Z_f} \\ Z'_i &\simeq 1 / \left[\frac{1}{Z_i} + \frac{1}{Z_2 + Z_f} + \frac{1}{Z_f} \right] \end{aligned} \right\} \dots \dots \dots (2)$$

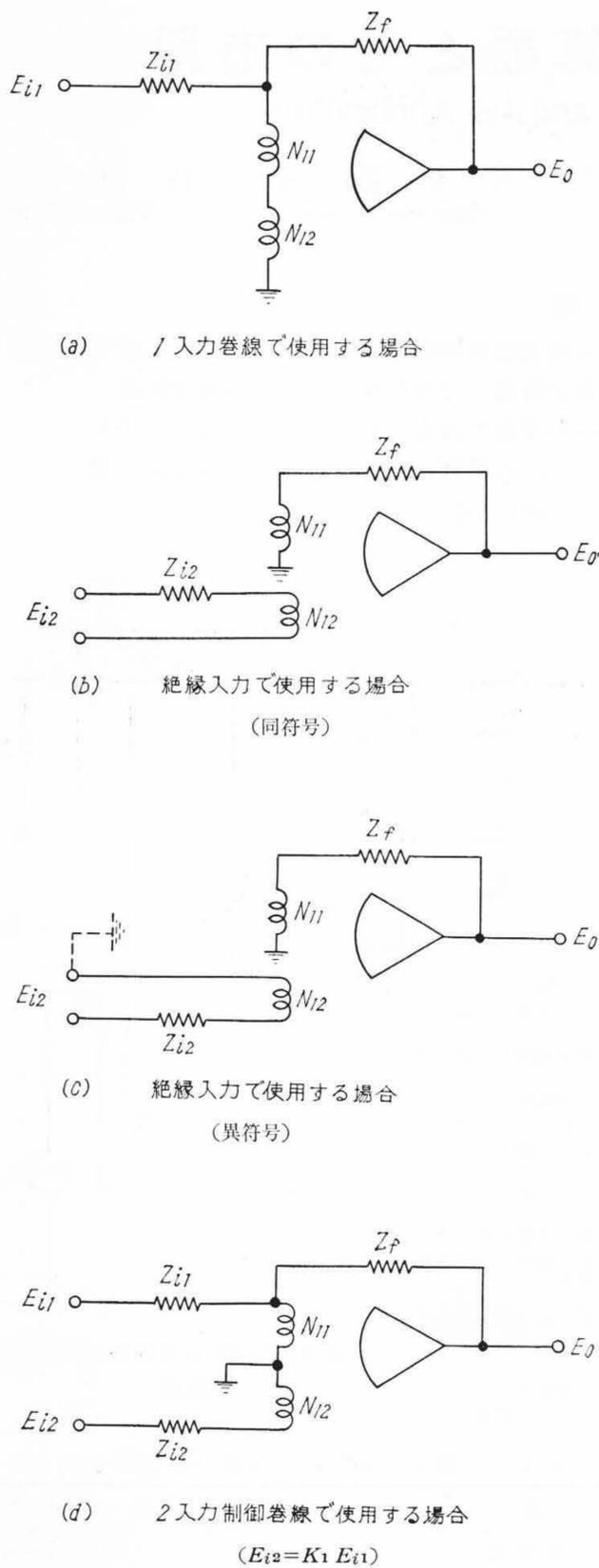
* 日立製作所中央研究所
** 日立製作所日立工場



第1表 磁気増幅器式演算器の各種使用法

使用法	伝達関数	備考
(1) 1入力演算器 ($Z_{i2} = \infty$)	$E_0 = - \frac{Z_f}{Z_{i1}} E_{i1}$	従来の電子管式アナコンの場合と同じ
(2) 絶縁入力形演算器 (異符号) ($Z_{i1} = \infty$)	$E_0 = - \frac{N_{12}}{N_{11}} \frac{E_{i2}}{Z_{i2}} \cdot Z_f$	入出力電位を絶縁できる磁気増幅器式演算器の特長
(3) 絶縁入力形演算器 (同符号) ($Z_{i1} = \infty$)	$E_0 = \frac{N_{12}}{N_{11}} \cdot \frac{Z_f}{Z_{i2}} \cdot E_{i2}$	符号の変わらない演算が可能である
(4) 2入力演算器	$E_0 = - \frac{Z_f}{Z_{i1}} E_{i1} + \frac{Z_f}{Z_{i2}} E_{i2} \cdot \frac{N_{12}}{N_{11}}$ $N_{11} = N_{12}$ の場合は引算器	電子管式に比べて容易に実現できる

(1)式中の R_A は鉄心の増幅特性を表わす定数 (伝達インピーダンス) であり 1 ターンの制御巻線に 1 A の制御電流を流したときの出力電圧の変化率に相当する。 R_A が大なるほど増幅度が大になりこの値は鉄心の渦電流による起磁力の増加度の小さいほど、透磁率が大なるほどよく、交流巻線数に比例し、鉄心磁路長に反比例して増大する。 I_d は入力換算のドリフト電流であり、 Z_0 はリアクタの交流側の動作点における内部インピーダンスである。



第 2 図 磁気増幅器式演算器の各種使用法

今利得補償用の正帰還巻線 N_2 と出力インピーダンス低下用の正帰還巻線 N_3 をそれぞれ(3)式で与える関係を満足し得たとすると

$$\left. \begin{aligned} N_2 &= \frac{1}{R_A} \left(1 + \frac{Z_0}{Z_d} \right) (R_f + Z_2) \\ N_3 &= \frac{1}{R_A} \left[Z_0 + Z_3 \left(1 + \frac{Z_0}{Z_d} \right) \right] \end{aligned} \right\} \dots\dots\dots (3)$$

(1)(2)(3)式より(1)式の分母が1となる。さらに $B \approx 1$, $Z_{12}/Z_{i2} \approx 0$, $Z_{12}/Z_{i4} \approx 0$ が成立すれば

$$E_0 = - \left(\frac{E_{i1}}{Z_{i1}} + \frac{E_{i3}}{Z_{i3}} \right) Z_f - \left(\frac{E_{i2}}{Z_{i2}} + \frac{E_{i4}}{Z_{i4}} \right) Z_f \frac{N_{12}}{N_{11}} - I_d Z_f \dots\dots\dots (4)$$

となり I_d の影響を除いては電子管式の場合と同様、帰還演算器として理想的な演算をすることが明らかである。したがって第1図の回路構成で実現できる演算は第1表、第2図のようになる。ただし $Z_{i3} = Z_{i4} = \infty$ とする。表の中で特長ある回路方式は(2), (3)の絶縁入力形演算器である。工業計測などにおいては特に入出力電位を絶縁する要求が多いが、このような所への使用はきわめて適している。

2.2 演算誤差

2.2.1 一般式

(3)式で示す完全補償条件を常に満足するならば、少なくとも1入力係数器の演算誤差を零にできるが、実際にはこの条件は特定条件のもとでのみしか満足し得ない。すなわち鉄心の非直線性、電源電圧、ならびに波形の変化による伝達インピーダンス R_A の変動、各インピーダンスの周波数特性、磁気増幅器動作のむだ時間効果などにより実効的に R_A ならびに Z_2 を主として変動し、(3)式の条件がくずれ演算誤差が発生する。正しい演算結果を $[E_0]$ とし上記事項を数式化すると

$$E_0 \approx [E_0] \left(1 + K_0 + K_1 \frac{dR_A}{R_A} + K_2 \frac{dZ_2}{Z_2} \right) = [E_0] \left(1 + \frac{dE_0}{[E_0]} \right) \dots\dots\dots (5)$$

(5)式において第2項以下が誤差項であり、 K_0 は(1)式において完全補償条件が成立してもなお残留する誤差係数であり、 K_1 , K_2 はそれぞれ dR_A , dZ_2 に関する誤差係数である。たとえば1入力演算器の相対誤差を(1), (5)式より算出すると(6)式のようにになる。

$$\varepsilon = \frac{dE_0}{[E_0]} \approx \frac{Z_f}{N_{11} R_A} \left(1 + \frac{Z_{11}}{Z_{i1}} + \frac{Z_{11}}{Z_f} \right) \left(1 + \frac{Z_0}{Z_d} + \frac{Z_0}{Z_c'} \right) \times \frac{dR_A}{R_A} + \frac{Z_f}{N_{11} R_A} \cdot \frac{dZ_2}{Z_2 + R_f} \dots\dots\dots (6)$$

完全補償条件が直流入力に対して行なわれたとすると、 R_A には磁気増幅器の半サイクル動作遅れ時間 τ の影響が Z_2 には正帰還巻線のインダクタンス L_2 の影響が表われ dR_A , dZ_2 はそれぞれ次式になる。

$$\left. \begin{aligned} dR_A/R_A &= (dR_{A0}/R_{A0}) - p\tau \\ dZ_2/Z_2 + R_f &= -pL_2/R_f = -pT \end{aligned} \right\} \dots\dots\dots (7)$$

ただし T : 制御巻線の時定数

(6)(7)式より交流入力を考慮した場合の演算誤差が計算できる。(6)式より明らかなように ε を小にするには N_{11} , R_A を大にすること、 Z_{11} を小にすることが必要である。以下これらを用い係数器ならびに積分器の場合について検討する。

2.2.2 係数器特性

$Z_i = R$, $Z_f = mR$ とし係数 m の係数器の特性を計算する。伝達関数は(5)(6)(7)式より次式が得られる。

$$\frac{E_0}{E_i} \approx -m \left[1 + \frac{mR}{N_{11} R_{A0}} \left\{ \left(1 + \frac{r_0}{r_d} \right) (1 + pT) \times \left(\frac{dR_{A0}}{R_{A0}} - p\tau \right) - pT \right\} \right] \dots\dots\dots (8)$$

ただし $T = \frac{Z_{11}}{R} + \frac{Z_{11}}{mR}$

たとえば $T = 0.36$ s, $\tau = 0.01$ s, $R_{A0} = 500 \Omega$, $R = 100$ k Ω を代入すると(8)式より

$$\frac{E_0}{E_i} = \frac{1}{1 + 0.0160p + 1.6 \times 10^{-4}p^2}$$

が得られる。この値は後述の実験値とよく一致している。演算誤差は括弧内第2項以下であり、 Z_f の値に比例して減少することが明らかである。

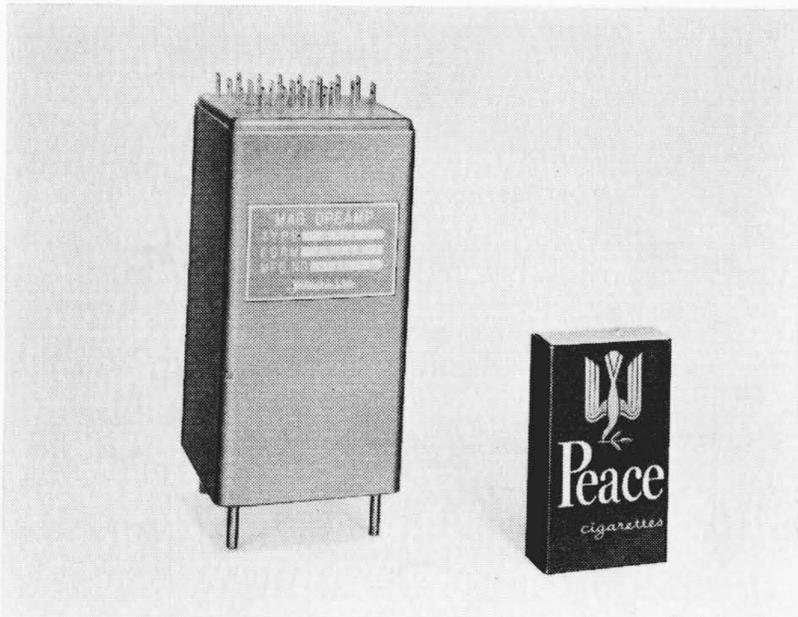
2.2.3 積分器特性

係数器の場合と同様、 $Z_i = R$, $Z_f = 1/C \left(p + \frac{1}{CR_c} \right)$ とし(5)~(7)式の関係を用いるとステップ入力ならびに保持特性の場合の相対誤差はそれぞれ(8)式のように同一の値として得られる。ただし R_c は C の漏えい抵抗である。

$$\varepsilon \approx - \frac{1}{CR_c} t + \frac{1}{N_{11} R_{A0} C} \frac{dR_{A0}}{R_{A0}} \left(1 + \frac{r_0}{r_d} \right) t - \frac{\tau}{N_{11} R_{A0} C} \left(1 + \frac{r_0}{r_d} \right) \dots\dots\dots (9)$$

第2表 演算増幅器特性表

	50 c/s 形			400 c/s 形		5 kc 形	
	小容量形		中容量形	大容量形	中容量形	大容量形	2段増幅形
	普及形	高精度形					
出力フルスケール	±10V	±10V	±10V	±10V	±10V	±10V	±10V
負荷抵抗	3kΩ以上	3kΩ以上	1.5kΩ以上	300Ω以上	1.5kΩ以上	600Ω以上	1kΩ以上
標準演算インピーダンス	100kΩ, 10μF	100kΩ, 10μF	100kΩ, 10μF	100kΩ, 10μF	100kΩ, 10μF	100kΩ, 10μF	100kΩ, 10μF
交流電源	50 c/s 1W	50 c/s 1W	50 c/s 2.5W	50 c/s 12W	400 c/s 2.5W	400 c/s 6W	5 kc 4W
係数器精度	0.2%	0.1%	0.2%	0.2%	0.2%	0.4%	0.2%
周波数特性	15 c/s(-3 dB)	3.6 c/s(-3 dB)	6 c/s(-3 dB)	6 c/s(-3 dB)(推定)	34 c/s(-3 dB)	16 c/s(-3 dB)	170 c/s(-3 dB)
零ドリフト	±1.5 mV/8 h	±1 mV/8 h	±1.5 mV/8 h	—	—	—	—



第3図 演算増幅器用磁気増幅器外観

このうち特に第1, 2項の誤差が問題になる。これらの極性が異なることを利用し人為的に dR_{A0}/R_{A0} を与え誤差を消失することも考えうるが、いずれにせよ C を大にすることは誤差軽減のうえから得策である。定量的な検討については実験結果のところの説明する。

2.3 線形要素の演算特性

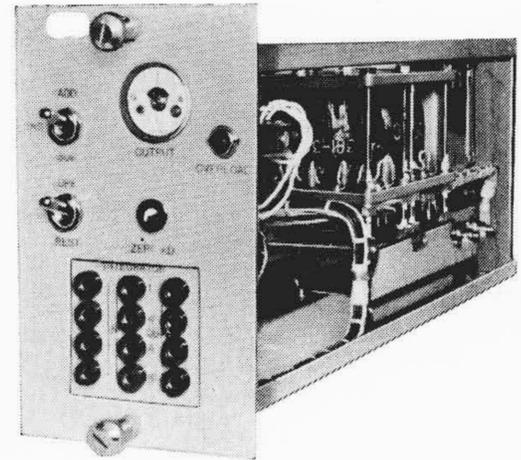
電源周波数 50 c/s の磁気増幅器を基にして本演算要素を開発し、最適設計を検討する一方、用途に応じた機種を開発し、また高レスポンス化および小形化の目的から電源の高周波化を行ない、現在までに第2表に示すような幾つかの機種を製作または実用化した。いずれも演算インピーダンスとして $100\text{ k}\Omega$, $10\text{ }\mu\text{F}$ を標準とし、出力電圧フルスケール $\pm 10\text{ V}$ 、精度 0.2% 程度を得ている。以下に 50 c/s 小容量第一次試作の演算増幅器についてその特性を記した。第3図の写真は 50 c/s 小形演算増幅器用磁気増幅器外観である。内部は磁気増幅器2個がプッシュプル接続されて内蔵されており、端子部はすべて上面に導かれている。全体は樹脂により保護されており、振動衝撃や湿気、有害ガスなどに対し十分保護され、オンライン計算要素として信頼性の高い構造にまとめられている。

また第4図は 50 c/s 小容量演算増幅器におよび帰還インピーダンスを付して帰還演算器ユニットとして構成されたものである。図は帰還インピーダンスとして $10\text{ }\mu\text{F}$ を内蔵する加算積分器の例であるが、加算係数器の場合も帰還インピーダンスが $100\text{ k}\Omega$ に変更されるのみで同一の構造になる。正面パネルに演算制御および加減算切替スイッチ各1個、過電圧警報用メータリレーおよび表示灯を持つ。1, 1, 1, 1, 1, 4, 4, 10 の8個の入力と4個の出力端子を持ち、正面パネル下部のパッチ盤および背面の接栓(せん)の両方に接続されている。

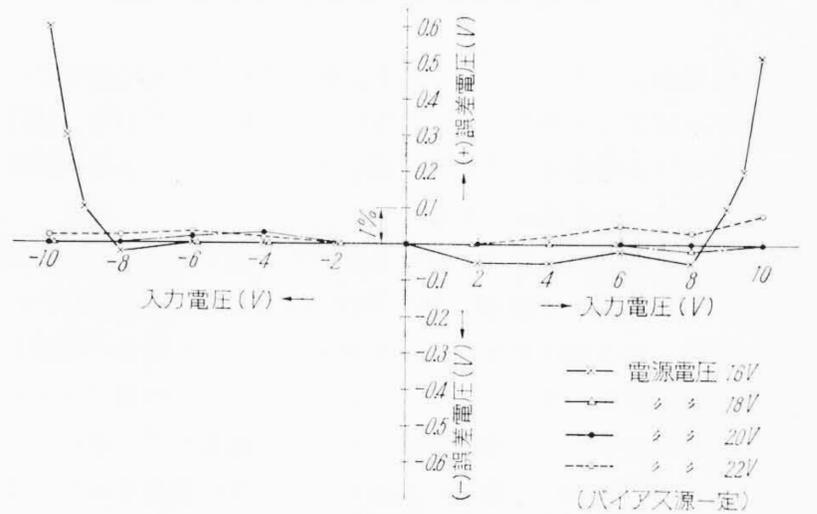
2.3.1 係数器特性

(a) 静的誤差

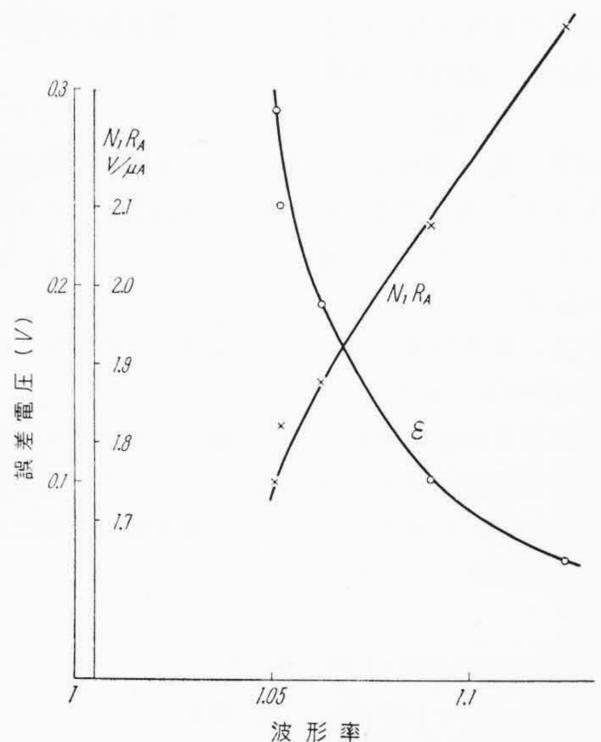
Z_i および Z_f が $100\text{ k}\Omega$ の係数器として構成されたときの静的



第4図 50 c/s 磁気増幅器式帰還演算器ユニット

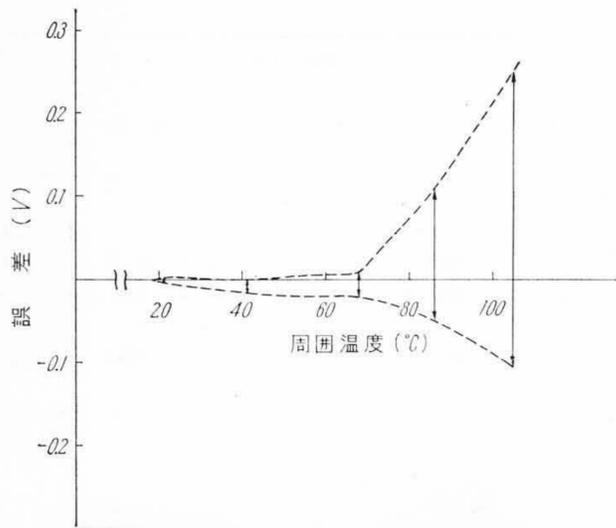


第5図 係数器誤差-電源電圧の影響

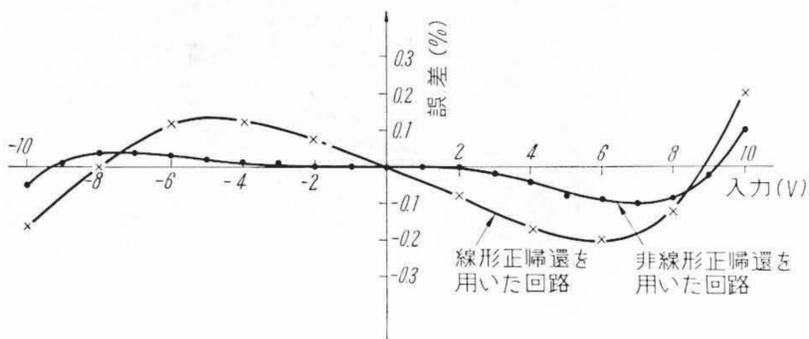


第6図 係数器誤差と電源電圧波形の影響

誤差は $\pm 20\text{ mV}$ (フルスケールの $\pm 0.2\%$) である。本演算増幅器は上述のように N_2 巻線による正帰還作用によって利得の不足分を補っているため、利得を変動せしめるような外部条件の変化



第7図 係数器誤差-周囲温度の影響



第8図 非線形正帰還を用いた場合の係数器の誤差

について検討を必要とする。また上記静的誤差はおもに増幅器の出力レベルによって利得が一定でないことに起因しており、利得不足分を補う正帰還量を非線形に調整することによりさらに高精度を実現することも可能である。

第5図は電源電圧の変動に対する係数器誤差である。定格電源電圧20Vの±10%の変動に対し動作の全域でほぼ0.5%以内になっている。第6図は電源電圧の波形率を変化した場合の増幅率および係数器誤差の変化を実測したものである。この例では波形率1.125にて調整された演算増幅器を用いて測定しているが、与えられた波形率において最少の誤差をうるように調整することは可能である。第7図は周囲温度と誤差との関係を示す。±10Vの動作全域での誤差最大値の範囲を点線で示してある。常温~70°Cにて±0.25%の精度が得られている。また第8図は非線形正帰還を用いて0.1%の高精度を実現した例である。

(b) その他

第3表に Z_i , Z_f の各種組み合わせにて使用した場合の係数器ドリフトを示す。前述のようにドリフト e_d はドリフト電流源 I_d と帰還インピーダンス Z_f との積により

$$e_d = I_d \cdot Z_f$$

と表わされる。標準の $Z_f = 100 \text{ k}\Omega$ でほぼ 0.5 mV/h 、長時間ではほぼ 1.5 mV/8h である。

第9図は周波数特性を示す。入力巻線インダクタンスとむだ時間とよりなる二次遅れ系のために若干のピーキングを生じている。15 c/s (-3 db) の特性である。この周波数特性を二次遅れ系と仮定して伝達関数を求めると、ほぼ

$$\frac{E_o}{E_i} = \frac{1}{1 + 0.0132p + 1.75 \times 10^{-4} p^2}$$

となり、さきに求めた(8)式による計算値

$$\frac{E_o}{E_i} = \frac{1}{1 + 0.0160p + 1.6 \times 10^{-4} p^2}$$

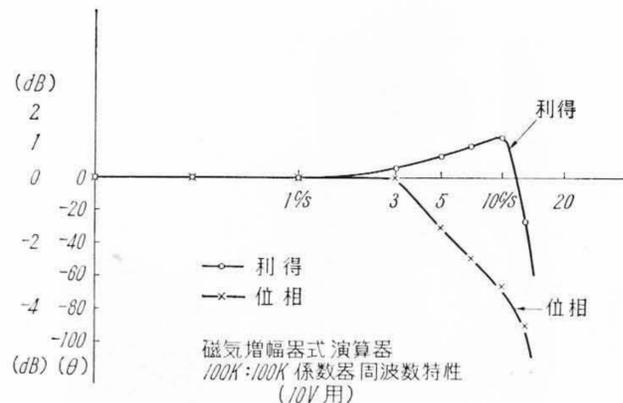
とよく一致している。

2.3.2 積分器特性

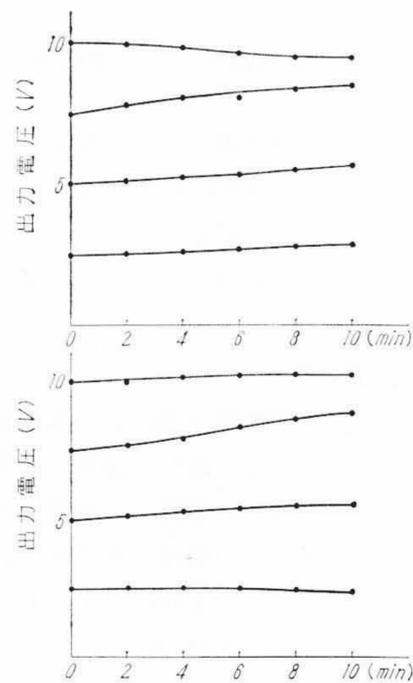
第10図に $C = 50 \mu\text{F}$ の場合の積分器保持特性の一例を示す。ほ

第3表 係数器のドリフト

Z_i	Z_f	Drift/hour
10kΩ	10kΩ	100 μV
1MΩ		50 μV
1.111kΩ	100kΩ	1.5mV
10kΩ		0.6mV
100kΩ		0.5mV
1MΩ		0.5mV
∞	1MΩ	1 mV
10kΩ		2.5mV
1MΩ		2.3mV



第9図 係数器周波数特性



第10図 積分器保持特性 ($C = 50 \mu\text{F}$)

ぼ 1 V/10分 である。保持特性の理論式は(9)式より明らかなように保持電圧を v 、オフセット電圧を e_{off} とすると

$$E_o = -v \left\{ 1 + \frac{1 + r_o/r_d}{N_1 P_{A_0} C} \frac{dR_{A_0}}{R_{A_0}} t - \frac{t}{CR_e} \right\} - \frac{t}{CR} e_{\text{off}} \dots \dots \dots (10)$$

括弧内第2項以下はすべて誤差項であるが、増幅特性の非直線性などに基づく dR_{A_0}/R_{A_0} 以外の誤差項は比較的小さいので、出力の誤差 ΔE_o はほぼ

$$\Delta E_o \approx -v \cdot \frac{1 + r_o/r_d}{N_1 R_{A_0} C} \frac{dR_{A_0}}{R_{A_0}} t$$

と与えられる。この誤差が等価的なオフセット誤差入力 $e_{\text{off}'}$ で発生せしめられたと仮定すると

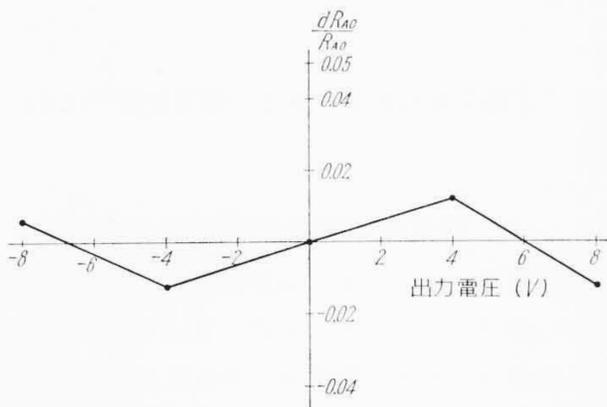
$$\frac{e_{\text{off}'}}{v} = \frac{R_i}{N_1 R_{A_0}} \left(1 + \frac{r_o}{r_d} \right) \frac{dR_{A_0}}{R_{A_0}} \dots \dots \dots (11)$$

となり $e_{\text{off}'}$ は入力抵抗 R_i に比例する。この事実は積分器の入力

第4表 積分器保持特性による dR_{A0}/R_{A0} の測定

波形率		1.065	1.062	1.050
+8 V	$\Delta V_0'$	0	-0.66	-1.24
	ΔV_0	-0.39	-0.57	-1.35
	$\frac{dR_{A0}}{R_{A0}}$	-0.012	-0.017	-0.041
+4 V	$\Delta V_0'$	+0.6	-0.20	-0.51
	ΔV_0	+0.21	-0.11	-0.62
	$\frac{dR_{A0}}{R_{A0}}$	+0.012	-0.007	-0.037
0 V	$\Delta V_0'$	+0.39	-0.09	+0.11
	ΔV_0	0	0	0
-4 V	$\Delta V_0'$	+0.18	+0.67	+0.76
	ΔV_0	-0.21	+0.76	+0.65
	$\frac{dR_{A0}}{R_{A0}}$	-0.012	+0.05	+0.04
-8 V	$\Delta V_0'$	+0.53	+1.02	+1.46
	ΔV_0	+0.19	+1.11	+1.35
	$\frac{dR_{A0}}{R_{A0}}$	+0.006	+0.036	+0.041

(注) $\Delta V_0 = \Delta V_0' - (\Delta V_0')_{v=0}$
 $\frac{dR_{A0}}{R_{A0}} = \frac{\Delta V_0}{v} \times \frac{N_1 R_{A0} C}{60}$



第11図 波形率1.065(調整点)における dR_{A0}/R_{A0} -出力電圧

に加わる等価的な誤差成分が R_i によって変化することを示しており、総合的な演算精度を検討する上で重要な点である。

ところで e_{off}' を規定する原因になっている dR_{A0}/R_{A0} のいくつかの発生原因のうち、通常最も問題になるのは、(1)電源電圧波形の変化によるもの、(2)増幅特性の非直線性によるものの二つである。

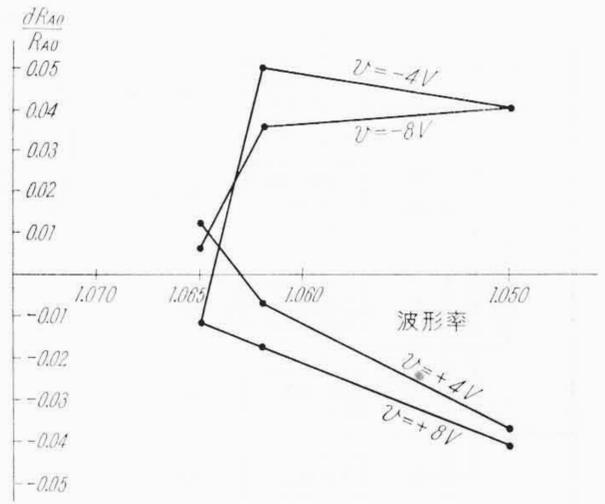
第4表は電源波形率および初期値 v すなわち出力電圧レベルをパラメータとして、 $C=10 \mu F$ の積分器により保持特性を測定した結果である。 $\Delta V_0'$ は1分間に発生する誤差の測定値、 ΔV_0 は真のオフセット出力 e_{off} の積分によって生ずる量すなわち $(\Delta V_0')_{v=0}$ を $\Delta V_0'$ より差し引いたもので

$$\Delta V_0 = \Delta V_0' - (\Delta V_0')_{v=0}$$

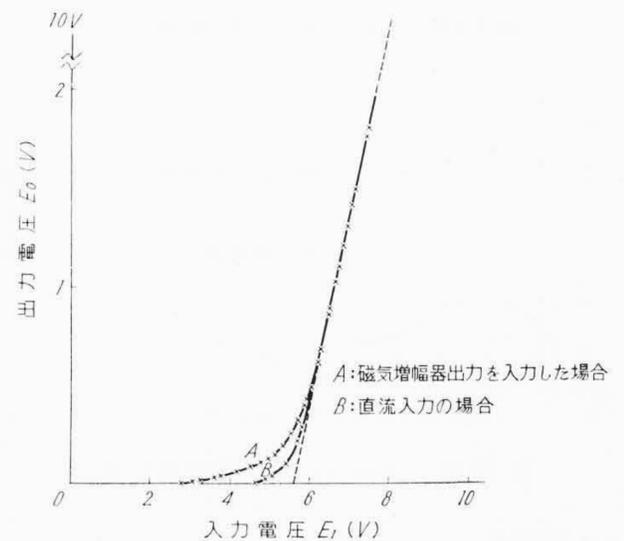
であるから、 ΔV_0 が dR_{A0}/R_{A0} によって生じた誤差である。(10)式より逆算して

$$\frac{dR_{A0}}{R_{A0}} = \frac{\Delta V_0}{v} \times \frac{N_1 R_{A0} C}{60}$$

と計算される。第11図は波形率1.065(調整点)における増幅特性の非直線性に基づく dR_{A0}/R_{A0} を、また第12図は各出力レベルごとに電源波形率を変化したときの dR_{A0}/R_{A0} を、ともに上表より要約して示したものである。グラフより dR_{A0}/R_{A0} はほぼ5%と考えられる。ただし出力レベル変化によって生ずる dR_{A0}/R_{A0} は前記の非線形正帰還によって補償し、約1/2以下にすることが可能であり、それに従い保持特性を向上せしめる。



第12図 dR_{A0}/R_{A0} -電源電圧波形



第13図 折線近似関数発生に対するリップルの影響(不感帯特性)

3. 非線形演算要素

磁気増幅器演算器を用いて関数発生器、掛算器などの非線形演算要素を実用化した。以下原理、特長、特性などについて述べる。

3.1 関数発生器

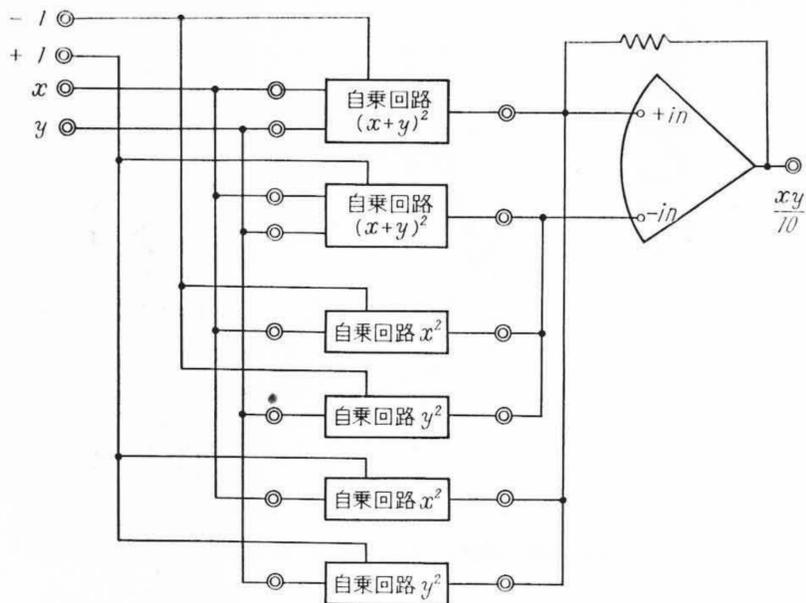
本磁気増幅器式演算器は電圧相似方式であるため、電子式関数発生器と同様にダイオードを用いた折線近似関数発生器を容易に作る事ができる。電子式の場合とのおもな相違点は(1)演算増幅器出力に三角波状リップルが重畳しているために折点付近に丸みが生じる(三角波の場合には二乗特性)、(2)引算端子を設けることが容易でしかも同時に多数入力の引算が可能であるなどで、そのため特長ある回路構成が可能である。すなわち(1)はなめらかな関数発生には有利であるが、小さい曲率をもつ関数発生には不利で適当にリップル波除去を必要とする場合がある。(2)は上り下りのこう配をもつ関数発生の場合には好都合であり、電子式のようにこのための正負変換器を必要とせず回路が簡略化できる。第13図は不感帯特性の発生を行なった場合の実験結果である。Aは入力としてリップルを含む磁気増幅器出力波形を加えた場合であり、Bは直流入力の場合の特性である。Aの場合の折点付近の丸みはリップルの影響であり、Bの場合のそれは制御巻線に現われる電源の第2高調波の影響である。

3.2 掛算器

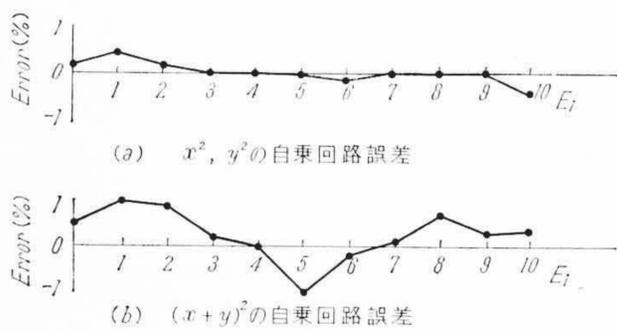
1/2自乗方式とも称すべき掛算器を提案し、これを実用化した。すなわち、 x, y なる2変数に対して

$$xy = \frac{1}{2} \{ (x+y)^2 - x^2 - y^2 \} \dots\dots\dots (12)$$

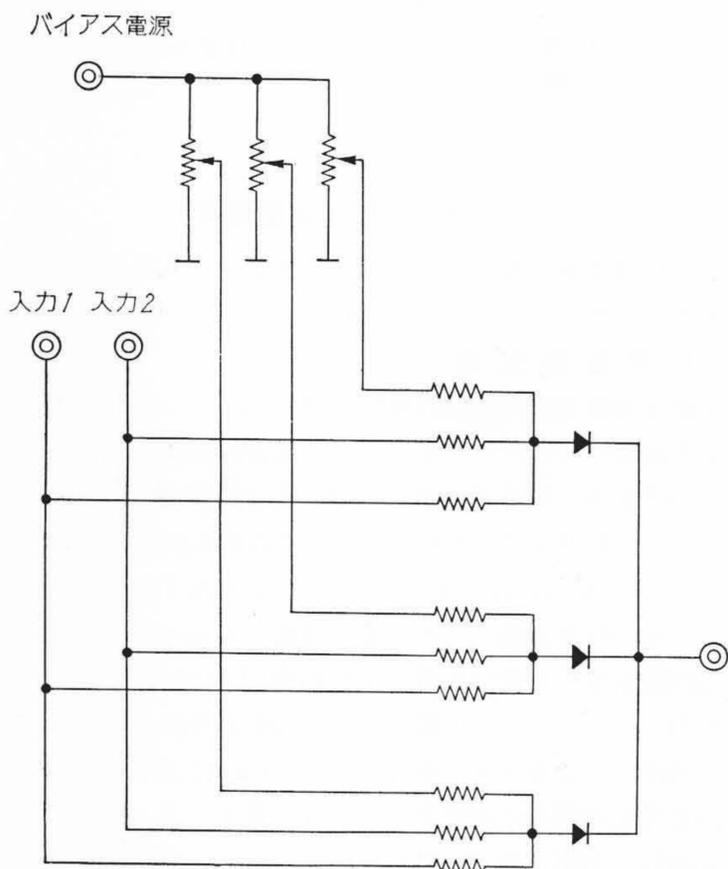
の原理に基づくものである。この方式は磁気増幅器式演算器の前述のような三角波状リップルの影響を受け折点付近ではおのずから自



第 14 図 1/2 自乗方式掛算回路



第 15 図 3 折点自乗回路の演算誤差

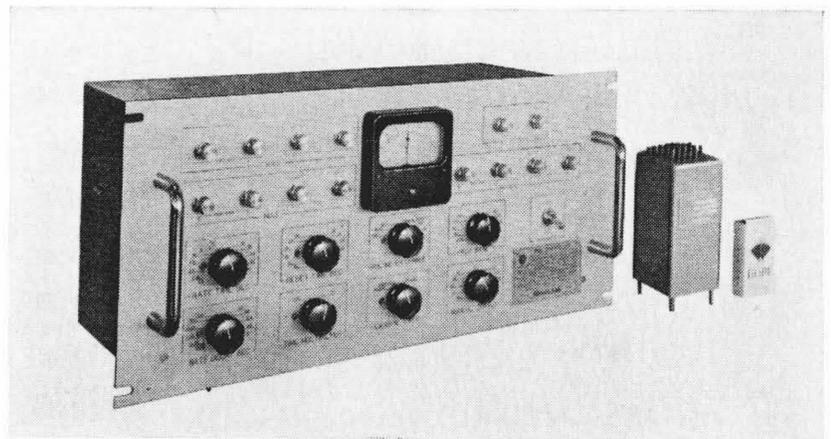


第 16 図 自乗回路の一例: $(x+y)^2$

乗特性になり、比較的簡単に自乗回路が得られること、引算端子を利用すれば同時引算が容易に行なえるとの特長を十分に生かした方式であって電子式掛算器でしばしば用いられる 1/4 自乗方式に比べ自乗回路が一組多いものの、第 14 図に示すように 1 台の演算増幅器で実現できる特長がある。しかもその演算増幅器は演算回路中においては省略できる場合がある。第 15 図に 3 折点の場合のこの掛算器に使用した二乗特性の演算誤差を、第 5 表に掛算器とした場合の総合特性の一例を示す。演算誤差は自乗回路で約 1%、総合特性で約 2% 以内である。自乗回路が第 16 図に示すように抵抗とダイオードのみで構成されるために周波数特性は係数器とほぼ同じ傾向

第 5 表 1/2 自乗掛算器演算誤差 (%)

$y(V)$	-10	-8	-6	-4	-2	0	2	4	6	8	10
0	1.0	1.0	1.0	0	-0.8	1.2	1.5	1.0	0.1	0.6	-0.1
2	1.0	1.0	0	0.7	0.7	1.1	1.9	1.0	0.5	0.1	0.2
4	0	-0.1	0	0	1.0	1.0	1.1	0.3	0.5	0	0.5
6	-1.1	-0.1	0	1.0	1.0	0.1	0.5	0.2	0.4	0.1	1.7
8	-2.0	-0.2	0	0	0.1	-0.1	0.1	0	0.2	0	1.5
10	-1.0	-0.9	-0.9	0	0.8	0.1	1.0	0.8	2.0	2.0	-0.4



第 17 図 磁気増幅器式 PID コントローラ

を示し、ほとんど帰還抵抗値で決まる。実用装置では 8 c/s (-3 db) 程度である。

4. 磁気増幅器式演算器の応用⁽⁶⁾⁽⁷⁾

磁気増幅器演算器はオンラインの計算要素に適した精度と高信頼度を持ち、かつ演算インピーダンス Z_i , Z_f の組み合わせによって上述のように加減算、加減算微積分、乗除算および任意関数発生回路を容易に実現できるところから、プロセス制御、電力系統制御、電動機応用制御、そのほか通常の自動制御から計算制御を含む制御の分野で広く利用されるに至っている。現在までに製作または計画された例について下記に紹介する。

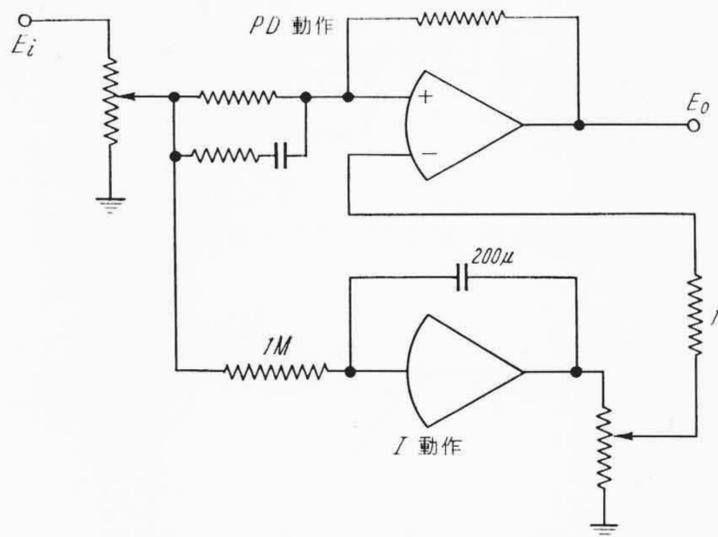
4.1 プロセス制御関係

プロセス制御においては、プロセスを最も経済的に運転するための最適化制御用計算装置をはじめ、自動制御系の動特性を改善するための PID 制御装置などが需要されている。前者についてはプロセスそのものについての数量的知識が確立されるに従い現在急速に具体化する傾向にある。このための計算装置として汎用の制御用計算機が試作され、その概要は 4.4 に記載されるとおりである。

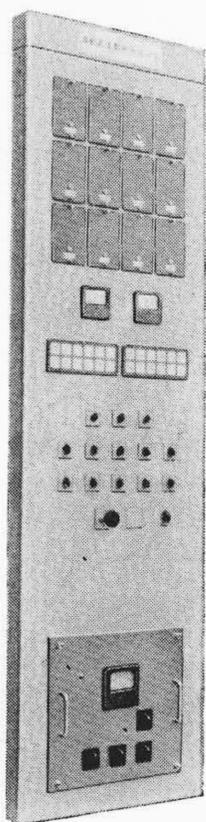
4.1.1 PID コントローラ⁽⁸⁾

プロセス制御にかぎらず一般に自動制御における 3 項動作——比例動作 (P), 積分動作 (I), 微分動作 (D)——を磁気演算増幅器回路で組み、比例感度、積分時間、微分時間を広範囲にわたって容易に調整可能にしたもので、磁気増幅器演算器に固有の特徴を有するほか演算回路構成上 (1) アナログ演算回路を厳密に適用しているため PID 演算は非常に正確で原理上からも 3 項動作相互間の干渉はみられない。(2) 制限積分動作や拡大微分動作というすぐれた回路方式が採用されている。などの特徴を有する。第 17 図に磁気増幅器式 PID コントローラの外観を示す。また第 18 図は PID コントローラの回路原理図である。

PID 制御では特に大きい時定数が要求されるのでアナコン式の精度本位の回路構成によると大容量のコンデンサを必要とする。このためできるだけ演算抵抗を大きくとって回路を構成している。この場合増幅特性の非直線性による誤差が問題になり、係数



第18図 PIDコントローラ回路原理図



第19図 磁気増幅器式AFC装置

器の相対誤差および積分器の等価オフセット入力を静的な状態で計算すると、それぞれ(12), (13)式のようになる。増幅率の非直線性 $dR_A/R_A \approx 0.25\%$

$$\frac{dE_0}{E_0} \approx \frac{mR}{N_1 R_A} \cdot \frac{dR_A}{R_A} \quad \dots\dots\dots (12)$$

$$\frac{e_{off}}{E_0} \approx \frac{R}{N_1 R_A} \cdot \frac{dR_A}{R_A} \quad \dots\dots\dots (13)$$

- ただし m : 係数比
- R : 入力演算抵抗
- R_A : 1ターン当りの増幅インピーダンス
- N_1 : 制御巻線数

とすると、使用する係数器積分器の演算精度はいずれも(12), (13)式より演算抵抗 $1M\Omega$ で2.5%を得、この種装置にとっては十分であろう。

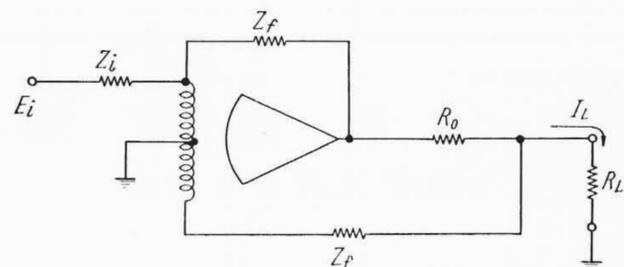
4.2 電力系統制御関係

ELD, AFC, ALR などに対する応用例がある。ELDは電力系統における最経済負荷配分計算制御であって、この装置にはいわゆる潮流計算が必要となり、このため電圧-電流変換器、移相変圧器模擬単位のような特殊回路が使われるが、これらも磁気増幅器演算器の外部接続によって容易に実現できる。AFC, ALRはいずれも発電所制御のシステムで加減算、積分、関数発生など標準的な演算回路の組み合わせで構成される。第19図は本演算器を使用して実用化されたAFC装置の外観図である。そのうちから比例配分回路およ

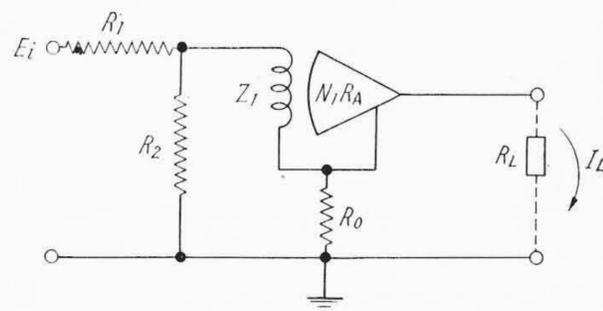
第6表 電圧電流変換器(第20図の場合)の精度

Z_i	$R_0=100\Omega$			$R_0=200\Omega$		
	100k	50k	25k	100k	50k	25k
100k	1% (3V)			0.8% (6V)	1% (3V)	
50k	0.6% (6V)	0.4% (3V)			0.6% (6V)	0.6% (3V)
25k		0.4% (6V)	0.4% (3V)			0.3% (6V)

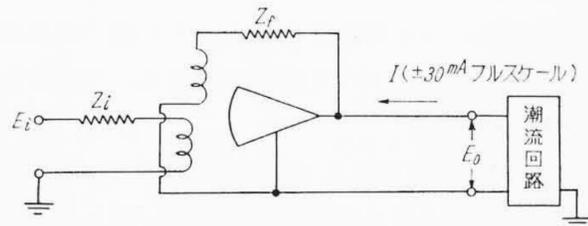
()内は E_i のフルスケール値



第20図 電圧電流変換器回路図



第21図 高精度形電圧-電流変換器回路図



第22図 移相変圧器単位模擬回路

び長時間積分回路を下に記載する。

4.2.1 電圧-電流変換器

第20図に回路図⁽⁹⁾を示す。この回路の特徴は

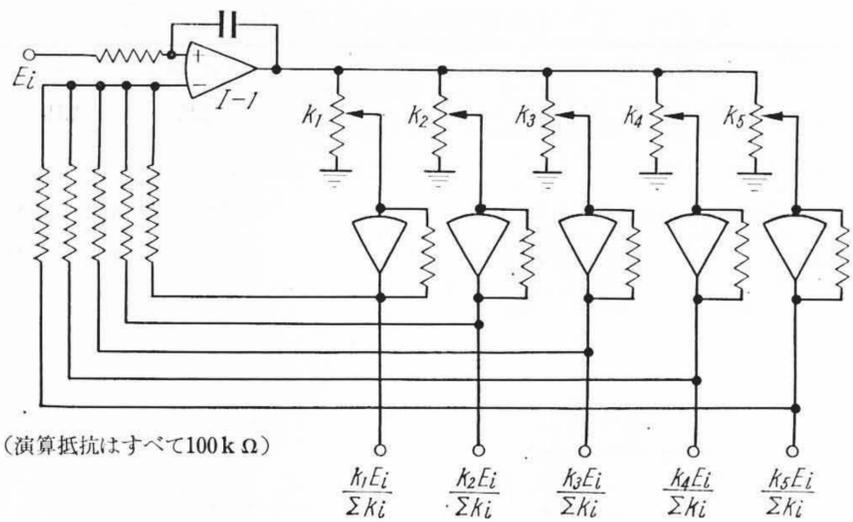
- (1) 負荷抵抗 R_L にほぼ無関係に入力電圧 E_i と比例した出力電流 I_L を得る。
 - (2) 通常の演算器同様入力側で演算が可能である。
 - (3) 演算増幅器出力端子の一端を接地して使用している。
- などをあげることができる。入力電圧 E_i と電流 I_L との関係は

$$I_L = - \frac{R_f}{R_i} \cdot \frac{E_i}{R_0} \cdot \frac{1}{1 + R_L/R_f} \quad \dots\dots\dots (14)$$

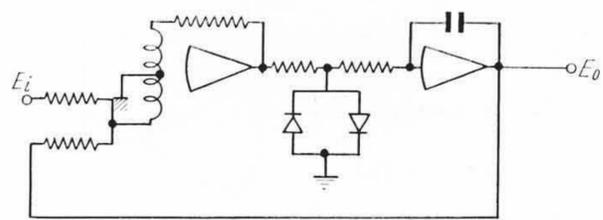
となり $R_L/R_f \ll 1$ であれば負荷に無関係な電流源となる。実験結果を第6表に示す。 R_L/R_f なる誤差項のため0.5%以上の精度を得るには困難が生ずる。特に高精度の必要な場合は第21図の回路⁽¹⁰⁾を使用する。入出力間関係は、増幅器の増幅率インピーダンスを $N_1 R_A$ として

$$I_L = - \frac{R_2}{R_1 + R_2} \cdot \frac{E_i}{R_0} \times \frac{1}{1 + \frac{1}{N_1 R_A} \cdot \frac{R_0 + R_L}{R_0} \left(R_0 + Z_1 + \frac{R_1 R_2}{R_1 + R_2} \right)} \quad \dots\dots\dots (15)$$

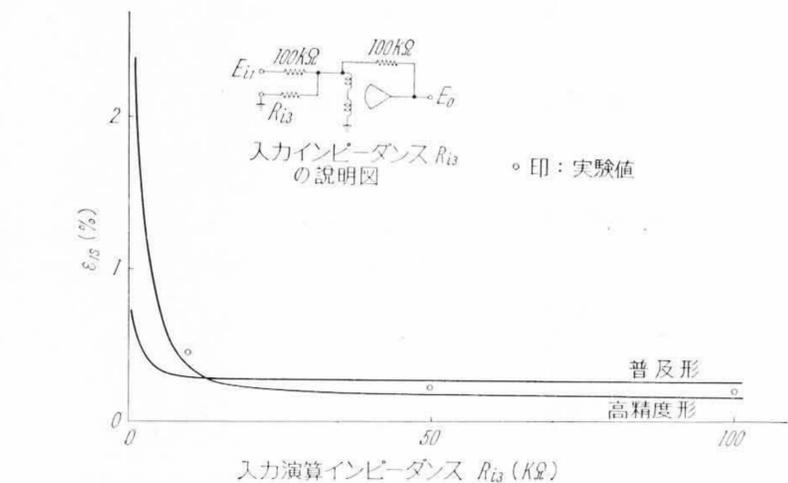
となる。 $\frac{1}{N_1 R_A} \cdot \frac{R_0 + R_L}{R_0} \left(R_0 + Z_1 + \frac{R_1 R_2}{R_1 + R_2} \right)$ が誤差項であるから、増幅器の利得の大きいほど、また制御巻線端子からみたイ



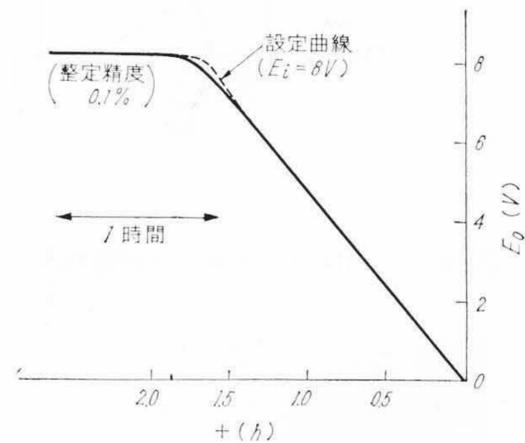
第23図 比例配分回路



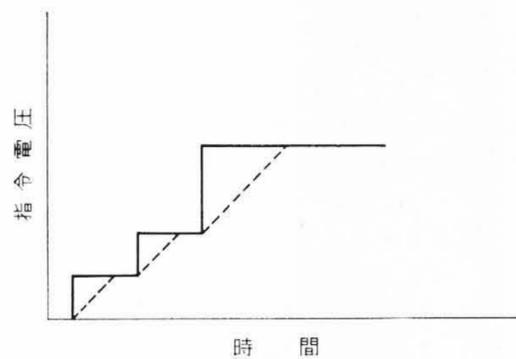
第25図 出力プログラム発生回路



第24図 加算係数器における入力演算インピーダンス \$R_{i3}\$ の影響 (\$R=100\text{ k}\Omega\$)



第26図 長時間積分によるプログラム発生例



第27図 速度指令電圧

ンピーダンスの低いほど高精度をうる。入力側で演算できないのは欠点であるが 0.1% 以上の変換精度を容易に実現できる。

4.2.2 移相変圧器単位

第22図は移相変圧器単位と呼ばれる回路でいわば内部インピーダンス零の電圧源として潮流計算回路中で使われる。これは帰還演算器が内部インピーダンスの低い電圧源であるという性質をそのまま利用している。\$E_i\$ に対する \$E_o\$ の誤差は \$Z_i, Z_f\$ が \$100\text{ k}\Omega\$ で 0.3%, 同じく \$50\text{ k}\Omega\$ で 0.2% 以内を得ている。

4.2.3 比例配分回路

入力を一定比率で分配するとき用いる回路で AFC などにもしばしば要求される。第23図がその回路図で、設定ポテンシオメータ \$k_1, \dots, k_5\$ の目盛として任意の \$k_i\$ に対する相対的な値を設定しておけば、各出力は自動的に入力 \$E_i\$ の \$k_i / \sum k_i, \dots, k_5 / \sum k_i\$ となり、これらの合計と入力 \$E_i\$ との偏差を積分制御によって修正する。

この回路における問題点は配分出力数が多くなった場合の偏差修正用積分器の入力側における加算誤差である。入力演算インピーダンス \$100\text{ k}\Omega\$ の場合について第24図の接続図のような係数器の演算誤差が他の入力加算用演算抵抗 \$R_{i3}\$ のためにどのような影響を受けるかを計算したものが第24図の曲線である。曲線は実験値とも良好な一致を示している。\$R_{i3}\$ がきわめて小さくなると、\$E_i\$ によって流入せしめられた電流が有効に制御巻線に流入せず、\$R_{i3}\$ によって側路されるために見かけ上増幅器の利得が低下し演算誤差を生ずる。しかし曲線から、\$R_{i3}\$ が \$5\text{ k}\Omega\$ で誤差 0.35% であるから、比例配分回路において演算インピーダンス \$100\text{ k}\Omega\$ にて入力すれば20個の配分出力を加算しても誤差は 0.35% を越えない。実験値としては 0.2% を得ている。

4.2.4 長時間積分

火力発電所の出力プログラム作製に使用する。第25図はその回路図であって、最終整定値 \$E_1\$ が与えられると、出力 \$E_o\$ はダイ

オードによってクランプされた一定電圧を積分することにより一定傾斜で出力を増加してゆき \$E_o = E_i\$ になるところで整定する。第25図による実験結果を第26図に示す。

この種の大きな時定数の要求される演算回路ではPID制御装置におけると同様、積分器の演算インピーダンスを大きくすると増幅器の特性の非直線性に基づく等価オフセット入力 \$e_{off}'\$ によって傾斜の精度を高めがたくなる。傾斜の精度 \$\epsilon\$ は積分器の入力となるクランプダイオードの出力 \$S\$ と、それに対するノイズとして作用する \$e_{off}'\$ との比で与えられ、また \$e_{off}'\$ が \$R=100\text{ k}\Omega\$ にてほぼ \$10\text{ mV}\$ になることおよび出力が \$0\sim 10\text{ V}\$ をよぎるに要する時間が \$T\$ 秒になるような傾斜であることの三つの条件から

$$\epsilon = \frac{(e_{off}')_{equ}}{S}$$

$$(e_{off}')_{equ} = 10^{-7} R$$

$$T = RC \cdot \frac{10}{S}$$

上式より \$S, R\$ を消去すると

$$C = \frac{T}{\epsilon \times 10^8} \text{ (F)} \dots\dots\dots (16)$$

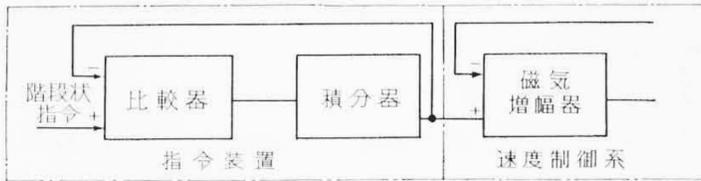
となり傾斜の精度を得るために最小限必要な容量値が存在する。

4.3 電動力応用制御関係

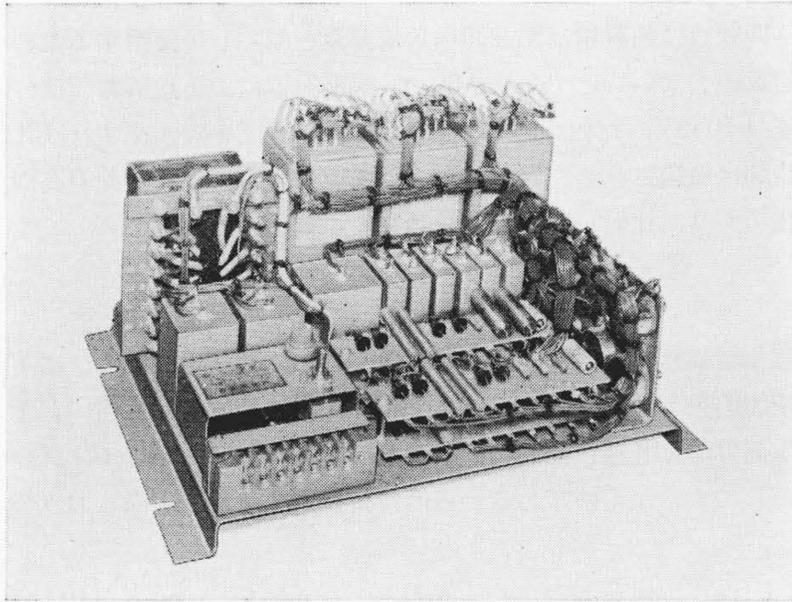
この分野への応用は今後の開発にまつところが多いが一例として指令装置がある。

4.3.1 指令装置⁽¹¹⁾

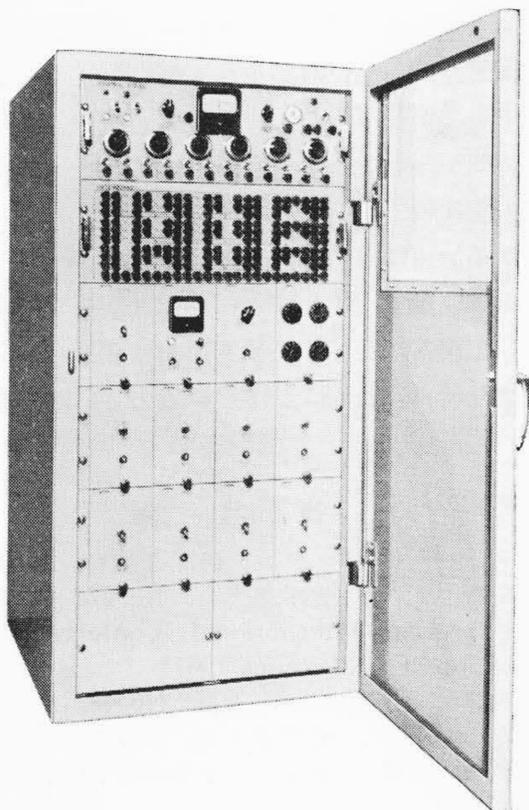
これは上述の発電プログラム作製回路の時定数の小さい場合に相当し、たとえば直流電動機の可変定速運転において電機子電圧により速度を変える場合、速度指令は第27図実線に示すように



第28図 指令装置ブロック図



第29図 指令装置外観



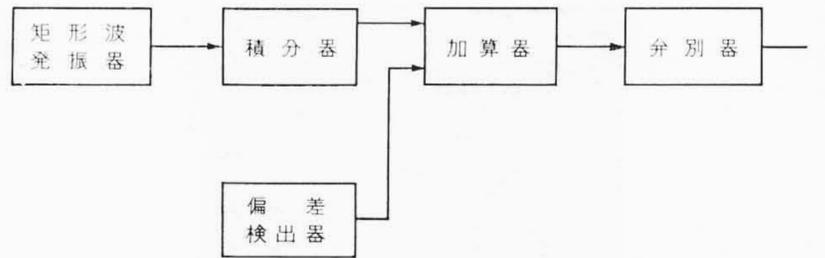
第30図 制御用アナログ計算機外観

階段状に加えるのが従来採られてきた方式であった。その場合制御系が瞬間的に大きなじょう乱をうけ制御が円滑に行なわれないので、第27図点線に示すように一定の傾斜で増加または減少し、定常状態では階段状指令電圧を高精度で再現する機能をもった指令装置が必要となる。

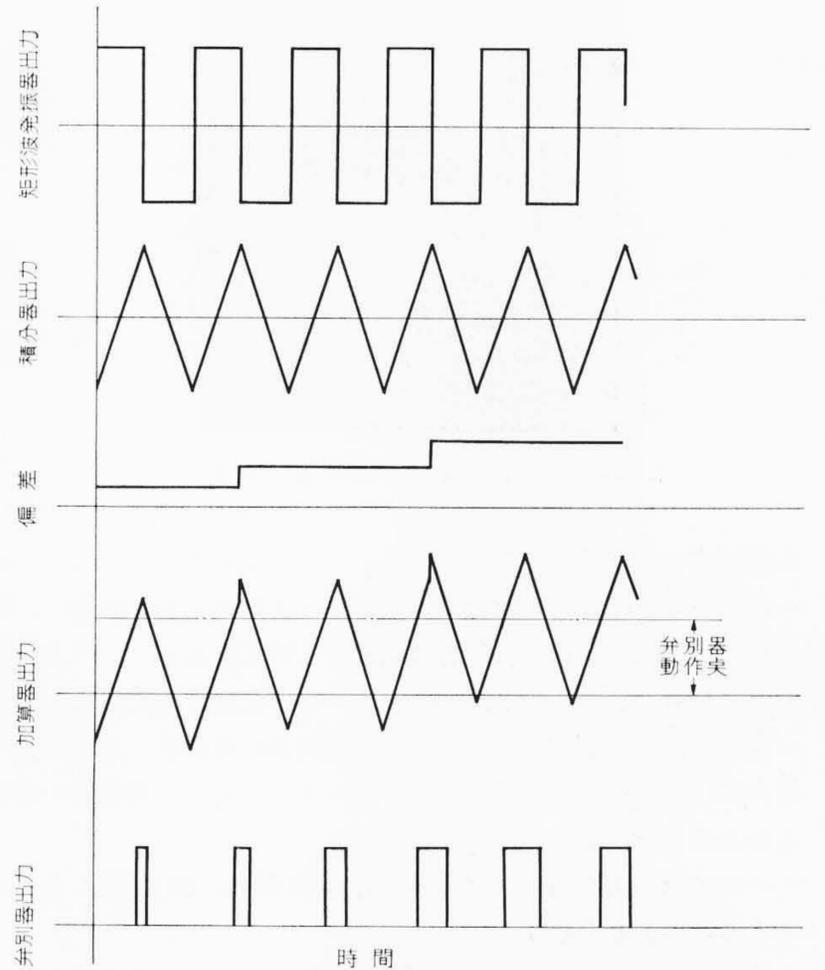
第28図に指令装置ブロック図を示すが、第27図点線の特性は積分器特性により実現し、定常状態における精度は負帰還された積分器出力と階段状指令値とを比較器により比較することにより行なわれる。第29図は指令装置外観を示す。

4.4 制御用アナログ計算機

化学プロセスのような系を最経済的に運転するためには系の各部の状態に基づいた計算結果により制御する計算回路が必要であるが、通常のプロセスではその内部動作機構が複雑であるため、あらかじめこれに適用する計算回路を確定することは困難であり、計算



第31図 パルス幅変調回路ブロック図



第32図 パルス幅変調回路各部波形

制御適用の結果を参照しながら、計算回路または計算回路中のパラメータの変更を行なうのが普通である。このような目的に使用される計算装置としてはある程度汎用の機能を有する制御用アナログ計算機が必要である。この計算機はオンライン用であることならびにその使用される環境条件から、電氣的、機械的に堅ろうでなければならない。

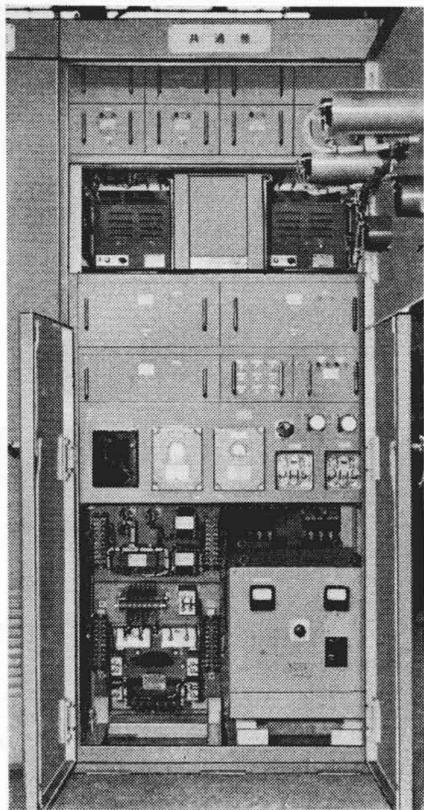
第30図は試作された制御用アナログ計算機外観図である。その構成は下記のとおりである。

- (1) 制御盤(ポテンシオメータ6個を含む).....一式
- (2) パッチボード.....1枚
- (3) 直流増幅器(演算増幅器として使用する).....9台
- (4) 電源盤(50c/s 20V, DC ±10V トランジスタ定電圧装置付).....1台
- (5) 掛算器ユニット.....1台
- (6) リミッタユニット(4組を組入).....1台
- (7) 増幅器追加用余裕空げき(2台分).....1
- (8) 箱体(防振構造, 前面かぎ付とびらを有す, とびら上部の窓より制御盤およびパッチボード監視可能, 入出力は背面下部接栓による).....一式

4.5 その他

4.5.1 パルス幅変調回路⁽¹²⁾

規格化された標準の演算増幅器を用い、演算インピーダンスの組み合わせによって加算器、積分器、不感帯要素などを作製し、さらにこれらの組み合わせで題記回路を構成している。パルス幅



第33図 自動水圧制御キュービクル

変調回路の一応用例としては、フィードバック制御系においてサーボモータを駆動する場合にサーボモータを間欠的に駆動し、間欠幅を偏差に比例して自動的に調整する方式がある。この方式の利点は偏差のいかにかわらなくともモータの起動摩擦に打ちかかって一定の起動特性が得られ、さらに被制御系の時定数が比較的長い場合には間欠週期を適当に選ぶことにより安定な自動制御が可能となることである。

パルス幅変調回路のブロック図を第31図に、第32図に各ブロックの出力波形を示す。

第33図はパルス幅変調制御方式を上水道における自動水圧制御に用いた場合の制御キュービクルを示すもので、水圧や流量検出用工業計器が含め取りまとめられている。

4.5.2 前置増幅器

演算増幅器は本来高利得の直流増幅器であるから演算インピーダンスの選び方いかんで前置増幅器としても使用できる。特に本電圧帰還形演算増幅器では入力インピーダンスを高くすることが可能なために応用範囲が広い。一段当りの利得は直線性および応答時間を考慮して20dB程度に選ぶ。一例として40dBの前置増幅器を50c/s形演算器2段で実現した場合の性能は、利得の直線性が $\pm 0.3\%$ 、ステップ入力に対する99%応答がリップル除去用フィルタをも含めて0.4秒、零ドリフト $\pm 20\text{ mV}/8\text{ hr}$ (入力換算 $200\text{ }\mu\text{V}/8\text{ hr}$)。

この増幅器の問題点は応答速度のおそいことであるが、これを緩和する手段としては電源周波数を高周波化することが効果的で

あり、5kc電源による演算増幅器を用いれば数十分の一の応答時間が得られる。

4.5.3 比較器

前置増幅器と同様、演算増幅器の高利得の利用の一例であり、4.1以下の各応用分野でも多数利用されている。原理は係数比が無限大またはきわめて大きい加減算回路であり、場合によっては出力電圧をクランプするダイオードリミッタを持っている。

問題点は前置増幅器と同様負帰還量を減らして使用するため時定数の大きいことであり、50c/s形演算器による比較器では分解能 $\pm 20\text{ mV}$ 、比較時間1.5秒となる。分解能を大きくすれば比較時間は短縮される。対策としては前置増幅器同様、電源の高周波化であり、比較時間を数十分の一に短縮できる。

5. 結 言

磁気増幅器式アナログ演算器の性能に関する理論的ならびに実験的検討結果およびその応用例について述べた。本文にも述べたように本演算器は各種自動制御装置などに使用できるオンライン計算要素として十分なものである。その特長を列挙すると次のとおりである。

- (1) 電圧帰還形のために入力インピーダンスが高く(100k Ω)しかも高精度の実時間演算が可能である。
- (2) 絶縁入力計算が容易で引算器も容易に実現できる。
- (3) 寿命は半永久的で堅ろうできわめて信頼度が高い。
- (4) 高温に耐え、部品点数が少なく高信頼度である。
- (5) 小形でかつ消費電力が小である。
- (6) 予熱時間がない。
- (7) 高出力を比較的得やすい。

いずれもオンライン用に適した特長といえる。

終わりに臨み本要素を実用化するにあたりご指導を賜った日立工場泉部長、国分工場落部長、中央研究所須藤部長、阿部主任研究員、昭和電子株式会社荷口部長および実験に協力された関係事業所各位に謝意を表す。

参 考 文 献

- (1) 三浦, 平野, 平石: アナコン研究会資料, 36-3 (Oct. 1960)
 - (2) 三浦, 平野, 平石: 電学連大会, No. 272 (昭36-4)
 - (3) 三浦, 平野: 3d International Conference of Analog Computations C 5-31 (Sept, 1961)
 - (4) 三浦, 平野: 電学東京支部大会, No. 78 (昭36-11)
 - (5) 三浦, 安部, 平野: 電学連大会, No. 278 (昭37-4)
 - (6) 三浦, 平野, 岩田: 第4会自動制御連合講演会, No. 239 (昭36-11)
 - (7) 三浦, 平野: 電学連大会, No. 223 (昭37-4)
- 特許ならびに実用新案(応用関係のみ記載)
- (8)(9)(10) 特許申請中
 - (11)(12) 実用新案申請中