

自動制御とアナログ計算技術

Automatic Control and Analog Computing Technique

三 浦 武 雄*
Takeo Miura

内 容 梗 概

オンライン計算制御に適する工業用アナログ演算器、制御用アナログ計算機の要素および装置の概説ならびに簡単な適用例を紹介した。特に後者は最近の新しいハイブリッド技術を適用したものであって、動特性を問題にする比較的簡単なオンライン制御や最適化制御の分野に機能/価格の大なる装置としての特長を發揮するものと考えられる。現在すでに電力系統制御、電動力応用制御の分野に優秀な実績を有しており、さらにプロセス制御方面への進出が期待されている。

1. 緒 言

自動制御技術とアナログ計算技術とはシステム的にも実際的にもいくつか共通な技術面を有している。たとえばともにブロック線図的な扱いが容易であり、かつビルディングブロックシステムである。したがってアナログ技術が比較的この方面の関係者に理解されやすいのみならず、アナログ計算技術が特にこの分野に適したいくつかの性能を有しているため、古くからシミュレータとして解析用に利用されたばかりでなく、一部ではオンライン制御用として使用される傾向もあった。しかしオンライン制御への利用については本格的な発展を見ていないのも事実であり、その理由としてシステムが複雑化し、従来のアナログ技術だけでは機能的にみて不十分であることと、この目的に使用できる高信頼性のアナログ演算要素が入手困難であったことなどがあげられる。

しかし最近のアナログ計算機（以下アナコンと呼ぶ）では演算制御方式などにデジタル技術が導入され、その機能が従来のものより格段に向上している。また演算器の高信頼化についても近年磁気演算増幅器やトランジスタ化演算器が開発され、一応その目的を達している。アナログ計算技術におけるこれら二つの大きな成果は再びオンライン制御にアナログ計算技術を適用し得る可能性を与えるものであって、今後の発展が期待できる。

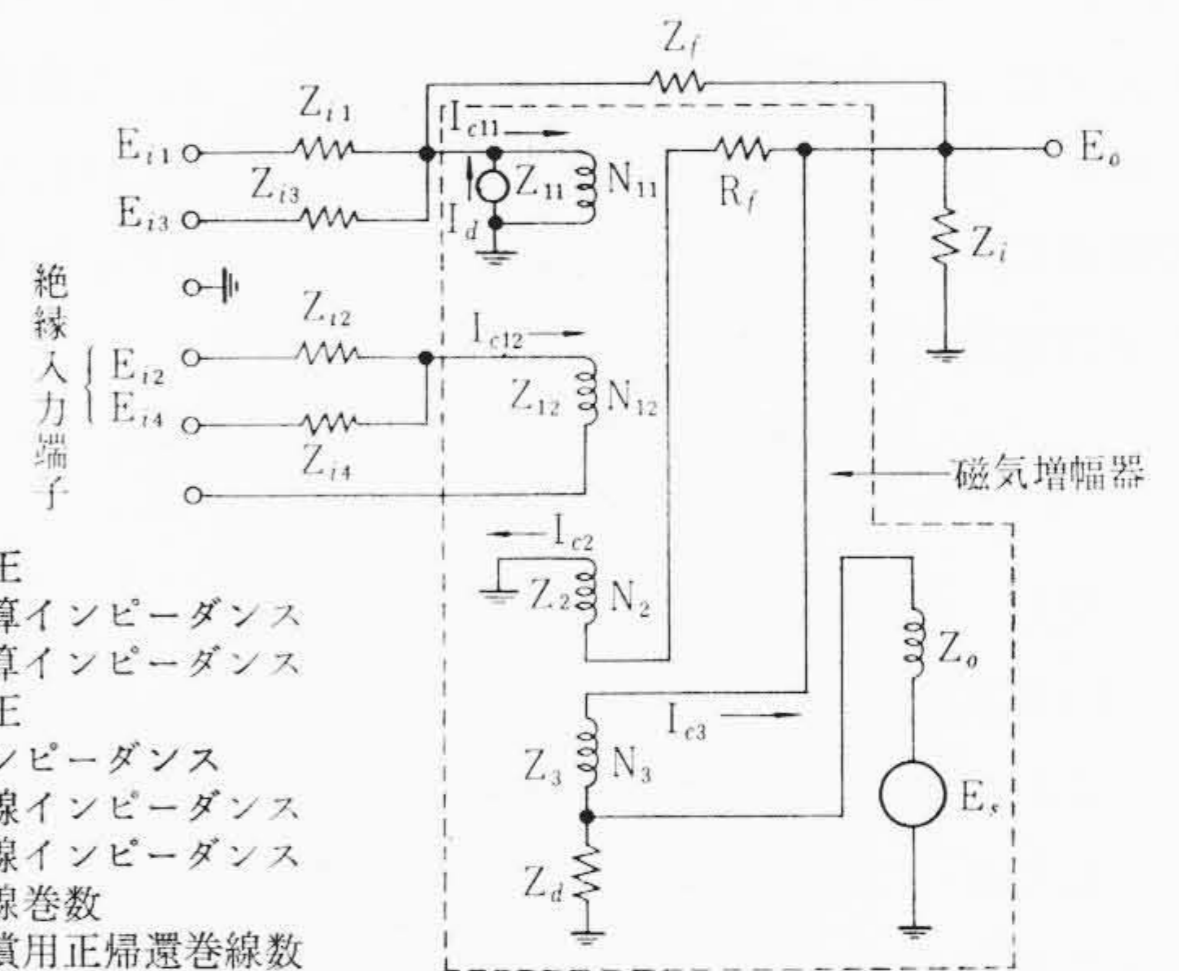
本稿では最近の高信頼性のアナログ演算機ならびに著者らによって開発されたハイブリッド形アナログ制御用計算機について述べる。

2. 高信頼性アナログ演算器の開発

2.1 磁気演算増幅器

計測、制御の分野にオンラインで使用できる高信頼度演算器を目的として開発されたもので、従来アナコンなどで使用されている演算増幅器を磁気増幅器で実現したものである。その原理は1956年Patton氏により明らかにされた⁽¹⁾もので、その後大きな発展を見なかったが、最近鉄心材料の大幅な改良とあいまって飛躍的にこの方面の開発が進んだ。海外のおもなるメーカーとしては (i) Air Pax Product Co. (アメリカ1957), (ii) Hagan Chem. & Control Inc. (アメリカ1960), (iii) Electronic Control System Inc. (アメリカ1961) があり、Air-Pax社が着手は早い、公表されたデータではE.C.S.社のものが最もすぐれている。わが国におけるこの方面の研究も盛んで電気試験所が電流相似形を開発⁽²⁾した(1960)のあいっいで著者(1960)によって電圧相似形のものが開発された⁽³⁾。このうち、後者は従来のアナコンの相似方式と一致しているため、プログラム方式が理解しやすく、その性能の向上とともに飛躍的に実用

* 日立製作所中央研究所 工博



- $E_{i1} \sim E_{i4}$: 入力電圧
- $Z_{i1} \sim Z_{i4}$: 入力演算インピーダンス
- Z_f : 帰還演算インピーダンス
- E_0 : 出力電圧
- Z_i : 負荷インピーダンス
- Z_{11}, Z_{12} : 制御巻線インピーダンス
- Z_2, Z_3 : 帰還巻線インピーダンス
- N_{11}, N_{12} : 制御巻線巻数
- N_2 : 利得補償用正帰還巻線
- N_3 : 出力インピーダンス低下用正帰還巻線
- R_f : 正帰還インピーダンス
- E_s : 電源電圧
- I_d : ドリフト電流

第1図 磁気増幅演算器のブロック線図

第1表 磁気増幅演算器の各種演算器の構成

使用法	伝達関数	回路構成	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) ($Z_{i1} = \infty$)	$E_0 = -\frac{N_{i2} Z_f}{N_{i1} Z_{i2}} E_{i2}$		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) ($Z_{i1} = \infty$)	$E_0 = \frac{N_{i2} Z_f}{N_{i1} Z_{i2}} E_{i2}$		符号の変わらない演算が可能である
(4) 2入力演算器	$E_0 = \frac{Z_f}{Z_{i2}} E_{i1} - \frac{Z_f}{Z_{i2}} E_{i2}$ $\frac{N_{i2} N_{i1} = N_{i2}}{N_{i1}}$ の場合は引算器		電子管式に比べて容易に実現できる
(5) 関数発生器	$E_0 = f(E_i)$		$f(E_i)$ に比例したインピーダンスはダイオード抵抗で構成できる
(6) 掛算器 ($\frac{1}{2}$ 自乗方式掛算器)	$E_0 = xy$ $= \frac{1}{2} [(x+y)^2 - x^2 - y^2]$		自乗回路 $(x+y)^2$ 自乗回路 x^2 自乗回路 y^2

化が進んだ。現在、電力系統制御や電動力応用分野に数台～数10台の組合せ演算制御回路として広く実用されている。

第1図は電圧相似形磁気演算増幅器 (Magnetic Operational Amplifier-M. O. A.) のブロック図である。増幅段数は通常図のよ

第2表 演算増幅器特性表

	50c/s形				400c/s形		1kc形	3kc形
	小容量形		中容量形	大容量形	中容量形	大容量形	1段増幅形	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	±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	3kΩ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	100kΩ, 10μF
交流電源	50c/s, 1W	50c/s, 1W	50c/s, 2.5W	50c/s, 12W	400c/s, 2.5W	400c/s, 6W	1kc, 4W	3kc
係数器精度	0.2%	0.1%	0.2%	0.2%	0.2%	0.4%	0.3%	0.1%
周波数特性(-3dB)	15c/s	3.6c/s	6c/s	6c/s	34c/s	16c/s	370c/s	130c/s
ドリフト	±1mV/8h	±1mV/8h	±1.5mV/8h	—	—	—	1mV/8h	1mV/8h

うに1段増幅であり、利得の不足分を N_2 なる正帰還補償巻線で補い、さらに出力インピーダンスを下げるために N_3 なる電流正帰還巻線を施している。 $Z_{i1}, Z_{i2}, Z_{i3}, Z_{i4}, Z_f$ は演算インピーダンスであり、前述正帰還巻線の調整が十分に行なわれた場合には(比較的簡単に、実験的に設定可能である) $E_{i1} \sim E_{i4}$ なる入力電圧と E_0 なる出力電圧の間には次式が成立する。

$$E_0 = - \left(\frac{E_{i1}}{Z_{i1}} + \frac{E_{i3}}{Z_{i3}} \right) Z_f + \left(\frac{E_{i2}}{Z_{i2}} + \frac{E_{i4}}{Z_{i4}} \right) Z_f \frac{N_{12}}{N_{11}} \dots \dots (1)$$

ただし $Z_{i2}/Z_{i2} \approx 0$ $Z_{i2}/Z_{i4} \approx 0$ とする。

(1)式の関係はアナコンの演算増幅器の場合と類似の関係であり、これを用いて各種の線形要素が構成できることは明らかであろう。したがって第1図の回路構成で実現できる演算を示すと第1表のようになる。ただし表では $Z_{i3} = Z_{i4} = \infty$ とする。

非線形演算器も(1)式の Z_i, Z_f に非線形インピーダンスを使用することにより容易に実現できる。その一例は第1表に示すとおりである。非線形インピーダンスの構成は電子管の場合と同様ダイオードを用いることにより容易に行ない得るが、磁気増幅器出力にリップルが重畳して折点付近に丸みが生じることと、同時に加算と引算が可能であるために特長ある回路構成がとり得る。たとえば第1表中に示す掛算器は1/2自乗方式とも称せられるべき方式で、リップルの影響を利用し、簡単に自乗回路をうる方式である。非線形要素はこのように受動回路(Passive Network)を付加することにより実現できるので性能はほとんど線形要素と同程度である。

この演算器(M. O. A.)のおもな特長を列挙すると次のとおりである。(1)入出力電位を絶縁することができる。計測信号の中には一定直流電位に重畳して得られるような場合が多く、このような場合M. O. A.を使用することにより信号分に対してのみ動作させることが可能であり計算精度が向上する。この特長はM. O. A.独特のものである。(2)引算が容易であり演算回路を簡単化できる。(3)堅ろうで寿命が長く信頼度が高い。(4)部品点数が少ない。(5)同相雑音に強い。(6)高出力が得やすい。(7)磁気増幅器を使用するにもかかわらず入力インピーダンスが高くかつ実時間演算ができる、などである。一方、欠点として(1)高レスポンス化が真空管、トランジスタ方式に比べて困難である。(2)磁気増幅器1段形の場合には高利得が得がたいため、精度が電圧波形あるいは温度特性の影響を受けやすい。これらの問題はいずれも一応の対策がとられ、実用的には問題のない値になっている。以下その概要についてのべる。

磁気増幅器演算器の演算誤差(相対誤差) ϵ は一般に次式によって表わされる。

$$\epsilon \approx \epsilon_s + \epsilon_{dy} \approx \frac{Z_f}{N_1 R_{A0}} \left(\frac{\Delta R_{A0}}{R_{A0}} \right) + \frac{Z_f}{N_1 R_{A0}} T_1 p \dots \dots (2)$$

ここで、 $\epsilon_s, \epsilon_{dy}$ はそれぞれ静的および動的誤差、 Z_f は帰還インピーダンス、 $N_1 R_{A0}$ は演算増幅器の利得(Ω)、 T_1 は演算増幅器の

時定数である。低周波演算器では $N_1 R_{A0}$ の値として $1M\Omega$ 以上を得ることが比較的容易にできるので、増幅器は通常1段構成で適当に正帰還を施し、利得補償および出力インピーダンスの低下を図っている。 ΔR_{A0} の原因としては鉄心の非直線性、電源電圧、電源波形の変形などがあげられるが、これらの影響を少なくする設計基準についての検討も行なわれている⁽⁴⁾。

高レスポンス化に際しては(2)式の $\epsilon_s, \epsilon_{dy}$ の大きさが同程度になり問題がさらに複雑化する。(2)式を鉄心の容積 V_i 、電源周波数 f の関数として表わすと

$$\epsilon_s \propto V_i^{-1/3} f^{1/2}, \quad \epsilon_{dy} \propto V_i^{4/3} \dots \dots (3)$$

ゆえに ϵ_{dy} を小にするには V_i を小にする必要があり、かつ小形 V_i を用いて所定出力を得るには f を大にする必要がある。これらはいずれも ϵ_s に対しては逆効果であり、 V_i の最小値、 f の最大値についての限界が存在することになる。換言すれば、これら限界値で定まる以上の高レスポンス化を図るには多段増幅形のM. O. A.を構成する必要がある。ところが多段増幅にする場合には、各段における位相遅れが帰還演算器の安定性を悪くさせ、安定化回路を設けるなどの細工をする必要がある。第2表はこれらの多岐にわたる問題点を考慮して得られたM. O. A.の一覧である。1kc M. O. A.は1段形のものでありこれら条件間の適当な妥協点を求めてバランスのとれた性能としたものであり、3kc M. O. A.は前述多段増幅にした際の問題点を克服して得られたものである。

温度ドリフトの原因は鉄心特性の温度特性により、バイアス電流が変わることが主因であり、増幅器の選別組合せや、新たに開発した差動形構成によってこれらを軽減できることが明らかとなった。 $-10 \sim 40^\circ C$ で実用装置 $0.5 \sim 0.6\%$ 以内の特性が得られている。

2.2 トランジスタ演算増幅器

演算器のトランジスタ化の問題は高信頼度の点よりも小形化、小消費電力化の点から比較的早くより検討されていたが、温度特性、入力インピーダンス、出力電圧などの点で真空管に劣り、実用化が遅れていた。しかしここ二、三年の間に新しい半導体素子が開発され、この方面の問題点が解決され、急速にいくつかの高性能トランジスタ演算増幅器が発表されている。もちろんこれらはアナコンとしてまとめられ、電子管式アナコンと遜色のない性能を発揮している。

これら固体化された演算増幅器は信頼度の点では従来の真空管式にまさり、工業用として実用できることはもちろんであり、第3表に示すように数多くのメーカーが単体として市販している。これらのうちF, M, L社などでは演算器をモールド化したものを市販し、価格も100ドル/台、ドリフト $1mV$ 以下($-25 \sim 85^\circ C$)、マッチ箱程度の大きさのものである。

線形要素の半導体化と呼応して非線形要素のそれも積極的に行なわれ、2極管式折線近似関数発生器の半導体ダイオード化や、Ha効果を用いた掛算器などが現われている。

この種工業計測用演算器は国内でも市販される傾向にある。第4

第3表 海外における On-line 用トランジスタ演算増幅器

製造者	出力	一巡直流利得	ドリフト	周波数帯域	備考
A	±10, ±150 Vdc	10 ⁷	50 μV/°C -20~+20°C		組合せ形
B	±150 Vdc	2×10 ⁶ ~ 2×10 ⁸	5 mV/h		直結部
C	±10, ±25 Vdc	10 ⁴	50 μV/day		組合せ形
D	±25, ±50 Vdc	10 ⁷	50 μV/15~35°C 10 μV/day		
E	±10, ±100 Vdc	10 ⁶ ~10 ⁸	6~15 μV/h		
F	±20 Vdc	2×10 ⁴ ~10 ⁷	±5~ ±50 μV/°C	0.5~1 Mc/s	
G	±10V	3×10 ⁸			PC-12 用
H	10~50 mA or ±10 Vdc				
I	±10V	10 ⁶	±2~ ±4 mV/day	10kc/s-3db	組合せ形
J	4~20 mAdc				
K	±12 Vdc	5,000			組合せ形
L	±11, ±50 Vdc	7,000~ 1.5×10 ⁴			
M	±11, ±50, ±100 Vdc	6,000~10 ⁶			
N	±10 Vdc		10 mV 以下		Anatrol 用

第4表 工業用トランジスタ演算器シリーズ (日立)

(a) 演算増幅器ユニットシリーズ

分類	構成	名称	特性	使用目的	備考
A1	2台実装	直結差動中出力形	出力 { ±10V 1mA } ドリフト { 300 μV/°C 1 mV/8h } 入力インピーダンス { 140k Ω 以上 }	高信頼 制御用	差動入力可
A2	2台実装	直結差動高出力形	出力 { ±10V 10mA } ドリフト { 500 μV/°C 2 mV/8h } 入力インピーダンス { 140k Ω 以上 }	高信頼 制御用	差動入力可
A3	2台実装	複合中出力形	出力 { ±10V 1mA } ドリフト { 50 μV/°C 200 μ/8h } 入力インピーダンス { 500k Ω 以上 }	高信頼 計測用	
A4	2台実装	複合高出力形	出力 { ±10V 10mA } ドリフト { 100 μV/°C 500 μV/8h } 入力インピーダンス { 500k Ω 以上 }	高信頼 計測用	
AP	2台実装	高出力補助増幅器	出力 { ±10V 50mA }	制御用	

(b) 非線形ユニットシリーズ

分類	構成	名称	特性	使用目的	備考
NM	1台実装	乗算器	静的誤差 ±0.5% 周波数特性 2 kc/-3 dB	高信頼, 計測, 制御用	安定度, 出力はA1~A4との組合せにより異なる
NS	1形 1台実装	自乗器	静的誤差 ±0.5% 周波数特性 2 kc/-3 dB	高信頼, 計測, 制御用	安定度, 出力はA1~A4との組合せにより異なる
NR	1形 1台実装	開平器	静的誤差 ±0.5% 周波数特性 2 kc/-3 dB	高信頼, 計測, 制御用	安定度, 出力はA1~A4との組合せにより異なる
ND	1台実装	割算器	静的誤差 ±0.5% 周波数特性 2 kc/-3 dB	高信頼, 計測, 制御用	安定度, 出力はA1~A4との組合せにより異なる
NF	1台実装	関数発生器	設定誤差 ±0.3% 周波数特性 2 kc/-3 dB	高信頼, 計測, 制御用	安定度, 出力はA1~A4との組合せにより異なる
NL	1台実装	対数関数発生素子		高信頼, 計測, 制御用	

(c) 電源ユニットシリーズ

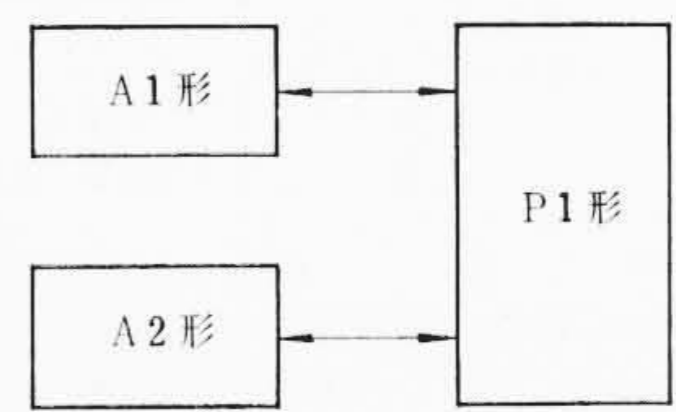
分類	適用	名称	出力容量
P1	A1形 A2形	直結増幅器電源	±15 0~150mA
P2	A3形 A4形	複合増幅器電源	

表はこの目的のために用意された演算器シリーズである。演算増幅器ユニット、非線形ユニット、電源ユニットがあり、これらはたとえば第2図のように簡単に組み合わせて使用できるようになっている。

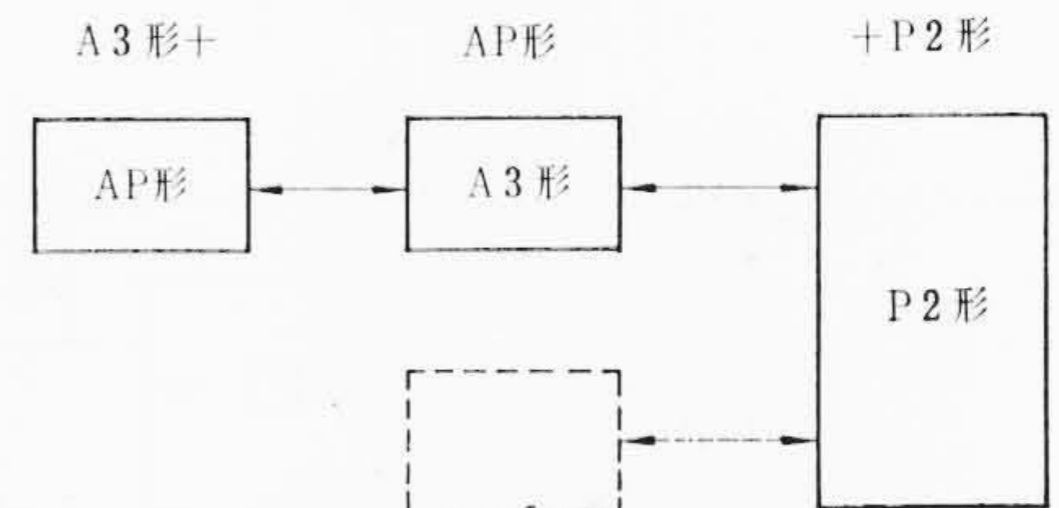
次に簡単にトランジスタ化に伴う諸問題⁽⁵⁾について述べておこう。本質的にはトランジスタが電流増幅素子であることに起因するものが多く、電圧相似形演算器を組む場合には低入力インピーダンスであること、入力バイアス電流を必要とすることが難点になる。これらはいずれも誤差の原因になり、これに対しては増幅器初段に次のような対策がとられている。

- (1) 電界効果形 (Field effect) トランジスタの使用
- (2) 真空管の使用, トランジスタ回路との結合を容易にしたものも市販されている。
- (3) Si トランジスタを低コレクタ電流で使用
- (4) エミッタフォロワを1段または多段使用

2) 直結差動形 A1形1台 A2形1台



3) 複合中出力形+高出力補助増幅器+電源



第2図 工業演算器シリーズ組合せ例

(5) 組合せ増幅器の場合には直結部入力にブロッキングコンデンサを使用

このうち(2), (4), (5)を採用しているものが最も多い。

第2の問題点としては温度ドリフトの低下がある。これは初段トランジスタの V_{eb} , I_{co} , β の温度依存性によるものであり、次の対策がとられている。

- (1) 平衡形差動増幅器の使用, その効果を高めるために Twin 化素子の使用が行なわれている。
- (2) サーミスタ, ダイオードによる補償
- (3) チョップパなどの変調回路の使用
- (4) Si トランジスタの使用

(1)が最も一般的な対策である。

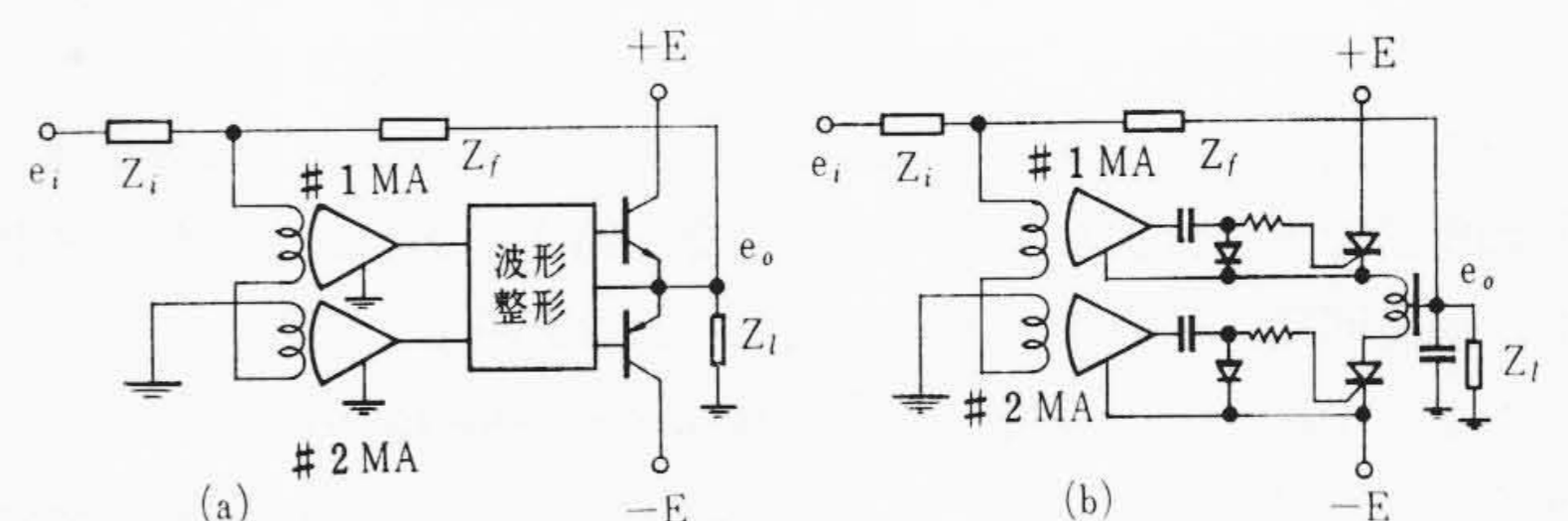
2.3 磁気増幅器およびトランジスタの組合せ演算器

磁気増幅器を用いた演算器は入出力電位を絶縁できるが、比較的レスポンスが悪く、かつ大出力をとりにくい欠点があるが、トランジスタはこの長所, 短所を入れかえている。したがって両者を組み合わせることにより、互いの短所を補ない、新たな長所を生み出し得る可能性がある。このようなねらいで次のようなものが開発されている。

(1) 磁気演算増幅器の高性能 (高利得, 高レスポンス化) 化を図るために、これに多段結合形増幅器を使用し、後段に位相遅れの少ないトランジスタ増幅回路を使用する。著者らの開発した高レスポンス M. O. A. (3kc+トランジスタ)はこの一例である。

(2) 高出力化を図るために磁気演算増幅器の出力段にトランジスタ (または SCR) を使用する。

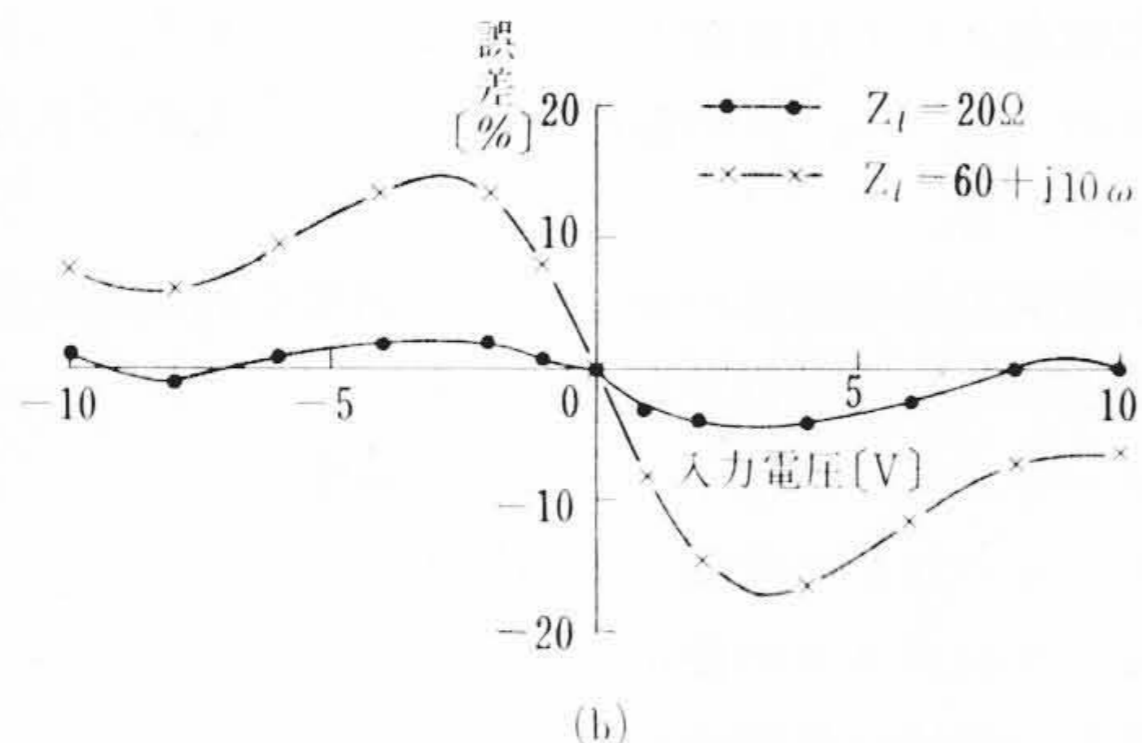
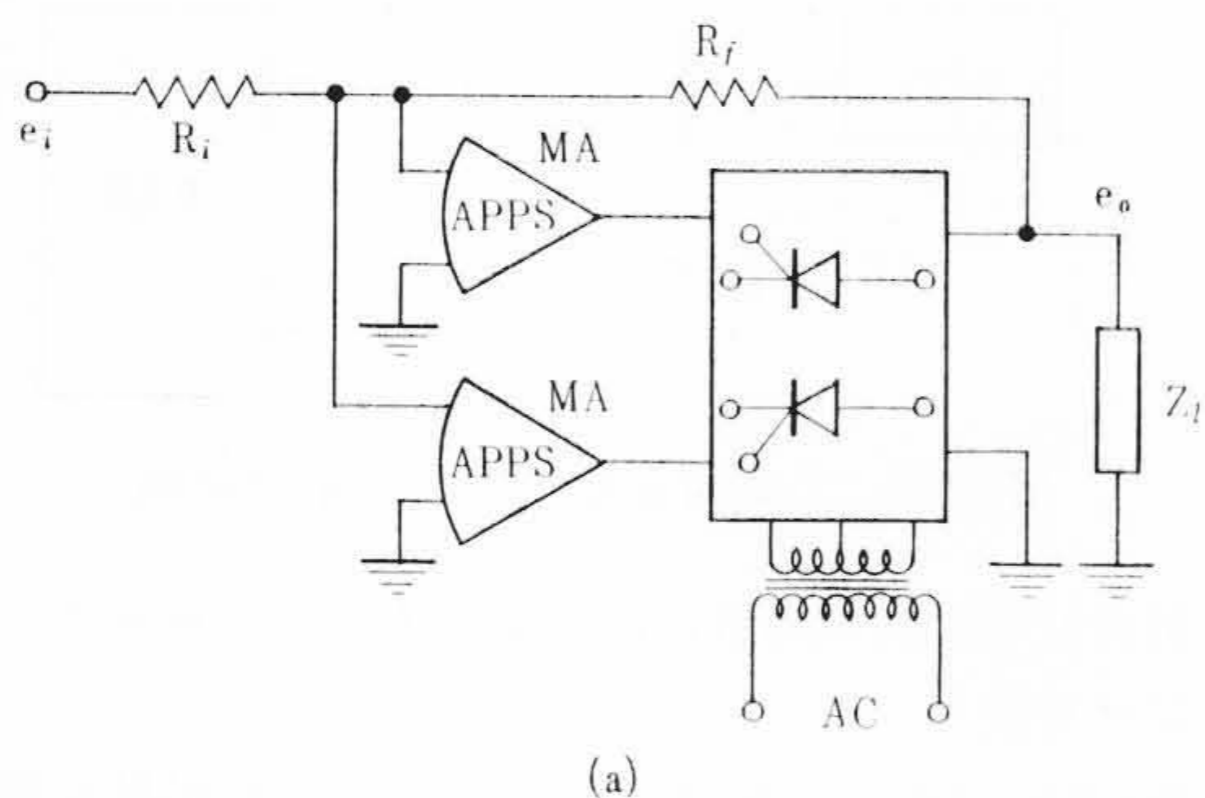
(2)はトランジスタをパルス幅変調した出力で駆動するために、トランジスタをスイッチ素子として使用したことになり、一般的な使用法に比べ数倍以上の出力をとり得る特長がある。第3図(a), (b)はそれぞれ、磁気増幅器-トランジスタ式, 磁気増幅器-SCR式の演算器を示す⁽⁶⁾。磁気増幅器自身をトランジスタまたは SCR の高



第3図 磁気増幅器およびトランジスタ (SCR) 組合せ演算増幅器

第 5 表 第 3 図 回路の特性

		MA-SCR (50 c/s)	MA-SCR (400 c/s)	MA-TRS (50 c/s)
入	力	±10V	±10V	±10V
出	力	±100V, 5A	±100V, 5A	±20V, 0.5A
係 数 器	静 的 精 度	±0.5%	±0.5%	±0.2%
	静的精度(AC電源±10%変動)	±0.75%	±0.8%	±0.4%
	周 波 数 特 性 (-3dB)	7.8 c/s	21 c/s	14 c/s
積 分 器	ドリフト	±80mV/8h	—	±3mV/8h
	ホ ー ル ド 特 性	0~4V/1分 (10 μ F)	—	0~1V/1分 (50 μ F)
	サ ー ク ル テ ス ト	—	—	—



第 4 図 交流式 MA-SCR 高出力増幅器

利得自動移相器として使用し、同時に入力に負帰還される偶数調波成分を除くためのろ波器の役割も兼ねさせている。第 5 表はこの代表的特性を示すものである。

電力機器を用いる通常の制御系では、機器自身に代わる、あるいは機器を制御する増幅器として、それほど高精度でなくても、低価格高信頼度であるもののほうが望まれる場合が多い。このような目的に対して最近第 4 図に示す交流式磁気増幅器-SCR 組合せ増幅器が開発された。静特性 (電圧ゲイン 10 に対する直線性誤差) は同図 (b) に示したとおりで、周波数帯域は約 6 c/s (-3 dB) である。A. E. G. で開発された“Logidyn”⁽⁷⁾ も同様な考え方によるものであり、ブレーキのトルク制御にこれを利用している。

3. 制御用アナログ計算機

比較的簡単な制御の場合には前述のアナログ演算器を適宜組み合わせることによりその目的を達するが、システムがやや複雑化するに従い、演算器をある程度まとめ、これに適当な制御機能を備えた計算機あるいは計算制御装置としてまとめられたものを用いたほうが便利な場合が多い。これが制御用アナログ計算機である。

一方、最近のアナコンでは、従来の装置に記憶要素、論理要素、制御要素などを付加し、これらと演算回路より適当な制御信号を出し、演算回路、演算モードの切換えを行なわせることにより、フローチャートに基づいた自動演算 (Iterative computation) を行なわせることが可能である⁽⁸⁾。たとえばわが国における CLOAP (Closed Loop Automatic Program... 日立)、アメリカにおける HYDAC (E. A. I.), DYSTAC (C. S. I.) はその代表的なものである。これら

第 6 表 代表的な制御用アナログ計算装置一覧表

メーカー	形式	主構成要素	演算器性能	備考
De Havilland (英)	Anatrol	T R S アナコン	線形要素 3 台 0.1% 掛算器 1 台 0.2% overall 1%	25 ステップ (1 s/step) の時分割計算可能
Elect. Assoc. Inc. (米)	PC-12	T R S アナコン	±10V modular-design	Permanently Programmed
Dresser Electronics (米)	CM-3	磁気増幅器 式アナコン	ultra-reliable	プロセスの最適 制御用
Hagan Chem & Controls Inc (米)	Powr Mar	磁気増幅器 式アナコン	入出力電圧 1~9V (3.5 W/台)	Kybernetes Data Processing System と連動可能
日 立	HIMATOROL	磁気増幅器 式アナコン	±10V 0.3% (1W/台) 演算器 12 台	

第 7 表 日立制御用アナログ計算装置性能

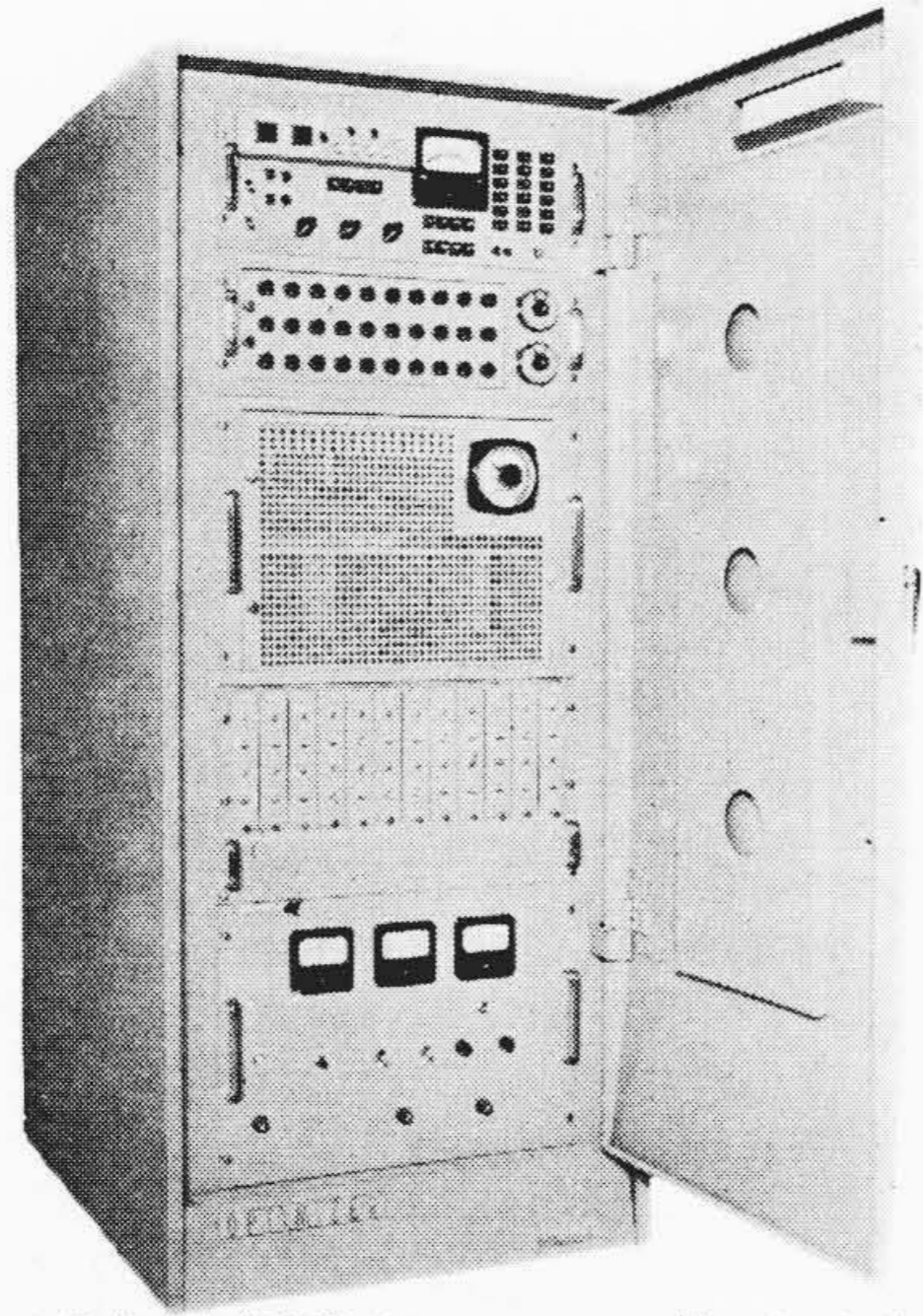
	Model A	Model B
演 算 器	3 kc 磁気増幅器式演算増幅器 (0.2% 130 c/s)	3 kc 磁気増幅器式演算増幅器 (0.2% 130 c/s)
演算増幅器台数	14 台 (内加算器 2)	24 台 (積分器 4, 加算演算増幅器 20)
非線形要素	掛算器 1, 割算器 1, 関数発生器 2, (1.5%) (1.5%) (5 折線) リミッタ 4	掛算器 2, 関数発生器 2, リミッ (0.2%) (5 折線) タ 4,
ポテンショメータ	1 回転 30 個 (0.1%)	1 回転 30 個 (0.1%) 10 回転 2 個 (0.1%)
記 憶 装 置	コンデンサ 出力用 100 μ F 4 (増幅器付 30 s 0.4%) 演算用 10 μ F 4 (増幅器付 30 s 1.5%)	自動設定ポテンショメータ 19 (0.4%)
プ ロ グ ラ ム	10 ステップ時分割演算	10 ステップ 2 組 (CLOAP sys- tem), リレー 12, フリップ・フ ロップ 4, 4 進カウンタ 2, タ イマ (0~30分) 1
適 応 計 算	代 数 計 算 (Implicit measurement)	最適化計算, 境界値問題

は信号形式のみアナログであるが、演算制御方式には大幅にデジタル方式の概念、デジタル要素が導入され、一種のハイブリッド計算機としての発展をみている。この手法を計算制御の目的に利用することはアナコンのもつ高速演算性、低価格性を保ちつつデジタルの処理機能を付加させることになり、従来のアナログ、デジタル単独の技術で構成されたものに比し、機能/価格の点で特長を有する制御用計算機の実現を可能にした。これに加えて前述の高信頼性演算器の開発があり、以下に述べる制御用アナコンが生まれるにいたった。

第 6 表はプロセス制御用に設計された国内外の代表的なアナコンの一覧表である。いずれも超高信頼性に重点を置き、演算要素にはトランジスタ、磁気増幅器が用いられ、きょう体をシールドするなどオンライン使用上の考慮が払われている。

制御用アナコンの中には、(1) 直接計測できないものを計算により間接的に測定する (implicit measurement) というような所に使用するに適した方式のものと、(2) 最適化制御装置のように評価関数の内容に応じて制御変数、パラメータを自動変更させるというような所に使用するに便利な方式のものがある。前者の目的のものに対しては通常時分割演算の機能を持たせ、後者の目的のものに対しては自動演算機能を備えさせている。

われわれも上述の 2 原理に基づいたハイブリッド形制御用アナコン Model A, Model B を開発した。主体となる演算増幅器は 3 kc の M. O. A. を用いており、第 7 表にそれぞれの構成、性能が示されている。Model A は代数計算を 10 ステップの時分割演算で行なうものであって、1 ステップの演算は加算器 2, 掛算器割算器各 1 以内を用いた演算、たとえば $\frac{(a+b)c}{d} + e$ のような演算ができる。ここに a, b, c, d, e は外部からの測定入力、または前ステップまでの演算結果である。定数の掛算は掛算器を用いる必要はなく、自由に



上より制御部、定数設定ポテンショメータ部、パッチボード、演算器、サーボ設定ポテンショメータ部、電源部である。

第5図 オプティマイザ外観写真

行なえる。これらの演算結果のうち必要なものは記憶し、次ステップ以後の演算入力に用いるか、あるいは最終的な外部への出力とするのである。さらに関数発生器2、リミッタ4を備えており、これらは10ステップ中任意の箇所で使用することができる。設定値が同じでよいならば何度用いてもよい。1ステップで演算できる計算式の範囲は限られているが、その演算結果を記憶しつつ10ステップの演算を行なうために広範囲の演算が可能であるのがこの装置の特色である。

Model B は一般のアナコンと同様に微分方程式を解く機能を備え（演算増幅器中10台は積分器となし得る）、主としてこれを用いて制御対象のダイナミックを含むモデルを作り、プログラムによりあらかじめパッチされた指令に従って自動反復演算を行ない、モデルを対象の特性に一致させ、あるいは最適パラメータを定めたりするなどの操作を行なうものである。自動設定ポテンショメータは、入力電圧に比例した分圧比に設定し得るので、分圧比の形でアナログ量の長時間記憶ができるが、また入力端子を変えれば入力電圧と現在設定値の和に比例した値に自動設定すること、すなわち累算もできるようになっており、これは上述反復計算の際のパラメータ自動変更に便利な機能である。次章において主として Model B の特長についてさらに詳述する。

第5図は Model B (オプティマイザ) の外観写真である。

4. 日立ハイブリッド形制御用アナログ計算機の特長

概要については前章に述べたとおりである。ここでは主として装置の特長ならびにフィロソフィについて述べる。設計の基本方針は価格/機能および信頼度の向上である。この場合大規模な計算制御を対象とせず、比較的小規模な計算制御（たとえば最適化制御）に利用することをたてまえとして検討されている。このような観点から低価格化に最も有効であり、かつビルディングブロックに適したアナログ技術を用い、機能向上にハイブリッド技術を適用したわけである。特長ある部分を処理機能、処理速度、信頼度の面から検討してみる。

4.1 処理機能

処理機能として制御対象から要求されるものは単に数量的入力を演算して数量的出力を得るだけでなく、これにシーケンス的入出力の付加を必要とし、演算機能以外に論理計算能力、記憶機能、プログラムの融通性などの機能が要求される。

第8表 Model B (オプティマイザ) シーケンス制御部

名称	数	機能
プログラム	2	順次に10の異なる動作の指令を発する。何を行なうかはパッチングによる。
遅延回路	2	プログラムをあるステップに約3秒止める（多重使用可能）。
Pot Set	2	プログラムをあるステップに自動設定のポテンショメータを設定する間止める（多重使用可能）。
フリーリレー	12	8個はスイッチ切換により4組のフリップフロップ（セットリセット端子を有する）になる。
フリップフロップ	4	入力パルスが1個はいるごとに接点が反転する。
4進リングカウンタ	2	入力パルスが1個はいるごとに on 接点が1つずつ進む。
自動設定ポテンショメータ	19	与えられた電圧（10Vを1とする）に等しい分圧比に設定（Set）、または与えられた電圧に等しい値だけ分圧比を変える（Sum）。
タイマー	1	指令により始動し設定した時間（30分まで）後接点 on の形で信号を出す。
診断機能	1	Diag. start の端子に指令がはいると外部入力が診断用入力に切りかわる。 Diag. end の端子に指令がはいると { OKなら終わる。 { NOなら終わらず、かつ警報（内部故障）を出す。
緊急出力		内部故障または外部故障（アンプのオーバーロードおよびオートポット設定不能）のときに外部出力端子と切りかわる。
演算制御		リセット、コンビュート、ホールド（AUTOに切りかえたときにうごく）。

(1) 演算機能

加算器、加算積分器、掛算器、割算器、関数発生器など通常のアナコンが具備する要素を備えている。精度はオンライン条件を考慮し、線形要素で0.2~0.3%、非線形要素で1~1.5%程度で汎用アナコンに比して劣るが、目的が単能であるため、偏差分についての計算を行なうようにプログラムすれば、プロセスの計装機器の精度より高精度の計算が比較的容易にできる。

(2) 論理演算機能

ハイブリッド式のみのもつ特長である。計算装置自身に対してはくり返し計算、パラメータ変更など自動演算に必要な機能を付加し、計算装置外のものに対してはシーケンス制御の出力を出すことが可能であり、この種の機能は最適化計算に不可欠なものである。第8表にこの目的のために用意された各種要素の機能を示す。

(3) 記憶機能

(2)と同様、この機能をもつことはこの装置の重要な特長である。アナログ記憶装置としては

- (i) 電圧の形で行なうもの（たとえばコンデンサや積分器保持特性）
- (ii) 位置の形で行なうもの（自動設定ポテンショメータ）
- (iii) 他の媒体を利用しデジタル形式で記憶するもの（たとえば磁気テープ装置などを使用するもの）

などがあり、データの呼出、書込時間（アクセスタイム）は比較的短い長時間記憶困難な(i)、およびアクセスタイムに2~3秒程度要するが、長時間記憶が可能(ii)の方式が経済的な点で最もすぐれている。Model A では主として前者、Model B では主として後者が用いられている。一方、これらの方式では1語当たりの記憶価格が高く、かつ大きさが大となり、容量を容易に拡大し得ない難点があり、この点から高いデータ処理性を期待することは困難である。しかし演算プログラム、初期条件およびパラメータはいわばアナコンの固定メモリであるパッチボードおよびポテンショメータに記憶されているうえ、演算の進行が並列であるから演算途中で記憶すべき量はきわめて少なく、Model B 程度のもものでは従来の経験からしても20個程度で十分である。

(4) プログラムの融通性

これを決定するのはパッチボードの構成である。A、B両方式によってそれぞれ異なるが、原則としては単能形式とせず、前述のCLOAP付汎用アナコンと同様の理念によっている。この構

成は各種制御対象の特殊性にも広く適用可能であり、また計算制御方式を変更することも比較的容易である。

4.2 処理速度について

(1) 計算装置自体の問題

計算装置上の問題としてアナログ方式の並列計算方式は、本質的に高速度の処理方式であり、特にダイナミックな制御には有利である。しかし最適値計算のように、並列的計算をさらに時間的に直列にくり返して答を求めるような場合には、アナログ演算要素の応答速度をさらに向上し得れば、その長所を強調できるので、本装置では高周波電源を使用した高レスポンスM. O. A.を用いている。

(2) 計算制御方式の問題

計算装置が同一の処理速度でも、制御計算方式いかんによって制御系全体の能率が左右される。WH社の“オプコン”のように試行法を用いると時定数の大きいプロセスでは最適値に達するのに数日を要すると言われており、この欠点を補うため著者らは試行法とモデル法の併用方式であるモデル修正法などを提案した。

この装置ではパッチボード上のプログラムにより試行法、モデル法ならびにモデル修正法、その他の方式による計算制御方式のいずれを適用することも容易であり、制御対象の性質に応じて任意に選ぶことができる。モデル修正法については簡単に後述する。

4.3 信頼度向上

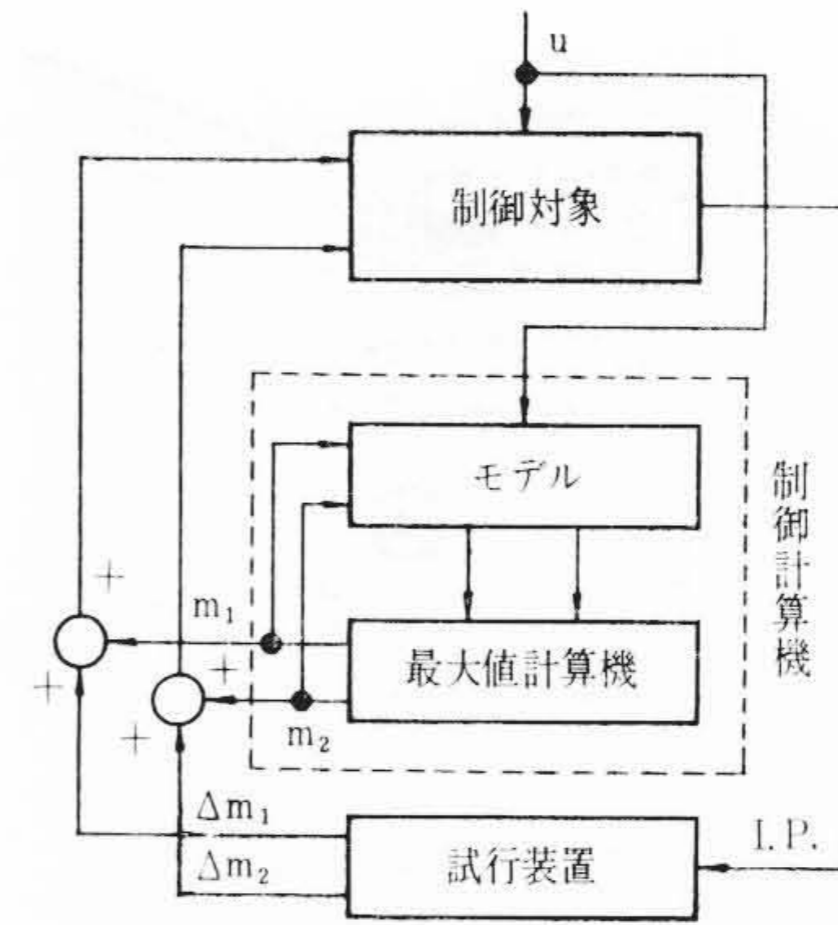
これらの装置は高信頼を必要とするので、要素の高信頼化とともに診断機能をも備えており、まず計算機の診断を行なって異常のないことをたしかめてから実際のデータを用いて演算するようになっている。診断の方法は外部入力のかわりあらかじめ定めた既知入力を用いて実際の演算とまったく同一の演算を行ない、その結果と理論値との差が一定の誤差範囲内であれば内部に故障なしと判断するのである。

次に外部故障に対しては本機では外部からの接点入力と内部故障ではないにもかかわらず使用M. O. A.がスケールオーバーした場合のいずれかによって、外部故障と判断する方式としている。

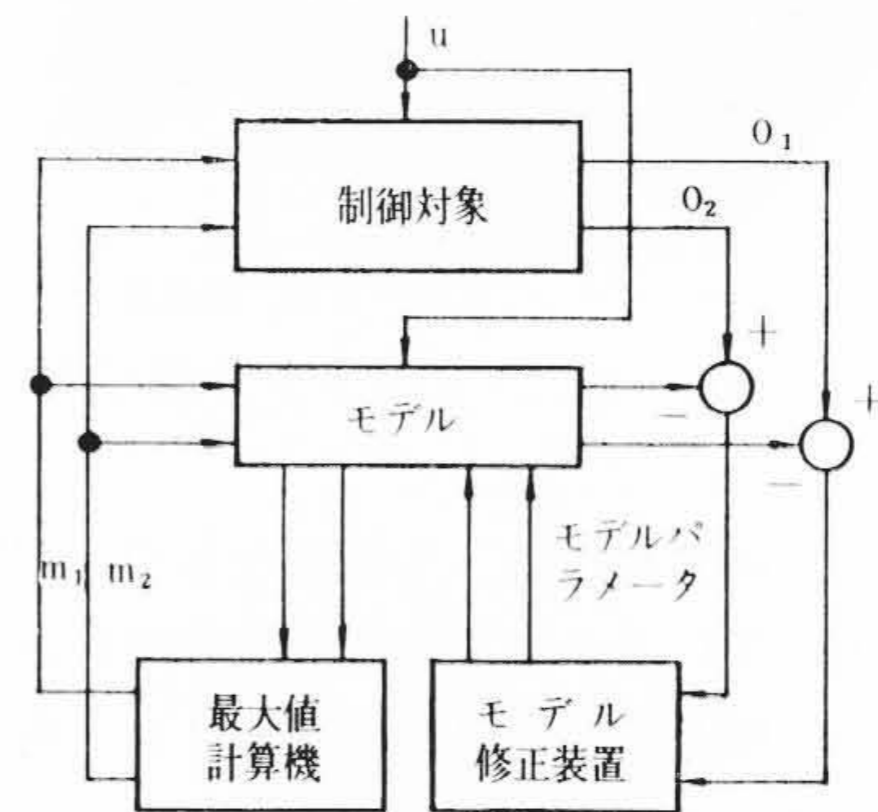
これらの故障発生時には、接点出力により故障の発生を外部に発信するとともに、計算装置の出力を計算装置から切り離し、計算装置外部に設けられたなんらかの代替装置に接続する機能を組み込むなど、安全対策がなされている。

4.4 モデル修正法の説明

自動最適化制御の代表的手法に試行錯誤による方法とモデルによる方法とがある。前者はOpconのように制御対象自体の出力を用いて試行を行ない、最適点を得る方法で、対象の特性が未知でも最後に真の最適点に達する特長を有するが、多数回の試行に多大の時間を要することが欠点であって、変化の早い外乱に追尾できない。モデル法はこの操作をモデルを用いて行なうため応答は早い、モデルが正しくないとき最適でない点に設定したままいつまでも修正されない欠点がある。著者はこれらの欠点を補うため、両者の併用方式について検討した⁽⁹⁾。その一つの操作変数修正法は第6図のブロック線図に示すように、試行法とモデル法の並列運転方式であり、モデルの不正確さによる最適値のずれを、試行装置により修正する方式である。モデルは比較的簡単なものでよく、ゆるやかな外乱に対しては試行装置が、早い外乱に対してはモデルが効果的に動作する。他の一つはモデル修正法で第7図に示すようにモデルを試行法により修正する方式である。この方式では測定可能な制御対象の出力 O_1 , O_2 とこれに対応するモデルの出力が一致するようにモデルのパラメータを修正する。モデルが十分修正されたうえでは早い外乱に対して直ちに最適な点に設定される。この方法では制御変数が



第6図 制御変数修正法



第7図 モデル修正法

第9表 各種最適化制御装置の比較

		長 所	短 所
(A)	試行法	(1) 制御対象が不明であってよい (2) 装置が簡単 (3) 正確に極値に達しうる	(1) speedが遅い(プロセス速度と外乱の変化速度との関連によって決まる)→多変数制御に不適 (2) 極値が1つのみの場合にしか用いられない
	モデル法	(1) speedが早い (2) 多極値問題にも適用可能 (3) 多変数制御に適す	(1) 完璧なモデルを要す (2) 外乱の内容がつかみにくい (3) (1), (2)の原因により最大値が正確に得られない
(C)	制御変数修正法	簡単なモデルを用いるのでその分だけモデル法の長所を備え、さらに試行法の(2), (3)の長所を備える	(1) 装置が(A)よりも複雑になる (2) モデル修正法より遅い
	モデル修正法	モデル法の長所がある。ただしモデル法ほど完璧なモデルを必要としない	(1) 装置が(A), (B)いずれよりも複雑になりうる (2) モデル法の欠点がいくぶんか残る

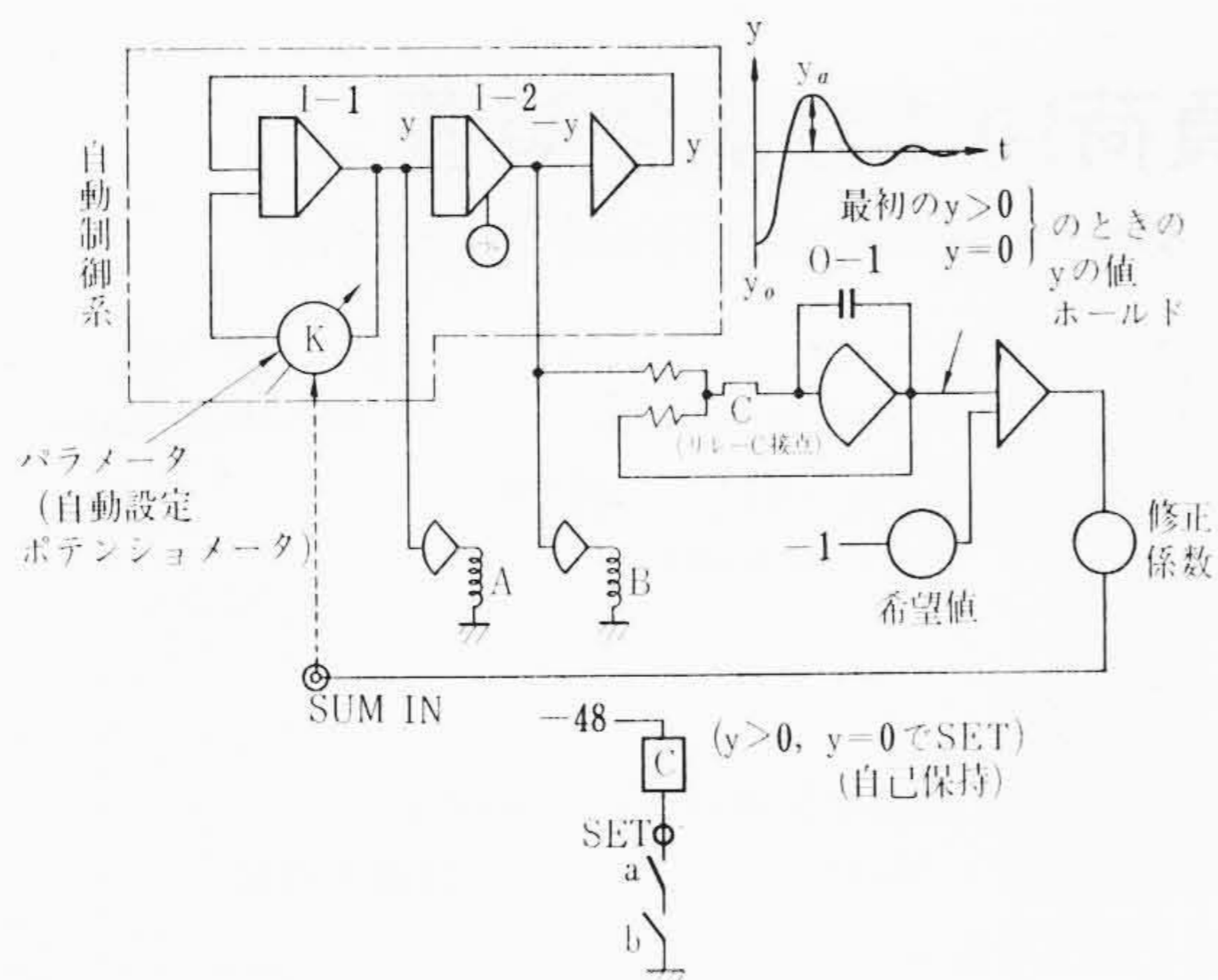
増しても最適値に達する時間はふえない。欠点としては制御対象に十分一致し得るためには複雑なモデルを作る必要があり、またもしモデルを単純化した際は、たとえ制御対象とモデルがその検出値は一致していても、すべての点で一致したという保証がないことである。

以上の四方法のそれぞれの得失をまとめて第9表に示す。

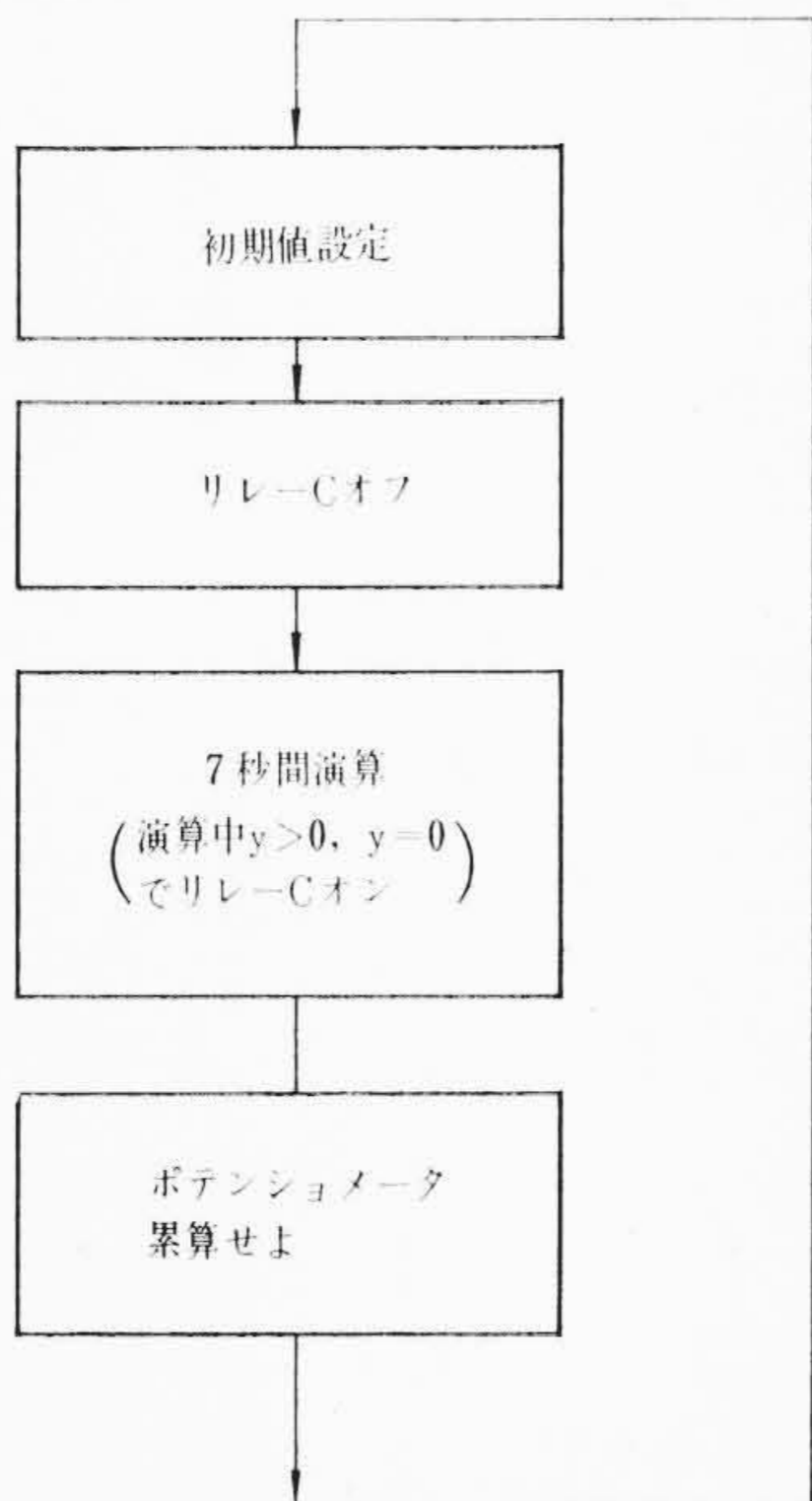
4.5 適用例

本装置は第8表に示すように二つのプログラマとシーケンス制御の各種デジタル要素を有するためアナコンのCLOAPの手順に従って自動反復計算、時分割計算などを可能にする。いまこの装置を最適化制御に利用する場合の簡単な一例について示す。

プロセス特性を次に示す2次形と考え、最初のオーバシュートのある与えられた値になるようにダンピング定数を自動的に決める場合を考える。このことは次のような境界値問題をとく場合と同一になる(第8図参照)。



第8図 例題の演算回路

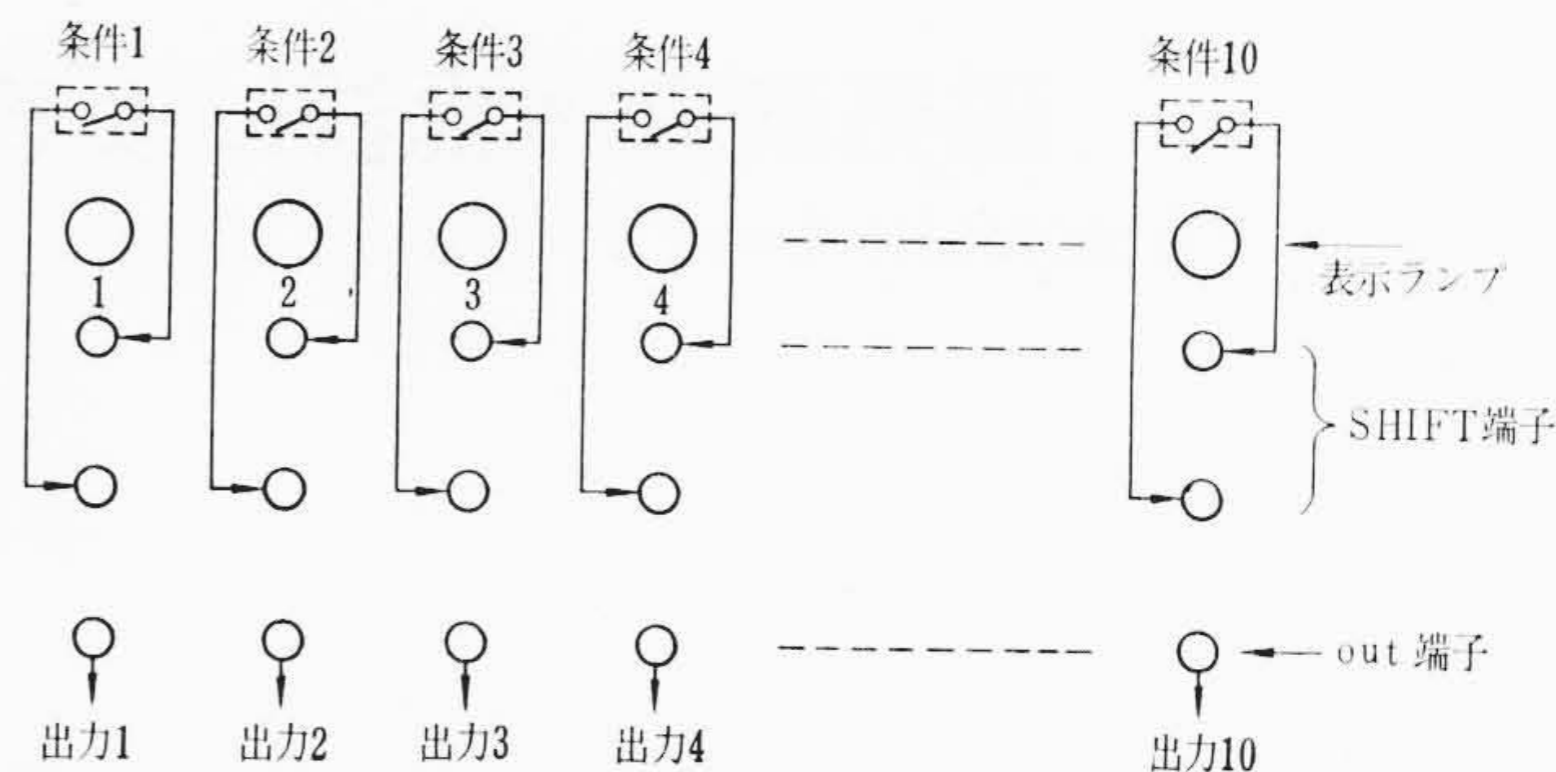


第9図 例題フローチャート

$$\ddot{y} + k\dot{y} + y = 0$$

$$t=0 \quad y=y_0$$

この問題を試行法によりとくために1回の演算ごとに目的とするオーバーシュートの値を保持し、これを希望値 y_a と比較し y_a との偏差に比例してパラメータを変える方法をとることになると、その演算のフローチャートは第9図となり、この図に従ってプログラムの出力端子を接続すればよい。プログラマは第10図のように構成されており、出力端子は1, 2, 3……の順序で接地されるので、この端子を動作順序に従って、演算制御や他の要素の指令入力端子に接続することにより、この接続の順序に従った自動操作ができる。各指令端子ごとにシフト端子があり、これが短絡されない間は次の指令に移らないが、短絡されると次へ移る。最初から短絡されているときは約0.1秒止まって次へ移るので、演算制御の他の要素(フリーリレー、カウンタなど)を動作させるのに十分である。



第10図 プログラマ構成図

プログラマには1, 2, 3……の順にまず初期値を設定し、次にリレーCをオフして演算増幅器O-1をI-2に接続して y の値を追値するように設定し、次いで演算を行なう(第8図参照)。演算中比較器A, Bにより $y > 0$, $\dot{y} = 0$ になった瞬間にリレーCがオンして演算増幅器O-1は、このときの y の値を保持する。リレーCは第8表のフリーリレー2個、組み合わされたもので、以後はオフ信号はいるまでオフしない。単に適当なパラメータを定めるのみのときはこのリレーCがオンしたらすぐ次のステップに移ってよいが、最初のオーバーシュート以後の波形をも見たい場合が多いので一応7秒間演算した後、次のステップに移ることになっている。次のステップではパラメータ用のポテンシオメータを希望値との偏差に比例した値だけ変える。これは累算機構を利用して行なうことができる。なおこの問題においてKを修正する手法はモデル修正法において、モデル修正する箇所にそのまま適用できる。

5. 結 言

オンライン制御に使用できるアナログ演算器ならびにこれらを組み合わせて構成された制御用アナログ計算機について概説した。これらに使用されている演算器はいずれも磁気増幅器またはトランジスタ化されており、従来の電子管式に比べて格段の信頼度を備えている。また後者では計算機システムの大幅にデジタル技術を導入したハイブリッド技術が適用され、機能が飛躍的に向上している。今後これらの装置が階級化された計算制御システム(hierarchy system)の制御対象に最も近いオンラインループから小形ないし中形の最適化制御装置用として実用されて行くものと考えられる。

終わりに臨み日々ご指導を賜わっている日立製作所中央研究所須藤部長に感謝の意を表する次第である。

参 考 文 献

- (1) H. W. Patton: A. I. E. E. Conference Paper, CP 57-100 (1957)
- (2) 野田, 黒川ほか: 昭35電学連大 391
- (3) 三浦, 平野ほか: 電学誌 83, p. 894 (1963)
- (4) 平野, 三浦ほか: アナログ技術研究会資料 3, 7 (1963)
- (5) 永田: 信学誌 46, 4, p. 631 (1963)
- (6) 宮本, 三浦ほか: 電学東京支部大会 62 (1963)
- (7) K. H. Bielefeld: A. E. G. MITT., 52 (1962)
- (8) 三浦: 信学誌 46, 12, p. 1881 (1963)
- (9) 三浦, 岩田ほか: 計測と制御 2, 8, p. 588 (1963)