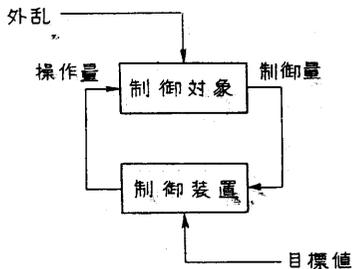


プロセス制御系のアナログ回路

大島 康次郎・富 成 襄

1. 緒 言

最近における自動制御の発達には実に目覚ましい。制御理論、制御技術の両面において、次々に新しい手法や新しい機器、方式が生れ、或は他の工学領域から移入応用されて、制御工学の前進は停滞することを知らない。この自動制御の本質は自動という点のほかに、フィードバックによる閉ループの構成という点にある。すなわち制御系は第 1 図に示すような閉ループによって構成され、負



第 1 図

のフィードバックによって制御量が目標値に一致するように訂正動作が行われる。ここで外乱または目標値が階段状に突然変化したとすれば、制御量はそれに対する応答を生ずるが、このいわゆる過渡応答は制御対象の特性や制御装置の動作様式やパラメータの調整如何によって種々な経過を示す。よい制御というのは動特性に注目する場合充分な速応性と安定度をもっていることである。

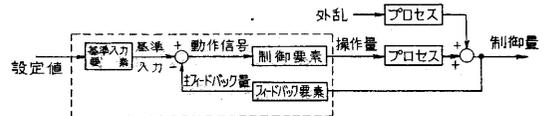
この制御のよさの条件として、制御面積や制御自乗面積の面積最小をもっているものや、ダンピングを 25% 或は $1/e$ と指定するものなど各種の基準が提案され、その条件を実現するためのパラメータの調整がいわゆる制御系の最適調整理論として従来多くの人達によって取上げられ、制御理論の一つの主要課題となってきた。しかしながら過渡応答を求めるのに正攻法で制御系の微分方程式を解こうとしても、その次数が高くなると殆ど不可能になる。そこでいわゆる周波数応答法が発達し、Mp 基準や位相余有基準などの経験則が制御系のシンセシスに広く利用されている。しかしながら制御のよさについてはあくまでも過渡応答についていふべきであるから、この過渡応答を求めるために周波数応答から数値計算によって求める方法やまた根軌跡法といわれる図式的方法

が提唱された。ところがこれらの方法はいずれもかなりの労力と時間を要する点では変りはない。そこで最近になってアナログコンピュータが有力な手段として登場することになったのである。

このようにアナログコンピュータは制御系のシンセシスに使われるようになったが、これにもいろいろの種類がある。すなわちその時間スケールに従ってそれが数ミリ秒程度のもの、数秒程度のもの及び数分程度のものと大別することができる。この第一の部類では、経過を反覆ブラウン管上に描き出す方式で Philbrick 社の製品や当所野村氏の試作したもの⁽¹⁾等はこれに属している。第二の部類は、経過をペンオシロにより記録紙に書き出す方式で Boeing 社の製品等がこれに属している。第三の部類では、記録に自動平衡型計器が用いられ、Eckman 氏がプロセス制御系の解析、計画用に製作したもの⁽²⁾等はこれに属する。この種のもは実際の調節計の性能試験用に用いることができ、Brown Instrument Co. などで有効に利用されているといわれる。筆者らが試作したのもこの部類に属するもので、むだ時間要素としてテープレコーダを利用した点にその特徴を有している。本稿はその構造ならびに動作の概要を説明せんとするものである。

2. プロセス制御系

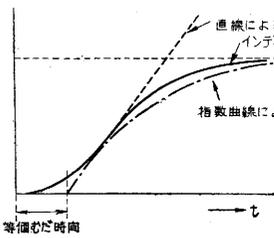
プロセス制御は液面、温度、圧力、pH 等のプロセスの状態量の制御である。その制御系は第 2 図のブロック



第 2 図

線図によって示すことができる。点線で囲んだ部分が調節計に相当する。プロセスにはいわゆるむだ時間を含んでいることが多い。管路を流れる流体の温度、pH 等を制御する場合、操作量が増えらる点とプロセスの出力すなわち制御量の検出される点との間に無視しえない距離があると、この距離を流体が通過するに要する時間がむだ時間となるのである。むだ時間の存在はプロセスの出力に入力に対する位相の遅れを生ぜしめ制御特性を悪くするのでプロセス制御において特に留意すべき点であ

る。またプロセスが多容量性の場合の理論的取扱いに、第3図に示すようにそのインディシャル応答をむだ時間

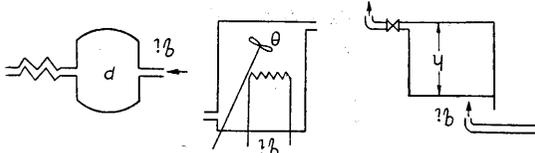


第 3 図

と一つの直線または指数曲線とをもって近似する方法がよく用いられる。このようにプロセス制御においてはむだ時間を含んだ系の解析や計画が重要な課題であるので、プロセス制御系のアナログ回路としてはむだ時間要素を含ませることが必要である。そこで筆者らはむだ時間要素をもったプロセスアナログに電子管式調節計モデルを組合わせてプロセス制御系のアナログ回路を構成することにした。

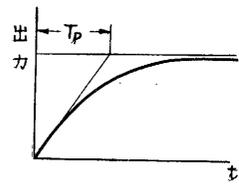
3. プロセスアナログ

プロセスの簡単な実例として液面系、熱系、空気系の例を第4図に示す。液面系の液体の流入量、熱系の供給



第 4 図

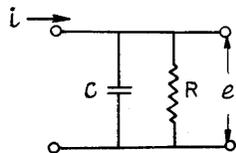
熱量、空気系の空気の入流量をそれぞれ入力とし、液面系の水位、熱系の液体の温度、空気系の容器内の圧力をそれぞれ出力とした場合、入力の階段状の変化に対する出力の応答すなわちインディシャル応答は第5図に示す



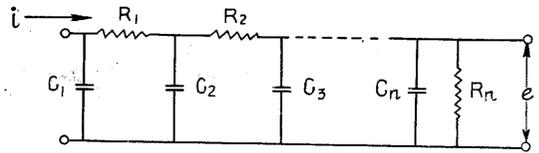
第 5 図

ような指数曲線となる。これらはいわゆる単容量プロセスであって、図の T_p がその時定数である。これらに対する電気的アナログとしては第6図に示すCR回路が相当する。この回路の流入電流に

対する電圧の関係が上記の各系の入力に対する出力の関係と等価になる。この場合の時定数は $T_p = RC$ であらわされる。プロセスが多容量性の場合には、そのアナログは第7図のようになる。このようにプロセスのアナログはCRの組合せによって実現することができる。筆者らが試作したアナログ回路はその時間スケールをかなり長く(数十秒乃至数分)とっているので、大きな時定数を実現するために、電気容量としては $100\mu F$



第 6 図

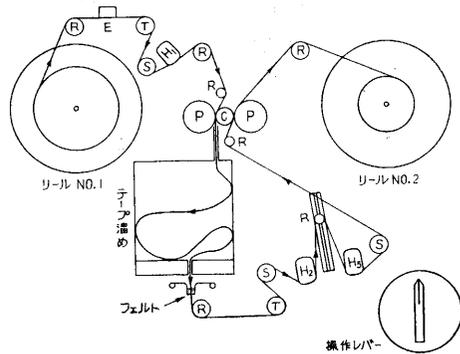


第 7 図

の電解コンデンサを並列に接続して使用した。

4. むだ時間要素

本装置ではむだ時間要素として磁気録音機を利用し、電気的シグナルがテープに録音され次の再生ヘッドに達して再生されるまでの時間により、0.5秒から2分までのむだ時間を生ぜしめている。その機械的構造を第8図に示す。

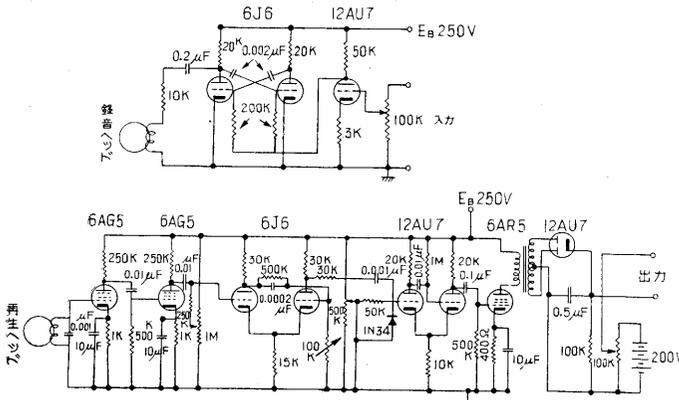


- H_1, H_2 : 録音ヘッド, H_3 : 再生ヘッド,
- E : 消磁ヘッド, C : キャプスタン
- S : スタビライザ, T : テンションローラ
- R : ローラ, P : ピンチローラ

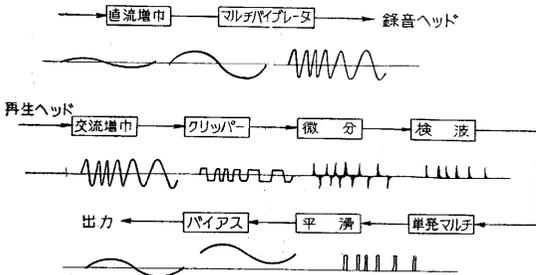
第 8 図

テープはキャプスタンCの一方の側で引張られて毎秒3.5時の送りでリールから繰出され、録音ヘッド H_1 を通過してテープ貯蔵ケースに送られる。このケースは最大2分間のテープをためることができる。ケース内のテープはキャプスタンのもう一方の側で引張られて同一送り速度で、スタビライザ、再生ヘッド H_3 をへて巻込みリールに取められる。 H_1, H_3 間は最小7秒であるから、それ以下のむだ時間用としてもう一箇の録音ヘッド H_2 を設け、 H_2, H_3 間は図のように中継ローラを介してテープを送る。ローラの位置は任意にスライドして固定できる。 H_2, H_3 間で0.5秒から10秒までのむだ時間を発生することができる。キャプスタンの両側を利用したのは、ケースに溜っているテープの量を一定に保つためである。実際にはキャプスタン両側の滑りの相違で若干変動するが、これは殆ど無視できる程度である。なおむだ時間設定のためのテープの貯蔵ケースへの溜込みその他必要な操作はレバーにより簡単に行えるようになっている。本アナログ回路における信号電圧の変化は極めてゆっくりしているから、そのままではテープにより録

音再生はできないから、その電圧変化で周波数変調を行う必要がある。録音、再生回路の結線及び原理⁽³⁾を第 9、第 10 図に示す。



第 9 図



第 10 図

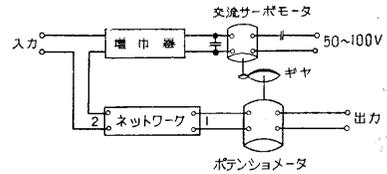
まず直流増幅器で長周期の信号電圧を増幅した後、マルチバイブレータのグリッドのポテンシャルを変化せしめると、その発振周波数はグリッドのポテンシャルに比例して変化する（周波数変調）。これが H_1 によりテープに録音され、テープが H_2 に達する時間だけ遅れて再生される。再生された信号は交流増幅器で増幅され、リッパ回路に入り、その波形の尖頭を削られて矩形波となり、微分回路を通して正負のパルスに変換される。このうち正のパルスを取り出して、これによって次段の単発マルチバイブレータを作動せしめる。単発マルチバイブレータは、正のパルス毎に一定振幅、同一幅のパルスを発生する性質があるから、このパルス群を平滑にすると、えられた電圧はパルスの疎密に比例する。この電圧に適当なバイアス電圧を加えると、入力信号と全く同じ波形の信号がえられる。

5. 調節計モデル

プロセス制御に用いられる調節計は比例、積分、微分 (PID) のいわゆる三項動作のものが普通である。この各動作のパラメータすなわち比例感度、積分時間、微分時間をどのように調整するかが、最適調整理論の眼目である。最近 Pessen 氏⁽⁴⁾は前記 Eckman 式の電氣的プ

ロセスアナログに空気式三動作調節計を組合わせて（調節計の出力空気圧をダイヤフラム制御弁に導き、その動きを摺動抵抗により電圧に変換してプロセスアナログに

加える）、三動作調節計の最適調整問題を論じている。筆者らはプロセスアナログと組合わせるのに、Leeds & Northrup 社の電子管式調節計の原理に従い若干の修正を加えた調節計モデルを作製しこれを使用している。その構成は第 11 図に示すとおりである。サーボモータの軸に二連ポテンシオメータが歯車で減速されて連結されている。二連ポテンシオメータの二つの抵抗の端子にはそれぞれ直流電圧が加えられており、一方のポテンシオメータの摺動子から取出される電圧が調節計モデルの出力電圧となり、他方のポテンシオメータのそれがネットワークをへて入力側にフィードバックされる。この動作原理を説明



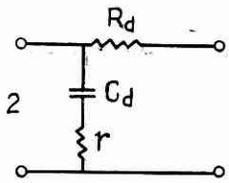
ネットワーク 伝達函数 G_1

- a) P 動作 $G_1 = K_p$
- b) PI 動作 $G_1 = K_p \left(1 + \frac{1}{T_i S} \right)$
- c) PD 動作 $G_1 = K_p (1 + T_D S)$
- d) PID 動作 $G_1 = K_p \left(1 + \frac{1}{T_i S} \right) (1 + T_D S)$

第 11 図

すると次のとおりである。すなわち入力に直流信号電圧が加えられると、これが上に述べたネットワークからのフィードバック電圧と比較され、その差が増幅器によって増幅されてサーボモータを駆動する。したがって入力電圧とフィードバック電圧が平衡するようモータは回転することになる。これからわかるように調節計モデル自体が閉ループ系を構成しているわけである。サーボモータには交流のブラシシグモータを使用しているので、増幅器にはモジュレータ回路を設け、ここで直流を交流に変換した後、増幅を行っている。調節計モデルのフィードバック回路のネットワークを第 11 図 (a), (b), (c) (d) に示すようにすると、調節計モデルはそれぞれ P, PI, PD, PID 動作をすることになる。このそれぞれの場合における調節計モデルの入力電圧に対する出力電圧

の伝達函数は理想的な形で第 11 図に附記したとおりになる。ここで K_p は比例感度, T_I は積分時間, T_D は微分時間である。ただし $T_I = R_i C_i$, $T_D = R_d C_d$ である。このように Leeds & Northrup 社方式はフィードバック回路に位相進み回路 (第 11 図(b)) を入れて調節計ループ全体として位相を遅れ側に (積分動作), 同じく位相遅れ回路 (第 11 図(c)) を入れて全体として位相を進み側 (微分動作) にしている。この P D 動作のフィードバック回路の位相遅れ回路は, サーボモータの遅れとともに調節計ループそのものを不安定化し, その応答を振動的にするので, これを避けるため, 実際にはそのネットワークを第 12 図のように改めた⁽⁵⁾。この場合の調節



第 12 図

計モデルの伝達函数は

$$K_p \frac{1 + T_D s}{1 + T_r s}$$

となる。ただしここで

$$T_D = C_d(R_d + r), \quad T_r = C_d r$$

である。r としては R_d の $1/10$ 程度の値が適当のようである。

6. 周波数応答と時定数の求め方

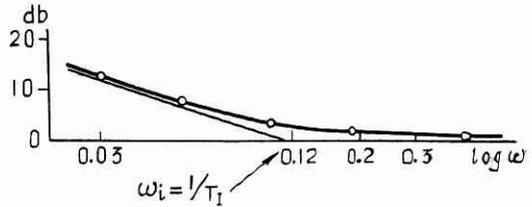
一定振幅の正弦波状入力を系または要素に加えた場合その出力の振幅と位相が入力の周波数に応じてどのように変化するかを表わしたものが周波数応答である。これを図示する場合, 縦軸に振幅比をデシベル ($20 \log_{10}$) 単位に, 横軸に角周波数の対数を単位にとって, いわゆるボード線図であらわすと, 漸近線の交点すなわち折点の角周波数の逆数から時定数が容易に決定される。本アナログ回路のプロセスの時定数, 調節計モデルの積分時間, 微分時間等はすべて C と R の積によって与えられるが, 電圧変化の周期が長い場合には, 容量 C の大きさが誘電体のソーキング効果⁽⁶⁾などによってインピーダンスブリッジで測定した値とかなり異なるから, 周波数応答による上記の方法によって決定している。周波数応答をとる場合には第 13 図に示すような低周波の機械的的正弦波



第 13 図

発生装置を用いている。たとえば P I 動作の積分時間を

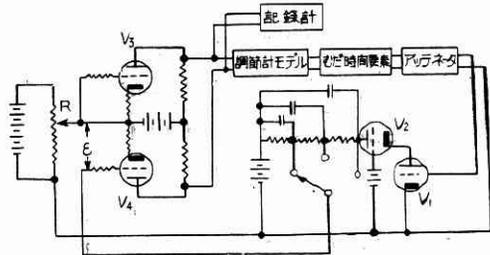
求める場合について説明しよう。第 11 図の調節計モデルの入力のところに正弦波発生装置からの信号電圧 (スコッチヨークに揺動抵抗を取付けてこれから取出す) を加え, その周波数を正弦波発生装置の変速装置により変化し, そのときの調節計モデルのポテンシオメータ軸の回転振幅を記録する。これをボード線図で表わすと, たとえば第 14 図のようになる。この折点周波数 ω_i の逆数から積分時間は決定される。



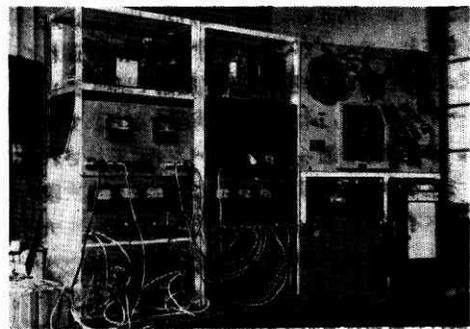
第 14 図

7. アナログ回路全体の構成

以上でアナログ回路の各要素を説明したから, ここでその全体の構成を述べることにしよう。その全結線図を第 15 図に, 外観の写真を第 16 図に示す, 第 15 図に



第 15 図

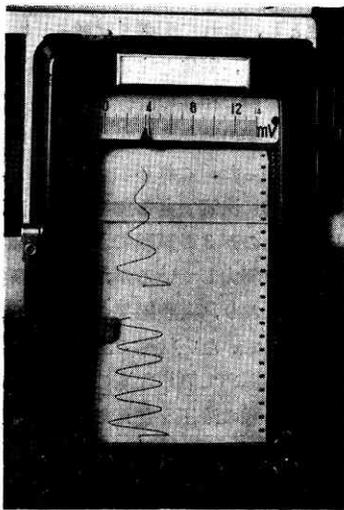


第 16 図

において, 2 箇の真空管 V_1, V_2 の部分はプロセスへの流入量を制御する制御弁に相当する部分で, V_1 のグリッド電圧をむだ時間要素を介しての調節計モデルからの信号電圧に応じて変え, プロセスアナログへの電流を制御する。この場合実際の流量の方向と電流の向きは逆の関係になっているがこれは差支えない。このように三極管 2 箇を用いたのは, 電流がグリッド電圧のみに比例し, 陽極電圧の変化に無関係になるようにするためである。

そうしないと第6図の回路において i が e によっても変化することになり、アナログが成立しなくなるからである。 V_1, V_2 の回路では V_2 のグリッド電圧は一定であり、そのカソード回路に V_1 の相当大きな内部抵抗があるから、 V_2 のカソード電圧、したがって V_1 のプレート電圧はほぼ一定に保たれる、このようにしてプレート電流すなわちプロセスアナログへの流入電流が信号電圧に比例することになる。

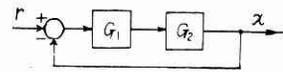
本アナログ回路の動作原理は次のとおりである。第15図の R を移動すると設定値が変わり、それにより偏差電圧 e が生ずる。これが第2図の動作信号に相当する。次の V_3, V_4 の回路により e のインピーダンスを下げて、それを調節計モデルに加える。調節計モデルのポテンシオメータから e の PID 信号がとりだされるから、これがむだ時間要素、アッテネータをへてプロセスアナログに加えられる。プロセスの出力電圧が e を打消すようにフィードバックされて、ここに閉ループが構成されることになる。 R を階段状に変化すればインディシャル応答、正弦波状に変えると周波数応答がえられる。電圧 e をストリップチャート式自動平衡型記録計によって記録するのである(第17図)。



第 17 図

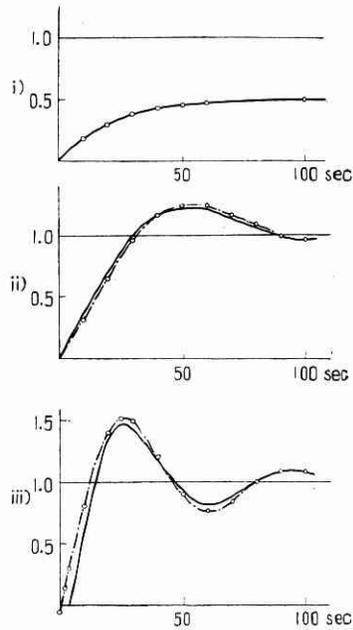
8. 精度試験のための簡単な実験例

第1表に示す三つの系についてインディシャル応答を本装置によって記録し、計算によって求めた理論値と比較を行った。第1表において G_1 は調節計モデルの調整をあらわす伝達函数で (i) は P 動作, (ii), (iii) は PI 動作で積分時間 7.4 秒にえらんだことを示す。 G_2 はプロセスアナログの伝達函数で、いずれも単容量プロセス、時定数 44 秒なることを示している。(iii) の場合だけ 4 秒のむだ時間が附加されている。実験値と理論値の比較を第18図に示す。図中実線が実験値、鎖線が理論値である。特に (iii) の場合の理論値は根軌跡法によ



- i) $G_1 = K_P$ $G_2 = \frac{m}{1+44s}$ $K = K_P m = 1$
- ii) $G_1 = K_P \left(1 + \frac{1}{7.4s}\right)$ $G_2 = \frac{m}{1+44s}$ $K = 1$
- iii) $G_1 = K_P \left(1 + \frac{1}{7.4s}\right)$ $G_2 = \frac{m}{1+44s} \cdot e^{-4s}$ $K = 3$

第 1 表



第 18 図

非直線性、3)プロセスアナログの定電流回路の非直線性 4)むだ時間要素における波形の歪み、5)記録計の誤差等が考えられる。

9. むすび

以上試作したプロセス制御系のアナログ回路についてその構成及び動作の概要について述べたが、今後これを利用して最適調整問題その他の検討を進めるつもりである。最後にテープレコーダ機械部分およびポテンシオメータの製作に関して御協力いただいた東京航空計器 $K. K.$ の中川、古橋、渡辺の3氏に厚く謝意を表する次第である。なお本研究は当所中間試験研究費およびその一部は文部省総合研究費によったことを附記する。

(1954. 7. 21)

文 献

- (1) 野村：生産研究 4, 4, (1952) 131
- (2) Eckman : Trans. ASME, 67, (1945) 81
- (3) Green : R. S. I., 21, (1950) 893 を参考とした。
- (4) Pessen : Trans. ASME, 75, (1953) 843.
- (5) 大島：自動制御研究会資料, 52—4.
- (6) Greenwood : Electronic Instrument (1948) 68.