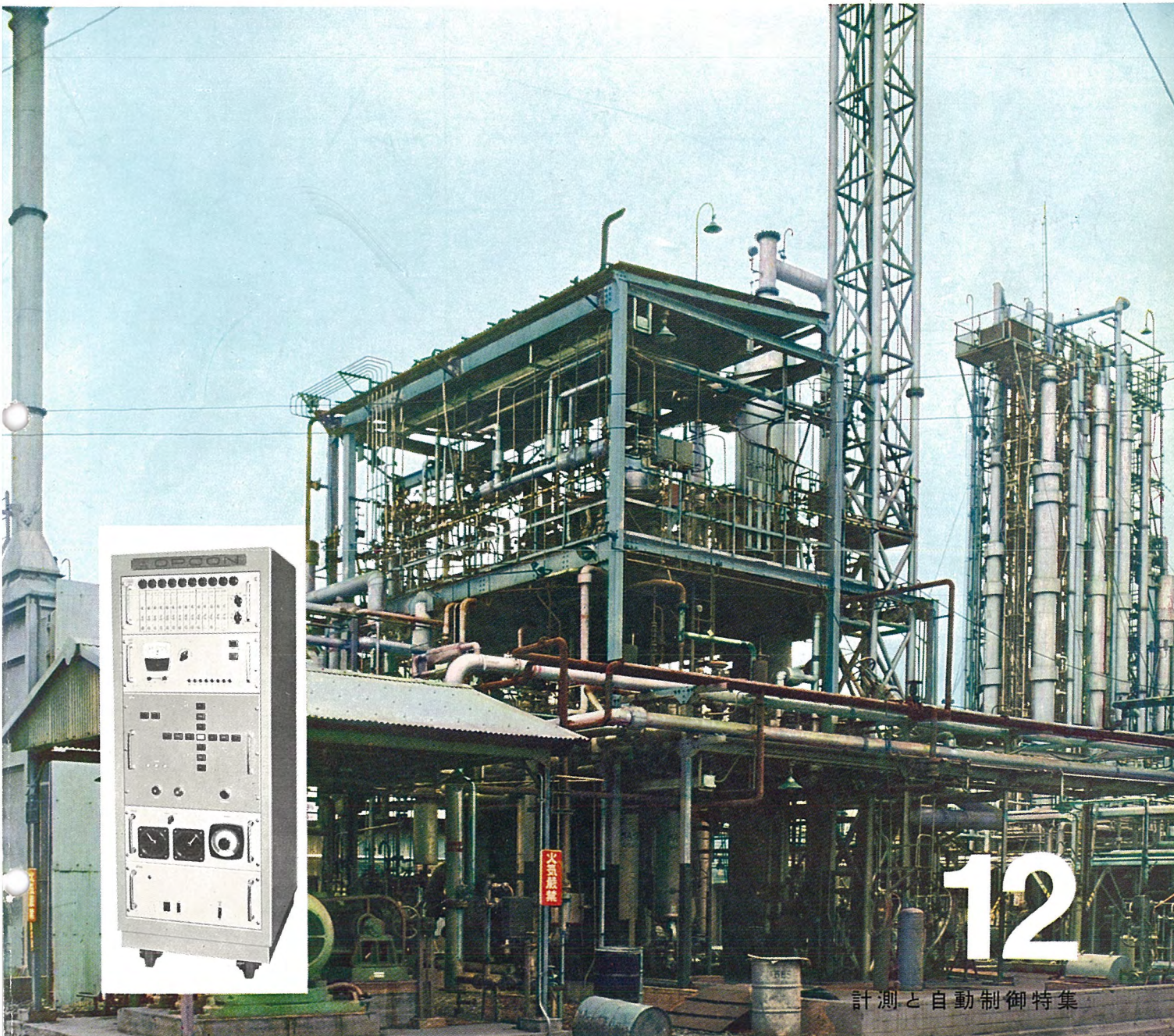


MITSUBISHI DENKI GIHO

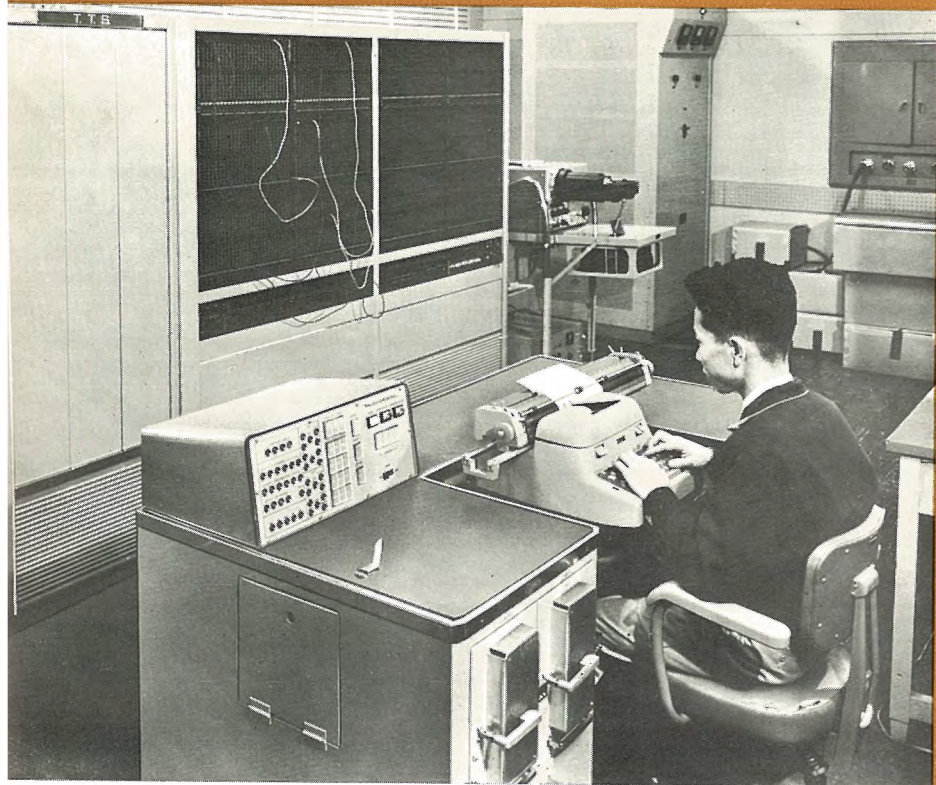
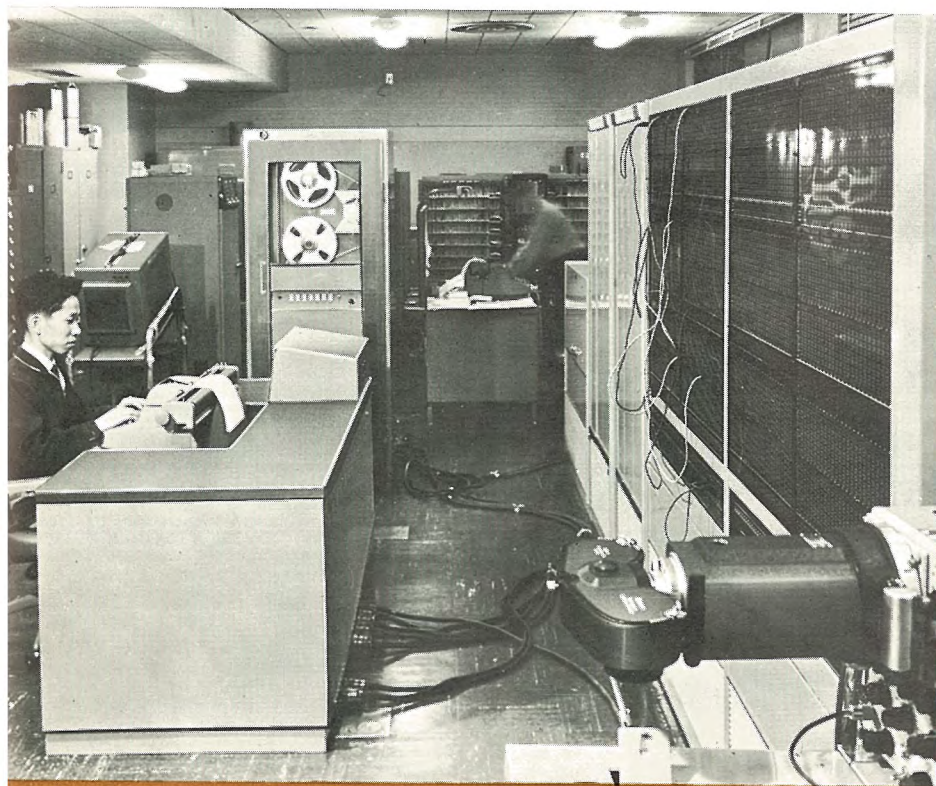
三菱電機技報

Vol. 36 December 1962

MELCOM EA-9402 形 自動最適化制御装置



国有鉄道 技術研究所納め トレイン・トラフィック・ シミュレータ装置



MELCOM-1102 デジタル 電子計算機
(記憶容量 4,046 語) と パッチボード・プログ
ラム 方式の大規模な デジタル 微分解析機
(積分器数 288 個) とを結合した計算 シス
テムで、一般科学技術計算はもちろん、と
くに列車の運行制御、運転特性、変電所
負荷容量分担問題などの解析、ダイヤの編
成などに使用されている。



表紙説明

**MELCOM EA-9402 形
自動最適化制御装置 (OPCON)**

試行法により最適点を求める装置であって、全トランジスタ化されており、①多くの変数で制御を行ない、②ある測定値を最大または最小に保つ—といった制御分野のすべてに適用でき、(i) 装置が簡単のため信頼性高く、かつ安価、(ii) 制御対象の特性方程式が不明でも制御ができる。など多くの特長をもっている。今般、千代田化工建設(株)川崎工場内の石油 アセチレンパイロットプラントに ON-LINE で使用され、多大の成果を収め、斯界の注目を集めた。



三菱電機技報

昭和 37 年 第 36 卷 第 12 号 (計測と自動制御特集)

目 次

X 線厚み計	吉山裕二・白石 彊・芥 和弘・村西有三	2
車両用周波数方式誘導子形速度計	走井貞雄・小野達男	7
ディーゼル 機関用指示平均有効圧力計	吉田正一・渋谷 裕・金野隆穂	14
パルス 波高値電圧計	八島英之・金田 昭	18
無線 テレメータ	吉田武彦・谷 貞和・松山 宏・山内才胤	23
多回路総合電力測定装置	武田克己・佐藤安俊	31
データ 処理装置 (3 報)—冷間圧延工程への適用—	松元雄蔵・竜田直紀・松岡宣雄	36
列車運行 シミュレータ 計算機 (TTS)	間野浩太郎・渡辺文明・嶋村和也・磯崎真・樋田 俊一	45
最適化制御における探索信号法と試行法の比較	福永圭之介	50
OPCON による石油 ナフサ 分解炉の最適化制御—9402 形 OPCON の概要と応用例—	河合義雄・宮崎誠一・大鳥羽幸太郎・柴谷浩二・小泉寿男・福永圭之介	55
冷間圧延機用自動板厚制御装置	伊藤嗣郎・斎藤 豊	63
自動歯切機の無接点方式による ナライ 制御装置	浜岡文夫・小島一男・俵口久元・野田為蔵	70
プレイバック 制御のできる フライス 盤数値制御装置—MELDAS-1313—	馬場文夫・小島一男・中嶋 碧・西 信	76
ガス 切断機自動曲線追跡装置—MELDAS-1032—	小島一男・金森剛明	83
電気・油圧 サーボ 装置 (1 報)—サーボ 弁の解析—	香取由之・金子敏夫・吉田和彦・破魔武司	92
シリコン 制御整流器による直流電動機の制御	細野 勇・山村隆司	97
《技 術 解 説》		
工業用 データ 処理装置の概要 (その 1)	松元雄蔵	103
新しい自動制御の動向	真鍋舜治	111
《文 献 抄 訳》		
連続 ダイジェスタ の自動制御		117
《ニュース・フラッシュ》		
マイクロ 波用気球 アンテナ 試作品遂に完成・東北電力蓬萊発電所納め 70-Y-250 形空気 シャ 断器完成・SSV 形避雷器 300~42,000 A 防爆試験成功・避雷器放電度数計・ハートレートメータ (心ばく数計)・多点 デジタル 指示装置など受注・国鉄信越線用 EF63 形直流電気機関車受注・近鉄新車用電機品受注・阪神電鉄急行車用制御装置受注		118
《特 許 と 新 案》		
自励式同期機の励磁装置・冷蔵庫の扉開閉装置		121
《最近における社外講演一覧》		122
《最近登録された特許と実用新案》		122
《表 紙》		
2. 国有鉄道技術研究所納め トレイン・トラフィック・シミュレータ 装置		
3. X 線厚み計		
4. 三菱石油 ストーブ		

X 線 厚 み 計

吉山 裕二*・白石 彊*・芥 和 弘*
村西 有三**

X-Ray Thickness Gauges

Research Laboratory
Kōbe Works

Yūji YOSHIYAMA・Tsuyoshi SHIRAISHI・Kazuhiro AKUTA
Yūzō MURANISHI

In the rolling process at steel mills and other alloy rolling mills automatic control system of higher degree has been incorporated to the latest equipment. For continuous measurement of the thickness of various strips and its remote indication, X-ray thickness gauges have been developed by Mitsubishi. By the use of a two beam servo system the gauges are possessed of high accuracy and stable performance, performing the assigned measurement of the strips with no contact with them. The theory about X-rays for thickness gauges, the construction and over all characteristics of the devices and field tests with them are accounted for herein.

1. ま え が き

鉄工業製品生産過程における圧延工程の近年の設備には、高度の自動制御方式が採用され、ストリップ厚みの均一化と圧延の高速化が進められているが、これら設備の制御用信号の源は高精度の厚み測定装置である。7,000 ft/min (2,135 m/min) を越える高速冷間圧延速度や、1,000°C にも達する熱間圧延温度の条件では検出部分がストリップと無接触でなければならない。JIS 規格では、たとえば 0.2 mm 厚さの薄鋼板は誤差 10%，すなわち 20 μm 以内に仕上げることを要求されているが、仕上精度をこの程度に仕上げるためには、測定精度は少なくとも 1 ケタ 高い必要があり、測定精度を上げることが仕上精度を向上させるためぜひ必要な条件である。これら自動圧延設備の計測装置として、また単独にストリップ製作過程中の検査用として、X線を用いた厚み計を開発した。放射線同位元素を用いる方法についても検討したが、一つの線源で、ある厚さ範囲を測定しうること、線源の統計的動揺の影響を避けることなどを考慮して線源としてX線を採用した。

この装置は現場試験も実施し、実用しうることを確かめ、高精度のゆえに好評を受けたものである。

2. X 線吸収の原理

X線は可視光や紫外線では不透明な物質でも、ある程度透過する特長があるので鋼板などの厚み計として使用できるのであるが、始めに厚み計に必要なX線の原理を述べる。

2.1 連続 X 線

X線は重分子のタンブステン・ターゲットに高速電子ビームを衝突させて発生させることができ、加速電圧により連続X線と特性X線とが得られるが、このうち厚み測定には連続X線を使用する。

連続X線強度の波長分布は図 2.1 のように、加速電圧により変化する。限界波長すなわち入射電子がターゲット原子に当たって、電子の全エネルギーを失うX線波長は次式で与えられる。

$$\lambda_0 = \frac{hc}{Ve} = \frac{12,400}{V} \text{ (Å)} \quad (2.1)$$

ここで λ_0 : 限界波長 (Å)

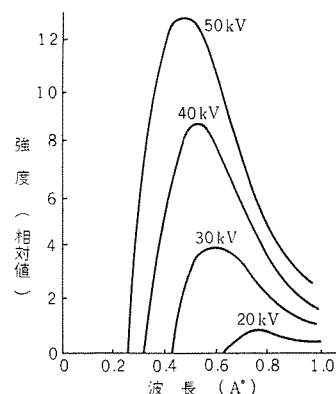


図 2.1 連続X線 スペクトル

Fig. 2.1 The continuous X-ray spectrum.

h : プランク 定数 $= 6.624 \times 10^{-27}$ erg·sec

V : 加速電圧すなわち管電圧 (V)

e : 電子電荷 $= 1.602 \times 10^{-20}$ e. m. u.

C : 光速 $= 2.9979 \times 10^{10}$ cm/sec

連続X線の強度の実験式は次式で与えられる。

$$I = KZ(V - V_0)^2 i \quad (2.2)$$

ここで I : X線強度

i : X線管管電流

V : 加速電圧すなわち管電圧

V_0 : 加速電圧の初期値

Z : ターゲットの原子番号

K : 定数 $= 1.4 \times 10^{-9}$

すなわち、放射X線の強度は加速電圧の2乗、管電流、ターゲットの原子番号の積に比例する。この関係はX線放射強度を一定に保つとき必要な式である。

2.2 X 線の合金ストリップに対する吸収特性

X線が銅や銅合金のような吸収物質を通過する際、一部はそのまま通過し、一部は物質に吸収され、一部は散乱される。

単色X線が厚さ一様な吸収物質を通過する際、透過ビームと入射ビームの強度の間には次式の関係がある。

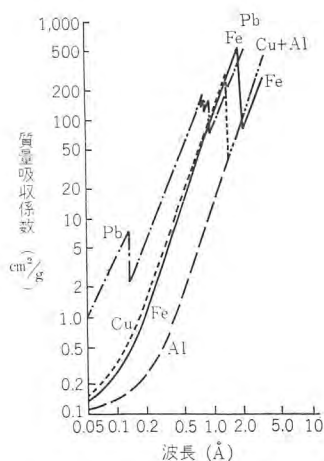


図 2.2 波長に対する質量吸収係数の対数目盛表示
Fig. 2.2 Log-log plot showing mass absorption coefficient as a function of wave-length for various metals.

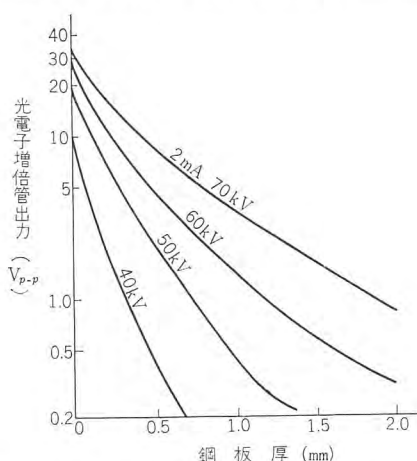


図 2.3 X線吸収特性 (管電圧 パラメータ)
Fig. 2.3 The X-ray transmittance as a function of the thickness of steel (parameter is X-ray tube voltage).

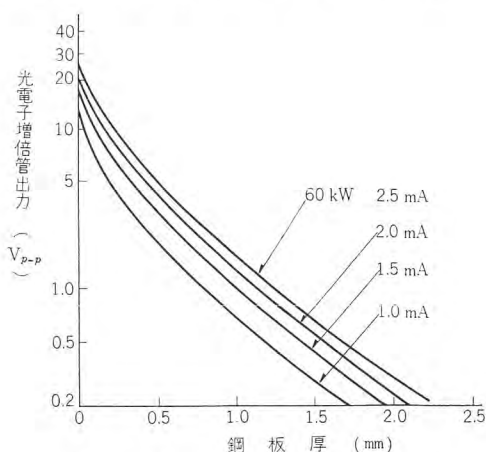


図 2.4 X線吸収特性 (管電流 パラメータ)
Fig. 2.4 The X-ray transmittance as a function of the thickness of steel (parameter is X-ray tube current).

$$I_1 = I_0 e^{-\mu x} = I_0 e^{-(\mu/\rho)V} = I_0 e^{-(\mu/\rho)\rho x} \dots \dots \dots (2.3)$$

- ここで I_1 : 透過X線強度
 I_0 : 入射X線強度
 μ : 吸収物質のある波長に対する線吸収係数 (cm^{-1})
 x : 吸収物質の厚さ (cm)
 ρ : 吸収物質の密度 (g/cm^3)
 μ/ρ : 吸収物質の質量吸収係数 (cm^2/g)

質量吸収係数の特長は物質の物理・化学的状態のいかにかわらず、それぞれの吸収物質について固有のものであることである。

図 2.2 は数種の物質の質量吸収係数の波長に対する特性例で、連続領域で近似的に波長 λ の 3 乗および原子番号の 4 乗に比例する。

図 2.3 および図 2.4 は鋼板厚み変化に対する透過X線の強度を蛍光物質および光電子増倍管で検出した実測値の例を示す。

図 2.3 はX線管の管電圧、図 2.4 は管電流がパラメータである。試料の厚みが薄い所で非直線となるのは、入射X線が純粋に単色とはいえないこと、および散乱X線の影響と考えられる。

実測値に前述の原理を適用してみると、図 2.3 の実測値から、たとえば管電圧 60 kV、管電流 2 mA の曲線に式 (2.3) を適用し、線吸収係数の実測値 $\mu = 17.3 \text{ cm}^{-1}$ を得る。鋼板では $\rho = 7.8 \text{ g}/\text{cm}^3$ であるから質量吸収係数は $\mu/\rho = 2.2 \text{ cm}^2/\text{g}$ となる。管電圧 60 kV における限界波長は式 (2.1) から $\lambda_0 = 0.206 \text{ Å}$ となる。波長に対する質量吸収特性図 2.2 により、波長 0.2 Å における鉄の吸収係数は $2 \text{ cm}^2/\text{g}$ となり、実測値に近くなる。

また、図 2.3 で鋼板厚み $x = 1 \text{ mm}$ のとき、実測値から管電圧 70 kV および 60 kV のときの透過X線強度の比は $(I)_{V=70 \text{ kV}} / (I)_{V=60 \text{ kV}} \div 2.2$ を得る。

また、式 (2.2)、(2.3) を適用し、 $V_0 \div 20 \text{ kV}$ として計算すると $(I)_{V=70 \text{ kV}} / (I)_{V=60 \text{ kV}} = 2.3$ を得、実測値に近くなり、上述の原理がほぼ適用できることがわかる。

管電圧変動に対して、たとえば、鋼板厚み 0.5 mm では管電圧が 10% 変動すると、厚み変化として約 30% になる。管電圧変動は入射X線波長の変動となり、質量吸収係数が管電圧により変動し、また入射X線強度が管電圧の 2 乗に比例して変化するなどの諸原因が重なり、このように大きな影響を及ぼす。したがって、これらの影響を軽減する測定方式が必要となる。

2.3 合金成分比の変動の影響

ストリップの合金成分比の変動の影響は、計算によっても予測できる。式 (2.3) の質量吸収係数 μ/ρ をストリップが二つの元素 A、B からなる合金の場合を仮定し次式で表現する。

$$(\mu/\rho)_{A+B} = (\mu/\rho)_A W_A + (\mu/\rho)_B W_B \dots \dots \dots (2.4)$$

式 (2.4) を式 (2.3) に代入し整理すると、次式で示される。

$$I_n(I_1/I_0) = -\{(\mu/\rho)_A W_A + (\mu/\rho)_B W_B\} P_{A+B} x = -\mu_{A+B} x \dots \dots \dots (2.5)$$

ただし式 (2.4)、(2.5) において

W_A, W_B : 合金の各元素の重量比

ρ_{A+B} : 合金の密度

$$\mu_{A+B} = \{(\mu/\rho)_A W_A + (\mu/\rho)_B W_B\} \rho_{A+B} \dots \dots \dots (2.6)$$

である。 W_A の変動分を ΔW_A とすると $\Delta W_A = -\Delta W_B$ で、 ΔW_A の変動分に相当する厚み変化を Δx とすると次式が成立する。

$$\frac{\Delta x}{x} = \frac{\{(\mu/\rho)_A - (\mu/\rho)_B\} \Delta W_A}{(\mu/\rho)_{A+B}} \dots \dots \dots (2.7)$$

同様にして合金成分が A、B、C の 3 成分からなり、1 成分のみは変動がないと仮定すると次式が成立する。

$$\frac{\Delta x}{x} = \frac{\{(\mu/\rho)_A - (\mu/\rho)_B\} \Delta W_A}{(\mu/\rho)_{A+B+C}} \dots \dots \dots (2.8)$$

たとえば炭素鋼を例に取り、炭素と鉄のみの合金として軟鋼の範囲で、炭素 0.23% 厚さ 0.2 mm のものが、厚さ変化 30 μ す

なわち 15% あったと仮定すると、この厚さ変化に相当する成分比の変化は炭素にして 0.02%, すなわち変動分として 8.7% になることが上式から計算される。また、たとえば黄銅の場合、銅 65%, 鉄 0.05%, 鉛 0.05%, 錫 0.03%, 残りが亜鉛で厚さ 1mm を基準として、鉄が 0.05% から 0.07% 変動し他の変動はないと仮定すると、厚み変化に換算して 0.73×10^{-4} mm の変動に相当することが式 (2.8) により計算される。他の不純物の影響も同様にして求められ、成分比の変動は厚み変化に換算して検討しておくことができる。

3. 装置の概要

前述の X 線原理に基づいて構成した装置のブロック線図を図 3.1 に示す。システムは 2 ビームサーボ方式を用い、X 線管の管電圧、管電流変動、増幅器増幅度変動の影響を軽減してある。

3.1 全システム

X 線管を定電圧装置および管電流安定装置により安定化し、放射強度が一定の X 線 ビームを 2 本放射する。一つの ビームは測定 ビームとして測定すべきストリップおよび偏差くさびを通過し、測定 ビーム 検出器へ入る。別の ビームは基準 ビームで基準ストリップおよび基準くさびを通過し、基準 ビーム 検出器へ入る。両検出器の出力を各前置増幅器で増幅した後、比較回路で比較し、その差を交流増幅して平衡電動機制御巻線へ導入する。平衡電動機は偏差くさびと連動しているので、常に両検出器へ入る X 線強度が等しくなる位置で電動機が停止する。したがって基準ストリップの厚みと基準くさびの位置を測定すべきストリップの厚みの基準値に設定すると、偏差くさびの位置すなわち電動機の回転角度が厚みの偏差となるから、セルシン機構により遠隔指示させる。また、基準くさびを駆動する電動機とセルシン機構を組合わせて、基準値も遠隔指示させている。

偏差くさび駆動系は速度発電機で速度帰還を施し、系を安定化させてある。基準ストリップの切換え、基準くさびの位置決め、X 線発生器の測定場所への位置決め、離脱などをすべて操作盤で行なえる機構になっている。

この装置は検出器を 2 個有するため、始動および長時間の間に二つの検出器間に ドリフト の差を生ずる懸念があるので圧延工程

が中断し、測定すべきストリップが通過していないときを捕えて、ドリフト補正を自動的に行なえる構造になっている。したがって、現在の諸圧延設備に対してはドリフトの影響は無視できる。

図 3.2 に全装置の外観を示す。

3.2 透過 X 線検出器

装置の性能はまず透過 X 線の検出器の特性で押えられるが、検出器は蛍光物質と光電子増倍管を用いている。蛍光物質は ZnS 系統よりも感度は劣るが安定性のある CaWO_4 を使用した。発光色は紫で最大波長感度が 4,100 Å 付近にあり、光電子増倍管には RCA 1P21 相当品を使用したので増倍管の最大波長感度が 4,200 Å 付近にあって、高感度の組合わせを得ている。増倍管の劣化を押え、寿命を保たせ、ドリフトを少なくし、S/N 比を増加させるよう

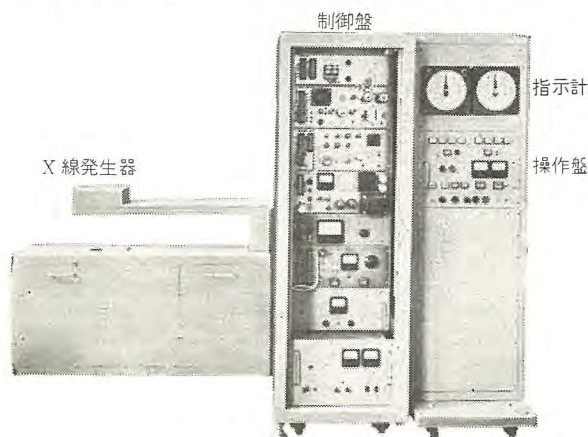


図 3.2 X 線厚み計外観
Fig. 3.2 X-ray thickness gauge.

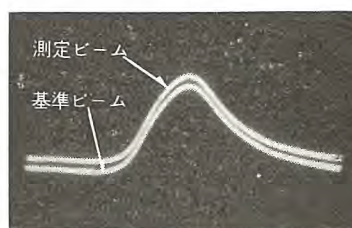


図 3.3 光電子増倍管出力側に現われる自己整流 X 線ビーム波形
Fig. 3.3 The self rectified X-ray beam appearing at the output of photo multiplier.

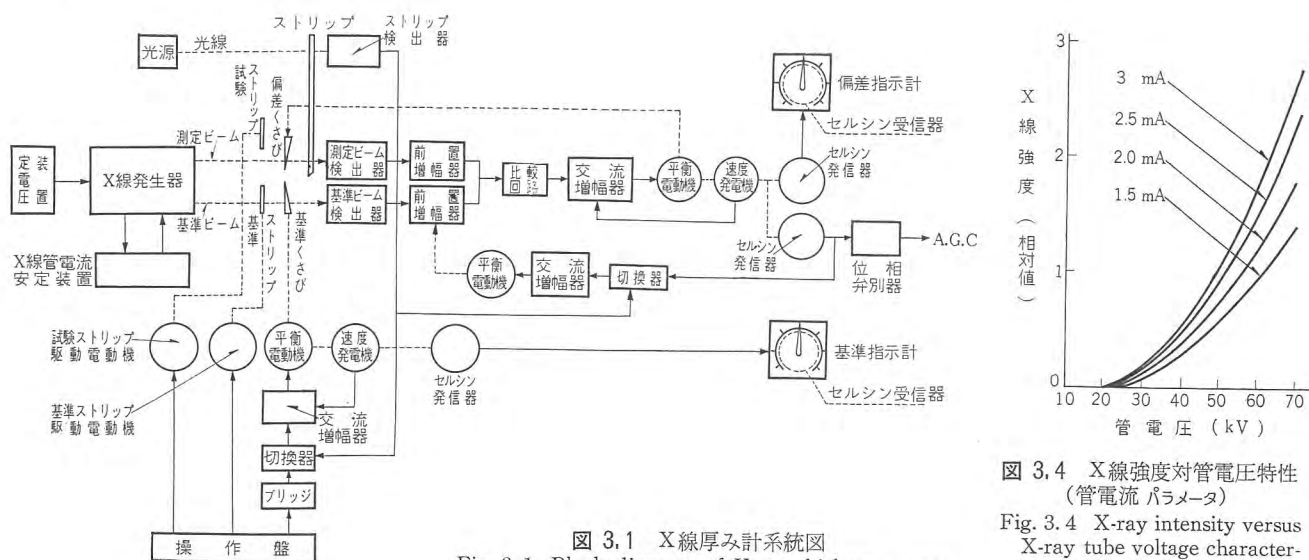


図 3.1 X 線厚み計系統図
Fig. 3.1 Block diagram of X-ray thickness gauge.

図 3.4 X 線強度対管電圧特性 (管電流 パラメータ)
Fig. 3.4 X-ray intensity versus X-ray tube voltage characteristics.

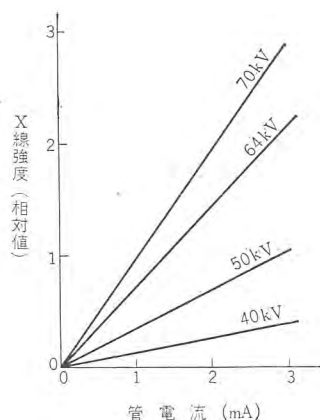


図 3.5 X線強度対管電流特性 (管電圧 パラメータ)
Fig. 3.5 X-ray intensity versus X-ray tube current characteristics.

陰極電流, 陽極電圧, 陽極負荷の値を検討し最適値に選択してある。

装置としての最終精度は増倍管の交流雑音で制限される。

3.3 X線管およびX線管制御

X線管はクーリッジ管の自己整流形で, その出力は正弦半波に近い。図 3.3 は増倍管出力側に現われる二つのX線ビーム波形である。図 3.4 はX線管の放射強度対管電圧特性, 図 3.5 は放射強度対管電流特性の実測値で式 (2.2) の関係の放射強度が管電圧の 2 乗, 管電流の 1 乗にそれぞれ比例することを示している。

X線管制御は管電圧を磁気増幅器形定電圧装置で開ループの制御を行ない, 管電流は管電流の変化分を磁気増幅器で増幅し織条電圧を制御する閉ループ制御を用いている。織条電圧に対する管電流の変動は大きく, 単に織条電圧を定電圧装置で制御するのみでは微細な管電流制御はできない。管電圧および管電流共, 電源電圧 10% の変動に対し 1% 以下に調整されており, 1% の変動は後述するように測定精度に対し無視できる。

3.4 電子回路

比較回路は, 両検出器の正弦半波出力を比較し, いずれの信号が大きいか, およびその振幅の差によって, 位相と振幅の異なる正弦半波として取り出している。この比較回路の半波信号出力をそのまま交流増幅器で増幅して平衡電動機へ導いている。したがって一度直流に変換し, さらに交流に再変調するような過程の変換誤差やロハ器による時間遅れなどが入らず, 回路が簡単化, かつ安定化できるという特長を有している。

3.5 付属装置

X線源の駆動は, 電源投入後, X線管織条が点火し, 管が十分に加熱されてから, 自動的に陽極電圧が印加されるようシーケンスが組まれている。また, X線管に過電流が流れたり, 動作中過熱状態になる事故が発生した場合, 自動的に電源が切断される保護装置が付してある。X線管は動作中, 水冷される。

基準ストリップの切換え, 基準くさびの位置決め, 測定ビーム内の試験用ストリップの切換えは操作盤より押しボタンによって手動操作が可能である。

ドリフト自動補正は, ストリップがないことをストリップ検出器で検出し, 基準くさび駆動電動機を動作させて, 基準くさびを基準値に設定する。偏差信号直流出力がゼロになるよう, サーボ機構で前置増幅器の利得を変え, 見掛け上両検出器のドリフトの差を補正する構造になっている。

4. 総合性能

以上の諸要素を総合して総合性能が決まるが, 列記すると下記のとおりである。

4.1 厚み測定範囲

厚み測定範囲は選択X線管の定格により, 鋼板換算 0.2 mm ~ 2 mm である。

4.2 感度

X線源から検出部までの距離 60 cm (ストリップ 入高さ 20 cm) において, 鋼板厚さ 1 mm に対し感度は 0.1 μ である。

4.3 精度

鋼板厚さ 1 mm に対し $\pm 2\mu$ である。精度の制限は検出部光電子増倍管の交流雑音に起因するものが大きい。

4.4 応答速度

偏差指示計全日盛移動時間が 1 sec である。応答速度は発電機による速度帰還を施した偏差くさび駆動サーボ系の安定限界から制限を受ける。

4.5 電源電圧変動の影響

2 ビームサーボ方式を用いているので管電圧, 管電流の影響は軽減され, さらに管電圧および管電流とも各定電圧, 定電流装置によ

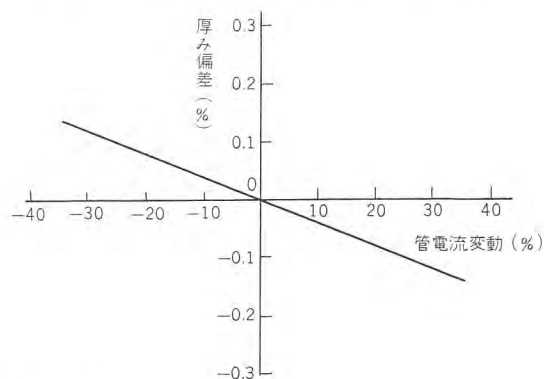


図 4.1 管電流変動の指示に及ぼす影響 (測定厚基準 1 mm)
Fig. 4.1 Effect of X-ray tube current on thickness indication.

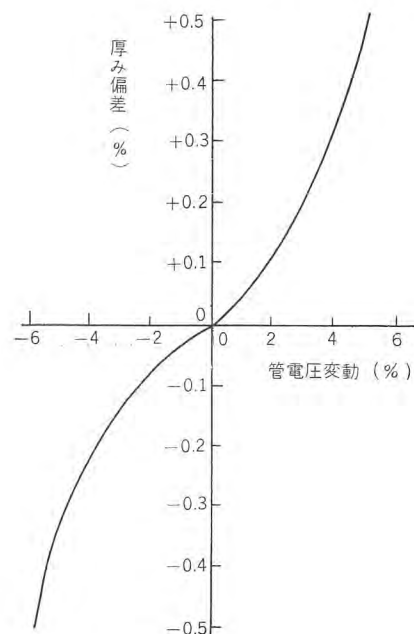


図 4.2 管電圧変動の指示に及ぼす影響
Fig. 4.2 Effect of X-ray tube voltage on thickness indication.

り安定化されているので、電源電圧変動の影響は無視できる。

図 4.1 は管電流変動の影響を示す特性例で、管電流 10% の変動が厚み変化として 0.04% に相当し、管電流は電源電圧変動 10% に対し 1% 内に安定化されているから、電源電圧変動の影響は 0.004% 以下となる。図 4.2 は管電圧変動の影響を示す例で、1% の変動が 0.05% に相当し、交流定電圧装置で管電圧を 1% 内に押えてあるから 4.3 項の精度内には十分入っている。

4.6 ストリップ高さ変動および通過角度の影響

ストリップ高さが検出部その入口の高さ範囲で上下に平行移動する影響は認められない。通過角度が変動する場合は、ストリップの水平軸となす角度を θ とすれば $1 - 1/\cos \theta$ に比例して透過 X 線強度が変動する。したがって、要求精度内に通過角度の変動を押える必要がある。

4.7 ドリフト

ドリフト自動補正機構により、通常の圧延工程では 4.3 項の精度内で動作する。

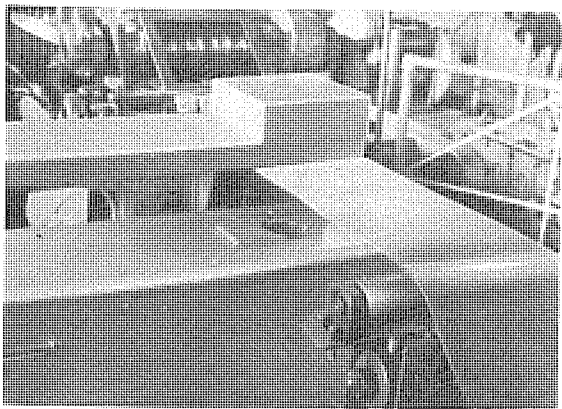


図 5.1 黄銅ストリップ厚み測定現場における検出部外観
Fig. 5.1 The detector measuring the thickness of brass strip in field test.

5. 現場試験

この装置を黄銅ストリップの製作工程にも適用しうることを試験した。図 5.1 は現場試験における検出部の写真である。測定したストリップの厚さは 0.2~0.35 mm で、この装置による記録値と、マイクロメータによる実測値を比較した結果、誤差 ± 0 の場合が多く、ほぼ $1 \sim 2 \mu$ 内に入っている。

図 5.2 は手動圧延黄銅ストリップの圧延状態を示す記録チャートの一例で、圧延の中心は誤差が比較的少なく、終りに近づくにしたがい、誤差が次第に大きくなる傾向を示している。

6. む す び

以上、開発、試験を行なった X 線厚み計の概要について報告した。2 ビーム方式を単純化して用いているので、高精度と信頼性を期待できると信じている。自動厚み制御技術の進歩に伴い、今後、ますます測定装置への要求もきびしくなるであろうが、一層の高性能化への努力が必要であろう。

最後に開発途上、種々ご助言ご協力を賜った当社神戸製作所、管制器設計の方々、および計測部門の方々に厚く感謝します。

(昭 37-10-8 受付)

参 考 文 献

- (1) H. A. Mebhafsky & Others: X-Ray Absorption and Emission in Analytical Chemistry (1960).
- (2) Harold P. Klug and Leroy E. Alexander: X-Ray Diffraction Procedure (1954).
- (3) Walter N. Lundahl: The X-Ray Thickness Gauge for Cold-Rolled Strips, AIEE Technical Paper, 48-14.
- (4) C. W. Elapp and R. V. Pohl: An X-Ray Thickness Gauge for Hot-Strip Rolling Mills, AIEE Technical Paper, 48-100.

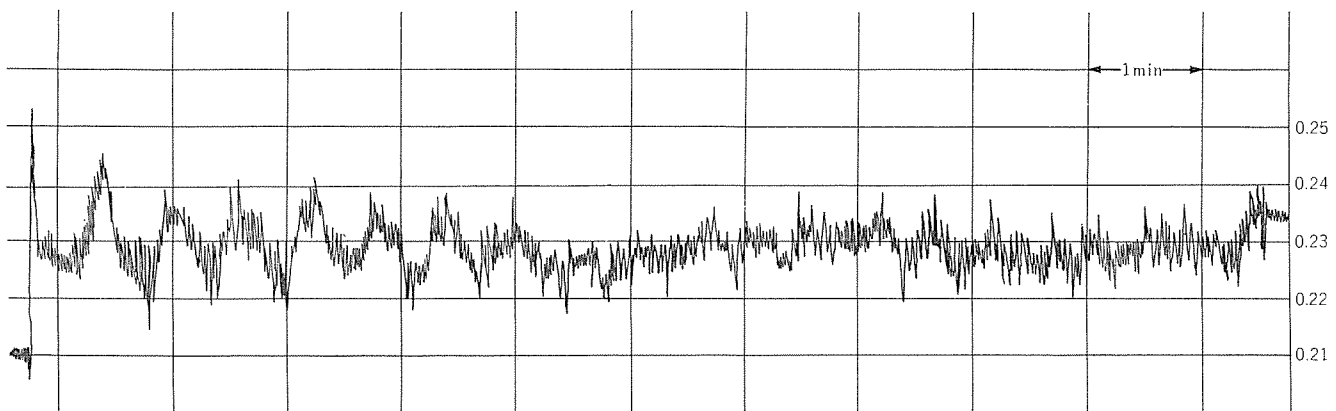


図 5.2 ストリップ記録チャートの例
Fig. 5.2 An example of strip thickness recording chart.

車両用周波数方式誘導子形速度計

走井 貞雄* 小野 達男**

Frequency Inductor Type Speed Meter for Railway Use

Kōbe Works

Sadao HASHIRII

Fukuyama Works

Tatsuo ONO

The conventional electric speed meter for railway use is a small AC generator mount on an axle end and its generated power is rectified and read by an indicator. This method involves many drawbacks. A frequency inductor type speed meter is the one improved on the conventional type, working on the principle of inductor generator in the detection of the shaft rotation. This generator is a kind of a high frequency machine utilizing its driving gear as an inductor without any mechanical contacts and is provided with a saturation transformer on the circuit to operate on frequency detection method. High reliability of this device enables it to be applicable as a speed detector of automatic control apparatus of electric motor cars greatly advanced of late.

1. ま え が き

車両上における計測には圧縮空気圧力、架線電圧、主回路の電流、および車両速度がその対象になっている。空気圧力はウレド管を利用した圧力計、架線電圧、主回路電流は一般の指示計器を使用している。速度計は車軸の回転数を検出するという方法は従来から変わらないが、機械式から電気式に、そしてさらに周波数検出方式が一般化され、精度ならびに耐久度の点で一段と進歩した。

初期の電気式速度計は車軸端の軸箱に小形の回転磁石形交流発電機を装置し、フォークとピンで駆動して車軸の回転数、したがって車両速度に比例する電圧を発生させ、その電圧を整流して可動コイル形直流電流計で指示させる発電機式であり、機械式速度計に比べて遠方計測が容易であること、瞬時速度が連続的に計測できることなどの利点があるため、現在も広く用いられているが、発電機の機械的な耐久度の問題、および発電機の発生周波数の低いことに起因する低速度時の指示器の針振れの問題などで難点があり、改善の努力がなされて来た。

機械的な耐久度の問題は発電機を機械的に無接触にすることにより、また低速度における針振れの問題は発電機の発生周波数を高くすることにより改善することが最も積極的な方法である。この考え方に従って製作されたのが、誘導子形発電機を使用し、その発電機の発生周波数に比例する直流電流により指示計を振らせる周波数方式誘導子形速度計である。

2. 動作原理および回路構造

誘導子形発電機は、誘導子と発電部とからなる一種の高周波発電機であり、特定の誘導子を使用する形式のものと駆動装置のギヤを誘導子として利用するものがあるが、いずれにしても動作原理上は図 2.1 に示すような構造を有するもので、

誘導子の回転により磁束が変化し回転数に比例した周波数を有する交流電圧が発生する。この発生電圧は動作原理上、車両走行中におけるギヤの変動により変化する。その大きさは現車試験の結果では、およそ 10~20% 程度である。したがって発電機式のように発生電圧をそのまま整流して指示計を振らせる回路方式では、当然大きい誤差となる。このギヤ変動以外に、永久磁石の劣化、周囲温度の変化などによっても電圧変化を生じて誤差の原因になる。また発電部取換時の発生電圧の再現性にも問題がある。すなわち誘導子形発電機では、その発生電圧は速度に比例する量としての信頼度が非常に低い。そこで誘導子形速度計では、測定精度を確保するために、発生電圧をその周波数に比例する直流電流に変換して指示計を振らせる必要がある。

複雑さと経済性を度外視すれば、高い精度を有する「周波数—直流電流」変換装置の製作は現在の技術で十分可能であるが、装

置の目的、確保すべき精度、および経済性などから誘導子形速度計では、回路中に飽和トランスを使用し、周波数に

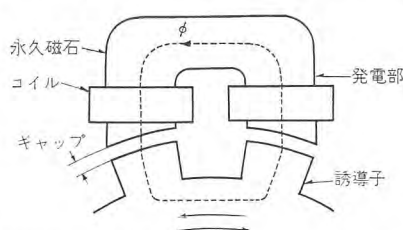


図 2.1 誘導子形速度計発電機動作原理図
Fig. 2.1 Principle of speed-meter generator.

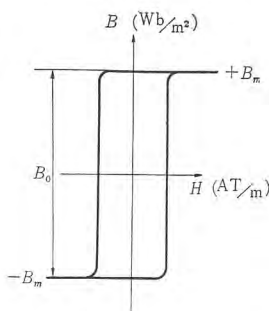


図 2.3 ハイパーロイ 0 の磁気特性
Fig. 2.3 Hysteresis curve of hyperlloy-0.

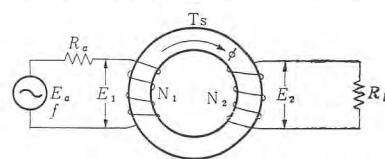


図 2.2 飽和トランス 動作原理図
Fig. 2.2 Principle of saturation transformer.

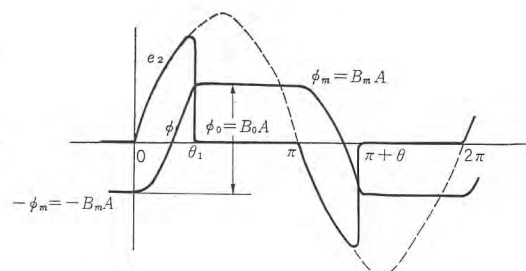


図 2.4 飽和トランスの二次側出力電圧の波形
Fig. 2.4 Wave form of saturation transformer secondary voltage.

比例した直流電流を取り出している。以下、回路中最も重要なエレメントである飽和トランスの動作、および飽和トランスを使用するために付随する問題について説明する。

2.1 飽和トランス

(1) 飽和トランスの動作

図 2.2 で、 T_s は飽和トランスで、その鉄心には図 2.3 に示すような B-H カーブが方形に近い特性の異方性 50% Ni-Fe 磁性合金（当社世田谷製作所製 ハイパーロイ 0）を使用している。この鉄心は、保持力 H_c が約 40 AT/m (0.2 エルステッド)、最大磁束密度 B_m が 1.5 Wb/m^2 (15 キロガウス) にも達するすぐれた特性をもっているもので、わずかの磁化力で磁束密度はほぼ B_m に達し、以後磁化力が増加してもほとんど磁束密度は変化しない性質を有している。 R_a は磁束飽和後の過大電流を制限するためのもので、飽和前における両端の電圧降下は、一次巻線 N_1 間の電圧に比し無視できる程度に決められている。今、一次側に、周波数 f c/s の正弦波電圧 E_a を加えると、磁束飽和前においては一次巻線両端の電圧 E_1 は E_a にほとんど等しい。飽和後においては E_1 はほとんどゼロになり、 E_a は R_a 間に加わることになる。二次側巻線 N_2 には、飽和前のみ電圧発生し、飽和後には発生しない。二次側電圧の瞬時値 e_2 は、

$$e_2 = n_2 \frac{d\phi}{dt} = n_2 \frac{d\phi}{d\theta} \omega \quad [\text{V}] \quad (2.1)$$

ただし n_2 = 二次巻線数

$$\theta = \omega t$$

$$\omega = 2\pi f$$

となり、図 2.4 で示すようなヒズミ波形になる。 θ_1 は飽和角で、電源電圧が大きくなると小さくなり、小さくなると大きくなる。

この二次側出力電圧の半サイクルごとの平均値 E_{av2} を求めると、

$$\begin{aligned} E_{av2} &= \frac{1}{\pi} \int_0^\pi e_2 d\theta = \frac{1}{\pi} n_2 \omega \phi_0 \\ &= 2fn_2\phi_0 \\ &= 4fn_2B_m A \quad [\text{V}] \quad (2.2) \end{aligned}$$

ただし、 $\phi_0 = B_0 A = 2B_m A$ [Wb]

B_m = 飽和磁束密度 [Wb/m²]

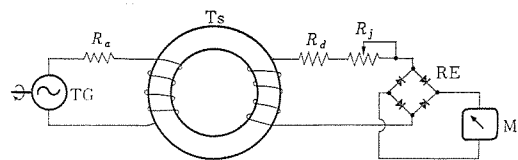
A = 鉄心断面積 [m²]

すなわち、電源電圧の大きさが鉄心を飽和させるに十分な値の範囲では、二次側出力電圧の半サイクルごとの平均値は、電源周波数のみに比例し、電圧の大きさには無関係になる。

(2) 電源が速度計発電機の場合

速度計発電機は一般に単相の交流発電機であり、その発生電圧と周波数は共に回転数に比例して増減する。飽和前における飽和トランスは、普通のトランスと同じと考えられるから、その磁化電流は回転数のゼロ付近を除いて、全範囲にわたって一定である。したがって、図 2.4 の飽和角 θ_1 は回転数が変わっても変化しない。厳密には、鉄心のヒステリシスループの幅が周波数の上昇と共に大きくなること、および速度計発電機、特に誘導形発電機では、発生電圧が正確に回転数に比例せず、わん曲した特性であることから、いくぶん飽和角は増大するが、最大使用回転数付近においても、十分飽和するように、飽和トランス一次巻線数を決めておけば、全範囲にわたって (2) 式を満足することになる。

すなわち、飽和トランス二次側出力電圧の、半サイクルごとの平均値は、周波数したがって車軸回転数にのみ比例して増減する。この場合速度計発電機の出力電圧は式 (2.2) を満足する範囲において、その増減の影響は、飽和角が変動するだけで二次側出力電



TG: 速度計発電機 R_a : 制限抵抗 T_s : 飽和トランス R_d : 固定抵抗
 R_j : 調整抵抗 RE: 整流器 M: 可動コイル形計器

図 2.5 速度計の基本的回路図

Fig. 2.5 Fundamental circuit of speedmeter.

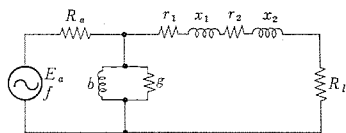


図 2.6 磁束飽和前における等価回路

Fig. 2.6 Equivalent circuit before flux saturation.

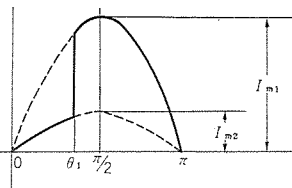


図 2.7 飽和トランスの一次電流の波形

Fig. 2.7 Wave form of saturation transformer.

圧の平均値には関係がないことになる。

実際に速度計として使用するときには、二次側出力電圧を全波整流して、平均値を指示する可動コイル形計器を振らせる。

図 2.5 に速度計としての基本的な回路を示す。

2.2 制限抵抗

2.1 (1) 項で述べたように、制限抵抗 R_a は、磁束飽和後の過大電流を防止するための抵抗である。飽和トランスの一次側インピーダンスは飽和前と飽和後において著しく変る。すなわち飽和前においては、普通のトランスと同じであり、巻数比を 1 とした等価回路は図 2.6 に示すようになる。励磁電流を無視すると、電源に対する飽和トランス一次側インピーダンスはおおよそ負荷 R_L に等しい。また飽和後においては、そのインピーダンスはほとんどゼロになり電源に対しては、制限抵抗 R_a のみとなる。したがって飽和トランス一次側の電流は、飽和角 θ_1 を境にして、その前では小さく、後では大きくなり、図 2.7 のような波形になる。 I_{m1} は電源に対し、 R_a のみが負荷であるときの最大値であり、 I_{m2} は磁束が飽和しないトランスと考えたときの、負荷抵抗 R_L で決定される仮想最大値である。飽和トランスの動作特性をよくするためには、制限抵抗は、飽和前における両端の電圧降下が電源電圧に対して無視できる程度に小さくする必要があるので、電源の性質によっては制限抵抗の消費電力は、かなり大きいものになる。今、電源が容量の大きい正弦波電圧とすると、飽和トランス一次側の電流の実効値 I_1 は、

$$\begin{aligned} I_1 &= \sqrt{\frac{1}{\pi} \left[\int_0^{\theta_1} I_{m2}^2 \sin^2 \theta d\theta + \int_{\theta_1}^\pi I_{m1}^2 \sin^2 \theta d\theta \right]} \\ &= \sqrt{\frac{1}{\pi} \left[\frac{I_{m2}^2}{2} \left(\theta_1 - \frac{1}{2} \sin 2\theta_1 \right) + \frac{I_{m1}^2}{2} \left(\pi - \theta_1 + \frac{1}{2} \sin 2\theta_1 \right) \right]} \quad [\text{A}] \quad (2.3) \end{aligned}$$

$$\text{ただし } I_{m2} = \frac{E_a}{R_L} \sqrt{2} \quad [\text{A}] \quad I_{m1} = \frac{E_a}{R_a} \sqrt{2} \quad [\text{A}]$$

となる。

R_a の消費電力 P_a は

$$P_a = I_1^2 R \quad [\text{W}] \quad (2.4)$$

$I_{m1} \ll I_{m2}$ であるから

$$P_a \approx \frac{I_{m1}^2}{2\pi} \left(\pi - \theta_1 + \frac{1}{2} \sin 2\theta_1 \right) R$$

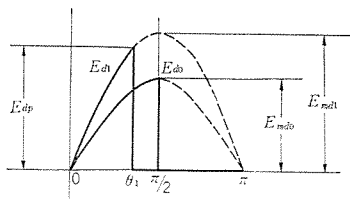


図 2.8 整流出力電圧の波形
Fig. 2.8 Wave form of rectification output voltage.

$$= \left(\frac{E_a}{R_a} \right)^2 R \frac{\pi - \theta_1 + \frac{1}{2} \sin 2\theta_1}{\pi} \text{ [W]} \quad (2.5)$$

すなわち、飽和角の選び方によって多少相違するが、設計上は、電源に対し制限抵抗のみが接続されているものと考えて、その容量およびトランスの一次巻線の線径を決定する必要がある。

2.3 整流器のピーク電圧

飽和トランスの入力電圧が変動しても式 (2.2) を満足させるためには、その基準入力電圧 E_{a1} (実効値) は、飽和をし始める限界の入力電圧 E_{a0} (実効値) より高くし、基準入力電圧のときの飽和角 θ_1 が $\frac{\pi}{2}$ より小さくなるようにする必要がある。

$$E_{a1} \text{ と } E_{a0} \text{ および } \theta_1 \text{ の関係は、電圧波形が正弦波とすると、} \\ \sqrt{2} E_{a0} = \sqrt{2} E_{a1} \sin \theta_1 \quad (2.6)$$

で表わされる。

入力電圧 E_{a0} のときの整流出力電圧 E_{d0} は、図 2.8 より

$$E_{d0} = \frac{1}{\pi} \int_0^{\frac{\pi}{2}} E_{md0} \sin \theta d\theta \quad (2.7)$$

ただし、 E_{md0} は入力電圧 E_{a0} のときの整流出力電圧の最大値、

また入力電圧 E_{a1} のときの整流出力電圧 E_{d1} は、

$$E_{d1} = \frac{1}{\pi} \int_0^{\theta_1} E_{md1} \sin \theta d\theta \quad (2.8)$$

ただし E_{md1} は磁束が飽和しないと考えたときの入力電圧 E_{a1} における仮想最大値

E_{a0} も E_{a1} も式 (2.2) を満足させる範囲の電圧であるから、 E_{d0} と E_{d1} は等しい。したがって、

$$\frac{1}{\pi} \int_0^{\frac{\pi}{2}} E_{md0} \sin \theta d\theta = \frac{1}{\pi} \int_0^{\theta_1} E_{md1} \sin \theta d\theta = E_d \quad (2.9)$$

ただし E_d は式 (3.3) を満足させる入力電圧のときの整流出力電圧

$$\frac{E_{md0}}{\pi} = \frac{E_{md1}}{\pi} (1 - \cos \theta_1) = E_d \quad (2.10)$$

になる。

入力電圧 E_{a1} のときの整流電圧のピーク値を E_{dp} とすると

$$E_{dp} = E_{md1} \sin \theta_1 \\ = \frac{\sin \theta_1}{1 - \cos \theta_1} \pi E_d$$

式 (2.6) の関係を代入して整理すると、

$$E_{dp} = \frac{E_{a0}}{E_{a1} - \sqrt{E_{a1}^2 - E_{a0}^2}} \pi E_d \\ \frac{E_{a1}}{E_{a0}} = \alpha \text{ とおくと} \\ E_{dp} = \frac{E_{a0}}{\alpha E_{a0} - \sqrt{E_{a0}^2 (\alpha^2 - 1)}} \pi E_d \\ = \frac{1}{\alpha - \sqrt{\alpha^2 - 1}} \pi E_d \quad (2.11)$$

になる。

$\alpha = 1$ の場合は、整流出力電圧 E_d の π 倍、 $\alpha = 1.5$ の場合には 8.3 倍になる。速度計における実際の例では、全振電流 5 mA、

端子間抵抗 1,000 Ω という指示器を使用したとき、 $\alpha = 1.5$ とすると、ピーク電圧 E_p はおよそ 40V になり、発電機の出力電圧の変動を考えると、 E_p はより高くなる。したがって十分な耐セン頭逆方向電圧を有する整流器を使用する必要がある。

3. 構造

3.1 発電機

誘導子形速度計発電機には、特定の誘導子を利用するものと、駆動装置のギヤを誘導子として利用するものがあるが、最も新しい形式の後者について紹介する。

この発電機は、主電動機が台車に装架される駆動装置 (当社製 W-N 駆動装置など) のギヤを誘導子として利用するため、発電部はギヤケースに取付ける構造になっている。発電部は、コ字形の永久磁石の磁極端に数個のコイルが巻いてあり、各コイルはギヤの歯のピッチに合うように配置され、ギヤをはさむように取付けられている。したがってギヤが回転すると、コイルには回転数に比例した周波数の交流電圧が発生する。発生周波数 f (c/s) は

$$f = \frac{ZN}{60} \text{ [c/s]} \quad (3.1)$$

ただし Z = ギヤの歯数

N = ギヤの回転数 [rpm]

で表わされる。

ギヤの歯数は、車両によって異なるが、およそ 80~120 の範囲である。車輪径 860 ϕ 、速度 120 km/h とすると、発生周波数はおよそ 1,000 c/s~1,500 c/s であり、発電機式に比べると、40 倍以上で非常に高い。

発電部の磁極端とギヤのギヤツブは、飽和トランスの磁束を十分飽和させるに必要な出力を得るために、1.5 mm 程度に選んであるから、走行中におけるギヤのエンドラシ、ならびに発電部の機械的取付誤差を考慮すると、その取付けに際しては、かなり高い精度が要求される。この目的のために発電部に 2 個のガイド用ピンを設け、ギヤケースの取付面にガイド用ピンに正確に合うようにあけられた 2 個のピン穴に、はまり込むようにして、発電部とギヤの正確な位置ぎめ、および取付後の発電部の移動を防止している。また発電部は、その取付場所の環境を考慮して、十分な耐油、耐振動衝撃性を有するよう製作されている。

図 3.1, 3.2, 3.3 にこの発電機の外観、構造、および取付位置を示す。

3.2 補償器

補償器内部に、回路中最も重要な動作をするエレメントである飽和トランスと、その一次側に制限抵抗、二次側に車輪径補償抵抗とその切換装置、および整流器を含んでいる。車輪径補償抵抗は、車輪が摩耗して車輪の回転数と速度との関係が変化するとき、摩耗量に応じて飽和トランス二次側回路に直列にそう入する抵抗で切換スイッチで自由に選定しうようになっている。

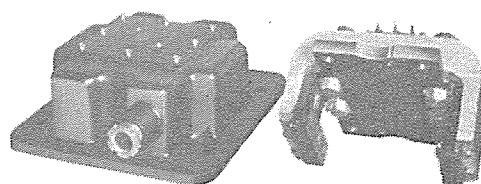


図 3.1 誘導子形速度計発電機
Fig. 3.1 Inductor type speedometer generator.

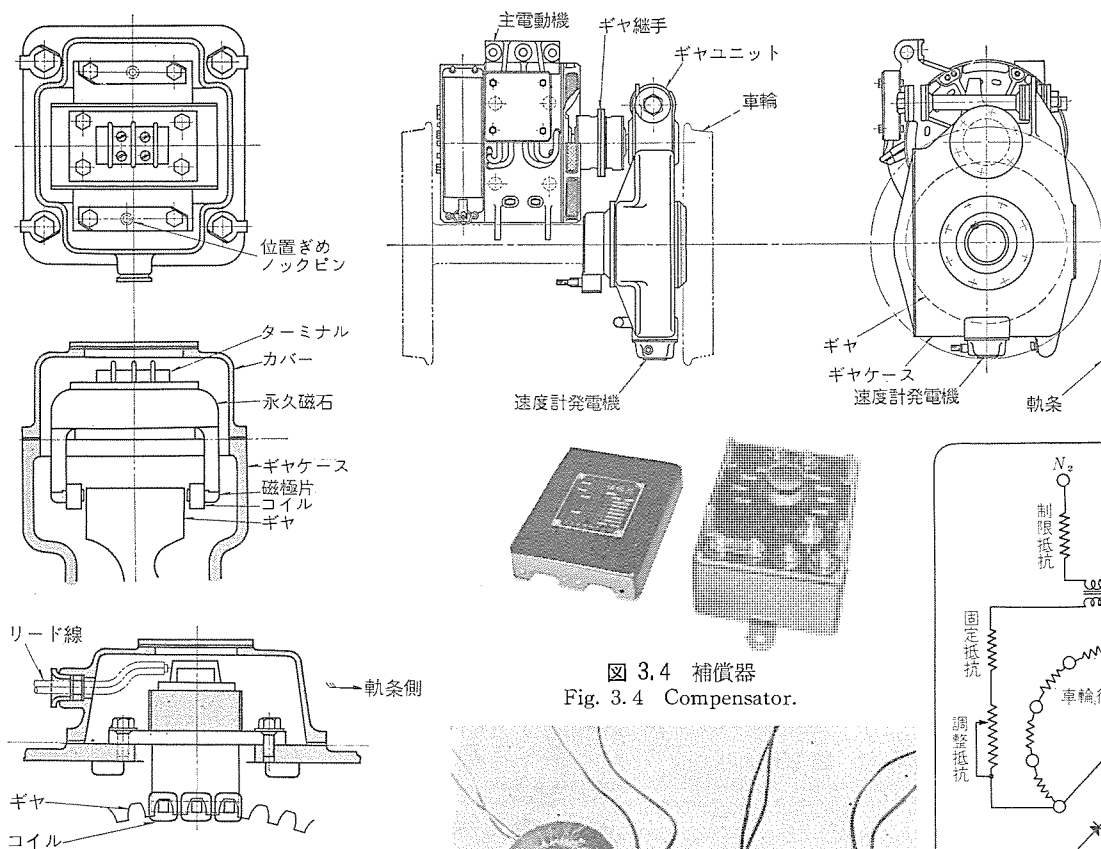


図 3.2 誘導子形速度計発電機の構造図
Fig. 3.2 Construction of speedmeter generator.

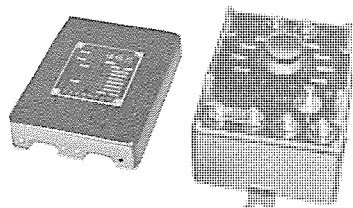


図 3.4 補償器
Fig. 3.4 Compensator.

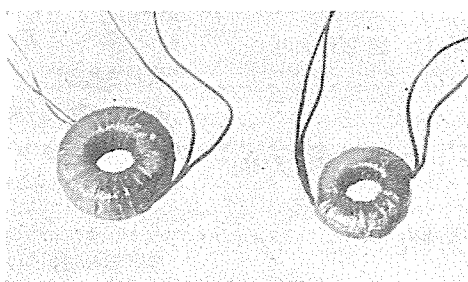


図 3.5 飽和トランス
Fig. 3.5 Saturation transformer.

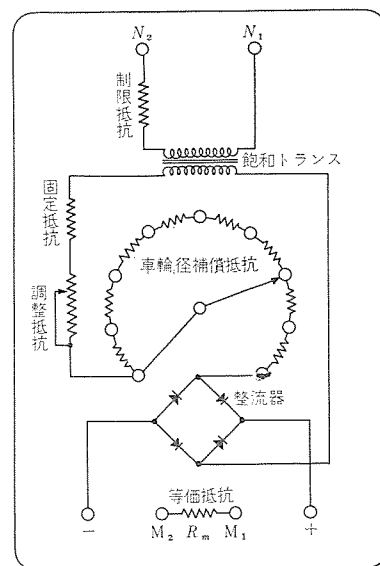


図 3.6 補償器内部接続図
Fig. 3.6 Connection diagram of compensator.

整流器は 2.3 節で述べたように高いピーク電圧が加わるので、十分な耐 セン 頭逆方向電圧を有する ゲルマニウム または シリコン 整流器を使用している。

図 3.4, 3.5 に、この補償器ならびに内部に取付けられている飽和トランス、図 3.6, 3.7 に補償器の内部接続図および速度計全体の回路を示す。

3.3 指示器

(1) 棒状指示形指示器 (DS 形)

DS 形指示器は、その指示方式が在来の指針指示に代り寒暖計式の棒状直線指示を行なうもので、車両運転者の直視的速度監視を容易にし、読取り時間を著しく短縮することができるものである。さらにあらかじめ設定された限界速度を境として指示線の色彩を変えることもできるので、指示線色彩を一見しただけで概略速度を弁別でき、また過速度運転に対する警告にも利用しうる。

本器は横方向のスリットを有する目盛板の背後に、スリットと平行軸状に円筒状指示子が設置されており、その指示子は回転自在に軸受されて駆動素子と連動する構造になっている。指示子の表面は斜線によって区別されているので、指示子が回転した場合スリットの前方から見れば直線状に指示線が伸ることになる。

駆動要素は永久磁石可動コイル形を用いているので、入力電圧波形の平均値を指示し、目盛は平等で、感度が高い。また車両用指示器として、とくに機械的良度に留意したため、耐振動衝撃性に富んでいる。

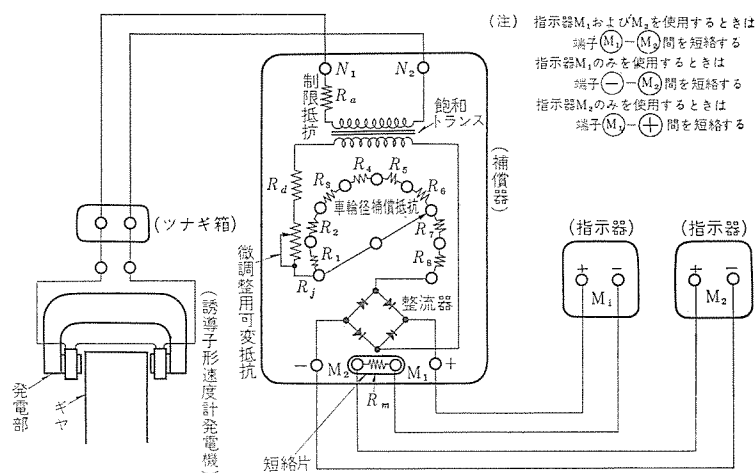


図 3.7 速度計回路図
Fig. 3.7 Connection diagram of speedmeter.

DS-1 形は目盛の長さ 120 mm、指示線幅 2 mm であり、DS-2 形は目盛長 300 mm、指示線幅 5 mm の大形指示器である。

なお、DS-2 形では目盛画線部は、透明 アクリル 樹脂を用いてラップで目盛部分を照明し、また地上からの速度指令を計器上にラップ表示することもできるものである。

(2) 指針形指示器

指針形指示器には広角度形の KX-24 形および KX-11 形、普通形の KSM-20 形がある。いずれも角形丸胴埋込形で駆動素子は永久磁石可動コイル形を用い、軸受部には衝撃吸収のパネを使

表 3.1

	DS-1 形	DS-2 形
外形寸法	100×180×170 mm	140×440×200 mm
有効目盛長	120 mm	300 mm
指示線幅	2 mm	5 mm
確度	1.5 級	1.5 級
消費電力	DC 6 mW	DC 25 mW
応答時間	約 2 sec	約 5 sec

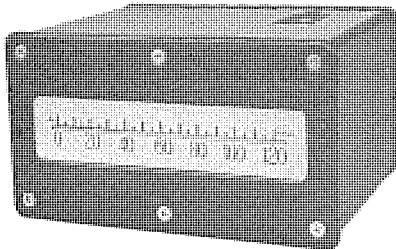


図 3.8 DS-1 形 指示器
Fig. 3.8 Type DS-1 indicator.

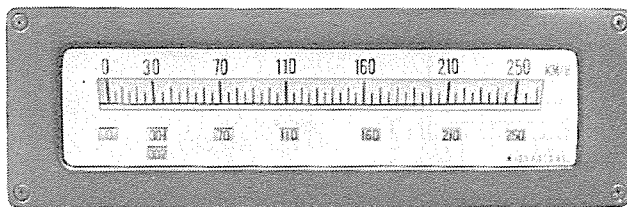


図 3.9 DS-2 形 指示器
Fig. 3.9 Type DS-2 indicator.

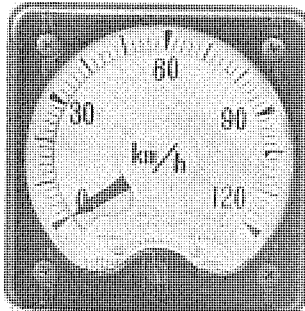


図 3.10 KX-24 形 指示器
Fig. 3.10 Type KX-24 indicator.

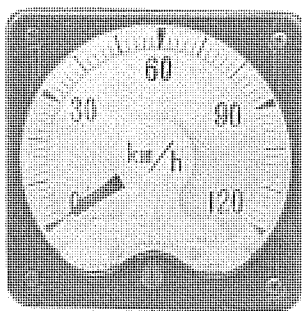


図 3.11 KX-11 形 指示器
Fig. 3.11 Type KX-11 indicator.

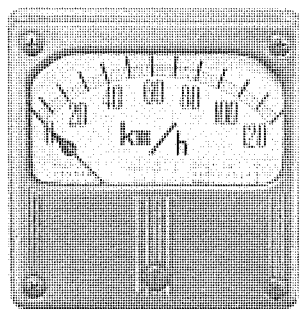


図 3.12 KSM-20 形 指示器
Fig. 3.12 Type KSM-20 indicator.

表 3.2

	KX-24 形	KX-11 形	KSM-20 形
カバー寸法	120×120 mm	110×110 mm	140×140 mm
胴径	100 mmφ	100 mmφ	100 mmφ
有効全振角	250°	250°	90°
目盛長	180 mm	180 mm	115 mm
確度	1.5 級	1.5 級	1.5 級
応答時間	約 2 sec	約 2 sec	約 2 sec

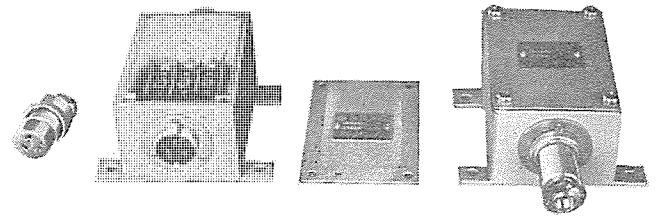


図 3.13 ツナギ箱
Fig. 3.13 Junction box.

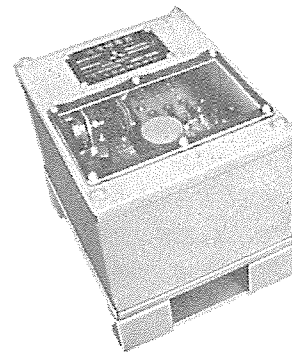


図 3.14 過速度 リレー
Fig. 3.14 Over-speed relay.

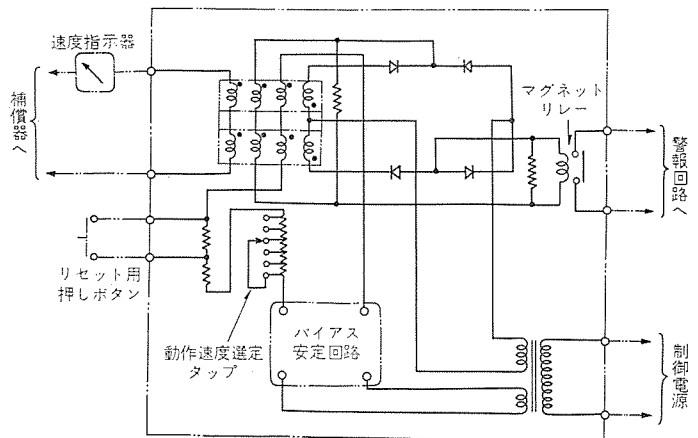


図 3.15 過速度 リレー 内部接続図
Fig. 3.15 Connection diagram of over-speed relay.

用し、耐衝撃強度を大きくしている。特性はいずれも JISC 1102 に適合し、概略性能は表 3.2 のとおりである。

3.4 その他の付属機器

(1) ツナギ箱

車両自体の保守の目的で、台車と車体を分離する必要のあるとき、発電機から補償器に至るリード線を簡単に切離すために、一般にツナギ箱を使用する。最も標準的なツナギ箱を図 3.13 に示す。

(2) 過速度 リレー

必要に応じて、車両速度が許容最大速度以上に達すると動作して、警報あるいは主回路を開放するリレーを使用する。この目的のリレーには従来、可動コイル形の直流継電器を使用していたが、今回、無接点式の過速度リレーを製作したので紹介する。

無接点式過速度リレーは、外部帰還を有する自己飽和形磁気増幅器と、プラグインタイプのマグネットリレーを組合せたものである。周知のように、自己飽和形磁気増幅器に外部帰還を加えると、入力アンペアターンが増減によって増幅器の出力はスナッチ特性を有する ON-OFF 動作を呈するようになる。したがって、増幅器の制御コイルを速度計指示器と直列にし、出力回路にマグネットリレーを接続すれば、選定動作速度で動作する過速度リレーになる。動作速

度の選定は、増幅器のバイアスアンパターンを加減することにより行なう。

図 3.14, 図 3.15 に無接点式過速度リレーおよび内部接続図を示す。

このリレーは、同じ目的に従来から使用されている可動コイル形のリレーに比較して、

- (1) 可動コイル形リレーのようなデリケートな可動部分がないので、堅ろうであり、信頼度が高い。
- (2) 動作がスナッチ特性を有しているため、可動コイル形リレーでは発生しがちな接点のチャタリングがなく、動作が確実である。
- (3) 唯一の消耗部品と考えられるマグネットリレーはラウグイン形であるので、保守が容易である。
- (4) 動作速度の選定が容易であり確実である。

などの長所を持っている。動作速度の精度は、制御電源電圧の変動 $\pm 10\%$ で、 $\pm 3\%$ (速度指示器最大目盛値に対して) 以内であり、可動コイル形リレーに比べてそんしょうがない。

4. 試 験

4.1 試験装置

周波数方式誘導子形速度計の試験ならびに目盛更正の場合、速度計発電機の発電部を、実際の駆動装置に取付けて試験することは駆動装置そのものが、速度計機器に比べてかなりの重量物であって、取扱いに困難をきたすこと、またギヤを所定の回転数で回転させることが、なお一層困難であることなどの理由により、実際に使用するギヤと、歯数、歯幅、歯形など、速度計発電機にとって必要な諸元のみが同一の、試験用模擬ギヤを製作し、図 4.1 に示すような試験装置に、その模擬ギヤと発電部が使用状態と同一関係位置になるように取付けて試験を行なう。したがって実際のギヤと模擬ギヤの工作上精度などの相違によって、発電機出力電圧は多少変わることになるが、それは飽和トランスの動作によって十分補償される範囲の程度であるので、試験の結果の再現性については何ら問題はない。

4.2 速度計発電機の単独試験

模擬ギヤを使用した発電機の純抵抗負荷における「回転数—出力電圧」特性を図 4.2 に示す。図 4.3 は出力電圧の波形で、ほぼ正弦波形である。

4.3 組合せ総合試験

模擬ギヤを使用した発電機と、補償器、および指示器を組合せ

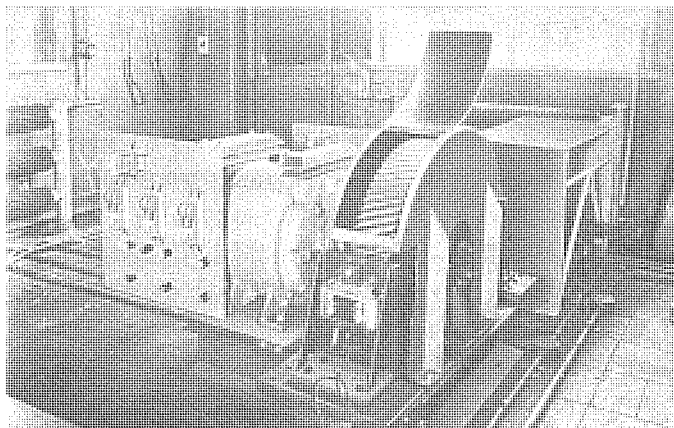


図 4.1 速度計試験装置
Fig. 4.1 Calibration set of speed-meter.

たときの総合試験結果を図 4.4 に示す。ギヤを基準ギヤの時より偏位させると、補償器入力電圧と入力電流は大幅に変わるが、出力電流はほとんど変化しない。また出力電流は、ゼロ付近では整流器の影響でわずかに曲するが、ほとんど回転数すなわち周波数に比例して増減する。したがって指示器の目盛はゼロ付近のわずかの範囲を除いて平等目盛になる。

図 4.5 に、ギヤ回転数 400 rpm (566 c/s) の場合と、1,100 rpm (1,560 c/s) の場合の、補償器入力電圧、入力電流および飽和トランス二次側出力電圧の波形を示す。周波数が高くなると、2.1 (2) 項で述べた理由により、飽和角は明らかに大きくなり、 $\frac{\pi}{2}$ に近づいている。

5. む す び

車両、とくと電動車両における最近の技術上の進歩はすばらしく、主電動機の台車装架の実用化を皮切りに、超多段制御、軽量化、高加減速、プログラムコントロール、自動停止装置、などが次々に実用化され、そしてまったく自動運転される高性能の車両の出現も、

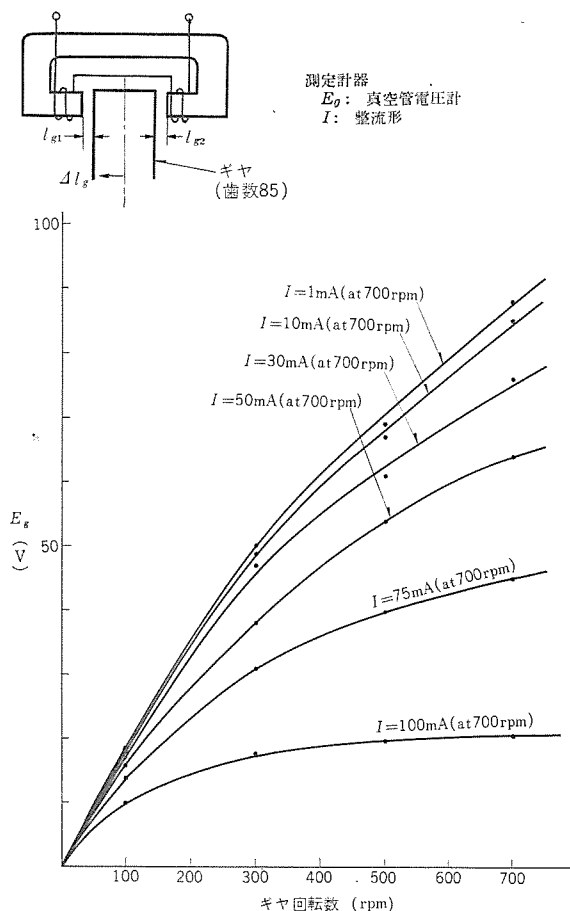


図 4.2 誘導子形発電機「回転数—出力電圧」特性曲線
Fig. 4.2 Characteristic curve of revolution-output voltage.

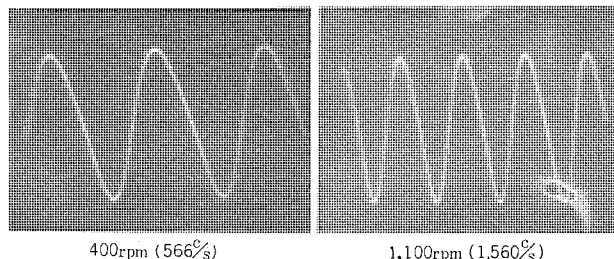


図 4.3 誘導子形発電機出力電圧波形のオシログラム
Fig. 4.3 Oscillogram of output voltage.

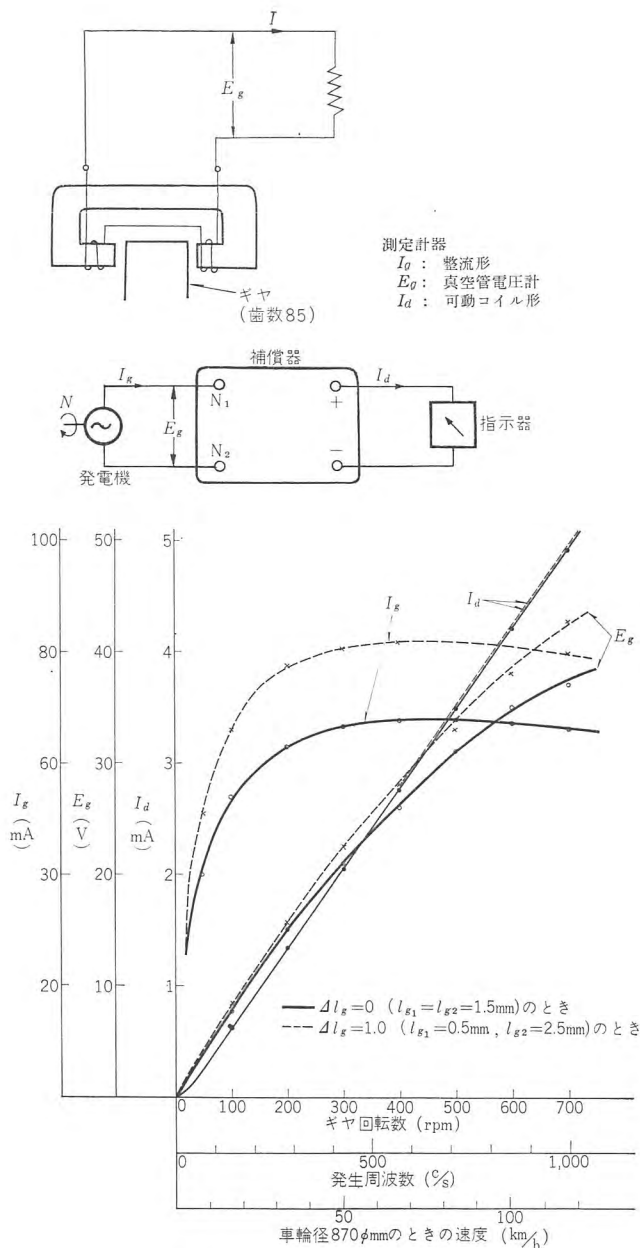


図 4.4 組合せ総合特性曲線
Fig. 4.4 Characteristic curve of combined test.

おそらく遠い将来のことではないと思われる。そのようになればなるほど、単に車両の速度を計測するということは、あるいは意味を失ってしまうかも知れないが、現在においては車両以上に自動化されている他の各種プラントにおいて、その意味は失われているように思えても、やはり、制御装置の後備的な存在として、あるいは監視的な意味において、または運転者の心理的な問題もあって、単なる計測そのものが行なわれているのと同じように、車両においても、極度に自動制御化が進んでも、速度計装置の必要性は失われないものと考えられる。また車両速度は、自動制御上必要な検出対象であるから、速度検出要素としての制御装置との関係を考えるならば、その信頼度の有無はきわめて重要であることはいうまでもない。

ここに紹介した速度計装置は、発電機が機械的に完全に無接触

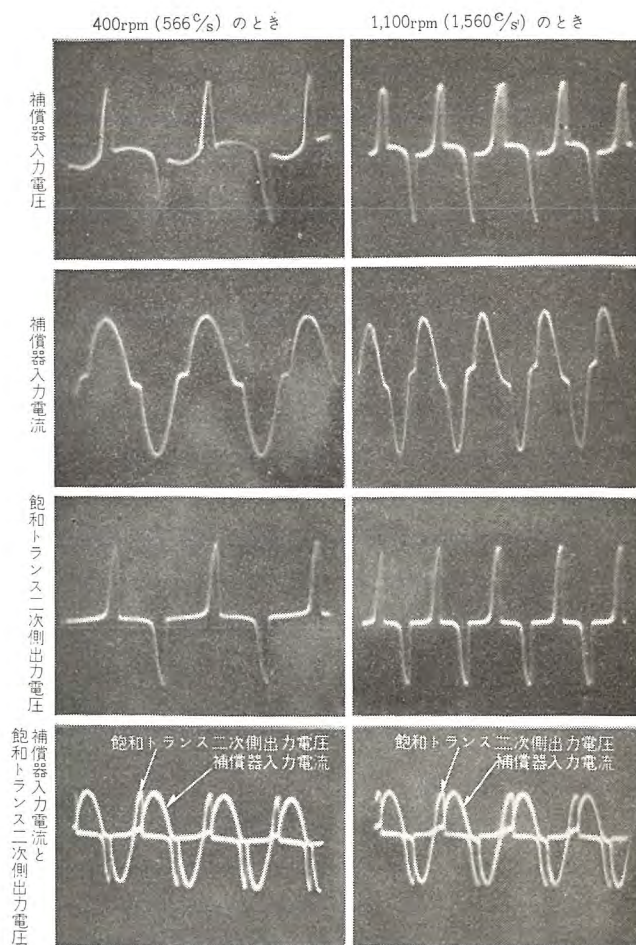


図 4.5 補償器入力電圧、入力電流、飽和トランス出力電圧波形のオシログラム
Fig. 4.5 Oscillogram of compensator input voltage, input current, and saturation transformer output voltage.

であること、ならびに周波数に比例した直流電流により指示計を振らせる方法を採用していることにより、他の形式の速度計に比べて、耐久度、精度の点で一段と信頼度の高いものである。すでに車両速度の計測以外にも、速度検出要素として、自動列車制御装置との組合せが実用化され、遺憾なくその性能を発揮している。

今後、ますます速度検出要素としての重要度が増すことを考え、現在の装置について、機械的にも電機的にも事故を皆無にするよう改良を重ねている。

終りに、この速度計装置の製作にあたり、当所計測器工作課品質管理課、ならびに伊丹製作所電鉄製造部の関係者のご援助を得た。ここに厚く謝意を表する。

参考文献

- (1) 野口, 政木, 土居, 長谷川, 小倉: ハイパーロイ0の特性. 「三菱電機」32, (昭33)
- (2) 内海: WNドライブ電車電動機と駆動装置の進歩「三菱電機」35, (昭36)
- (3) 小原, 北岡: 自動列車制御装置「三菱電機」35, (昭36)
- (4) 大野: 磁気増幅器による過電流継電器「技術メモ」No. 14097

ディーゼル機関用指示平均有効圧力計

吉田 正一*

渋谷 裕**・金野 隆穂**

Indicated Mean Effective Pressure Meters for Diesel Engines

Railway Technical Research Institute J.N.R.

Masaichi YOSHIDA

Mitsubishi Electric Manufacturing Co. Kamakura Works

Hiroshi SHIBUYA・Takaho KINNO

Indicated mean effective pressure meters for diesel engines are measuring devices capable of reading instantly and continuously the mean effective pressure of each cylinder. With these devices it has become feasible with ease to investigate the uniformity of each cylinder and estimate the engine output during the factory test and practical operation of the engine because of their direct reading ability, whereas in the conventional measurement P-V diagrams are sought for with each cylinder, much troubles being taken. In the present trend of the automatic control of engines, the devices prove very effective for constant monitoring it during operation. These devices reported herein are portable meters for use with marine and locomotive engines. Pressure pickups and rotary pickups can be mounted on the engine, and analog methods are applied to calculate the results which will be indicated direct on the meter as indicated mean effective pressure.

1. ま え が き

ディーゼル機関の指示平均有効圧力はエンジンの性能とくに多シリンダ機関では各シリンダのパラッキを判定するうえに重要な項目であり、この直読計器があれば工場における検査および実用運転時の監視にきわめて有効である。とくに、最近、機関の自動化が叫ばれ運転時の常時監視が必要となりつつあるので、これを正確かつ簡単に測定することが渴望されている。

本機は以上のうす勢にしたがって、鉄道技術研究所のご指導により当社が製作した装置である。

ディーゼル機関の指示平均有効圧力は理論的には正味馬力に機械損失馬力を加えた指示馬力から、回転数、シリンダ容積の値を用いて簡単に求めることができるが、機械損失馬力を推定することは比較的困難であるし、機関出力を直接仕事に用いながら馬力を測定することも繁雑な手数を要する。また、たとえ求め得たととしても各シリンダの平均値しか求められない。各シリンダの平均有効圧力を求めようとすれば、各シリンダごとに指圧線図を求めた後かなりの手数をかけなければ得られない。ここで製作した機器は指示平均有効圧力を直接計器上に直読させ、各シリンダ出力の均一性および機関出力の推定を工場においても、また実用運転中においても簡単に検討しうるものである。

本稿では指示平均有効圧力計の測定原理および製作した装置につき記述する。

2. 測定原理

エンジンの指圧線図は4サイクル機関の場合図2.1においてAB CDEとなり、このBCDEで囲まれた面積が仕事量である。なお、図中Pは圧力、Vはピストンのストローク容積を示している。指示平均有効圧力とはピストンの行程中に実際のサイクルではBCDEのように変化するが、膨張行程中ピストン上に一様な圧力が加かって仕事をしたものと仮定したときの圧力である。

したがって、指示平均有効圧力 P_{mi} は次式で示される。

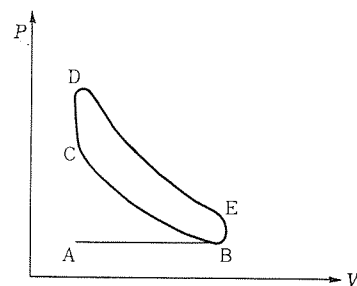


図 2.1 指圧線図

Fig. 2.1 Indicating diagram.

$$P_{mi} = \frac{1}{V} \int P dV \dots \dots \dots (2.1)$$

ここで P: 圧力

V: ピストンのストローク容積

ピストンの面積は一定であるから V をピストンの移動距離 S で置き換えると式 (2.1) は次式で表わされる。

$$P_{mi} = \frac{1}{2r} \int P dS \dots \dots \dots (2.2)$$

ここで r: クランク半径

2r: ストローク

S: ピストン移動距離

この式 (2.2) からわかるように、指示平均有効圧力を求めるには圧力とピストン移動距離を検出すれば足りるが、実際にはこれはストロークに $\sin \theta$ を乗じて近似的に求めることができるので (θ はクランク角度) クランク軸の回転として検出することとした。

3. 設計基準

この装置は陸上用、車両用および船舶用の中速大形機関に用いるため次の諸点が要求される。

- 回転数は 100~1,000 rpm の広範囲とする。
- 最高圧力は 80 kg/cm² まで考慮すること。
- 平均有効圧力の範囲は 0~15 kg/cm² とし測定誤差は 2 %

以内とすること。

- d. 温度の影響が少ないこと。ことに圧力 ピックアップ 部分の材料は考慮をする必要がある。
- e. 検定が容易で、かつ検定が長時間維持されること。
- f. 長時間にわたる測定が可能であり信頼度が高いこと。
- g. 現場においても取扱いが容易なこと。

その他、鉄道車両用としては現在 8 気筒機関がほとんどであり、8 気筒、4 気筒など クランク 角度が 90 度ずれている機関に対しては回転 ピックアップ の取付角度を変更することなく、各 シリンダ を逐次測定しうるように シリンダ 切換機を付加することとした。

4. 装 置

製作した装置の構造および動作につき記す。

4.1 構 造

装置は圧力 ピックアップ、回転 ピックアップ、本体、電源および接続ケーブル から成り、外観図を図 4.1 に、寸法重量を表 3.1 に示す。携帯形であり、本体および電源は箱体に収容され、圧力 ピックアップ および回転 ピックアップ はそれぞれ シリンダヘッド および クランク 軸に取付けうる構造である。

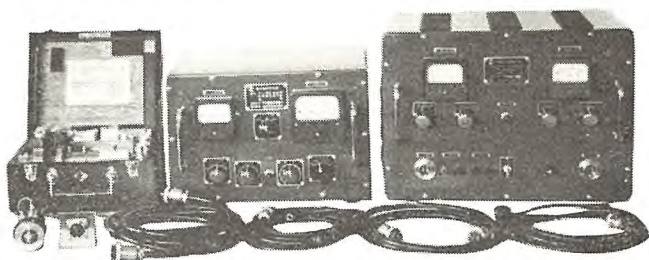


図 4.1 指示平均有効圧力計外観

Fig. 4.1 Outlook of indicated mean effective pressure meter.

表 4.1 寸法重量

品 名	寸 法 (mm)	重量 (kg)
本 体	386 (幅)×329 (奥行)×256 (高)	10.75
電 源 部	457 (幅)×344 (奥行)×327 (高)	25.4
圧 力 ピックアップ	2φ0 ×110 ×170	3.5
回 転 ピックアップ	180 ×100 ×150	0.67
電 源 ケーブル	3,000 (長さ)	0.5
本 体-電源間ケーブル	2,000 (長さ)	0.5
圧力ピックアップケーブル	4,000 (長さ)	0.6
回転ピックアップケーブル	4,000 (長さ)	1
計		42.92

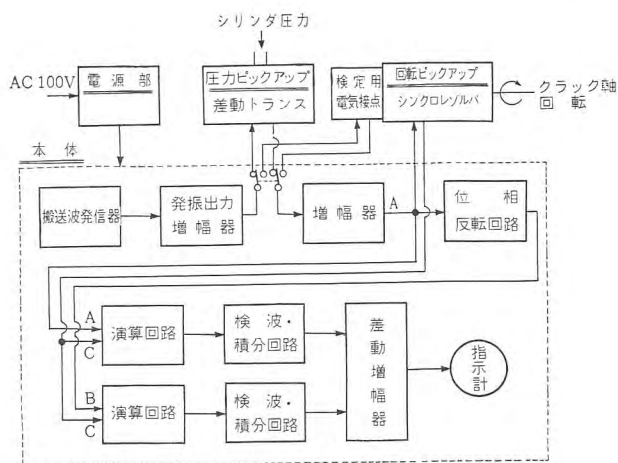


図 4.2 ディーゼル 機関用平均有効圧力計系統図

Fig. 4.2 System diagram of diesel engine mean effective pressure meter.

4.2 動 作

装置の系統図を図 4.2 に示す。計算はすべて搬送波発信機から得られる交流電圧により アナログ 計算が行なわれる。

圧力 ピックアップ 一次側に供給された搬送波はシリンダ 圧力に比例した図 4.3 に示す波形 (A 波形) となる。これを増幅後回転 ピックアップ である シンクロレバ に供給すると、その出力は $P \sin \theta$ とな

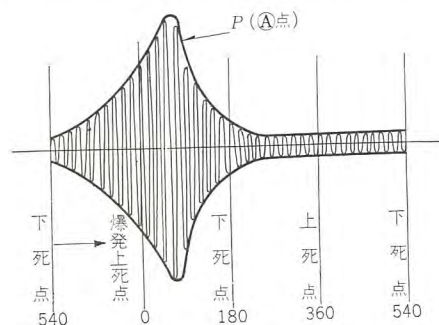


図 4.3 増幅器出力波形

Fig. 4.3 Amplifier output waveform.

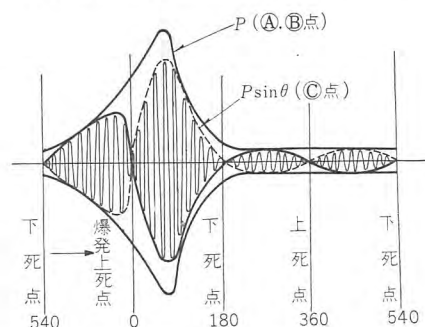


図 4.4 $P \sin \theta$ 波形

Fig. 4.4 $P \sin \theta$ waveform.

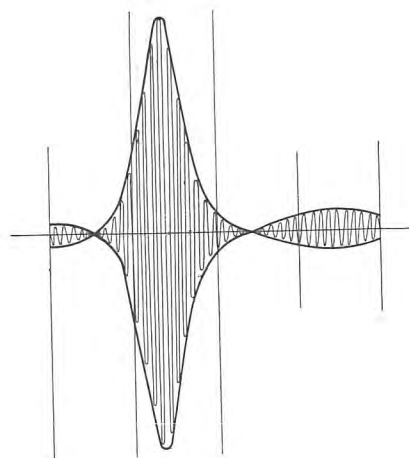


図 4.5 A+C 波形

Fig. 4.5 A+C waveform.

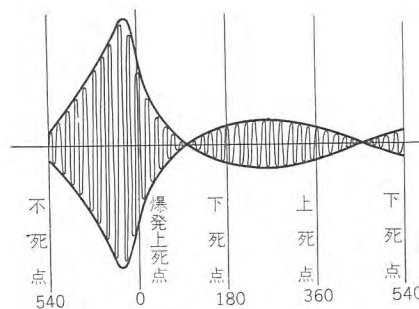


図 4.6 B+C 波形

Fig. 4.6 B+C waveform.

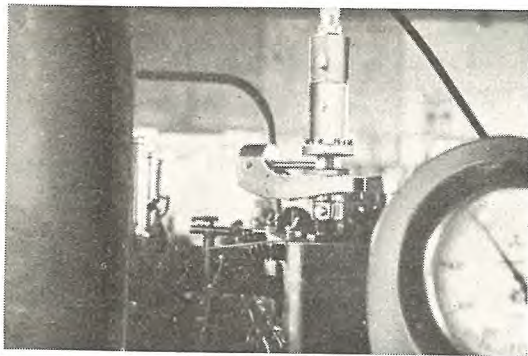


図 4.7 圧力ピックアップ取付図
Fig. 4.7 Pressure pickup mounted.

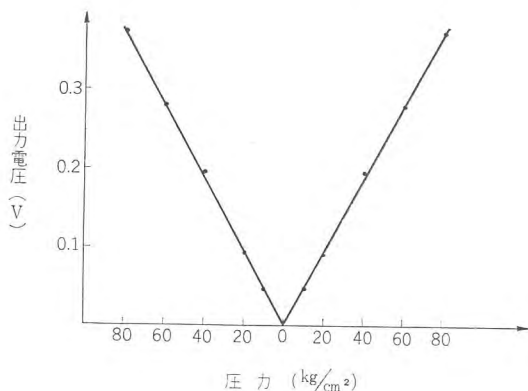


図 4.8 差動変圧器特性
Fig. 4.8 Differential transformer characteristic.

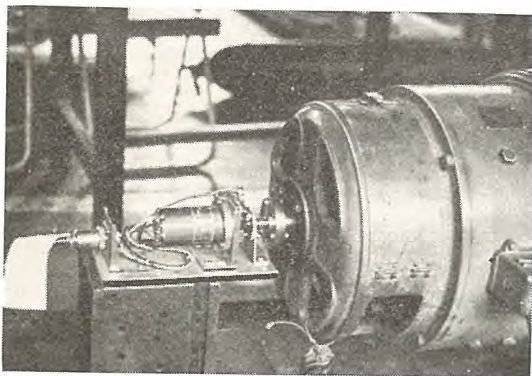


図 4.9 回転ピックアップ取付図
Fig. 4.9 Rotary pickup mounted.

り図 4.4 に示す波形 (C 波形) となる。このとき搬送波位相はクランク角度 $540 \sim 0$ 度および $180 \sim 360$ 度において反転する。一方、図 4.3 に示す A 波形の位相を反転回路において反転させる。(B 波形) $A+C$ の計算により図 4.5 となり、これはピストンが下向きに動いている間に行なわれた正の仕事であり、図 2.1 における DE に相当する。また、 $B+C$ の計算により図 4.6 となり、これはピストンが上向きに動いている間に行なわれた負の仕事で、図 2.1 における BC に相当する。 $A+C$ および $B+C$ をそれぞれ積分してその差をとれば、平均有効圧力を指示させることができる。

4.3 各部の説明

(1) 圧力ピックアップ

シリンダヘッドの検爆孔にコックを介して図 4.7 のように取付け、圧力に比例した搬送波を得る。圧力ピックアップは高速マイハックインジェクタおよび差動変圧器により構成されている。

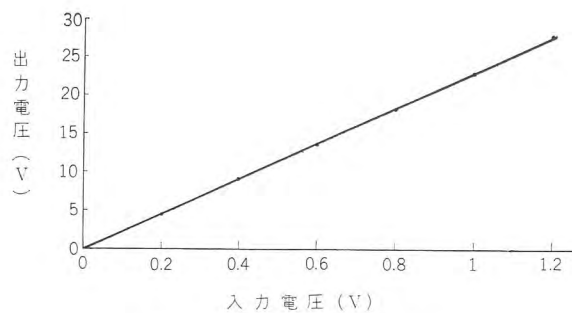


図 4.10 増幅器入・出力特性
Fig. 4.10 Amplifier output characteristic.

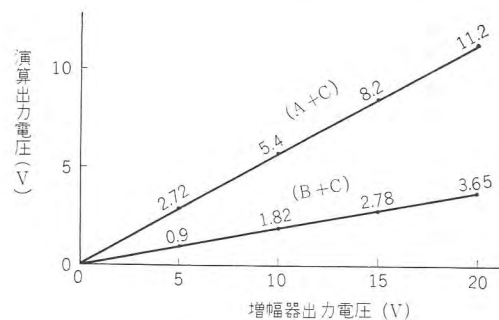


図 4.11 演算特性
Fig. 4.11 Operational characteristic.

高速マイハックインジェクタには爆発圧力を受ける小形ピストンがあり、これにかかる圧力をカンティレバーで受け、圧力をストロークに変換する。差動変圧器の鉄心はこのピストンと一体に組合わされているので、二次巻線にはストロークに比例した電圧を生ずる。また、圧力ゼロにおいて差動変圧器の平衡をとるためにゼロ点調整機構が付加されている。差動変圧器の特性を図 4.8 に示す。おもな性能は次のとおり

回転数	0~1,000 rpm
最高圧力	80 kg/cm²
ストローク	80 kg/cm² に対し 3 mm
差動変圧器一次側電圧	5 V
差動変圧器二次側電圧	80 kg/cm² に対し 0.375 V
入力インピーダンス	200 Ω
出力インピーダンス	1,000 Ω
残留電圧	最大出力電圧の 0.05 % 以下

(2) 回転ピックアップ

クランク軸端に基準シリンダに対する上死点を 0 度として図 4.9 のように取付け、回転角 θ により $P \sin \theta$ の乗算を行なう。

シンクロレゾルバを使用し、一次側に圧力 P に比例した電圧を供給すると二次側には $P \sin \theta$ に比例した電圧を生ずる。また、平均有効圧力絶対値較正用の検定接点を有し、 $0 \sim 180$ 度において接、 $180 \sim 360$ 度において断となる。したがって圧力ピックアップに平均有効圧力に相等する圧力を静的にかけたままシンクロレゾルバを回転させ、指示の較正を容易に行なうことが可能である。

主要性能は次のとおり

変圧比	1:1 $\pm 2\%$ 以内
精度	$\pm 10'$ 以内
残留電圧	入力電圧 26 V において 140 mV 以下
入力インピーダンス	700 $\Omega \pm 10\%$

(3) 本体

搬送波発振器、増幅器、演算回路および指示計器を収容し、前

面 パネル には次の指示器、調整器、転換器がある。

平均有効圧力指示計
レベル 指示計
較正調整器
平衡調整器
シリンダ 切換転換器
較正切換転換器

搬送波発振器は サーマスタ を付加した安定化発振器であり、内部の周波数調整器により 1,000~2,000 c/s に調整可能である。

増幅器は負帰還をかけた安定な増幅器であり、利得は 26 dB, その直線性は図 4.10 に示す。

演算回路は位相反転 1, 加算 3, 積分 2 から成る。シンクロレゾルバ出力を最大とし、増幅器出力に無変調波を与えたとき図 4.2 の A+C, B+C 出力は図 4.11 の直線性を有する。

シリンダ 切換えはシンクロレゾルバ 回転子出力を切換えることにより、各 シリンダ の上死点に $\sin 0$ 度を一致させる方法を採用した。すなわち 4 気筒および 4 サイクル 8 気筒においてはクランク 配置は 90 度間隔であり、また一方 シンクロレゾルバ の二次回転子は互いに直角に巻線が施されている。したがって、いずれかのシリンダ 上死点に $\sin 0$ 度を一致させておけば二次回転子を切換えると $\sin \theta$, $\cos \theta$, $-\sin \theta$, $-\cos \theta$ の 4 種が得られクランク 配置の 90 度間隔に一致する。

(4) 電 源

電源は表面パネルに電圧・電流計および電圧調整があり、線条、陽極電圧共に安定化されている。特性は次のとおりである。

電源入力	50 c/s, 60 c/s 100 V 単相
電源出力	DC 250 V 48 mA 最大 100 mA AC 6.3 V 2.7 A 最大 3 A なお、DC 電圧は 100~300 V 可変
安定度	入力電圧 85~115 V に対し DC 250 V ± 1 V 以内 AC 6.3 V ± 0.1 V 以内
リップル	10 mV P-P
動作時消費電力	139 VA (50 c/s において)

5. む す び

以上の指示平均有効圧力計を国鉄鉄道技術研究所車両機器研究室における試験用 ディーゼル 機関に取付けて試験した結果を示すところのとおりである。

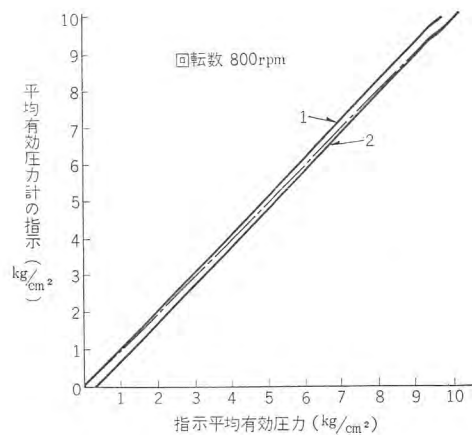


図 5.1 平均有効圧力測定値
Fig. 5.1 Mean effective pressure measured valve.

供試機関はシリンダ 径×ストローク 180×200 mm の予燃焼室式 4 サイクル 水冷立形 ディーゼル機関で、定格 1,500 rpm の 4 弁式高速機関で圧力測定用孔が小さく、この平均有効圧力計に用いたマイハック形 インジェクタ を取付けるには適当でないため、取付用中間金具などをそう入した。このため、圧力遅れを生じ、この補正方法としてシンクロレゾルバ の取付角度を調整して行なったため正確な平均有効指示圧力を指示することはできないと考えたが、精度に関しては後日 マイハックインジェクタ 取付用穴が装置された機関、たとえば機関車または船舶機関で実験することとした。

図 5.1 に示す値は、縦軸はこの平均有効圧力計による測定値で、横軸は供試機関の動力計による出力と機械損失馬力——これは運転後燃焼をさせることなしに機関を同一回転で駆動するに要する馬力——を加えて得られる指示馬力から計算によって得られた指示平均有効圧力である。図中 1 とあるのは 0 kg/cm² を一致させるように、2 とあるのは 10 kg/cm² を一致させるように調整した場合で共に若干の誤差が見られるがこの理由は上述のように圧力の測定に遅れを生じているものをシンクロレゾルバ の取付角度で補正するなどのことを行なっているからで、計器の精度に関しては供試機関を改めて引続き実施する予定である。

参 考 文 献

吉田正一ほか： ディーゼル 機関の平均有効圧力計、鉄道技術研究所速報 (昭 33-9)

パルス波高値電圧計

八島英之*・金田明**

Pulse Peak Volt Meter

Kōbe Works

Hideyuki YASHIMA・Akira KANEDA

In observing electrical or mechanical phenomena, instantaneous or the maximum values of their oscillation or pulses are sometimes sought for. The conventional method is to employ synchroscopes or oscillographes in reading their values. These methods are by no means satisfactory for the measurement of a narrow single pulse or irregular oscillation waves. In contrast to them, pulse peak volt meter are capable of giving accurate direct reading of the peak values and also applicable to many other measurements. This article describes their operation principle, circuit composition and performance, concluding that the minimum value of the pulse measurable with this instrument is $1\mu\text{sec}$ provided 1% error is allowed.

1. ま え が き

電氣的、あるいは機械的諸現象を観測する場合、その振動またはパルス波形の瞬時電圧値や最高電圧値を正確に測定したい要求がしばしば生ずる。このような場合に普通行なわれている観測方法は、計ろうとする現象を電気信号に変換し、シンクロスコープあるいは電磁オシログラフなどを用いてその電圧波形をブラウン管や記録紙上に描かせ、その値を読み取る方法である。しかしこれらの方法では幅の狭い単一パルスの波高値とか、不規則な振動波形の瞬時電圧の測定には非常な困難が伴い、精度の高い測定値が得られない。これに反し、このパルス波高値電圧計は単一パルスの波高値を電子回路で保持し、高い精度でメータに直示できるようにしたものである。このほか、この装置は各種の付属回路を有しており、いろいろの目的の測定に応用することができる。

このパルス波高値電圧計の持っているおもな機能を列記すれば次のとおりである。

- (1) パルスあるいは振動波形の電圧最高値を保持回路で保持し、真空管電圧計で指示させることができる。
- (2) 入力部にサンプリング回路を有しているので、変化する現象の任意の時点における電圧値を取り出して測定できる。
- (3) サンプリング回路には時間遅れ回路を組合せることができ、ある現象で時間遅れ回路をトリガし、この現象から任意の時間後の電圧値をサンプリング測定できる。
- (4) 手動リセット押しボタンにより保持回路をリセットできる。
- (5) 最高値検出回路を有し、任意波形の電圧最高値を自動的に検出することができる。
- (6) 自動リセット回路により、波形の最高電圧値を検出して後、保持回路を自動的にリセットすることができる。リセット完了までの時間は、時間遅れ回路により調節することができる。
- (7) 再起動抑止回路が付属しており、保持回路をリセットした後一定時間、あるいは次のパルスが来るまで保持回路の再起動を抑止することができる。

以上のような機能を持っているパルス波高値電圧計が応用される分野はきわめて広いと考えられるが、その二、三の例をあげると、

- (a) 電氣的過渡現象、放電現象の測定。

- (b) 機械的振動、衝撃試験、内燃機関、コンプレッサなどの圧力測定。
- (c) 時間的に変化する現象のサンプリング測定。
- (d) 原子核、放射線測定への応用。
- (e) 分光光度計、質量分析計などのスペクトル曲線の数字化表示、などがある。

2. 装置の性能の動作原理

2.1 装置の性能

このパルス波高値電圧計の主要な性能をあげると次のとおりである。

- (1) 入力パルス幅に対する波高値指示精度

パルス幅	1.0 μs 以上	誤差	1% 以下
"	0.5~1.0 μs	"	2.5% 以下
- (2) 入力電圧範囲
0~50 V, 100 V, 300 V 切換
- (3) 保持時間
指示値が 1% 低下するに要する時間 約 60 sec
- (4) サンプリング回路の精度
出力電圧の誤差 $\pm 2\%$
- (5) サンプリング回路の信号通過時間およびサンプリング割合
信号通過時間幅 100 μs
サンプリング割合 最大 5 kc
- (6) 入力遅れ時間変化範囲
0~1 sec
- (7) リセット遅れ時間変化範囲
0~1 sec

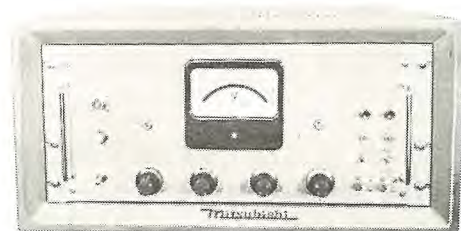


図 2.1 パルス波高値電圧計外観
Fig. 2.1 Exterior view of pulse peak valve volt meter.

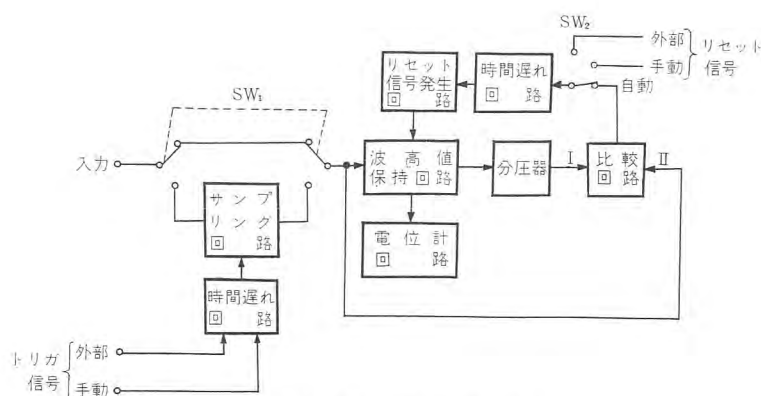


図 2.2 波高値電圧計構成図

Fig. 2.2 Block diagram of peak value volt meter composition.

2.2 動作原理

図 2.1 は パルス 波高値電圧計の外観を示すものである。

図 2.2 はその回路構成の概要を示したブロック線図である。

入力とは直接波高値保持回路へ入る場合と、サンプリング回路を介して入る場合とがあり、これはスイッチ SW_1 によって切換えられる。直接入力の場合は入力信号の最高値を測定する際に用いられる。もし連続的な信号の任意の時点における電圧値を計ろうとするときには入力信号をサンプリング回路の入力に加える。サンプリング回路はゲート回路の一種であって、計ろうとする時点においてゲートを開くタイミングパルスを加えると、このパルスの継続時間中ゲートが開き、入力電圧の値が回路の出力側から取り出される。この電圧が波高値保持回路に加えられて測定される。

波高値保持回路は別名 Box Car Generator あるいはパルス引伸し回路 (Pulse Lengthener Circuit) と呼ばれている回路である。すなわち、ダイオードを通じて加えられる入力パルスの電圧に応じて保持用コンデンサを充電し、そのコンデンサ両端の電圧を高い入力抵抗を持った電位計回路で指示させるようにしたものである。充電された電荷はスイッチにより手動で、あるいはリセット信号によって駆動される継電器の接点を介して自動的に放電され、復原される。

パルス波高値電圧計で単一パルスの波高値を測定するには、メータに指示され保持されている値を読み取り、読み終われば手動でリセットすればよい。しかし次々に加えられるパルス列の波高値や連続した波形の刻々の電圧をメータに指示させ、あるいは記録計で記録し、またはプリンタによって数字で印字させるような場合にはおのおのの信号波形の最高値を判別しなければならない。

自動的に信号波形の最高値を検出するために、図 2.2 に示すように波高値保持回路の後に直列に分圧器および比較回路がそう入されている。分圧器の入力端子に波高値保持回路の出力を加えると、その電圧の何パーセント (たとえば 95%) が分圧器の出力電圧として取り出される。このパーセンテージの設定は可変である。分圧器からの出力電圧と波高値保持回路へ入る入力電圧 (すなわち測定しようとする元の信号電圧) とは比較回路に加えられる。この両者の電圧値が一致したとき、リセットパルスが発生する。リセットパルスは時間遅れ回路を通して、リセット動作を実行し、蓄電器の電荷が放電され電位計回路の指示はゼロに戻る。このように自動的にリセットを行なわせるときには自動リセットスイッチ SW_2 を閉じておく必要がある。この各信号の関係を表わしたものが図 2.3 である。

装置に付属している各種の時間遅れ回路は、Miller の積分回路を利用してパルスの時間遅れを作り出している。この遅れ時間は

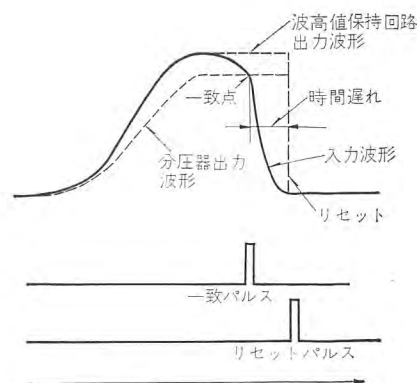


図 2.3 信号関係図

Fig. 2.3 Diagram showing the relation of signals.

可変である。再起動の抑止は波高値保持回路がリセットとして後、一定時間再起動するのを押える役目をする。すなわち、リセット信号を時間遅れ回路を通してリセット信号ゲート回路に戻して一定時間ゲートを閉じるようになっている。

3. 回路の構成

3.1 波高値保持回路

(1) 動作原理と実際の回路

信号波形の波高値を一時記憶する波高値保持回路の構成を図 3.1 に示す。

今この回路に入力信号として幅の狭い正の単一パルスが加えられたとする。入力信号は真空管 V_1 および二極管 V_2 を通ってコンデンサ C_1 を充電する。 C_1 に充電された電荷は V_2 の高い逆抵抗および V_3 の高い入力抵抗により容易に放電することができず、非常に大きい時定数で放電する。コンデンサ C_1 の容量は入力信号のパルス幅が狭いときでも、パルスの最大値まで充電できるような値に選択する必要がある。 C_1 の値は通常は小さいために、放電時間が短くメータで直読することは困難である。したがってコンデンサ C_1 の両端の電圧値を大きい容量のコンデンサに再充電して保持する必要がある。コンデンサ C_2 はこの目的に使われる。入力信号によって充電されたコンデンサ C_1 の両端の電圧は V_4 を通ってコンデンサ C_2 を充電する。 C_2 に充電された電荷は二極管 V_5 の逆方向抵抗と次段の電位計管の入力抵抗によって放電する。この放電時定数が保持時間で、指示値の何 % (あるいは何 V) が低下するに要する時間で表わす。 C_2 の両端の電圧を電位計回路のメータで読み取れば、これと入力信号の波高値とは比例関係にあるので波高値を測定することができる。この回路で V_1 および V_4 に電力増幅管を用いているが、これはコンデンサ C_1 および C_2 を充電する際に、大きな充電電流が流れても各真空管定数が変化しないよう

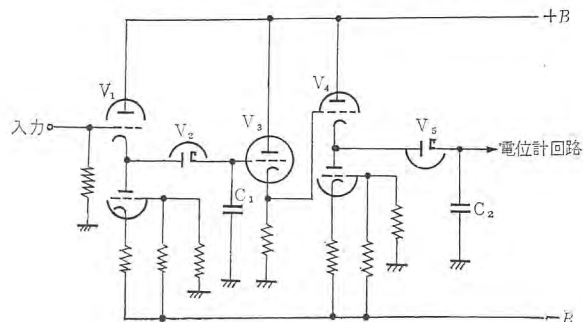


図 3.1 波高値保持回路

Fig. 3.1 Peak value holding circuit.

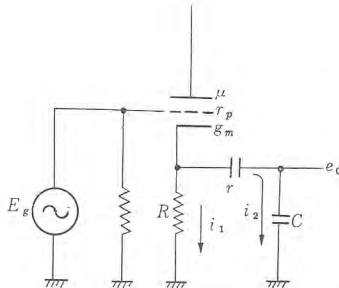


図 3.2 パルス幅伸張回路
Fig. 3.2 Pulse lengthener circuit.

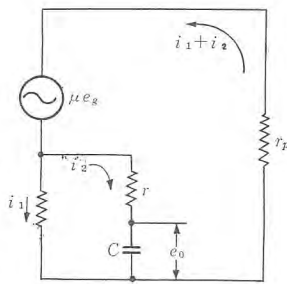


図 3.3 図 3.2 の等価回路
Fig. 3.3 Equivalent circuit of Fig. 3.2

にし、また、できるだけ出力インピーダンスを小さくするためである。

(2) ステップ入力信号に対する応答

波高値保持回路が狭いパルスに反応するために最も重要な条件はコンデンサ \$C_1\$ の充電応答速度である。この部分の解析を行なうために図 3.2 に示すような回路を考える。この真空管の3定数、すなわち、増幅率、内部抵抗、相互コンダクタンスをそれぞれ \$\mu, r_p, g_m\$ とする。また \$r\$ を二極管の順方向の抵抗とする。入力信号 \$E_g\$ がステップ状の信号であるとした場合の過渡応答波形を図 3.2 の等価回路図 3.3 から求める。各電圧電流を図のように表わすと、回路網方程式により次の4式が成立する。

$$e_g = E_g - R i_1 \quad \dots\dots\dots (3.1)$$

$$\mu e_g = i_1 (R + r_p) + r_p i_2 \quad \dots\dots\dots (3.2)$$

$$i_2 = \frac{dq}{dt} \quad \dots\dots\dots (3.3)$$

$$R i_1 = r i_2 + \frac{q}{c} \quad \dots\dots\dots (3.4)$$

ただし、\$q\$ はコンデンサの充電電荷とする。

式 (3.1)~(3.4) から \$i_1, i_2\$ を消去し充電電荷 \$q\$ を求めると

$$q = \left\{ RC \mu E_g - \alpha \exp \left[- \frac{A}{RC \left(\frac{r}{R} A + r_p \right)} t \right] \right\} \frac{1}{A} \quad \dots\dots (3.5)$$

ただし

$$\alpha = \text{積分定数}$$

$$A = r_p + (1 + \mu) R$$

式 (3.5) に初期条件、すなわち \$t=0\$ のとき電荷 \$q=0\$ を入れて \$\alpha\$ を求める。

$$\alpha = RC \mu E_g$$

ゆえに

$$q = \frac{RC \mu E_g}{A} \left(1 - \exp \left[- \frac{A}{RC \left(\frac{r}{R} A + r_p \right)} t \right] \right) \quad \dots (3.6)$$

出力電圧 \$e_0\$ は

$$e_0 = \frac{q}{C}$$

であるから式 (3.6) から

$$\begin{aligned} e_0 &= \frac{\mu R}{A} E_g \left(1 - \exp \left[- \frac{A t}{RC \left(\frac{r}{R} A + r_p \right)} \right] \right) \\ &= G E_g \left(1 - \exp \left[- \frac{t}{C(r + R_0)} \right] \right) \quad \dots\dots\dots (3.7) \end{aligned}$$

ただし

$$G = \frac{\mu R}{r_p + (1 + \mu) R} : \text{カソードフォロアの増幅度}$$

$$R_0 = \frac{R r_p}{r_p + (1 + \mu) R} : \text{カソードフォロアの出力インピーダンス}$$

式 (3.7) からわかるようにステップ状の入力信号に対する出力電圧の応答速度は \$\frac{1}{C(r + R_0)}\$ によって決定される。すなわち、立上

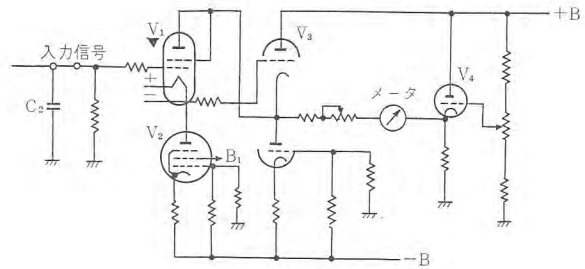


図 3.4 電位計回路
Fig. 3.4 Potentiometer circuit.

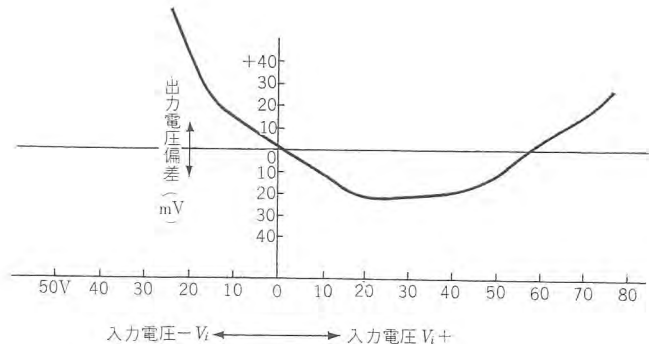


図 3.5 電位計回路の入出力特性

Fig. 3.5 Input output characteristic of potentiometer circuit.

がりの時定数は \$C(r + R_0)\$ となり、\$C, r, R_0\$ をできるだけ小さくすれば、立上がり時間の短い幅の狭い入力信号でも十分応答できる。ここで注意しなければならないことは、コンデンサ \$C_1\$ の充電時間が短くなれば充電電流 \$i_2\$ が増加して真空管定数を変化させる。このためカソードフォロアの出力抵抗が増加して充電時間を大きくする傾向がある。

3.2 電位計回路

波高値保持回路によって入力パルス電圧に比例した電荷がコンデンサ \$C_2\$ に充電される。\$C_2\$ の両端の電圧をメータで読み取るための回路が電位計回路(図 3.4)で電荷の漏れをできるだけ少なくするため高い入力抵抗を有する直流増幅器である。増幅管には格子電流の少ない電位計管(5886)を用いた。この管球の格子電流は \$2.5 \times 10^{-13}\$ A 以下であるため、非常に高い入力抵抗の電位計回路を作ることができる。電位計管は普通最大プレート電圧が低く、入力電圧の高い回路には直接使用することができない。このため、入力電圧の高い回路ではプレート電圧を一定にする必要があり、ここでは真空管 \$V_3\$ を使って電位計管の \$V_1\$ プレート電圧を一定にしている。たとえば入力電圧が増加した場合、\$V_1\$ はカソードフォロアであるから、カソード電位が増加する。このカソード電位は \$V_3\$ のカソードフォロアを通して \$V_1\$ のプレートに帰還され、\$V_1\$ のプレート電圧を一定に保つ、この回路の入力インピーダンスは約 \$5 \times 10^{11} \Omega\$ である。図 3.5 は電位計回路の入力電圧と出力電圧偏差を示したもので、入力電圧が 80 V までは最大の出力偏差は \$\pm 30\$ mV 以下である。回路の電圧利得は約 0.9 であった。

3.3 サンプリング回路

連続波形のサンプリングの方法には種々の回路が考えられているが、ここでは二重制御五極管方式を採用した。すなわち五極管の第一グリッドに入力信号を入れ、第三グリッドにゲート信号を加える。今、第三グリッドに十分の負電圧が加えられ管球はシャ断状態にあるとする。当然第一グリッドに信号を加えても出力は現われない。しかし、ある幅を持ち、管球が十分動作領域に入るよう

な正の値を持ったパルスを入力信号として加えると、その間だけ出力信号が取り出される。この出力は波高値保持回路に加えられる保持し読み取られる。

3.4 時間遅れ回路

ある現象が発生してから、任意の時間後の電圧値をサンプリングしたり、あるいは波形の最高値を検出しこれをプリンタで記録を完了して後、リセットさせるなどの動作を行なわせるためにパルスの時間遅れ回路が付属している。

パルスの時間遅れ回路には単安定フリップフロップのCR要素を変化させて時間遅れを作り出す方法が普通使われているが、遅れ時間の調整がむづかしく、また時間の精度も良くない。ここではMillerの積分回路を使いC,Rの積に比例した時間遅れを作り出すようにした。

この回路は図3.6に示すとおりでフリップフロップおよび積分回路から成っている。今入力パルスが入る以前では真空管 V_{11} は導通、 V_{12} はシャ断されており、したがって V_{12} のプレート電圧はアース電位となり V_2 は導通している。 V_4 の第一グリッドはほとんど

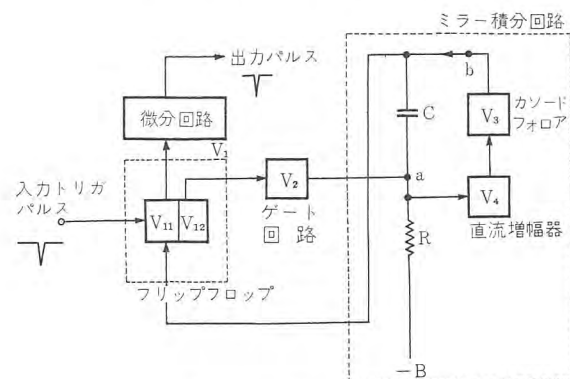


図 3.6 時間遅れ回路
Fig. 3.6 Time delay circuit.

アース電位、したがって V_4 は飽和している。ゆえに積分動作は起こらない。この状態で V_{11} のグリッドに負のパルスを加えるとフリップフロップは反転し、 V_2 はシャ断され、a点の電位はC,Rを通過して負の方向に大きくなる。このため V_4 は飽和領域から直線領域に入り、ミラー積分動作が始まる。b点の電位は時間に比例して高くなり V_{11} のシャ断電圧以上に電位が上がると V_1 のフリップフロップは反転し、もとの状態に戻り、 V_2 は導通に入り積分動作を停止する。 V_1 が反転する際 V_{11} のプレート電圧を微分すれば負の出力パルスを得る。遅れ時間はC,Rを変化させることにより0.1ms~1sまで連続的に変えることができる。

3.5 最高値検出回路

この回路は二つの入力電圧を比較し、両者が同じ値になったとき一致パルスを発生する。回路は直流増幅器およびシュミット回路で構成されている。直流増幅器は2段の差動増幅器から成り電圧利得約46dBである。比較回路への二つの入力電圧が等しくなったとき、シュミット回路が反転し一致パルスを発生する。入力には保持電圧を何%か落した電圧と測定すべき信号電圧とが加えられ、電圧最高値より何%か低下したところで一致信号を発し最高電圧値がいくらであったかを指示する。

4. 回路の性能

4.1 波高値保持回路の性能

パルス 波高値電圧計・八島・金田

3.1 (2) で解析したように、ステップ状の入力に対してできるだけ速い応答速度を得るためには時定数 $C(r+R_0)$ を十分小さく選べばよい。 r は整流器によって定まる定数であり、 R_0 はカソードフォロア出力インピーダンスである。整流管に6AL5、カソードフォロアに6BXYを使えば r は200 Ω 、 R_0 は数100 Ω となる。またコンデンサ C_1 にはできるだけ小容量のものをを用いる。図4.1は C_1 の容量値を変化させた場合の特性を示すもので、入力信号には波高値一定のパルスを加え、そのパルス幅を変えたときの出力電圧の変化を示したものである。この図をみるとパルス幅1 μ s以上

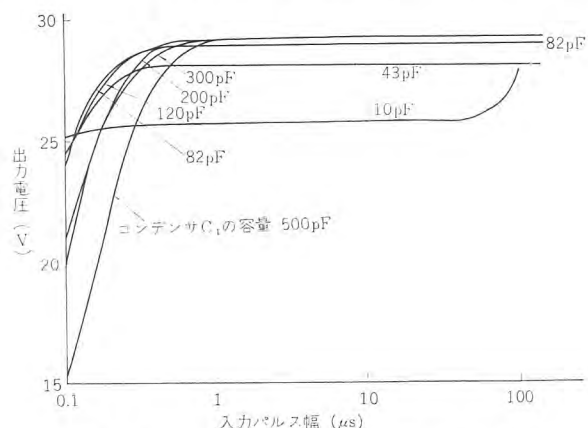


図 4.1 コンデンサ C_1 の容量と出力特性の関係
Fig. 4.1 Relation between capacity of condenser C_1 and output characteristic.

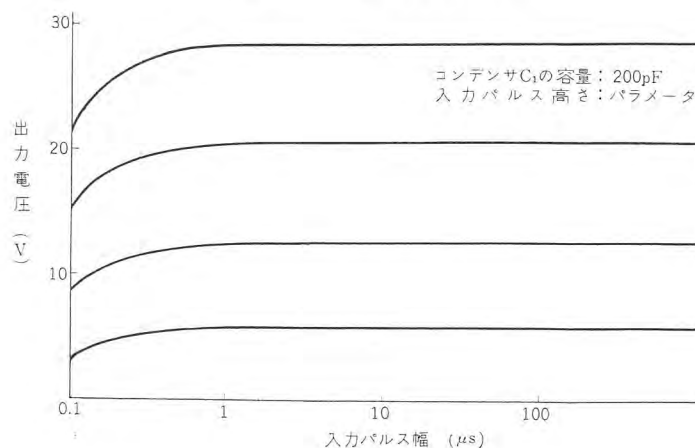


図 4.2 入力パルス幅に対する出力特性
Fig. 4.2 Output characteristics against input pulse.

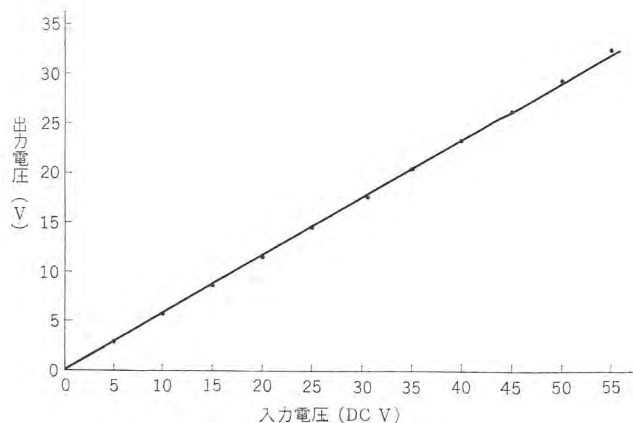


図 4.3 入出力特性
Fig. 4.3 Input output characteristic.

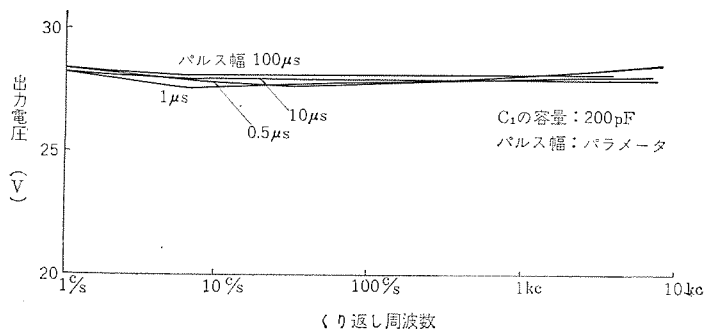


図 4.4 入力パルス繰り返し周波数に対する出力特性
Fig. 4.4 Output characteristics against input pulse repeating frequency.

ならば C_1 の値が 120 pF 以上のときは入力信号の波高値の指示は一定であるが、 C_1 が小さくなると指示値が低下してくることがわかる。その原因としては入力信号は C_1 を充電するが C_1 の容量が小さいと放電時間が短くなり第2のコンデンサに充分充電することができないためと考えられる。したがって C_1 の容量は 120 pF 以上に取るのがよい。

図 4.2 は波高値保持回路の周波数特性で、入力パルス幅 0.5 μ s 以上であればその誤差は -2.5% 以下に収められることがわかる。

図 4.3 は波高値保持回路の入力対出力特性で入力には直流を入れているが、比例性はきわめて良好である。

つぎに、くり返しパルスが入ったときの出力特性を調べたものが図 4.4 である。横軸にくり返し周波数を、縦軸には出力電圧をとり、種々のパルス幅に対してカーブを描いたもので、コンデンサ C_1 には 200 pF を用いた。入力パルス波高値が一定なとき、くり返し周波数を変えても出力はほとんど一定であり、パルスの累積により指示が単一パルスと異なることは認められない。

最後に波高値保持回路で保持された電圧値が時間とともにどのように変わっていくかを調べたものが図 4.5 で横軸には時間、縦軸には電圧値をとっている。入力抵抗或は二極管の逆抵抗を直してわずかな電流が漏えいするため指示値は次第に低下している。その様子は最初の保持電圧値によって変わるが大体 1% 低下するのに約 1 分を要する。

4.2 サンプリグ回路の性能

サンプリグ回路によって連続波形の任意の時点における電圧を取り出す場合、入力電圧と出力電圧との間の偏差は次のようにして計った。すなわち、電圧既知の直流電圧をサンプリグ回路の入力に加え、取り出されたパルス波形を波高値保持回路に加え電圧を読み取り出力とする。この入力と出力電圧の偏差は約 2% であった。図 4.6 はサンプリグ回路への入力波形（正弦波）と出力波形（パルス）とを示したもので、パルス幅は 100 μ s サンプリグ周期は 1 kc である。

4.3 最高値検出回路の性能

図 4.7 は 1 c/s の正弦波を入力とし、その最高値を波高値保持回路で保持して後、入力信号が最高値の 25% に低下したとき自動的にリセットさせたものである。測定曲線からリセットの発生した点の電圧を調べてみると、25% \pm 1.5% の誤差で動作が行なわれていることがわかる。ここに時間遅れ回路をそう入してリセットを遅らせれば、検出された最高値を印字記録することができる。

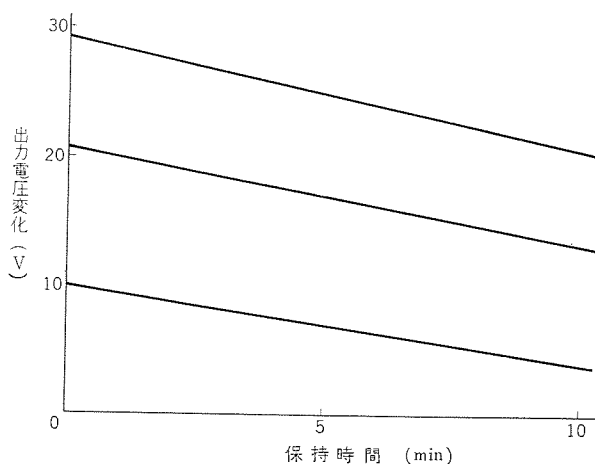
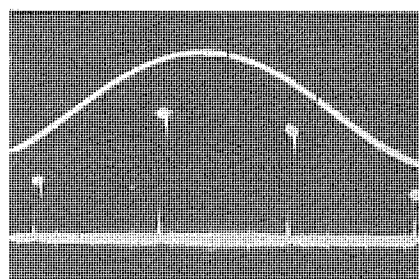
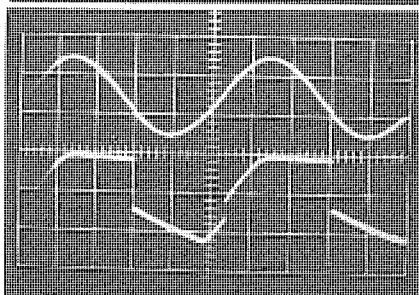


図 4.5 保持時間に対する出力電圧の変化
Fig. 4.5 Change of output voltage against holding time.



上：信号；下：出力
水平 300 μ s/cm,
垂直上：2 V/cm,
下：20 V/cm
サンプリグパルス幅
100 μ s；周期 1 kc

図 4.6 サンプリグ回路出力波形
Fig. 4.6 Output waveform of sampling circuit.



上：信号；下：出力
水平 0.2 sec/cm,
垂直 5 V/cm
信号周波数 1 c/s
リセット限界 25%

図 4.7 自動リセット出力波形
Fig. 4.7 Automatic reset output waveform.

5. む す び

以上パルス波高値電圧計の原理構成、性能などについてあらましを述べた。波高値の記憶方法としてここではコンデンサの充電電荷を利用したが、このほかにも磁性材料を記憶素子として用いる方法がある。しかしこの方法ではまだ十分高い測定精度が得られていない。

この装置で計りうるパルスの幅の最小値は、全スケールの 2.5% の誤差が許されるならば 0.5 μ s まで測定することができる。しかし、さらに狭い幅のパルスまで測定できるように一層改良を加えたい考えである。また最高値検出回路においても検出精度の向上、(とくに最高値に達した時間を正確に検出すること)、検出値の記録法などでなお考慮すべき問題点が多い。これらの諸問題については今後さらに研究をすすめたい。

参 考 文 献

- (1) 青柳健次, 宮脇一男: 瞬時電圧固定回路, 電学誌 75, 806 (昭 30)
- (2) G. T. Rado, M. H. Johnson & M. Maloof: A Single Pulse Voltmeter R. S. I. 20, 927 (1949)
- (3) R. J. Blume: "Boxcar" Integrator with Long Holding Times R.S.I. 32, 9 (1961)

無線テレメータ

吉田武彦*・谷 貞和*・松山 宏*・山内才胤*

Radio Telemetry Systems and Its Applications

Kamakura Works Takehiko YOSHIDA・Sadakazu TANI・Hiroshi MATSUYAMA・Toshitane YAMAUCHI

Radio telemetry systems are indispensable means of measurements widely applied in various fields of engineering and medicine. Those introduced in this article are of the FM-FM system and examples of applications manufactured by Mitsubishi cover one for medical purpose, other for running test of vehicles and the last one for rocketborne devices. The report also suggests a FM-AM system as a future problem.

1. ま え が き

テレメータの歴史は古い。1913年以後、電力、鉄道、石油化学の発達に伴い、有線のテレメータが急速に発達している。無線テレメータは、1930年にラジオソングとして発達し始めたが、第二次世界大戦に入り、戦闘機やミサイルの開発のためにあらゆる方式が考えられ使用され、長足の進歩を遂げた。

大戦後、アメリカのIRIG (Inter Range Instrument Group) がミサイルのテレメータに関して標準方式を定めており、欠くべからざる計測手段として、人工衛星をはじめ工学、医学など各分野に広く利用されている。

無線テレメータの特質は

- (1) 一般に送信側は移動体であるから、重量、寸法が極度に制限されることが多いこと。
- (2) 同時に、送信側が移動体の場合には耐振動衝撃性、時によっては、温度、気圧などの激変も問題になり、高い耐環境性が要求されること。
- (3) 測定対象の特質から、早い周波数変化に及ぶ情報を、多数同時に測定する必要があること。
- (4) (1)項の理由で送信電力が小さくなりがちなうえ、有線テレメータのように中継所を設けることができないので、たいていの場合、受信機は微弱な信号をキャッチし、しかも測定装置として十分な S/N で受信記録する必要がある、特別な技術を必要とすること。
- (5) システムとして測定対象の各種現象を電気信号に変換するトランスジューサに始まり、多重化回路、無線回線を経て、最後に記録装置により適当な可視データに変換するまでの過程は遠く、送信機電源の占める容積重量の軽減のために、短時間過負荷に耐える小形電池の開発が伴わなければならないことなど、広い範囲の技術をバランスして集結させることが必要であること。

などであり、測定器の一環であるからには一般の機器以上に高信頼度を要求されることが多い。

ただ、使用時間の短いものが多く、プラント監視用など常時使用の有線テレメータに比べ、長時間のドリフトなどの点で楽なこともある。

以下に無線テレメータに採用している方式と、製品への応用例について述べることにする。

2. 無線テレメータの方式

ある帯域幅を持つ単一通話路にデータを多重化して伝送する方法は、時分割方式と周波数分割方式の二つに大別される。

両者の得失については議論百出の状態であったが、次第にとうたされ、現在ではチャンネル数が20未満で、伝送帯域幅がそれほど狭くない場合には周波数分割方式を、チャンネル数がきわめて多いか、または伝送帯域幅がきわめて狭い宇宙ロケットからのテレメータのような場合には時分割方式を用いるようになってきた。回路構成の面から見ても周波数分割方式のほうが各チャンネル独立部分が多いので、回路の信頼性とも関連して事情の許すかぎり、周波数分割方式がとられている。

周波数分割方式においては、変調の方法に振幅変調と周波数変調とがあるが、近年チャンネルの多重化が盛んになるにしたがって、後述する理由によりほとんど周波数変調が使われている。

また、メインキャリアについても、周波数安定度、占有帯域幅などに若干の問題はあるにしても、周波数変調固有の利点があるためほとんど周波数変調がとられるようになった。

われわれも一般無線テレメータの方式としては、サブキャリアを周波数変調し、メインキャリアも周波数変調する方式、すなわちFM-FM方式を採用している。

3. FM-FM 方式

FM-FM方式は、チャンネル数だけ低周波のサブキャリアを用意し、送信機側では測定しようとする電気量や機械的量を、適当な変換器を用いて、サブキャリア変調器の入力として適した電気量に変換する。この入力信号はサブキャリア変調器でサブキャリアを周波数変調し、周波数変調を受けた各チャンネルのサブキャリアは相加されて、一つの複合信号となる。複合信号はメインキャリア変調器で、メインキャリアを周波数変調する。周波数変調を受けたメインキャリアは増幅され、送信アンテナより放射される。

一方、受信機側では、受信アンテナにより受信されたメインキャリアは、検波されて複合信号が取り出され、バンドパスフィルタによってそれぞれのサブキャリアに分離される。サブキャリアはサブキャリア復調器で、もとの信号を表わす電気量になる。含まれているサブキャリアの成分を除き、必要以上の帯域幅を制限するためにローパスフィルタがあり、信号はそれを通して記録装置に導かれる。

FM-FM方式のブロック線図と本文中で用いる記号を示せば図

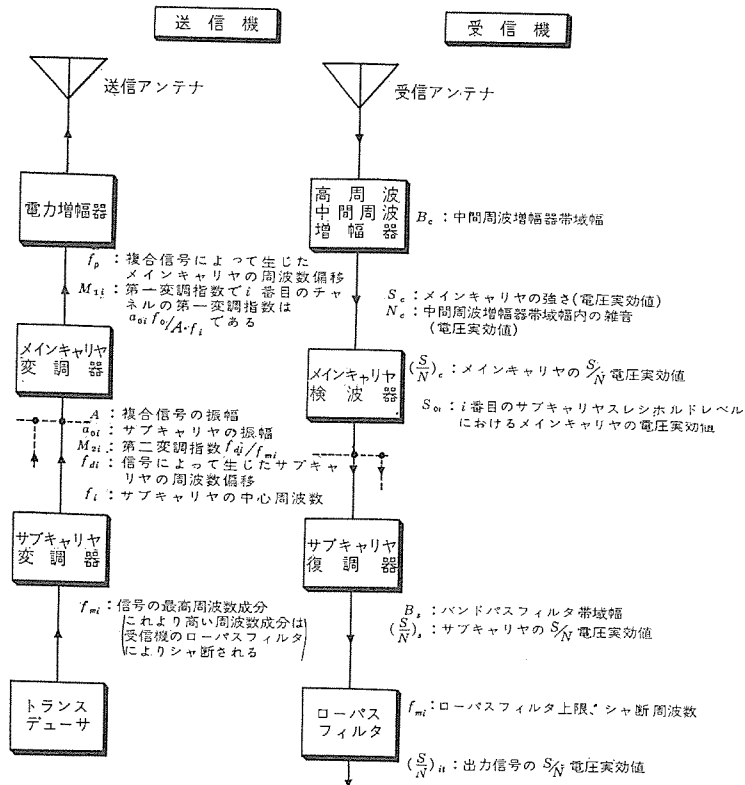


図 3.1 FM-FM 方式ブロック線図
Fig. 3.1 Block diagram of FM-FM system.

3.1 のとおりとなる。この図ではサブキャリアに関する部分は i 番目のチャネルで代表している。

3.1 FM-FM 方式の広帯域改善利得

FM-FM 方式は広帯域伝送方式の一つであり、同一周波数の信号を送送するのに要する帯域幅を、振幅変調方式の帯域幅に比し広くした場合に、出力信号の S/N を改善する効果、すなわち広帯域改善利得を持つ。

FM-FM 方式の広帯域改善利得 R_{oi} は

$$R_{oi} = \left(\frac{3}{2}\right)^{\frac{1}{2}} M_{1i} M_{2i} \quad (3.1)$$

となる。

3.2 受信機帯域幅と出力信号の S/N

受信機の出力信号の S/N は、サブキャリア復調器に後続するローパスフィルタの帯域幅と同一帯域幅の振幅変調方式の S/N が、広帯域改善利得によって改善されると考えられる。すなわち

$$\left(\frac{S}{N}\right)_u = \left(\frac{3}{2}\right)^{\frac{1}{2}} M_{1i} M_{2i} \left(\frac{S}{N}\right)_l \quad (3.2)$$

ただし $\left(\frac{S}{N}\right)_l$: ローパスフィルタの帯域幅内の振幅変調方式の S/N (電圧実効値)

しかるに、振幅変調方式の場合、単位帯域幅当たりの雑音電力は等しいから、100% 変調のとき

$$\left(\frac{S}{N}\right)_t = \left(\frac{B_c}{2f_{mi}}\right)^{\frac{1}{2}} \left(\frac{S}{N}\right)_c \quad (3.3)$$

式 (3.3) を式 (3.2) に代入すると次の関係を得る。

$$\left(\frac{S}{N}\right)_u = \left(\frac{3}{2}\right)^{\frac{1}{2}} M_{1i} M_{2i} \left(\frac{B_c}{2f_{mi}}\right)^{\frac{1}{2}} \left(\frac{S}{N}\right)_c \quad (3.4)$$

3.3 エンファシス

式 (3.4) において、各チャネルとも第 2 変調指数を一定とすれば

$$\left(\frac{S}{N}\right)_u = K_1 \frac{a_{oi} f_D}{A f_i} \left(\frac{B_c}{f_{mi}}\right)^{\frac{1}{2}} \quad (3.5)$$

すなわち、サブキャリアの中心周波数が高いチャネルほど、出力信号の S/N は悪くなる。そこで出力信号の S/N を各チャネルとも一定にするためには式 (3.5) の右边が一定であればよいから

$$\frac{a_{oi}}{A} = K_2 \frac{f_i}{f_D} \left(\frac{f_{mi}}{B_c}\right)^{\frac{1}{2}} \quad (3.6)$$

$$\frac{f_{di}}{f_i} = K_3 \quad (\text{一定}) \quad \text{とすれば} \quad f_{mi} = \frac{f_i K_3}{M_{2i}}$$

M_{2i} は一定とし、 f_D , B_c も一定であるから

式 (3.6) は

$$\frac{a_{oi}}{A} = K_4 f_i^{\frac{3}{2}} \quad (3.7)$$

となり、 i 番目のサブキャリアの振幅が複合信号の振幅のうちで占める割合は、サブキャリアの中心周波数の $3/2$ 乗に比例しなければならない。

しかし実際にチャネル数が多い場合、上記のようなエンファシスを用いると、中心周波数の低いほうのサブキャリアの振幅が小となりすぎ、マイクロホックノイズなどによる影響が無視できなくなる。

3.4 スレシホルドレベル

送信機と受信機の距離を離していくと、メインキャリアの受信レベルは次第に低下し、ついには通信不能になる。広帯域伝送方式において、広帯域改善利得による

雑音軽減の効果が期待できなくなるレベルが、スレシホルドレベル (Threshold level) であり、通信不能になるキャリア強度のレベルの目安となる。

FM-FM 方式のように、二つのキャリアを用いる伝送方式では、おのおの独立したスレシホルドレベルが存在するので、メインキャリアのレベルがスレシホルドレベル以下になっても、サブキャリアのレベルがスレシホルドレベル以上であることもあり、逆の場合もある。

このように二つのキャリアのいずれかによって伝送が支配されるため、支配するキャリアがいずれであるかを知ることが大切となる。

FM-FM 方式において、メインキャリアのスレシホルドレベルは、次式で表わされる。

$$\sqrt{2} S_c = 4 N_c \quad \text{すなわち} \quad S_c = 2\sqrt{2} N_c \quad (3.8)$$

ただし 4 は白色雑音の波高率

サブキャリアのスレシホルドレベルについても、同じく $2\sqrt{2}$ (=9dB) となる。

メインキャリアの S/N と、サブキャリアの S/N との関係は

$$\left(\frac{S}{N}\right)_s = \left(\frac{B_c}{2B_s}\right)^{\frac{1}{2}} \frac{a_{oi} f_D}{A f_i} \left(\frac{S}{N}\right)_c \quad (3.9)$$

i 番目のサブキャリアのスレシホルドレベルにおけるメインキャリアの電圧は

$$S_{ci} = 2\sqrt{2} \left(\frac{2B_s}{B_c}\right)^{\frac{1}{2}} \frac{A f_i}{a_{oi} f_D} N_c \quad (3.10)$$

ここで、メインキャリアのスレシホルドレベルにおけるメインキャリアのレベル S_c と、 i 番目のサブキャリアのスレシホルドレベルにおけるメインキャリアのレベル S_{ci} との比を R_{ti} とすれば

$$R_{ti} = \frac{S_c}{S_{ci}} = \left(\frac{B_c}{2B_s}\right)^{\frac{1}{2}} \frac{a_{oi} f_D}{A f_i} \quad (3.11)$$

式 (3.11) において、 $R_{ti} > 1$ であれば、メインキャリアが低下して

いった場合、メインキャリアのスレシホールドレベルが先に現われ、 $R_{ti} < 1$ であれば、サブキャリアのレベルが先にスレシホールドに達し、メインキャリアがスレシホールドレベルに至る前に伝送不能のチャンネルが存在することになる。

3.5 漏話雑音

実際の無線テレメータ回線では、入念に設計調整しても、必ず回線の特性に非直線要素が含まれる。そのため周波数分割多重方式では、チャンネル間の漏話についての考慮が必要である。

ある一つの回線について、規定レベル内での入力信号 E_i と、出力信号 E_o との関係を見ると

$$E_o = K_1 E_i + K_2 E_i^2 + K_3 E_i^3 + \dots + K_n E_i^n \quad (3.12)$$

K_1, K_2, \dots, K_n は振幅に関する定数

回線に非直線要素がなければ K_1 以外の定数は 0 となり

$$E_o = K_1 E_i \quad (3.13)$$

一般に、周波数分割多重方式の回線の入力 E_i は

$$E_i = a_1 \cos \omega_1 t + a_2 \cos \omega_2 t + \dots + a_n \cos \omega_n t \quad (3.14)$$

a_1, a_2, \dots, a_n はサブキャリアの振幅

$\omega_1, \omega_2, \dots, \omega_n$ はサブキャリアの角周波数

計算を簡単にするために、エンファシスをせず、各サブキャリアの振幅が等しく、かつ 1 であるとすれば式 (3.12)、(3.14) から

$$\begin{aligned} E_o = & K_1 [\cos \omega_1 t + \cos \omega_2 t + \dots + \cos \omega_n t] \\ & + K_2 [\cos^2 \omega_1 t + \cos^2 \omega_2 t + \dots + \cos^2 \omega_n t \\ & + 2(\cos \omega_1 t \cos \omega_2 t + \dots + \cos \omega_{n-1} t \cos \omega_n t)] \\ & + K_3 [\cos^3 \omega_1 t + \cos^3 \omega_2 t + \dots + \cos^3 \omega_n t \\ & + 3(\cos^2 \omega_1 t \cos \omega_2 t + \cos \omega_1 t \cos^2 \omega_2 t + \dots \\ & + \cos \omega_{n-1} t \cos^2 \omega_n t) + 6(\cos \omega_1 t \cos \omega_2 t \cos \omega_3 t \\ & + \cos \omega_1 t \cos \omega_2 t \cos \omega_4 t + \dots \\ & + \cos \omega_{n-2} t \cos \omega_{n-1} t \cos \omega_n t)] + K_4 \text{ の項} + \dots \end{aligned} \quad (3.15)$$

となり、非常に多くの周波数が発生する。これを整理すると、

- (1) 入力信号の成分は、そのまま存在する。
- (2) 各周波数の高調波が発生する。
- (3) 全サブキャリア周波数を直線的に組合せた周波数が発生する。
- (4) 各サブキャリア変調器は、おのおの独立に存在しているため、各サブキャリア間の位相的關係はない。

などから、チャンネル数の多い場合の漏話は、白色雑音と同様な性質を帯びてくる。

3.6 FM-FM 方式の特色

無線テレメータの方式として FM-FM 方式を採用したのは、以上述べてきた FM-FM 方式の性質から

- (1) 広帯域改善利得が存在し、この利得が大きき場合には、回線の出力信号に含まれる雑音（白色雑音）を軽減することができる。一般に多重化により M_{ti} は 1 より小さくなることが多いが、 M_{ti} を 1 より十分大きくすることによって、 S/N を大きく改善できる。
- (2) チャンネル数が多い場合、漏話雑音が白色雑音と同様な性質を呈してくるため前項と同様に漏話雑音の軽減が期待できる。
- (3) サブキャリアにもスレシホールドレベルが存在するが、受信機の間周波増幅器の帯域幅は、直線ヒズミを軽減するためにかなり広いので $R_{ti} > 1$ となり、考慮しなくてよい。
- (4) 回線の直線性を、比較的簡単な回路構成で得ることが期

無線テレメータ・吉田・谷・松山・山内

待でき、また変調に要する信号の電力レベルが小さくてすみ点も見のがせない。

4. 無線テレメータの応用例

無線テレメータの特長は、移動体中で起っている現象をなんらの有形的動作的な制約や拘束をせずに、自然の運動、動作状態ではあくでできるところにあるので、その特長を十分生かす用途に使えば、不可能を可能にする絶妙の威力を発揮する。

無線テレメータの用途は多く無線 ITV や気象ロボット、さらに人工衛星からのテレメータなどもその範囲に属するが、ここでは、当社で製作した無線テレメータのうち、医学用テレメータ、車両走行テスト用テレメータ、およびロケット用テレメータについて、その特質をやや詳細に述べることにする。

4.1 医学用テレメータ

空間的、機械的、動作的な制約を除くため、極力小さい部品を用い、商品的に可能なかぎり小形軽量にした送信機を、運動中の人体や、束縛しない動物などに携行させ、自由に行動しているときの生体の情報を観測記録するのが医学用テレメータである。

生体電圧を観測記録するためには、従来、心電計や脳波装置があり、そのそばで安静臥床時に記録が可能であった。今までのスポーツ医学においては、運動負荷前後の心肺機能の差異に着目するしかなく、時に走行においてトレッドミル (Tread mill) が用いられても、これは走者の疲労などによる人体の微妙なサーボコントロールには無関係に、定速度で走行を強制するだけで、自然の走行状態と同一とはいえなかった。生体の複雑な調節作用は静的一断面のみの観測では不可能であり、実際に生体が活動中に、呼吸、循環系、筋肉活動がどう変っていくかという微分的な変化を知ってこそ解明できるものである。ここに無線テレメータが「静的な生理学」から「動的な生理学」へ発展する絶対的な手段として供せられたわけである。

これをもとに有効なスポーツトレーニング法を確立したり、基礎生理学のみならず、宇宙医学、航空医学、労働医学関係などに新しい分野を開きつつある。臨床医学においても、安静時には正常だが、歩行、労働など負荷をかけたときに異常が現われる心筋硬塞患者の社会復帰の可否判定とか、活動状態でのみ発作を起こすてんかん患者の診察や、競走馬の心障害の早期発見、移動車両や船舶中の患者の遠隔診断など用途が広い。

医学用テレメータで取扱う信号は表 4.1 のように電極を人体にはりつけることにより取り出しうるいわゆる生体電圧（脳波、心電図、筋電図など）と、トランスジューサによって電気信号に変える必要のある物理的、機械的量（呼吸、血圧、体温など）とがある。前者は一般に起電力が非常に小さくマイクロボルト程度のものもある。

表 4.1 生体現象の周波数と大きさ

	周 波 数	大 き さ
脳 波	1~60 c/s	数 $\mu V \sim 300 \mu V$
心 電 図	0.5~200 c/s	数 100 $\mu V \sim$ 数 mV
筋 電 図	50~1,000 c/s	数 $\mu V \sim 100 mV$
細胞内活動電位	DC~1,000 c/s	数 mV~数 10 mV
電流性皮膚反射	DC~200 c/s	数 100 $\mu V \sim$ 数 mV
脈 波	DC~200 c/s	トランスジューサにより異なる
呼吸数、呼吸量	DC~10 c/s	" (0~60 回/min, 0~250 l/min)
体 温	DC~数 c/s	"
血 圧		適当なトランスジューサの開発が必要

るので、電極の構造、生体への接着方法から問題になり、後者においては対象が微妙な生体現象であるため、無機的な物理量計測の場合とは趣を異にし、最適の変換方式を見いだすことがより重要であって、観測の成否は結局電極やトランスジューサにかかっていることが多い。

たとえば運動中の心電図記録では心臓のみを露出させないかぎり筋電図の混入は避けられないので、混入を少なくする部位の選定や、適当な電極の作成が实际的に問題となった。金属電極板では、運動する筋肉との間の相対運動により強いノイズを発生し、心電図は埋れてしまう。そこでプラスチックに銀微粒子を混和し $10^{-4} \Omega \text{cm}$ 程度の金属と同じ導電性を持ち、しかもプラスチックと同じ機械的柔軟性を持つものでしなやかな電極を作り、この種の雑音を非常に少なくすることに成功した。

(1) PT-210 形, PT-110 形の場合

医学用テレメータは研究用セットとしては、研究対象が多様で、専用機として量産できず、商品化のむづかしい機種である。臨床用のものでは、操作がごく簡単であることが必要で、研究用のセットとは異質のものとなる。

当社において標準化した医学用テレメータには PT-210 形と PT-110 形の 2 機種がある。前者は 2 チャンネルで、第一チャンネルは $10 \mu \text{V}$ の脳波級、第二チャンネルは 1 mV の心電図級を主目的に製作されており、スポーツ選手や労働中の人体とか小動物の生体情報を、 100 m 程度までの距離で 2 現象同時観測するために極小小形軽量化したものである。後者は、とくに臨床用心電計の JIS 規格の入力インピーダンス ($1 \text{ M}\Omega$ 以上) と総合時定数 (1.4 sec 以上) を満足するよう考慮をはらっており、精密な波形の診断に用いることができる。

(2) 前置増幅器

PT-210 形では 2 段エミッタ接地形負帰還付直流増幅回路が温度特性よく電圧変動に対しても安定なために使用したが、入力インピーダンスがあまり高く取れないので、PT-110 形ではダーリントン回路のエミッタよりベースへ交流正帰還を行ない、交流入力抵抗を高め直流動作点を安定させる回路を使った。いずれにしても交流障害などの同相雑音を十分抑制するために差動増幅器とするが、ペアの特性が同一でなければその特長を発揮しないので、特性のそろった低雑音のシリコントランジスタを使用し、同一温度に保たれるよう配置して、弁別比、温度特性を向上させている。超低周波の電源を通しての帰還を防ぐには、通常の CR のデカップリング回路では実現不可能な定数を必要とするので、ゼナダイオードを用いてデカップリングし、電源電圧の変動に対しても安定な動作をさせることに成功した。

PT-110 形の前置増幅器の特性は次のようなものである。

電圧利得	60 dB
入力抵抗	$1.5 \text{ M}\Omega \times 2$ 以上
弁別比	40 dB 以上
周波数範囲	$0.1 \sim 200 \text{ c/s}$
時定数	2 sec 以上

(3) サブキャリア変調器

トランジスタサブキャリア発振器については本誌 Vol. 34, No. 8 (昭 35) に詳しく報告したが、容積、重量、消費電力が少なく、変調入力電圧対発振周波数の関係が $\pm 7.5\%$ にわたる広範囲で直線的なものとしては、無安定マルチバイブレータのベース電位を信号電圧で変えるものと、RC 移相形発振器の一辺の R を信号により変化

させるものが適している。

後者は回路発振条件、変調特性の設定などがやや複雑であるが、発振波形が正弦波でフィルタが不要なため多重化する場合に有利になるので PT-210 形に使っている。

PT-110 形では 1 チャンネルであるため、フィルタは簡単なものですむので、変調特性の直線性が良く調整の簡単な点を重く見てマルチバイブレータを使った。サブキャリア周波数は 2.3 kc を使い、電話による有線伝送やサブキャリアの変調音を耳でモニターすることおよびテープレコーディングを可能にしている。

(4) メインキャリア変調器

トランジスタの電極間容量がバイアス依存性を有することを利用して周波数変調をかけている。すなわち、メインキャリア発振器としては安定なコルピッツ形を使い 40.68 Mc を発振し、入ってくるサブキャリア信号でコレクタ容量、すなわちコレクタ同調周波数を変化させて周波数変調をかけており、変調感度は 50 kc/15 mV 程度である。パツファを兼ねたゲルマニウムメサ形トランジスタの電力増幅器で 1 段電力増幅し、アンテナに供給する。発射電波は 100 m の距離において電界強度毎メートル $15 \mu \text{V}$ 以下としているので、電波法施行規則で定める「発射する電波が著しく微弱な無線局」に該当し、免許を必要としない。

(5) 送信アンテナ

普通はロッドアンテナを用いるが、装着時に障害になる場合に備えて、送信機の外箱およびフタ自身をアンテナとする方式を実験し、

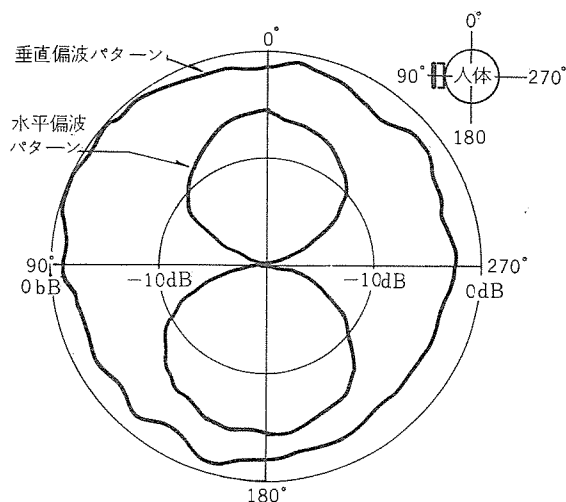


図 4.1 直立した人体に送信機を装着した場合の水平面放射パターン

Fig. 4.1 Horizontal plane radiation pattern when a transmitter is equipped to a straight human body.

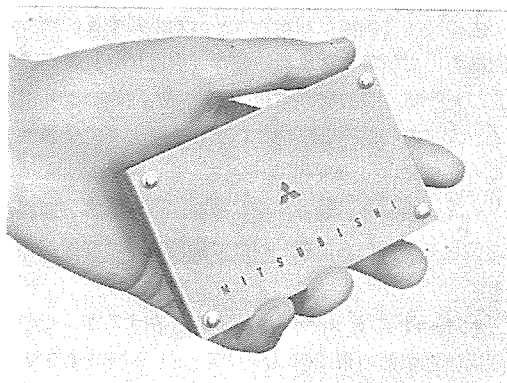


図 4.2 医学用テレメータ PT-210 形送信機

Fig. 4.2 Type PT-210 transmitter for medical telemetering.



図 4.3 医学用 テレメータ PT-210 形受信機
Fig. 4.3 Type PT-210 receiver for medical telemetering.



図 4.4 マラソン 選手の インターバルトレーニング に使用中、背中の クッション 上の小箱が送信機
Fig. 4.4 Transmitter in use by a person under interval training of marason race, a small box on the back is the set.



図 4.5 無拘束のねこの細胞活動電位を測定中
Fig. 4.5 Cell activity potential is under measurement with unrestrained cat.

垂直偏波においてほとんど無指向性のものを得た。そのパターンは図 4.1 に示すように、垂直偏波ではこの種 テレメータに理想的な円形で、しかも水平偏波より 6 dB も強いので、輻射能率よりも無指向性が望まれる場合に適している。

(6) 送信機の寸法重量

以上述べたような方式、回路で、部品も極力小さいものを用いて送信機を構成したので、PT-110 形では

寸法 横幅 104×奥行 27×高さ 68 mm

重量 約 200 g (電池内蔵)

となっており、PT-210 形では電池を外部に出すだけで同じ数値に納まっており、共にマラソン 選手などが携行しても記録上に影

無線 テレメータ・吉田・谷・松山・山内



図 4.6 病室管理に使用中
Fig. 4.6 In use for sick room control.

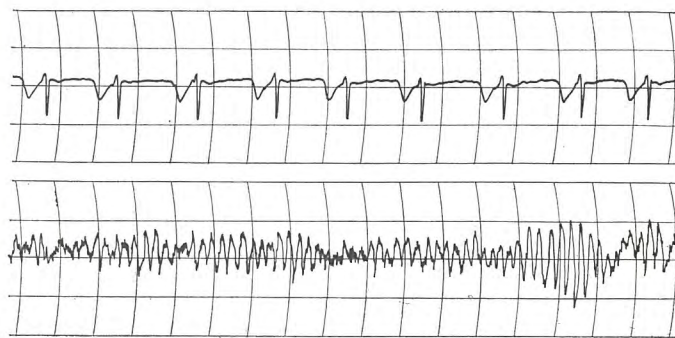


図 4.7 PT-210 形で採録した脳波(上)と心電図(下)の一例
Fig. 4.7 Example of oscillogram of brain waves and electrocardiogram recorded by the type PT-210 unit.



図 4.8 伴走車を用いる従来の走行試験状況
Fig. 4.8 Conventional running test by the use of a car.

響が出ていない。また小ねこに背負わせて、細胞の活動電位をテレメータすることも行なわれている。図 4.2, 4.3 はそれぞれ PT-210 形の送信機と受信機で、図 4.4~4.6 は使用状況の一例である。図 4.7 は PT-210 形によって同時記録した脳波と心電図である。

4.2 車両走行テスト用テレメータ

まえがきでも述べたように、戦闘機やミサイルの開発には、無線テレメータが必要であった。ハイウェイ時代をひかえ、自動車においても、その激しい性能競走の結果、ギリギリの線まで性能アップが行なわれ、軽量化や乗り心地の向上に寸分の差が争われており、性能の優劣を科学的に分析判断するための確実な計測法が求めら

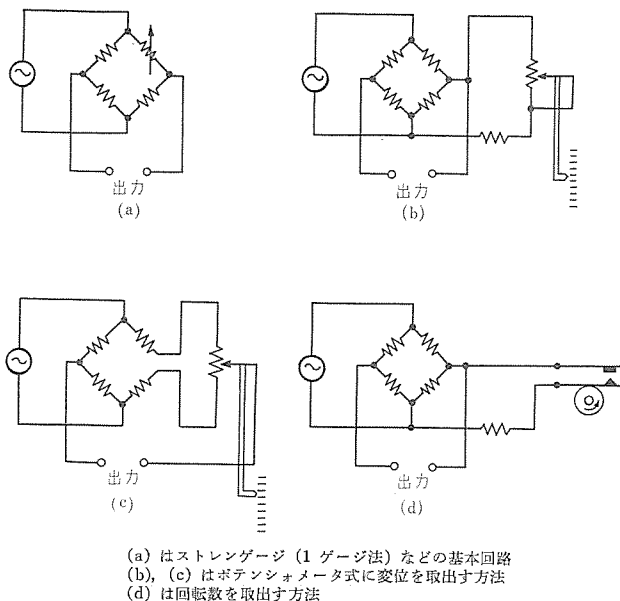


図 4.9 ブリッジの種々の構成
 Fig. 4.9 Various compositions of bridges.

れている。そこで実走行中の車両各部のヒズミ、加速度、変位、エンジン の動作状況などの計測にも無線 テレメータを応用した。

これらの計測には従来車上に オシロ あるいはテープレコーダなど記録装置を積載して行なってきたが、小形車両、とくに単車の場合搭載の余地が少なく、ドライバー 1 人の荷重状況をくずさないためにも記録装置を積載した伴走車を並行して走らせ、被試験車にはトランスジューサのみ取付け、両車間を電線で結び、同一速度で走行してテストをしていた (図 4.8)。しかし、この方法では被試験車任意の操向を行なえず、40km/h 程度以上の高速度では非常な危険を伴うので実施できない状態である。また、車上記録では採録できるデータの総量も限られる。

無線 テレメータを使えば、電線の連結を断ち、自由に任意の高速走行をすることができるよう、記録量が実質上無限大となる。また研究室など条件の良い所に受信機を設置し研究者が多人数で現時観測できること、刻々のデータがわかるので、不審のある場合は直ちにくり返し確認することが可能でデータの信頼性の向上、試験時間、人員の節減など利点が多い。

(1) PT-410 形の場合

PT-410 形は 4 チャンネル の簡易形車両走行テスト用テレメータ装置である。

車両関係の計測では、トランスジューサとして抗抵抗 ストレンゲージが手軽で高精度の方法

のため、従来から多く使われているので、送信機の入力回路はブリッジ回路に対応するものとし、ゲージ電圧を供給する発振器を備えた。圧力、変位とか温度などもすべて機械的のヒズミ量に変換した後に抵抗線 ストレンゲージ でピックアップできるし、変位や回転などはブリッジの一边の抵抗値変化に置き換えればよいので、ブリッジ回路はたいいていの物理的現象を測定できる ことになり 適応性が広い。(図 4.9 参照)。

抵抗線 ストレンゲージ の場合には 1 ゲージ法、2 ゲージ法、4 ゲージ法いずれにも使用することができる。

テレメータ方式はやはり FM-FM で、ブリッジのヒズミを交流電圧の振幅変化として検出し、これを増幅して各チャンネルそれぞれのサブキャリアを周波数変調する。受信機においてはサブキャリアから振幅変化を取り出し、この振幅変化を検波し測定量を電圧出力として得ようになっている。ブリッジの出力を AM とみれば、全体の変調方式は AM-FM-FM の三重変調で、一層対雑音性を向上させ、イグニッションノイズ などからのがれている。

使用距離の関係で、医学用テレメータのように「発射する電波が著しく微弱な無線局」とならないので、周波数割当を受ける必要があり、メインキャリアの周波数許容偏差が無線設備規則によって定められるので、水晶発振器を用いる必要がある。ところが、これは元来周波数安定度の高いものであるため、簡単に大きい周波数偏移を与えることが困難である。この装置では水晶制御発振器と自動発振器の出力を混合する方式を採り、安定化と広い偏移の両方を満足した。

PT-410 形の送信機概略諸元は次のとおりである。

ゲージ電圧および周波数

2 V rms 330 c/s (120 Ω ゲージ)

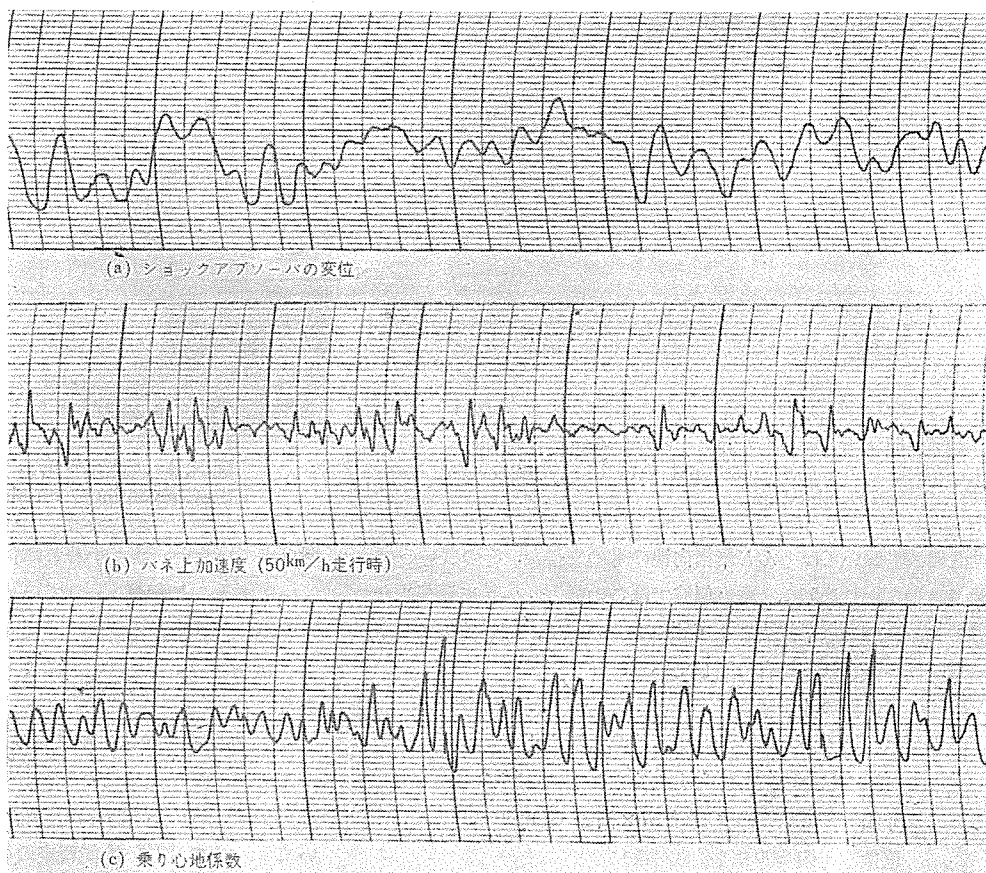


図 4.10 車両走行テスト用テレメータ装置で採録したデータ の一例

Fig. 4.10 Examples of data recorded with telemetering system for vehicle running test.

伝送周波数 レスポンス

各 チャンネル とも 0~100 c/s

サブキャリア 周波数

1 Ch	5.4 kc
2 Ch	7.35 kc
3 Ch	10.5 kc
4 Ch	14.5 kc

サブキャリア 変調感度

ゲージ 電圧 2V のとき 1 ゲージ 法で ゲージ 率 2 の抵抗線 ストレンゲージを使った場合に $\pm 100 \times 10^{-6}$ のヒズミ (ブリッジ 出力 0.1 mV) で $\pm 7.5\%$ の周波数変調がかかる感度を最大として、 ± 300 , $\pm 1,000$, $\pm 3,000 \times 10^{-6}$ の 4 段階に切換え可能。較正回路付。

送信出力および電波形式

郵政省認可の規定周波数にて 定格 0.8 W
形式 F-2 (FM-FM)

電源電圧および電流

直流 12 V, 約 2 A

寸法重量

約 250×170×180 mm
約 5 kg

受信機についての詳細は略するが、複合信号を特性の良い適当なテープレコーダの単一トラックに記録しておけば随時再生して測定量を電圧出力 (Live electrical voltage) として得ることができる。

一例として、単車について測定したパネ上加速度、ショックアブソーバの変位、乗り心地係数の記録データを図 4.10 に示す。

4.3 ロケット用テレメータ

無線テレメータの発達史上、ロケット、とくにミサイルのテレメータを無視することはできない。コーボラル、ナイキ、スパローなどのミサイルは無線テレメータを用いて飛しょう中の性能を計測し多大の効果をあげたので有名であり、これに伴って無線テレメータの技術も格段に進歩した。まえばきにも述べたようにアメリカではミサイル用のテレメータについて標準方式を定めたほどである。ここではわれわれの経験から得たロケット用テレメータの一般的な特質を記し、ご参考に供したい。

(1) 具備条件

ロケット用テレメータとしては次の3項目が他の無線テレメータよりも一層きびしく要求されるので、伝送方式、使用回路、部品などの面からの検討が必要である。

(a) 耐環境性

発射時や飛しょう中の環境条件はきびしく、また飛しょう試験中機体や電子機器に破損事故が生じた場合に原因追求に役立つデータを得るためには、テレメータ送信機は他の機器以上の耐環境性を持つ必要がある。

環境条件の一例としては次のような数字があげられる。

温度	-55~+85°C
衝撃	100 G/6 ms
振動	20~2,000 c/s, 10 G

(b) 高信頼性

ロケットの発射実験にはばく大な費用と人員の投入を要するので、少ない回数で効果を上げるため、信頼性の高いテレメータで、信頼度の高いデータを得なければならない。そのため

無線テレメータ・吉田・谷・松山・山内

にはいかに他の性能がすぐれていても、信頼性のないものは使用していない。

(c) 小形軽量、消費電力軽減

搭載装置が大きく重いと、そのために強力な推進エンジンが必要となり、燃料量も増加するので、ロケットが大形となる。消費電力が多いと電源の寸法が大きい割合を占める。したがってこれらの削減が強く要求されるが、耐環境性、高信頼性と矛盾する要求であるため、ともに満足することは容易でなくこの項目は犠牲にすることもある。

(2) 方式

すでに述べたように IRIG で標準化された FM-FM 方式がアメリカで 90% 以上を占めており、わが国でも大部分がこの方式である。

ロケットの試験のうち、機体の温度、振動、加速度、ヒズミなど、機体に関するテストでは、データの周波数成分が数 kc におよぶものがあるので、周波数分割方式のみによりデータを伝送するが、誘導用電子機器に関する試験など、測定項目が多く周波数成分が低く数 c/s でよい場合には、PAM-FM-FM のような低速時分割方式と周波数分割方式の組合せをよく用いる。

(3) トランスジューサ

ロケット用テレメータにおいても、測定量を電気信号に変換するトランスジューサの問題に送受信機を含めた伝送路の設計技術に比べ未開発の分野が多く、テレメータ系全体の性能のネックになることが多い。

一般に無線テレメータ、とくにロケットのテレメータでは、固定的な目的に使用されるトランスジューサとは具備すべき条件が異なり、次のようなことがあげられる。

- (a) 十分な機械的強度を有し、しかも小形軽量なこと。
- (b) 測定量の急激な変化に追従できること。
- (c) 電源がなるべく小容量で済み、出力が大きく、増幅器など付属部品が不要なこと。
- (d) 種々の雑音を混入せず、混入しても分離可能なこと。
- (e) 安定性があり、較正が容易にできること。

これらの条件を完全に満足するものを作ることは困難なので、実際には、測定対象、測定状態などを考慮し、基礎実験を重ねつつ最適なものを設計している。

試験用テレメータの特長として、各チャンネルに対する伝送信号 (Channel engagement) を固定できず、試験のたびに変わることが多いので、いずれの信号にも対応しやすいように、トランスジューサは電圧出力形に統一し、サブキャリア変調器はマルチプレータなど電圧制御形発振器を使い、電圧入力形に統一している場合が多い。

(4) アンテナ

送信アンテナはロケットの空力特性に影響をおよぼさないものでなければならない。ロケットの機体の大きさにより種々考えられているが、VHF~UHF 帯では機体の全長が 10 m 以下ぐらいのときスパイクアンテナやノーズコーン自身の胴体アンテナを、機体の大きい場合にはスロットアンテナを用いることが多い。このほか、機体長にあまり関係なく用いるものに翼のエッジに付けるノッチアンテナがあり、他のアンテナと異なり機軸方向に放射パターンが出る利点があるが、翼に操舵翼のあるものでは使用できないので使用例は少ない。

受信アンテナは対向する送信機の出力と、ロケットの飛しょう距離によって規模が異なる。300 km ぐらいまでの場合にはヘリカルアンテナを手動追尾で用いることが多い。遠距離の場合にはパラボラな

ど二次反射器を付けたものを自動追尾させている。ロケットの姿勢が変わるために送信アンテナから放射される電波の偏波面が変化する影響を除くため、受信アンテナは円偏波のものを用いるのが普通である。利得は普通ヘリカルアンテナで 10 dB 程度、パラボラ形で 30 dB 程度である。

(5) 送信機

現在用いられているロケット用テレメータ送信機の公約数的な諸元は次のようなものである。

(a) サブキャリア変調器

サブキャリア周波数	IRIG 規格による
変調入力	3~5 V
入力インピーダンス	500 k Ω
周波数安定度	帯域幅の $\pm 0.1\%$ 以下
供給電源	27.5 V DC
寸法 (1 チャンネル分)	110 \times 46 \times 31 mm
重量 (")	280 g

(b) メインキャリア変調器

メインキャリア周波数	215~260 Mc
変調入力	± 150 kc/1.35 V rms
周波数偏移	0~ ± 150 kc
周波数安定度	$\pm 0.01\%$ 以下
出力	2 W
供給電源	A, 6.3 V 1.5 A B, 250 V 100 mA
寸法	152 \times 91 \times 40 mm
重量	約 1 kg

(6) 受信機

受信機の規模も対向する送信機の出力と飛しょう距離により異なる。短距離の場合は普通の通信用受信機と大差ないが、中間周波増幅器の帯域が広いので、雑音に対し考慮をはらっている。

長距離の場合には高周波増幅器にパラメトリック増幅器を用いたりして、雑音指数の改善をはかり、さらに位相同期検波法を用いて帯域幅を圧縮し、出力の S/N を向上することもある。

とくに位相同期検波法はチャンネル数により出力のフィルタ (Loop filter) の帯域幅を可変にできるので、一層出力信号の S/N を向上できるため最近よく用いられるようになった。

5. む す び

以上無線テレメータのうち、医学用、車両テスト用およびロケット用のテレメータにつきその特殊性を述べた。

このほか、特長的なものとしては、シャフトのトルクによるネジレ

や、ファン タワミ など、従来スリッパリングを介して取り出していた回転体中のヒズミ現象を、超小形の送信機を回転体中に取りつけることにより、スリッパリングレスで測定するトルクテレメータなどがあるが、医学用テレメータやトルクテレメータの送信機のように超小形軽量に向かう方向と、他方ロケット用テレメータの受信機が、人工衛星など距離の延長に伴ってたどる高感度化、大形高級化という二つの方向が、無線テレメータの本質から引き出されるようである。

本文においては FM-FM 方式のみについて述べたが、最近メインキャリアの振幅変調技術が進んだため、

- (1) 占有帯域幅が周波数変調のそれに比べて狭いこと
- (2) メインキャリアの周波数安定度が周波数変調に比べ著しく良いこと
- (3) 中間周波増幅器などから発生する直線ヒズミの問題がないこと

などを理由に、メインキャリアだけを振幅変調とする FM-AM (S. S. B.) 方式を提唱する学者も現われている。今後も技術の進展に伴い、無線テレメータとしての最適の方式、最良の回路形式は刻々変化してゆくべきものであり、本文では触れなかったが、PCM 方式、回路のモロクトン化なども当然検討の対象となっていることを付け加えたい。

参 考 文 献

- (1) Myron H. Nichols, Lawrence L. Rauch: Radio Telemetry.
- (2) Perry A. Borden, Wilfrid J. Mayo-Wells: Telemetry Systems.
- (3) 野村: 無線遠隔測定 (現代エレクトロニクス選書)
- (4) 菅原鼎山: FM 無線工学
- (5) 吉田・谷: 医学用テレメータ装置, 医学用テレメータシンポジウム講演論文集 p. 95 (昭 37-4)
- (6) 松田・星・阪本・高木・岩井・松山: 医学用テレメータ, 東芝レビュー 17 No. 2
- (7) 谷・忍足・松山・河村: 医学用テレメータ装置, 昭 36 電学関西支部連大
- (8) 吉田・石井・藤掛・忍足: テレメータリングサブキャリア発振器のトランジスタ化, 「三菱電機」34, No. 8
- (9) 藤掛・谷・忍足: 航空電子機器のトランジスタ化, 航空電子機器研究専門委員会 (昭 35-12)
- (10) 東野・河村: 飛しょう体テレメータ用アンテナ, 電気通信学会アンテナ研究専門委員会 (昭 35-10)
- (11) Statham Instruments Inc.: Introduction to Transducers for Instrumentation.

多回路総合電力測定装置

武田 克己*・佐藤 安俊*

Multi-Circuit Totalized Electric Power Measuring Devices

Fukuyama Works

Katsumi TAKEDA・Yasutoshi SATO

In electric power companies and large electric power consumers, cases arise quite often that the measurement of totalized power of several circuits of more than two becomes necessary for the purpose of rationalize the power demand. The conventional methods, resorting to the torque of watt-hourmeter disk or thermal operation mechanism in totalizing the power, is by no means satisfactory because of poor accuracy, difficulty in manufacture and too large burdens on measuring instrument transformers when the measuring point is remote. To overcome these drawbacks new multi-circuit totalized electric power measuring devices have been developed and introduced herein.

1. ま え が き

電力会社とか大電力需用家においては、2 回路または 2 回路以上の多回路を合計した最大需用電力および電力量を測定することによって、合理的な電力需用の運営が望まれている。従来、これらの用途に用いられているものには、積算計器の円板軸によるトルク合成方式とか熱形機構による熱的合成方式（この場合需用電力の総合だけで電力量の総合はできない）などが用いられているが、これらの方式のものは、

- (1) 高精度のものが望めない。
 - (2) 回路数が多くなると製作困難。
 - (3) 測定地点が離れている場合は、計器用変成器から計器までのケーブルが長くなり PCT の負担が大となる。
- などの問題がある。

これらの問題を解決する無摩擦回転追従装置を使用したパルス合成方式による TZ 形 4 回路総合最大需用精密積算電力計を開発したので、ここに発表し利用を仰ぐ次第である。

2. 特 長

- (1) 各回路を総合した最大需用電力を始め、積算電力量または積算無効電力量の総合を知ることができる。

最大需用電力と積算電力量は発信装置付積算電力計の発信パルスにより、積算無効電力量は発信装置付積算無効電力計の発信パルスにより総合させる。

- (2) 発信器のパルス発信機構が、母体である積算計器に全く影響を与えない。

発信器としては MWS-D 形〔MWS-BD 形（配電盤取付形）〕精密積算電力計（発信装置付）を使用し、積算電力計の回転子にシヤハイ羽根車を付け、トランジスタによる発振回路で特殊なパルス信号を得、これにより受量器を駆動するので付加装置が積算計器に全く悪影響を及ぼさない。積算無効電力量の総合をするときは、RWS-D 形〔RWS-BD 形（配電盤取付形）〕積算無効電力計を使用する。

- (3) 総合回路数が増しても製作が容易である。

受量器は発信器からの特殊なパルス信号によって発信器の回転円板に無摩擦で追従して回転するステップモータの回転角を合成する総合方式であるから、総合回路数が増してもステップモータの数を増

すだけであり、製作が容易である。

- (4) 計測地点が互いに離れている場合にも経済的に実施できる。

パルス合成方式の採用により、計測地点と受量器の間の連絡線はパルスの伝送線であるからトルク合成方式とか熱的合成方式の場合のように計器用変成器回路のケーブルと異なり、線数も少なく簡単で、取扱いも容易である。

このことは計測地点が互いに遠くなるほど、パルス合成方式のほうが経済的となる。

- (5) 変成比の異なる回路の総合も簡単にできる。

受量器に設けた変化歯車の歯数を変更することによって変成比の異なる回路の総合も簡単にできる。この場合、各回路に取付けた発信器はその回路の定格に合ったものをそのまま使用できる。

- (6) 総合回路間の相互干渉が全くない。

パルス合成方式であるから、トルク合成方式に見られるような各回路間の電磁的相互干渉は全くない。

- (7) パルス数が多いので不連続指示誤差が少ない。

受量器はパルス受信による間欠駆動方式であるが、積算計器の回転円板 1 回転につき 6 パルスまたは 12 パルスの多いパルスに追従するので受量計の不連続指示が少ない。（積算計器が全負荷で回転している場合のパルス間隔は 0.42 秒以下であり、30 分時限の場合の 1 パルスの誤差は 0.023 % 以下と僅少であり問題とならない。）

- (8) パルス回路が無接点方式である。

パルス回路はトランジスタを利用した無接点方式であり受量器もステップモータの回転によるから、接点を使用した場合のような故障が生じない。

- (9) 加算総合はもちろん減算または加算および減算の組合せが簡単にできる。

受量器は発信器からのパルス信号によって駆動するステップモータの回転を合成する方式であり、ステップモータは結線の一部を変更することによって正、逆いずれの方向にも回転させることができるので加算、減算またはその組合せが自由にできる。

この場合、接続の変更は発信器と受量器のパルス伝送線の接続相順を変えるだけで簡単に実施できる。

- (10) 各回路の積算電力量を個々に知ることができる。

この方式によるときは、各回路には独立した発信器がそれぞれ取付けられているので総合量はもちろん、各回路個々の積算量を

知ることできる。

(11) 総合電力量に比例したパルス信号が取り出せる。

総合電力量発信用接点が設けてあるので、これによって総合電力量を三菱MZ形印字式記録積算電力計に記録することができる。

(12) 総合誤差が発生しない。

停電事故があってもステップモータが停止してその位置を記憶しており、一方、ステップモータは40 c/sのパルスまで確実に追従（積算計器の負荷に換算して1,700%負荷）するので計量の誤差が発生しない。

(13) 小形である。

小形ステップモータの回転を差動歯車機構で合成するのみであるから、全体としてコンパクトにまとまり小形となる。

3. 構造の概要

このTZ形4回路総合最大需用精密積算電力計は、発信器の回転円板の回転に比例して発信される特殊なパルス信号を受けて、回転円板に追従回転するステップモータからなる無摩擦回転追従装置を使用した積算形機構による総合方式で、総合した最大需用電力を始め積算電力または積算無効電力の総合量を指示、計量するのである。図3.1にTZ-4形4回路総合最大需用精密積算電力計の外観を図3.2にMWS-D形精密積算電力計4個と組合わせて使用する場合の外観を示す。

3.1 発信器（送量器）の構造

MWS-D形（配電盤取付形の場合はMWS-BD形を使用）をそのまま使用する。また積算無効電力量の総合をするときは

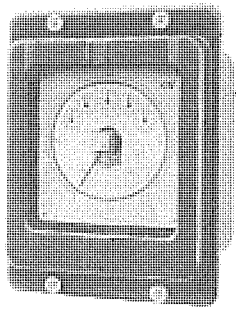


図 3.1 TZ-4 形 4 回路総合最大需用精密積算電力計外観

Fig. 3.1 Exterior view of type TZ-4 four circuit totalizing maximum demand precision watthour meter.

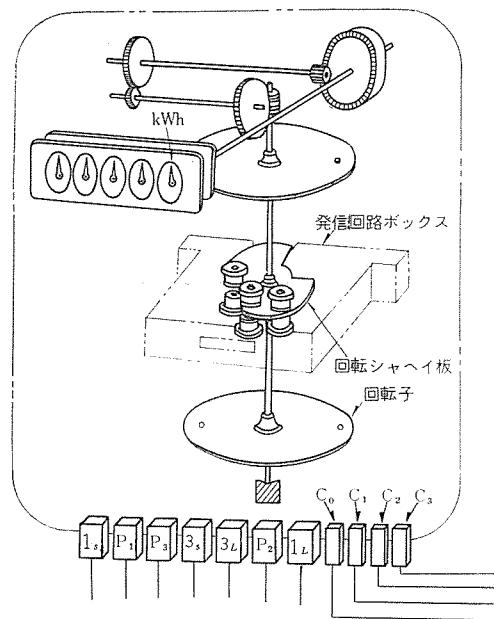


図 3.3 MWS-D 形 精密積算電力計（発信装置付）構造図
Fig. 3.3 Constructional drawing of type MWS-D precision watthour meter (with transmitter).

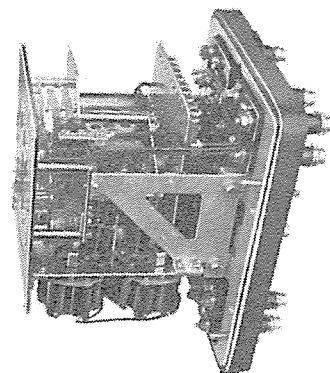


図 3.4 TZ-4 形 4 回路総合最大需用精密積算電力計内部機構図

Fig. 3.4 Interior mechanism of type TZ-4 four circuit totalizing maximum demand precision watthour meter.

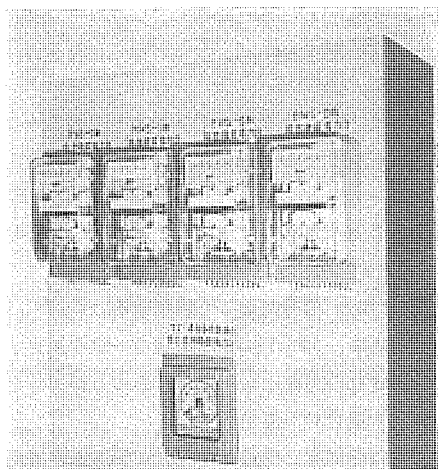


図 3.2 MWS-D 形精密積算電力計 4 個と組合せて使用の TZ 形計器外観

Fig. 3.2 Exterior view of type TZ meter combined with four type MWS-D precision watthour meters in use.

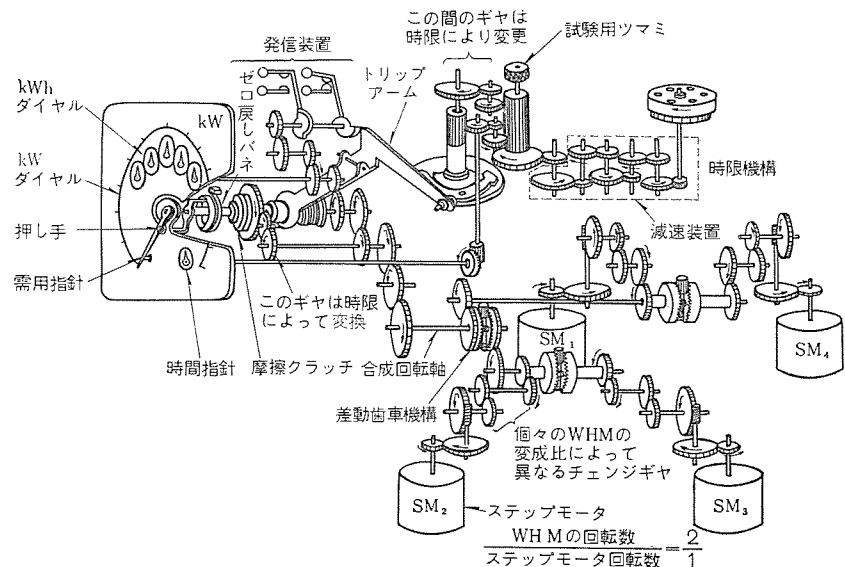


図 3.5 TZ-4 形 4 回路総合最大需用精密積算電力計構造図
Fig. 3.5 Constructional drawing of type TZ-4 four circuit totalizing maximum demand precision watthour meter.

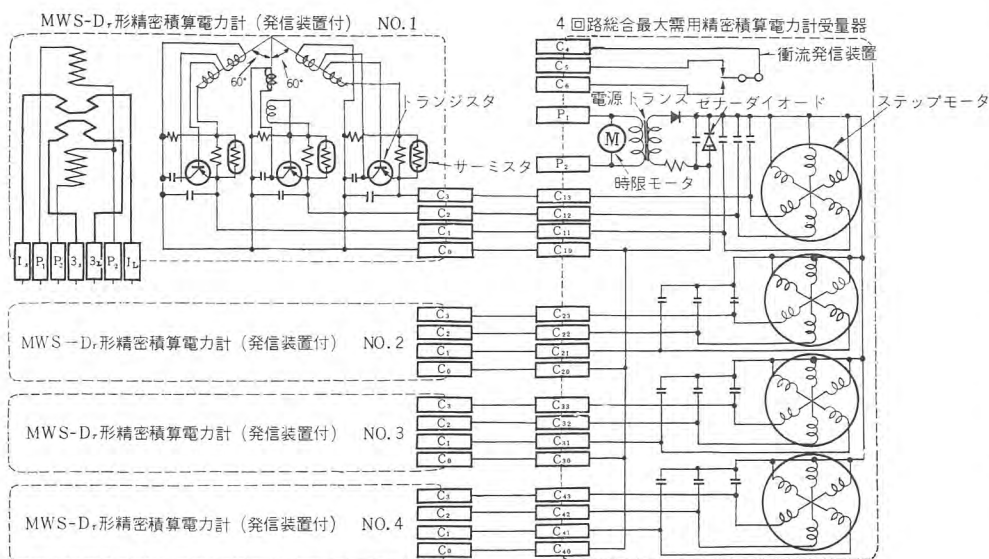


図 3.6 TZ-4 形 4 回路総合最大需用精密積算電力計接続図
Fig. 3.6 Connection diagram of type TZ-4 four circuit totalizing maximum demand precision watthour meter.

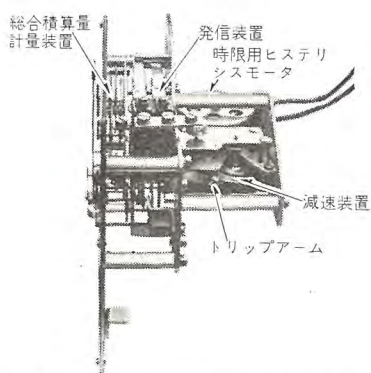


図 3.7 TZ-4 形総合積算量表示部および時限装置部外観
Fig. 3.7 Exterior view of type TZ-4 totalized watthour meter register and time limit device.

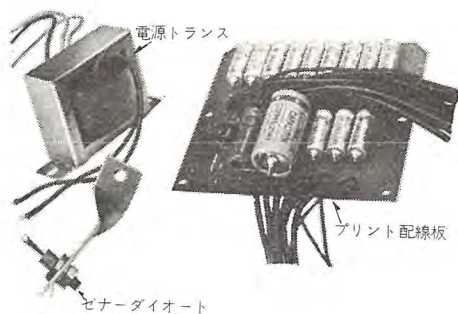


図 3.9 TZ-4 形電源装置部外観
Fig. 3.9 Exterior view of type TZ-4 power supply section.

RWS-D 形 (配電盤取付形の場合は RWS-BD 形を使用) 積算無効電力計 (発信装置付) (三菱 RWS 形積算無効電力計に MWS-D 形に使用している発信装置と同一のものを付加したもの) を使用する。この発信装置部の詳細説明は以前紹介した HK 形最大需用精密積算電力計を参照願いたい。なお図 3.3 にその構造を示す。

3.2 受量器の構造および動作

多回路総合電力測定装置・武田・佐藤

受量器の内部機構の外観を図 3.4 に、構造を図 3.5 に、接続を図 3.6 に示す。図示のように受量器は発信器の回転円板に追従回転する 4 個のステップモータ (SM₁~SM₄) の回転を合成する差動歯車機構、総合積算量を示す表示機構 (kWh ダイヤル部分) 総合需用電力を示す表示機構 (kW ダイヤル部分)、時限モータと減速装置からなる時限装置およびトリップ機構により構成されている。このうち総合需用電力表示の不必要なときは総合需用電力表示機構、時限装置部分、トリップ機構部分は不用となる。

(1) 総合積算量表示部および時限装置部の構造

図 3.7 にこの部分の外観を示す。

総合積算量表示機構、kW ダイヤル部分、時限装置、トリップ機構は HK 形最大需用精密積算電力計と同一の設計をしているので、これを参照願いたい。なお、需用指針のゼロ復帰はカバー表面のゼロ戻し装置により表面から行なえ、ゼロ戻し装置は封印可能な構造としている。

(2) 回転合成部の構造

図 3.8 にこの部分の外観を示す。

図 3.8 TZ-4 形回転合成部外観
Fig. 4.8 Exterior view of rotation combining section.

ステップモータは 6 極のステータと 4 極のロータからなり、ロータはそれぞれの測定回路に取付けられた発信器からのパルス信号を受けて発信器の回転円板の 1/2 の速度で確実に追従回転する。たとえば、ステップモータ SM₂ においてロータの回転は一連のチェンジ歯車を介して、差動歯車機構の一方の太陽歯車であるク라운歯車に伝えられる。ク라운歯車の回転は、これとかみ合う小平歯車で作られた遊星歯車および遊星歯車軸を固定した中心軸に取付けた平歯車を介して、次の差動歯車機構の一方の太陽歯車であるク라운歯車に伝えられる。このク라운歯車の回転は、これとかみ合う小平歯車からなる遊星歯車および遊星歯車軸を固定した中心軸に取付けた平歯車を介して合成回転軸に伝えられる。他のステップモータ SM₁・SM₃・SM₄ の回転も前記ステップモータ SM₂ と同様の回転を行ないそれらの回転の合成が合成回転軸に表われるようになっていく。

(3) 電源装置部

電源装置は電源トランスと整流装置とからなり、整流装置はプリント配線されて器内に内蔵している。また電源電圧変動による誤動作を防ぐため、ゼナダイオードにより定電圧回路を構成させている。図 3.9 にこの部分の外観を示す。

(4) 各部の動作

発信装置付の積算計器からの発信パルスにより各ステップモータが図

3.5の矢印方向にそれぞれ回転すれば、 $SM_1+SM_2+SM_3+SM_4$ の総合回転量が合成回転軸に現われ、この回転はその後一連の平歯車を介して需用指針の押し手に減速して伝えられて、需用指針を押し最大需用電力を表示させるとともに、別の平歯車を介して積算量表示指針(kWhダイヤル)を回転させて積算電力量を計量する。もし1回路は他の回路の合計との差を表示しようとするれば、たとえば SM_4 へ行く伝送線のうち2線を入れ換えれば、 SM_4 が逆転し $SM_1+SM_2+SM_3-SM_4$ の総合回転量が表示される。

積算量表示は表示指針の最末位軸から平歯車を経て連動回転するカムに伝わり接点式の衝流信号発信装置を動作させこれにより総合積算量に比例した衝流信号を発信することができる。

一方、時限装置に取付けた時限用の12極ヒステリシスモータの回転は、減速されてトリップ機構に伝えられ、一定時限ごとに数秒間だけ摩擦クラッチを開いて合成回転軸と押し手間の結合を解き、押し手はゼロ戻しパネのトルクによってゼロ位置に復帰する。この場合、需用指針はつねにスプリングによる摩擦力が加っているの、その位置に停止し押し手により押されたときだけ動作する。

4. 特 性

4.1 発信器の特性

積算電力計から無摩擦で受量器部分を動作させる構造であるから、積算電力計部分の特性は発信装置を付けないMWS形精密積算電力計(準拠規格 JIS C 1212)とまったく同一であり、この計器の特性はすでに紹介されているので省略する。また、積算無効電力量を総合する場合に使用する発信器の特性は同じく無摩擦で動作するので、精密計器なみの特性を持つRWS形積算無効電力計とまったく同一である。

4.2 受量器の特性

発信器からの特殊なパルス信号によって受量器のステップモータが間欠回転運動をするので、原理的には受量器のダイヤルは不連続指示をするが、パルス数が非常に多く9,000パルスまたは18,000パルス/1kWh(これは積算計の回転円板1回転につき6パルスまたは12パルスとなる)としてあるので不連続指示誤差は非常に僅少となり、外部から観察した場合ほとんど連続指示をしているものと見なすことができる。この場合9,000パルス/1kWhまたは18,000パルス/1kWhとしたのは積算計の負荷が20%負荷以上となればステップモータのロータが慣性により振動し、目で針指を見たとき9,000パルス/1kWhのよ

うに見えるからであり、20%負荷以下ならこの振動はなく18,000パルス/1kWhとなるからである。

本品に無摩擦回転追従装置を利用したための誤差因子は上記1ステップの誤差だけであり、あとは確実に追従回転するかどうかにかかっているが、これは以前紹介したHK形最大需用精密積算電力計によって確実性を立証している。

4.3 誤差の限度

誤差は積算電力計(または積算無効電力計)の誤差、読み取り誤差、目盛り誤差、1ステップの誤差および時限による誤差の合計であり、HK形最大需用精密積算電力計と全く同じである。

5. さらに多回路の総合を行なう方式

TZ形多回路総合電力計は差動歯車により機械的に加算しているの、総合する回路数が多くなればなるほど構成が複雑になり大形となって、やはり限度がある。ゆえに10回路20回路まして40回路となればTZ形では無理があり、従来このような場合

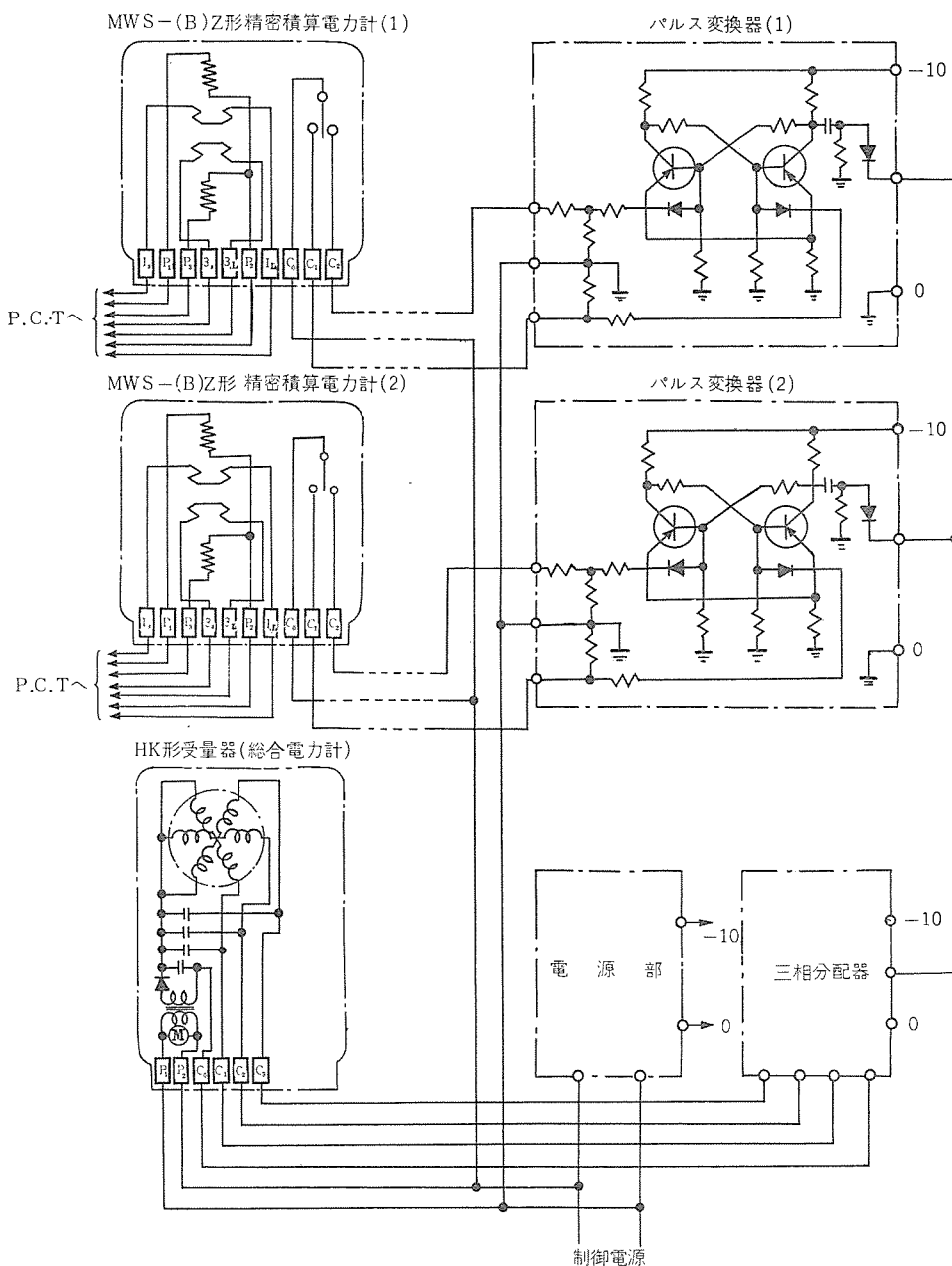


図 5.1 さらに多回路の総合をパルス合成方式で行なう原理図
Fig. 5.1 Principle of performing pulse combination for further totalizing multi-circuit.

には高価な データロガー または コンピュータ にたよるしかなかった。

この問題を解決する多回路総合計器で データロガー とは比較にならないほど安価な総合計器を得るには僅少な誤差（実用上は問題にならない）を許せば、パルス 直接合成方式があげられる。

以下、この方式について述べる。

5.1 パルス直接合成方式の原理

パルス 直接合成方式とは発信装置付（機械的接点の開閉によるもの）積算計器、たとえば MWS-(B) Z 形精密積算電力計〔積算無効電力量の場合は RWS-(B) Z 形積算無効電力計〕の発信 パルスを Flip-Flop 回路に入れて パルス 変換を行ない、これの出力パルス（切換わり時の急しゅんな パルス）を直接 OR 回路で総合して 3 進回路に入れ、これを三相に分配してステップモータ 付の積算計器である HK 形最大需用精密積算電力計または TZ 形多回路総合電力測定装置のステップモータ を回転させ計量するものである。

この原理を図 5.1 に示す。

5.2 パルス直接合成方式の誤差

この方式の誤差は多数の回路から ランダム に急しゅんな パルス が発生するので、この パルス が重なった場合の誤差で必ず誤差は負に出ることになる。また、パルス がちょうど重ならなくても ステップモータ が応答しなくては誤差になり、実際はこの誤差のほうが大きいので、この誤差がどの程度か求めてみる。

ここで最小応答時間を t 秒、パルス 間隔を T 秒、総合する回路数を n 、誤差を ε とすれば、確率的に次式で誤差が求められる。

$$\varepsilon = nC_2\left(\frac{t}{T}\right)^2 + nC_3\left(\frac{t}{T}\right)^3 + nC_4\left(\frac{t}{T}\right)^4 + \dots$$

ここで回路数 n を 20、MWS-Z 形における歯車比の最も小さい最悪の パルス 間隔時間 T を 30 秒、ステップモータ の最小応答時間を $\frac{1}{40}$ 秒（この ステップモータ の応答周波数は 40 c/s）とすれば誤差 ε は

$$\begin{aligned}\varepsilon &= 20C_2\left(\frac{1}{40 \times 30}\right)^2 + 20C_3\left(\frac{1}{40 \times 30}\right)^3 + 20C_4\left(\frac{1}{40 \times 30}\right)^4 + \dots \\ &= 0.000132 + 0.00000066 + \dots \approx 0.00013\end{aligned}$$

と最大 0.013 % で実用的には問題とならない。もし、10 回路の総合であれば最大 0.003 % となる。

もし、30 回路 40 回路となれば直接 パルスを 10 回路ずつぐらゐにまとめ、TZ 形 4 回路総合電力測定装置の各回路素子に入れて TZ 形でさらにまとめるようにすれば誤差を少なくすることができる。

このほかの誤差として停電事故によるものがある。これは停電すると Flip-Flop 回路が記憶を失うため、確率的には 10 回路の総合で 1 回の停電で 5 パルス 以内となる。なお、この計算は発信装置の接点が次の パルス の発生するまでの半分の時間は接触して記憶しているのでこの確率を考え、一方、三相分配器の最悪の状態を考慮したものである。

5.3 パルス直接合成方式の構成および動作

この方式の構成および動作は次のようになっている。図 5.1 を参照されたい。

(1) 積算計器部

積算計器は接点式の発信装置付きのもの、すなわち MWS-(B) Z 形精密積算電力計〔積算無効電力の場合は RWS-(B) Z 形積算無効電力計〕を使用する。

(2) パルス 変換器部

積算計器部の交互に切換わって接触する接点機構の信号により、制御電源が切換えられ抵抗で分圧されたのち整流されて Flip-Flop 回路のトランジスタのベースに交互に与えられ、積算計器の回転に正しく比例して Flip-Flop 回路が切換わり積算量に比例したパルス が送り出される。この切換わり時の急しゅんなパルス を合成する。

(3) OR 回路部

少数の場合は整流器により図 5.1 のように、直接集めて三相分配器に送ればよい。回路数が多くなれば安定度を増すため、トランジスタによる OR 回路で 2 段 3 段と集めればよい。

(4) 三相分配器部

本誌で紹介の「水晶時計付積算計器」に使用する三相分配器（ただし 3 進回路以降のみ）を、そのまま流用すればよい。ゆえに、この項を参照願って構成動作の説明は省略する。

(5) 受量器部

総合回路数が少ないときは歯車比およびステップモータ の巻線の変更を行なった HK 形最大需用精密積算計を、総合回路数が多いときは同じ変更を行なった TZ 形多回路総合電力計を使用すればよい。これら計器の構成および動作については、すでに発表済みであるので省略する。

(6) 電源部

制御電源である交流入力を変換する整流装置である。

以上は、さらに多数の総合を行なう方式であるが、構成および動作より明かなように加算のみしか行なえない。減算が混合する場合には TZ 形の受量器を使用し、減算のみ集めて TZ 形で減算を行なえばよい。

もし、パルスの重なりによる誤差、停電による誤差をも防ぐためにはスキャナ で パルスを切換え、電源周波数を変換したクロックパルス により操作すればよいが、この方式については研究中である。

6. む す び

以上述べたように多回路の積算電力量を総合する場合に、パルス 合成方式を利用すると各機器がブロック別に製作でき、それぞれをパルス 伝送線で結ぶだけであるから製作上、運営上非常に有利となる。また、これらの機器相互間の種々の組合せによる各種の計測が可能であるから応用面が広い。なお、この案のような無摩擦回転追従装置を利用した パルス 総合方式を採用すると非常に精密な総合が得られることは、単に積算電力量の総合のみに限らず、その他の積算量の総合に利用できるものである。

参 考 文 献

- (1) 武田・林・相田：HK 形最大需用精密積算電力計、「三菱電機」35, No. 11, p. 72 (昭 36)

データ処理装置 (3 報)

— 冷間圧延工程への適用 —

松元 雄蔵*・竜田 直紀**・松岡 宣雄**

Data Processing System (Part 3)

— Application to the Cold Strip Mills —

Electronics Works
Kamakura Works

Yūzō MATSUMOTO
Naonori TATSUTA・Nobuo MATSUOKA

With the advance of automation technique, productive speed has increased remarkably in a wide variety of productive industries and the outturn has enlarged a great deal. This trend inevitably requires the collection of manifold data for the execution of production control. A data processing system is, these, now counted on indispensable means in successful industries. The one introduced herein is MELDAP-5211 applied to a 6-stand tandem cold strip mill in the Yawata Iron & Steel Co. Ltd. Tobata Plant. In this system the tape is utilized effectively so as to impart flexibility to the machine from the relation with the operation of high speed rolling mill. The principal part is divided into four major groups, each being controlled independently. The unit as a whole operates to accomplish very efficient data processing.

1. ま え が き

近年オートメーション技術の進展に伴って各種生産設備の高効率、高速度運転が可能となり、その生産速度の向上はめざましいものがあるが、一方、このように高速度で大量の生産が行なわれると、その生産管理に必要な各種データの採集、整理に要する労力は多大なものとなり、さらに進んでは、その生産速度に追従して所要のデータを正確に収集することさえ次第に困難になってくる。このため、生産管理部門とその遂行部門との情報交換は円滑を欠き、ひいては生産管理面にも支障をきたして、せっかくの高効率生産設備も、その稼働率を低下させねばならないような事態をひき起こすようになる。

データ処理装置は各種の応用面を持っているが、このような場合には、もはや必要不可欠な設備となり、その機能を有効に活用することが、管理の合理化、生産性の向上に直接的な効果を与えることになる。

当社では MELDAP シリーズと称して、各種の目的・用途に応じたデータ処理装置を製作しており、すでにその一部は本誌などに紹介している⁽¹⁾⁽²⁾⁽³⁾が、本文では、現在わが国において規模、速度ともに最高と思われる八幡製鉄戸畑製造所の 6 スタンド冷間圧延設備に対して、生産能力の向上、工程管理、品質管理などの目的で設置された MELDAP-5211 について、その概要を紹介する。

なお、この種のデータ処理装置の導入による効果は、データの採集・整理に要した人件費の節減のみでも多大なものがあり、さらにその生産速度の増大に伴う時間的制約から、従来の人手にたよるデータの収集方法では、その速度と正確さにおいて不十分になる点をも考慮すれば、経済的にはもちろんのこと、運転上にも不可欠なものであることは明らかであろう。

2.1 のとおりであり、最終段ワークロールおよびビリーロールにパルス発信器を取付けてコイル長の検出を行ない、板厚に関する情報は X 線ゲージからクラシファイヤを経由して受けとる。圧延する鋼板に関する各種コンスタントデータは、入側操作盤から押しボタンによって与えられ、また厚板に関する不良状況は第 1 スタンド入側操作盤に設けられた押しボタンから与えられる。圧延中の各種不良状況は第 6 スタンド出側操作盤に設けられた押しボタンにより与えられる。さらに圧延の開始、終了の信号は、第 5 スタンドと第 6 スタンドの負荷（ロードセルにより検出）と、第 6 スタンドの回転によって与えられる。

データ処理装置はこれらの信号を受けてデータを処理するわけであるが、その処理過程においていったんテープに出力し、これをプリンタへのバッファメモリとして使用するとともに、結果をテープとしても保存しうようになっている。

この装置は図 2.1 に示すように、次の機器から構成される。

- (1) MELDAP-5211 データ処理装置本体
- (2) 電源装置
- (3) 操作卓（テープパンチ、テープリード、プリンタ、操作盤などを有

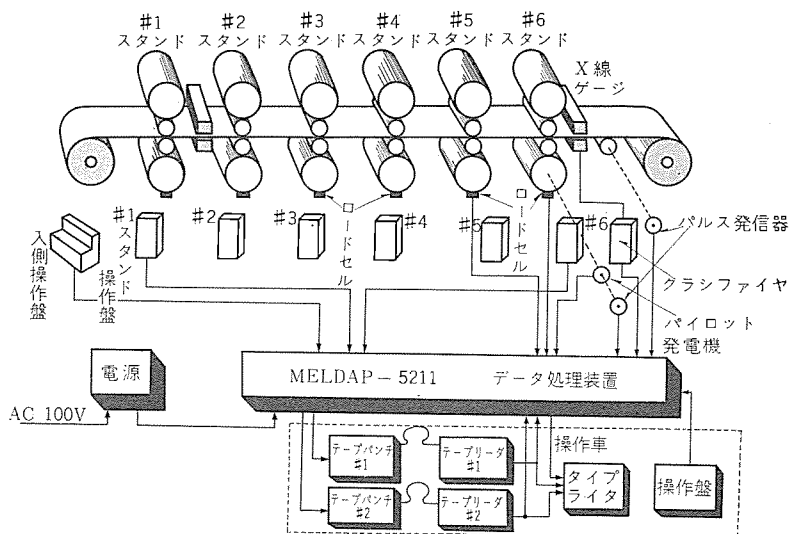


図 2.1 データ処理装置 MELDAP-5211 の冷間圧延設備への適用図
Fig. 2.1 Application of MELDAP-5211 for data processing to 6 stand tandem cold strip mill.

2. 構 成

この装置と圧延機との関係を略図により示せば図

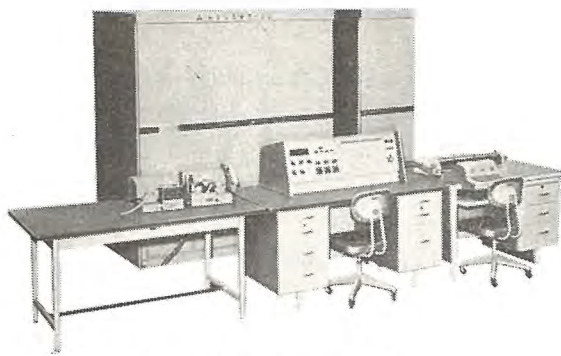


図 2.2 MELDAP-5211 の全景

Fig. 2.2 MELDAP-5211 for data processing in tandem cold strip mill.

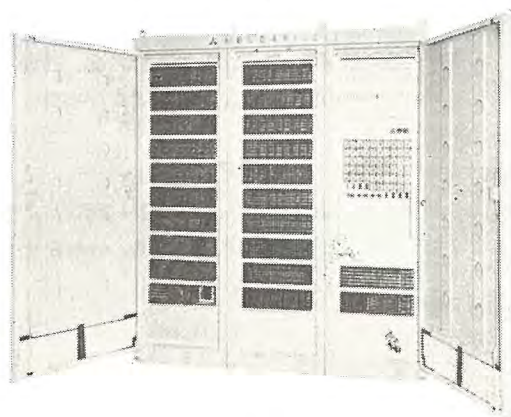


図 2.3 本体

Fig. 2.3 MELDAP-5211 main unit.

する。

- (4) 各種操作用押しボタン類
 - (a) 入側操作盤
 - (b) 第1スタンド操作盤
 - (c) 第6スタンド操作盤
 - (d) ロガー室操作盤
- (5) パルス発信器

図 2.2 は本体、電源装置、操作卓などのこの装置の主要部を示す写真である。

本体は図 2.3 に示すように各種論理回路を収容したもので、その主体をなすものは MELDAP カード⁽¹⁾であるが、このほかに入出力用リレー、点検保守などに使用する操作用スイッチ、押しボタン類および表示器類も実装されている(図 2.4 参照)。本体内部回路を機能別ブロックによって示せば大略図 2.5 のとおりで、点線で囲まれたブロックごとに独立に制御され、それぞれ並列動作が可能である。すなわち、入側操作盤において設定された圧延する鉄板に関する各種のコンスタントデータ(注文番号とか品種など)は、他の動作とはまったく無関係にテープパンチ #1 によってテープにさん孔記憶させることができる。また第1スタンドおよび第6スタンドの各操作盤からは、鉄板の圧延中にその状況を監視して不良状況を見出すれば、それに応じた押しボタンを押すことにより、その情報を圧延状況記憶回路に記憶させることができる。さらに圧延中には、圧延ロールに連動して回転するパルス発信器と、板厚を監視する X 線ゲージの信号とにより、自動計測回路においてコイルの長さ(全長、オフゲージ)、速度を計測し、圧延が終了すれば演算回路によって全長に対するオフゲージの百分率を計算したり、

データ処理装置(3報)—冷間圧延工程への適用—・松元・竜田・松岡

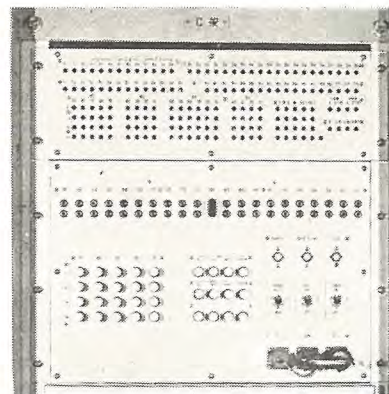


図 2.4 MELDAP-5211 表示、操作部

Fig. 2.4 Maintenance panel of MELDAP-5211.

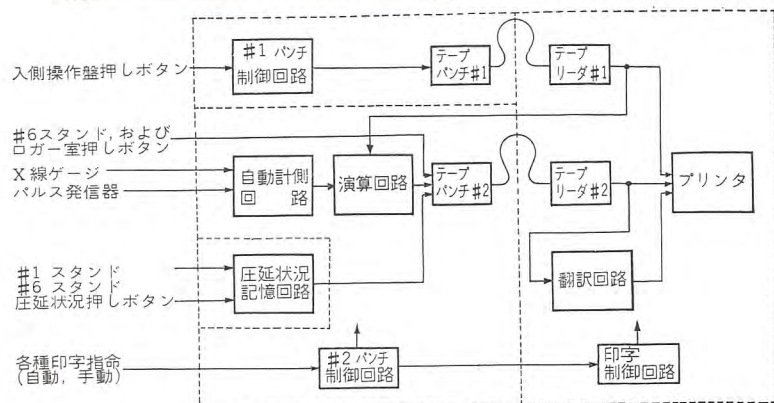


図 2.5 MELDAP-5211 の機能ブロック線図

Fig. 2.5 Functional block diagram of MELDAP-5211.

圧延開始、終了の時刻、および作業、休止の時間などを求めたりすることができ、印字指令が自動または手動で与えられると、これらのデータをすみやかにテープパンチ #2 によって、テープにさん孔記憶させる。一方、この印字指令は印字制御回路にも与えられて、テープリーダー #1、テープリーダー #2、およびプリンタを起動しテープにある各種データをほかと独立して順次印字していく。



図 2.6 パルス発信器
Fig. 2.6 Pulse generator.

次に電源装置は MELDAP-5211 に必要

なすべての種類の電源を各部に供給する部分であり、停電時にも必要最低限のデータを保存しうよう、要部は無停電給電を行なうため、常時充電されているアルカリ電池を内蔵している。

操作卓にはテープパンチおよびテープリーダー各2台、作業用タイプライタ2台(1台は MELDAP-5211 により駆動されて自動作表を行ない、他の1台は手動により特殊事項を記録するための独立の電動タイプライタである。)およびこの装置全体の電源の接断、デジタル時計の表示と時刻修正スイッチ、その他の各種押しボタンなどを有する操作盤が設置されている。

さらに圧延機操作盤側には後に詳記するような各種の押しボタンが設けられている。

パルス発信器は第6スタンドのワークロールおよびビリーロールに図 2.6 に示すものがそれぞれ1台ずつ取付けてあり、圧延する鉄板の長さの検出に使用される。このパルス発信器は両者とも同一仕様のもので、1回転当たり 200 パルスを発信することができる。

3. 特 長

データ処理装置はオンラインで動作することが不可欠の命題であるから、機器に要求される第1の問題は高度の信頼性である。こ

のため機器の設計上、次のような点がとくに考慮されている。

(1) 構成要素としては、その動作がきわめて安定で、動作マージンの非常に大きい抵抗 トランジスタ NOR を採用し、しかもその回路素子には MIL 規格合格品または相当品を採用し、また当社の航空用電子機器などにおける豊富な経験をもとにして悪条件下での信頼度の確認を行ない、さらに製造技術面でも細部にわたって、新技術の開発実用化をはかった。

この構成要素は MELDAP カード⁽¹⁾と呼ばれ、データ処理装置をはじめ各種のデジタル制御機器に多数実用され、そのすぐれた信頼性を実証しているものである。

(2) 冷間圧延機の動作はきわめて高速であり、そのうえ圧延はほとんど休みなしに行なわれるから、データの処理および装置からのデータの出力は高速を要するので、直接プリンタにより印字することはやめ、いったん紙テープにデータを出力し、このテープをオフラインでプリンタにより作表させる方法を採用した。ここで作表がオフラインであるというのは、印字動作が直接、圧延動作と時間的に並行しなくても支障がないという意味であって、データがさん孔されたテープを別の指令によって印字させるという意味ではない。この場合にも印字の指令は圧延側から直接、プリンタへも伝えられるようになっている。

(3) オンラインでのデータの出力をテープとしたため、データの出力に要する時間が短く、(プリントアウトする場合の数分の一以下である。) また一般に最も弱いといわれるプリンタを介さず、もっと機構が簡単で信頼度の高いテープさん孔器で出力しうるので、総合的な信頼度が向上する。

(4) また、プリンタが故障の場合にも、データはテープに保存されているので、タイプライタの故障のために所要のデータが得られなくなるおそれがない。

(5) 前節においても図 2.2 に示したように、動作様式の異なる各部をそれぞれ分離して独立制御としデータ処理の能率化と回路の簡易化をはかった。

(6) 圧延状況のデータは項目数も多く、管理上も重要なものであるが、これをその項目名称のまま作表させることはかなり面倒なことである。この装置ではこの問題を巧みに解決し、作表時には文章にして印字するようになっている。(記号とか、番号による作表ではなく、機器内部で翻訳して直接内容を印字する。)

(7) コイル長の測定においては、パルス発振器を取付けてあるロールの摩耗を補正する回路を有し、またオフゲージが短い

長さで何回も発生した場合にも正確にその長さを求められるよう特別の考慮がなされている。

(8) 圧延を行なうコイルに関するコンスタントデータは、圧延動作とは無関係に何本分でも装置側でテープの形に記憶させておくことができる。また、いったんコンスタントデータをテープに入れた後も、必要に応じて、このコンスタントデータを圧延機側から簡単な押しボタン操作で除去することができる。

(9) 圧延中の停電に際しても必要最小限度のデータ(コイル長とか、時刻データ、運転・休止時間、圧延状況など)は保存されるよう、小容量の電池による要部の無停電化が行なわれており、このために M-M-G セットなどを必要としない。

4. 機 能

4.1 作表項目

この装置による作表項目は表 4.1 に示すとおりである。同表には各項目の印字ケタ数、入力の種類による分類および印字指令による分類もあわせて示してある。

4.2 作表様式

作表の様式は表 4.2 に示すとおりであり、表 4.1 に示したように印字指令によって作表する項目が相違する。また、この表で

表 4.1 作表項目一覧表

作 表 項 目	ケタ数	入 力 に よ る 分 類				自 動 計 測 項 目	印 字 指 令 に よ る 分 類				
		入 機 操 作 盤	手 動 設 定	手 動 設 定	ロ ガ ー 室		手 動 指 令	手 動 指 令	手 動 指 令	手 動 指 令	手 動 指 令
圧 延 順 序	3	○					A	B	小 計	スタート	ストップ
注 文 番 号	6	○					○				○
品 種	4	○					○				○
コイル番号	2	○					○				○
規 格 番 号	4	○					○				○
子 番 号	2	○					○				○
分 割	1			○	○		○	○			○
巻 数	1	○					○				○
成 品 厚 寸 法	4	○					○				○
原 板 厚 寸 法	4	○					○				○
検 定 基 準	2	○					○				○
工 程 区 分	2	○					○				○
投 入 工 程	1	○					○				○
次 工 程	3	○					○				○
圧 延 油	1	○					○				○
ロ ー ル 条 件	2	○					○				○
ゲージコントロール	2	○					○				○
月	2	○					○				○
日	2	○					○				○
組	1	○					○				○
前 品 種	3										作表後直接記入する
酸 洗 重 量	6	○					○	○			作表後直接記入する
冷 延 重 量	5										作表後直接記入する
時 刻	4						○	○			○
開 始	4						○				○
時 間	3						○		○		○
作 業 時 間	3						○		○		○
休 止 時 間	3						○		○		○
原 因	2			○			○	○		○	○
停 止 回 数	2						○	○			○
ロ ー ル 組 換	2			○			○		○		○
組 換 ス タ ン ド	6			○			○	○		○	○
ロ ー ル 手 入	2			○			○		○		○
手 入 ス タ ン ド	6			○			○		○		○
原 因	2			○			○				○
板 破 損 場 所	2			○			○				○
X 線 検 査	3			○			○				○
ゲージセ ッ ト 値	4			○			○				○
ト リ ー グ 電 圧	4						○		○		○
オ ー バ ー サ イ ズ 1	4						○		○		○
オ ー バ ー サ イ ズ 2	4						○		○		○
ア ン ダ サ イ ズ 1	4						○		○		○
ア ン ダ サ イ ズ 2	4						○		○		○
全 長	5						○		○		○
オ フ ギ ー ジ 生 成	4						○		○		○
オ ー バ ー サ イ ズ 1	4						○		○		○
オ ー バ ー サ イ ズ 2	4						○		○		○
ア ン ダ サ イ ズ 1	4						○		○		○
ア ン ダ サ イ ズ 2	4						○		○		○
計	4						○		○		○
オ フ ギ ー ジ 大	1						○				○
圧 延 速 度	4						○				○
表 面 点 検	1			○							○
圧 延 状 況	150		○	○			○				○

工程区分	
------	--

データ処理装置 (3報) —冷間圧延工程への適用—, 松元・竜田・松岡

(1427) 39

表 4.3 押し ボタン 一覧表

場所	入 側 操 作 盤													ロ ガ ー 室												No.6 スタンド 操 作 盤																																																																																																																																																																																																																																																																																																																																																																																																																																																																																																																																																																																																																																																																																																																																																																																																																																																																																																																																																																																																																																																																																																																																																											
	項 目	圧 延 順 序	注 文 番 号	品 種	コイル番号		巻 数	成 品 寸 法		原 板 厚 寸 法	検 定 厚 寸 法	工 程 区 分		圧 延 条 件	酸 洗 月 日	酸 洗 重 量	分 割	体 止 原 因	ロール組換		ロール手入		板破断	分 割	X線ゲージ	表 面 点 検																																																																																																																																																																																																																																																																																																																																																																																																																																																																																																																																																																																																																																																																																																																																																																																																																																																																																																																																																																																																																																																																																																																																																											
					規 子 月 番 号	号 号		厚 寸 法	幅 寸 法			別 程 工 程	圧 ロ ー 工 程						組 換 ス タ ン ド	原 手 入 ス タ ン ド	原 場 所	補 正 値					セ ッ ト 値																																																																																																																																																																																																																																																																																																																																																																																																																																																																																																																																																																																																																																																																																																																																																																																																																																																																																																																																																																																																																																																																																																																																																										
																												因	因	因	因	因	因	因	因	因	因	因	因	因	因	因	因	因	因	因	因	因	因	因	因	因	因	因	因	因	因	因	因	因	因	因	因	因	因	因	因	因	因	因	因	因	因	因	因	因	因	因	因	因	因	因	因	因	因	因	因	因	因	因	因	因	因	因	因	因	因	因	因	因	因	因	因	因	因	因	因	因	因	因	因	因	因	因	因	因	因	因	因	因	因	因	因	因	因	因	因	因	因	因	因	因	因	因	因	因	因	因	因	因	因	因	因	因	因	因	因	因	因	因	因	因	因	因	因	因	因	因	因	因	因	因	因	因	因	因	因	因	因	因	因	因	因	因	因	因	因	因	因	因	因	因	因	因	因	因	因	因	因	因	因	因	因	因	因	因	因	因	因	因	因	因	因	因	因	因	因	因	因	因	因	因	因	因	因	因	因	因	因	因	因	因	因	因	因	因	因	因	因	因	因	因	因	因	因	因	因	因	因	因	因	因	因	因	因	因	因	因	因	因	因	因	因	因	因	因	因	因	因	因	因	因	因	因	因	因	因	因	因	因	因	因	因	因	因	因	因	因	因	因	因	因	因	因	因	因	因	因	因	因	因	因	因	因	因	因	因	因	因	因	因	因	因	因	因	因	因	因	因	因	因	因	因	因	因	因	因	因	因	因	因	因	因	因	因	因	因	因	因	因	因	因	因	因	因	因	因	因	因	因	因	因	因	因	因	因	因	因	因	因	因	因	因	因	因	因	因	因	因	因	因	因	因	因	因	因	因	因	因	因	因	因	因	因	因	因	因	因	因	因	因	因	因	因	因	因	因	因	因	因	因	因	因	因	因	因	因	因	因	因	因	因	因	因	因	因	因	因	因	因	因	因	因	因	因	因	因	因	因	因	因	因	因	因	因	因	因	因	因	因	因	因	因	因	因	因	因	因	因	因	因	因	因	因	因	因	因	因	因	因	因	因	因	因	因	因	因	因	因	因	因	因	因	因	因	因	因	因	因	因	因	因	因	因	因	因	因	因	因	因	因	因	因	因	因	因	因	因	因	因	因	因	因	因	因	因	因	因	因	因	因	因	因	因	因	因	因	因	因	因	因	因	因	因	因	因	因	因	因	因	因	因	因	因	因	因	因	因	因	因	因	因	因	因	因	因	因	因	因	因	因	因	因	因	因	因	因	因	因	因	因	因	因	因	因	因	因	因	因	因	因	因	因	因	因	因	因	因	因	因	因	因	因	因	因	因	因	因	因	因	因	因	因	因	因	因	因	因	因	因	因	因	因	因	因	因	因	因	因	因	因	因	因	因	因	因	因	因	因	因	因	因	因	因	因	因	因	因	因	因	因	因	因	因	因	因	因	因	因	因	因	因	因	因	因	因	因	因	因	因	因	因	因	因	因	因	因	因	因	因	因	因	因	因	因	因	因	因	因	因	因	因	因	因	因	因	因	因	因	因	因	因	因	因	因	因	因	因	因	因	因	因	因	因	因	因	因	因	因	因	因	因	因	因	因	因	因	因	因	因	因	因	因	因	因	因	因	因	因	因	因	因	因	因	因	因	因	因	因	因	因	因	因	因	因	因	因	因	因	因	因	因	因	因	因	因	因	因	因	因	因	因	因	因	因	因	因	因	因	因	因	因	因	因	因	因	因	因	因	因	因	因	因	因	因	因	因	因	因	因	因	因	因	因	因	因	因	因	因	因	因	因	因	因	因	因	因	因	因	因	因	因	因	因	因	因	因	因	因	因	因	因	因	因	因	因	因	因	因	因	因	因	因	因	因	因	因	因	因	因	因	因	因	因	因	因	因	因	因	因	因	因	因	因	因	因	因	因	因	因	因	因	因	因	因	因	因	因	因	因	因	因	因	因	因	因	因	因	因	因	因	因	因	因	因	因	因	因	因	因	因	因	因	因	因	因	因	因	因	因	因	因	因	因	因	因	因	因	因	因	因	因	因	因	因	因	因	因	因	因	因	因	因	因	因	因	因	因	因	因	因	因	因	因	因	因	因	因	因	因	因	因	因	因	因	因	因	因	因	因	因	因	因	因	因	因	因	因	因	因	因	因	因	因	因	因	因	因	因	因	因	因	因	因	因	因	因	因	因	因	因	因	因	因	因	因	因	因	因	因	因	因	因	因	因	因	因	因	因	因	因	因	因	因	因	因	因	因	因	因	因	因	因	因	因	因	因	因	因	因	因	因	因	因	因	因	因	因	因	因	因	因	因	因	因	因	因	因	因	因	因	因	因	因	因	因	因	因	因	因	因	因	因	因	因	因	因	因	因	因	因	因	因	因	因	因	因	因	因	因	因	因	因	因	因	因	因	因	因	因	因	因	因	因	因	因	因	因	因	因	因	因	因	因	因	因	因	因	因	因	因	因	因	因	因	因	因	因	因	因	因	因	因	因	因	因	因	因	因	因	因	因	因	因	因	因	因	因	因	因	因	因	因	因	因	因	因	因	因	因	因	因	因	因	因	因	因	因	因	因	因	因	因	因	因	因	因	因	因	因	因

表 4.4 No. 1 スタンド入側操作盤に設置の圧延状況
押しボタン一覧表

押しボタン	印字内容
へげ スケール パイプ 原板きず	sd. scab; sd. scale; sd. pipe; sd. M-def.;
耳割れ 耳曲がり 耳折れ込み	sd. E. break; sd. E. bend; sd. E. lap;
酸洗クリップ サイドトリマくず 酸洗不足 過酸洗	sd. clip; sd. E. trim. rag; sd. under pl.; sd. over pl.;
熔接不良 熔接きず その他のきず	sd. bad wd. ; sd. def. at wd. ; sd. other.;

表 4.5 No. 6 スタンド出側操作盤に設置の圧延状況
押しボタン一覧表

押しボタン	印字内容
耳波 中ふくれ 糸延 ポケット	E. wave ; C buckle; built up; pocket wave ;
ゲージハンチング 頭尾厚み差大 原板ゲージバラツキ 原板厚手 原板薄手 バーム油濃度変動	G. hunting; G. diff. T & B; M-G. fluct. ; M-heavier G. ; M-lighter G. ; palm fluct. ;
水切不良 圧延異常	bad wiping; roll chatter.;
低速圧延 一時減速 通板不調 圧延不調 休止後1本目	low speed; slow down; bad thread; bad rolling; lat coil a.r.;
WS 中央 DS	W.S C D.S
頭 中 しり 溶接部	T Mid B Wd

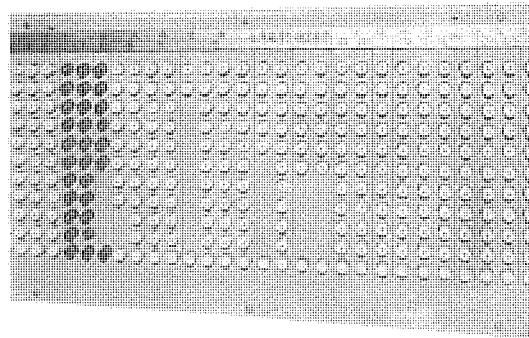


図 4.1 入側操作盤押しボタンの一部

Fig. 4.1 Push buttons for constant data input at master control station.

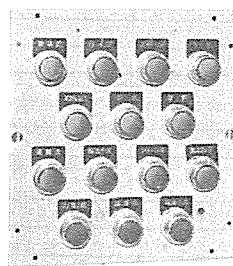


図 4.2 第 1 スタンド 操作盤
押しボタン
Fig. 4.2 Push buttons for
inspection faults data
input at No. 1 stand.

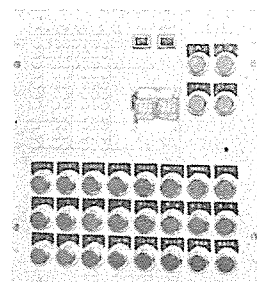


図 4.3 第 6 スタンド 操作盤
押しボタン
Fig. 4.3 Push buttons for
inspection faults and other
data input at No. 6 stand.

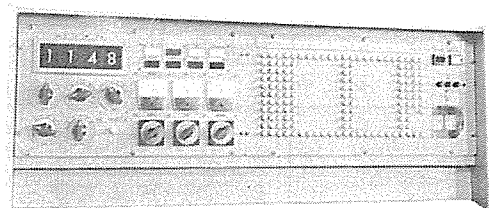


図 4.4 ロガー 室操作盤
Fig. 4.4 Control desk of MELDAP-5211.

にたくわえさせることができ、印字に際しては第 1 スタンド 操作盤から設定された項目と同様、内部にたくわえられているデータを、装置に送り込まれた時間的順序に従って印字する。図 4.3 は第 6 スタンド 操作盤の押しボタンである。

(4) ロガー 室操作盤

ロッガー室操作盤には表 4.3 に示すような押しボタンが設けられている。図 4.4 はこの操作盤で、右半分が数値設定用押しボタンで

ある。なお、この左半分には、内蔵 デジタル 時計の時計表示器、時刻修正用設定スイッチ、電源スイッチ、電源表示灯、電圧、電流計などが取付けられている。

4.4 自動計測

自動計測を行なう項目は表 4.1 に示すとおり、コイル 長、オフゲージ 発生率、圧延速度、時刻および時間、ならびに停止回数である。

(1) 入 力

自動計測に必要な外部から受け取る信号は次のとおり。

- (a) X 線 ゲージ 付属 クラシファイヤ から、オーパサイズ、アンダサイズ 各 2 種
- (b) ロードセル、パイロット 発電機 から、圧延開始および終了
- (c) パルス発信器から コイル の単位長に相当する パルス
- (d) 各スタンド操作盤の非常停止押しボタンの操作回数を計数するため、総合監視盤の非常停止 リレー の接点から、その開閉 信号

(2) コイル 長の測定

コイル 長はパルス 発信器からのパルスを、X 線 ゲージからの信号で制御された5組の カウンタ で計数することにより測定する。なお、パルス 発信器を取付けてある ロール の摩耗を考慮して、このための補正回路が各 カウンタ ごとに設けられている。この補正回路は一種のプリセットカウンタで、ロール 径に応じて、そのカウンタの容量をプリセットして使用するもので、パルス 発信器からは、コイル 長の約 1 cm ごとにパルスを発生させ、このパルスをプリセットカウンタに加えて、そのオーバ・フロー・パルスをコイル 長測定用 カウンタ で計数する

ようになっている。ロール 径の補正は 1% ステップに最大 20% まで可能である。したがって、短い オフゲージ 個所も誤りなく集計することができる。

また、上記計数結果をもとにして、演算回路によって オフゲージ 発生率を算出する。さらに、オフゲージ の合計 パーセンテージ があらかじめ設定された値よりも大きい場合にはそのむね印字することができ、このための オフゲージ 限界値は 2~5% の間を 0.5% ステップに設定可能である。

(3) 圧延速度の測定

圧延速度はパルス 発信器からのパルスを、適当な時間(約 0.6 秒)ゲートを開いて計数することにより求める。この測定は繰返し行ない最高速度を求めるようにしてある。

なおロール 径の摩耗に対する補正は、ゲートを開く時間をロール 径の減少の割合だけ減少させることにより行ない、このための設定は前項の設定を行なうことによって自動的に行なわれる。

(4) 時刻および時間の測定

本体には 1kc の水晶発振器を内蔵し、これにより時刻パルスを発生させ、このパルスを 60 進 24 進カウンタにより計数して時刻を求めている。圧延の開始または終了の信号をうけた場合には、この時刻カウンタの内容を時刻レジスタに移して記憶させる。また、圧延時間とか休止時間はこの間ゲートを開いて時刻パルスを計数することにより求める。

時刻カウンタの内容は操作卓上の時刻表示器(図 4.4 参照)に表示され、また時刻設定器によって任意の値に修正することも可

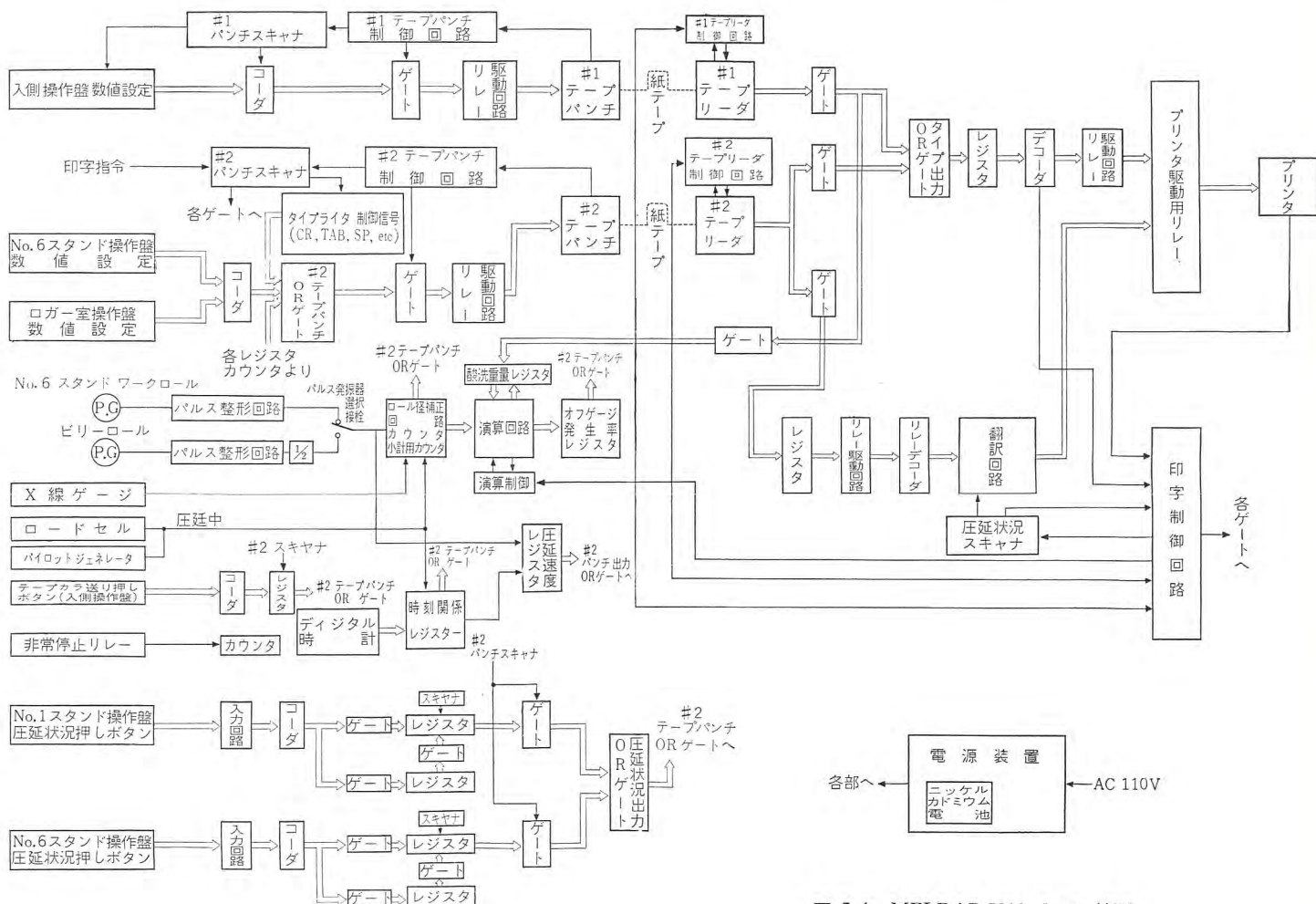


図 5.1 MELDAP-5211 ブロック線図

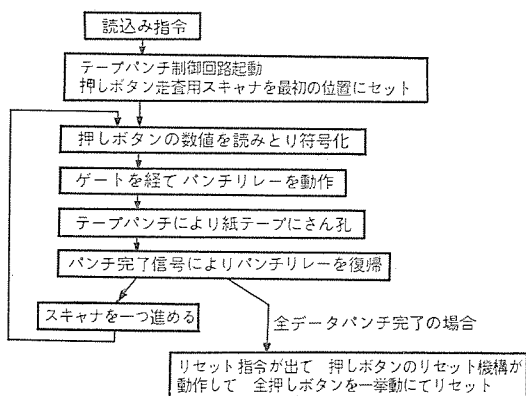
Fig. 5.1 Block diagram of MELDAP-5211.

(5) 停止回数の測定

4.5 印字指令

5. 動作の概要

(a) 入側操作盤からのデータを#1 テープパンチにより紙テープに移す.



(b) パルス発信器のパルスとクラシファイヤ、ロードセルなどからの信号による自動計測と、自動計測されたデータを用いてオフゲージ発生率などの算出.

(d) 印字指令による上記データの#2 テープパンチによる紙テープへの出力, および #1, #2 テープリーダとプリンタによる作表.

5.1 入側操作盤データを紙テープへ

入側操作盤において所要のデータを押しボタンにより設定し、読込指令を与えれば図 5.2 に示すようにして、数値が紙テープにさん孔される。

この回路は他の回路と完全に独立になっていて、他の動作が行なわれている場合にも、まったくこれと併行して実行することが

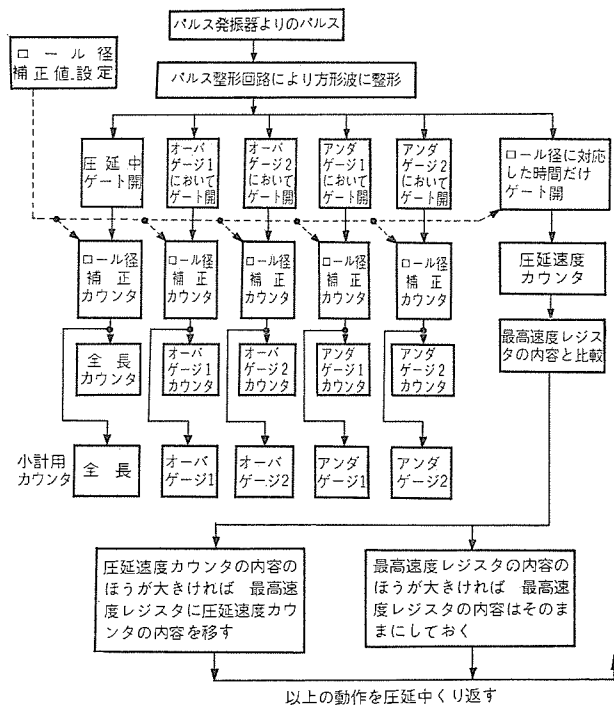


図 5.4 コイル長と圧延速度の測定過程
Fig. 5.4 Measuring process for coil lengths and mill speed.

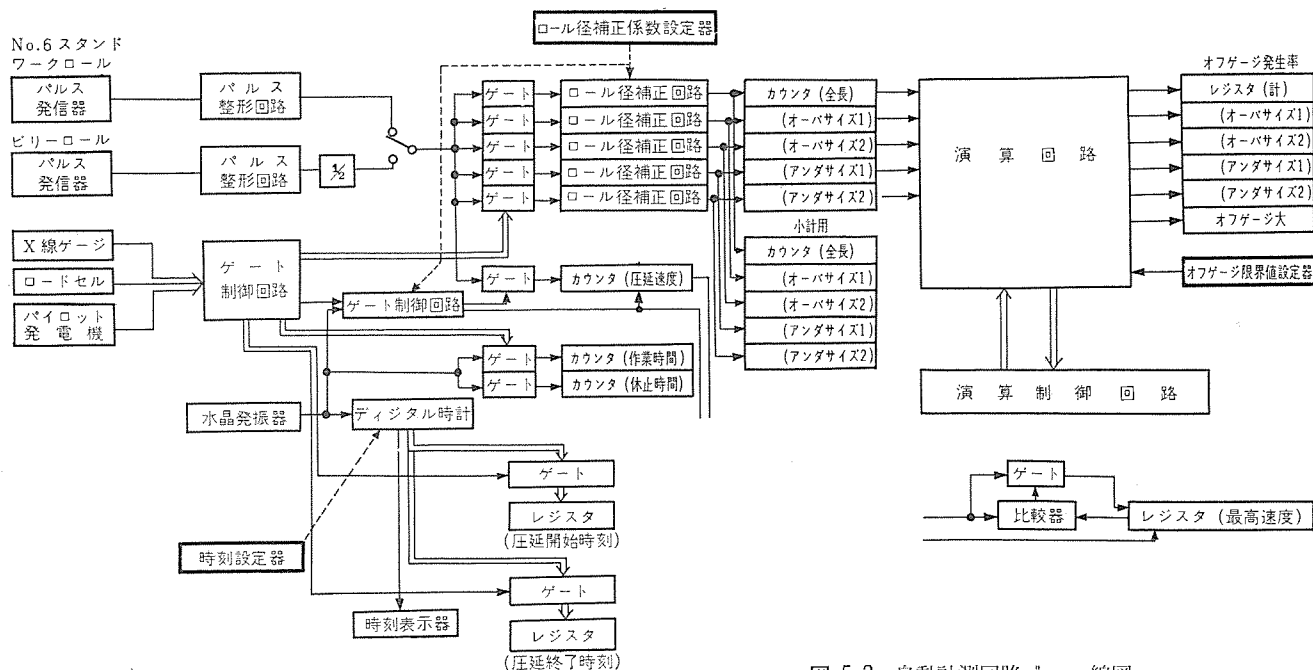


図 5.3 自動計測回路ブロック線図
Fig. 5.3 Block diagram of the automatic measurement circuit.

可能であり、またデータの記憶は紙テープにより行なわれるので、記憶容量による制限はなく、多数のコイルのデータを順次、自由に記憶させておくことができる。

5.2 自動計測と演算

(1) コイル長の計測

自動計測に関する回路をやや詳細に示したのが、図 5.3 であ

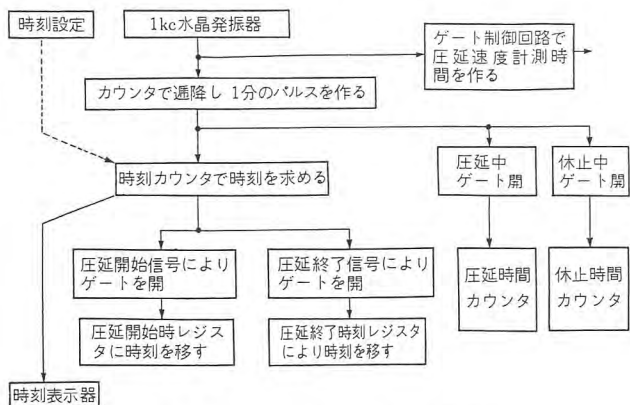


図 5.5 時刻および時間の測定過程
Fig. 5.5 Measuring process for various times.

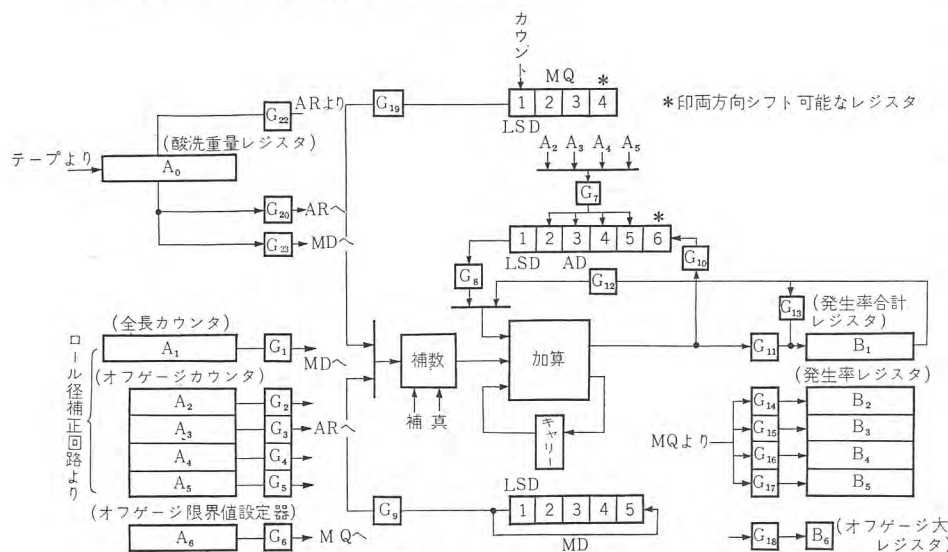


図 5.6 演算回路ブロック線図
Fig. 5.6 Block diagram of the arithmetic unit.

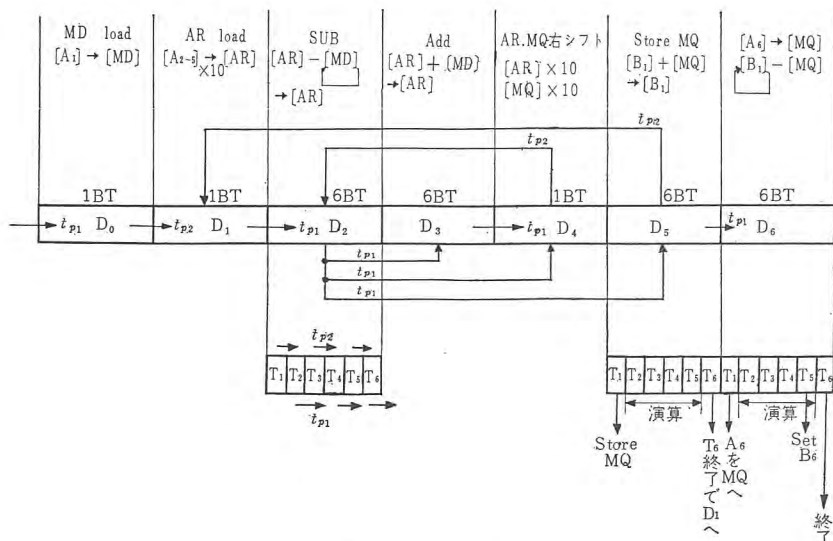


図 5.7 演算タイムチャート
Fig. 5.7 Time chart of arithmetic operation.

る。コイル長の計測は第 6 スタンドワークロールまたはビリーロールに取付けられたパルス発信器から発生するパルスを X 線ゲージ付属のクラフファイアおよびロードセル、パイロット発電機からの信号によって区分けして計数することにより、全長、オーバーゲージ、アンダーゲージに分類集計するもので、また、このパルスを適当な時間だけ計数することにより速度を求めることもできる。

これらの動作をこの装置では図 5.4 のように行なう。

なお、小計用カウンタはコイル 1 本ごとの作表には使用されず、小計印字指令が与えられた場合にのみ作表され、その後はじめてリセットするので、小計の印字が行なわれるまで何本かのコイルについての累計値がカウンタによって求められる。

(2) 時刻、時間の計測

1 kc の水晶発振器から発生される正確な時刻パルスを基準にして図 5.5 に示すように行なう。

なお、圧延中の信号は #5 スタンドと #6 スタンドのロードセルに荷重がかかっていること、および第 6 スタンドのロールが正方向に回転していることによって得られるものであり、圧延の開始と終了の信号はこの信号の起点と終点によって発生するようにしてある。

(3) 演算

圧延が終って作業を行なわせる場合にはオフゲージの発生率を算出して、これも含めて印字を行なわせるが、このための演算を行なわせるのが演算回路である。

この演算回路によって実行する計算内容は、コイルの全長、およびオフゲージの長さから各オフゲージの全長に対する % を求めること、およびこの % の合計を求めること、さらにこの値があらかじめ設定されている限界値を越えているか否かを調べることである。

したがって、演算回路は加減算と除算が実行するように、図 5.6 に示すように 1 組の加算器と 3 組のレジスタを用いて構成されている。

この演算回路では除算は

$$[AR]/[MD]=[MQ]$$

の形で求められる。したがって、オフゲージの % を求めるには、まず A₁ (全長) の内容を MD レジスタに移し、次いで A₂ の内容を AR に移して除算を実行し、商は MQ レジスタに求められる。得られた答は MQ から B₂ に移して、さらに A₃, A₄, A₅ と計算を進める。

除算の動作は加減算操作とケタ移動、および適当な判断を組合わせて次のように実行される (図 5.7 参照)。

- AR と MD の内容のケタをそろえる。
- AR から MD の内容を引く。

- (c) AR の符号が変わらなければ MQ レジスタの最小ケタに 1 パルス加える (MQ の最小ケタはカウンタになっている)。
- (d) ふたたび AR から MD の内容を引く。このような動作を AR の符号が変わるまで続ける。
- (e) 減算の結果 AR の符号が変われば、これは引きすぎたわけであるから AR に MD の内容を一度加える。なお、このときには MQ の最小ケタにはパルスを加えない。これはちょうど最初の AR の内容から引くことのできる MD の最大回数が MQ に入ったことになり、1 ケタの除算結果が得られたことになる。
- (f) 次に AR, MD, および MQ を 1 ケタシフトし、同様の操作を行なって次のケタの答を求める。
- (g) これを求めるべきケタ数について、くり返し行なう。

このようにして、1 項目の除算が行なわれ、以下ほかの項目についても同様にして除算を実行する。なお、1 項目の除算終了ごとにオフゲージ % の合計を求めるために、MQ の内容と、B₁ レジスタの内容を加算して、答を B₁ レジスタに記憶しておく。

以上の動作を全項目について行なえば、B₁~B₅ までの各レジスタには所要の % が得られる。

さらに、オフゲージ % の合計が限界値を越えているか否かは、A₀ の内容を MQ に移し、B₁ から MQ の内容を引き、その結果最後にケタ上げが出たか否かによって判定し、ケタ上げの出ない場合には B₀ をセットする。

演算回路はこのほかに、酸洗重量の合計を求めるためにも使用されている。ただし酸洗重量の計算は #1 テーラーダが動作して酸洗重量のデータを読み込んだときに実行されるので、この演算回路は上記のオフゲージの計算と酸洗重量の計算とが同時に重なることがないよう、一方が実行中は、他方を待機させ、また、両方が同時の場合にはオフゲージの計算を優先させるよう考慮してある。

これらの演算を制御するため、取扱うべきデータの指定を行なうアドレスカウンタ、レジスタのケタ移動回数を数数するシフト回数カウンタ、および演算過程の各状態を規定する D₀~D₆ のフリップフロップがある。なお、タイミングの信号は 5 kc の発振器で制御される 6 ステップ (T₁~T₆) のカウンタにより発生される。

5.3 圧延状況押しボタン操作の記憶

圧延状況に関する押しボタンは第 1 スタンドと第 6 スタンドの操作盤にそれぞれ 14 個および 24 個設けてあり、これらの押しボタンが圧延の進行中、運転員によって操作される。したがって、どの押しボタンが、どのような順序で押されたかを、内部で記憶しておく必要がある。

どの押しボタンが押されたかは、各押しボタンごとに適当な符号を定めておき、この符号をレジスタに記憶させ、また、その順序はレジスタに入っている順序によって表わすようにしている。この順序を制御するためには各レジスタにスキナが付属していて、このスキナは押しボタンの操作ごとに一つずつ進むようになっている。

この押しボタンから記憶用レジスタまでは、第 1 スタンド用と第 6

スタンド用とがまったく独立に設けてあり、しかも他の回路の動作ともまったく独立になっていて、ほかとの関連なしにデータの記憶が可能である。なお、レジスタはそれぞれについて 2 組用意しており、データの出力中にも押しボタン操作が可能になるよう考慮してある。

5.4 データの出力

印字指令が与えられると、以上述べたようにして得られた各種のデータは入側操作盤からのデータを除き、#2 テーラパンチによって逐次さん孔テープの形で出力される。全データをテープに移すために要する時間は最大 15 秒程度であるが、圧延が高速に連続して行なわれている場合にも支障をきたすことはない。

データのテープへの出力が終了すると、プリンタ側に作表の指令が与えられて #1 テーラーダと #2 テーラーダからデータを読み取り、1 字ずつ印字を行なう。なお、この際、圧延状況押しボタンからのデータは各押しボタンを表わす符号になっているので、この符号を解説し、さらにその押しボタンに対応した文章に翻訳して印字を行なうようになっている。

プリンタによる印字速度はかなりおそく、圧延が高速で、しかも印字指令がたびたび発せられるとデータの作表はその指令に追従できなくなるが、プリンタによる印字の制御は独立になっており、また、データはテープにたくわえられているので支障はない。印字制御回路は、このような場合にも支障がないよう、印字指令を受けた回数と実際に印字を行なった回数の差を記憶しておき、この差が 0 になるまでテーラーダからデータを読み取って、作表を続ける。

6. む す び

以上、製鉄鉄鋼関係におけるデータ処理装置の一例として、高速冷間圧延設備に対する実例を MELDAP-5211 の場合について紹介した。

この種のものは冷間圧延設備に限らず、熱間圧延とか、メッキラインなどにも適用できるものであり、さらに現在別途研究されつつあるプログラム制御とか自動板厚制御などと結びついて計算機制御が実現される日も、さして遠くはないと考えられる。

終りに本文に述べた装置の計画推進ならびに製作にあたり、種々ご指導いただいた八幡製鉄株式会社の関係者各位をはじめ、当社無線機製作所および社内外の多数の関係者各位に深甚なる謝意を表する次第である。

参 考 文 献

- (1) 松元・竜田：データ処理装置 (1 報), 「三菱電機」36, No. 5, 64 (昭 37)
- (2) 松元・竜田・貴田：データ処理装置 (2 報), 「三菱電機技報」36, No. 10, (昭 37)
- (3) 三菱電機：火力プラント用データ処理装置, 第 3 回火力プラント懇談会資料, 新三菱重工業株式会社 (昭 37-11)

列車運行シミュレータ計算機 (TTS)

間野浩太郎*

渡辺文明**

嶋村和也***・磯崎 真***・樋田俊一***

Train Traffic Simulators

Railway Technical Research Institute J. N. R.

Kōtarō MANO

Japan Electric Industries Promotion Association

Fumiaki WATANABE

Mitsubishi Electric Manufacturing Co. Kamakura Works

Kazuya SHIMAMURA・Shin ISOZAKI・Syunichi TOIDA

The train traffic simulator in a systems in which the DDA (Digital Differential Analyzer) and a general purpose computer are combined to form MELCOM-1101D system with its function enlarged specially to facilitate the analysis of various problems in train operation. The DDA section is provided with 288 integrators simulating movements of many trains. The access program of the integrator resorts to a large patch board and magnetic core memory, while the controller has a peculiar program interruption system. This simulator is now under preparation to serve for analysis of problems on the new Tōkaidō line at the J. N. R. technical research laboratory.

1. ま え が き

システム の運営計画についての システム・エンジニアリングの手法として、リニア・プログラミング や オペレーション・リサーチ があるのと同様に、システム の改善や設備投資については シミュレーション が有力な手法として用いられる。

大規模また複雑な システム では、管理者の経験や勘のみで合理的な計画を立てることはむずかしくなった。そのため、実際の系あるいは模形によって実験を行なったとしても、高価につくだけでなく実際に起りうる多くの場合のうちの特別な場合を解析できるだけである。考察の対象となる システム が数学的に表わせるならば、これを計算機内に作り上げることによってシステムの動作を模擬し、考えられるあらゆる場合について検討することができる。これがシミュレーションである。

国鉄では列車群の制御に関する諸問題、操車場の制御に関する諸問題、変電所負荷容量の問題などを検討解決するために、デジタル微分解析機 (DDA) と内蔵 プログラム 方式のはん用デジタル計算機を組合わせてこれらの問題のシミュレーションを行なうことを計画した。

DDA とはん用計算機を組合わせることは MELCOM-1101D システム⁽²⁾において実現されているが、多くの列車群の模擬をするため、とくに多数の積分器を備えるほか、この用途に適した付属回路を持つ装置を列車運行シミュレータ装置 (Train Traffic Simulator, TTS) として、とくに製作した。はん用計算機としては MELCOM-1101⁽¹⁾ に一部機能を追加して使用している。

2. 列車運行のシミュレーション

列車群の運行管理の問題では個々の列車の力学的運動のシミュレーションと、総合的見地から個々の列車に与えられる信号とか指令のような制御プログラムのシミュレーションに分けて考えられる。

列車の力学的運動は簡単に考えるならば

$$\frac{dv}{dt} = \frac{T(v)}{m} + G(S) - B(S) - \frac{R(v)}{m} \quad \dots\dots\dots (2.1)$$

ここに v : 列車の速度 $T(v)$: モータのトルク m : 質量 $G(S)$: 線路コウ配 $B(S)$: 制動特性 $R(v)$: 走行抵抗 (大体 v の二次式) S : 距離

と表わされる。モータのトルク $T(v)$ は次式のようなものである。

$$T(v) = \frac{E \cdot I(v) \cdot \eta(I) \cdot 367 \times 10^{-5}}{v} \quad \dots\dots\dots (2.2)$$

E : 電圧
 $I(v)$: 電流
 $\eta(I)$: 能率

はモータの特性によって決まる。

列車が力行状態のとき $B(S)=0$
 " 惰行 " $T(v)=0, B(S)=0$
 " 制動 " $T(v)=0$

S は速度 v の積分であるから、この演算は v に関する積分演算と考えられる。このような問題はアナログ計算機に適した形ではあるが、問題の性質上、距離 S は正確に求めなければならず、これはアナコンの精度では不足するうえ、多数の列車を同時に模擬する場合には積分器の数もはなはだ多くなり不経済である。また、個々の列車の受ける信号とか指令はデジタルの形でもあり、この運動をシミュレートする計算機はデジタルの形が望ましい。しかしはん用のデジタル計算機では、個々の列車の運動を表わすための計算プログラムが相当複雑なところへ同時に多数の列車の模擬をするためには、さらに計算プログラムが困難になる。また、演算時間も列車数に比例して長くなるため、10~20 列車ものシミュレーションを行なうには、よほど大形の計算機でないかぎり時間的にも実用的でない。

これはプログラムがアナログ計算機のような形で行なうことができ、精度および計算規模を簡単に大きくすることのできる、デジタル微分解析機 (DDA) によってシミュレートするのが最も適当である。DDA によれば、個々の積分演算ははん用計算機による場

合と比較して必ずしも高速ではないが多数の積分演算が並行して行なわれるので、この問題のように大規模な系になっても演算時間はおそくならず、正確また実際のシミュレーションが可能である。計算プログラムはアナログ計算機同様、簡単でわかりやすい。

一方、信号とか列車運行のプログラム、また、これを個々の列車に伝える指令などは元来、デジタルの論理演算の形であり、これをシミュレートするには普通のはん用デジタル計算機を使えば容易にできる。

したがって、列車運行すなわち線路容量の問題、信号系の問題、操車場の問題、運転ダイヤグラムの問題などを検討解決するためにデジタル微分解析機(DDA)とはん用計算機を備え、互いに情報をやりとりしてコントロールすることのできる計算機システム、TTSの製作が計画された。この場合、はん用計算機の部分はコントローラと称せられる。

3. 列車運行シミュレータとしての特殊性

上述のシミュレーションはMELCOM-1101はん用計算機、DDA付加装置からなるMELCOM-1101Dシステム⁽²⁾によれば可能であるが、国鉄ではとくに列車運行のシミュレーションのための専用計算機化を図り、この用途にはとくに高効率を発揮するようにハードウェアが拡張されている。

ここで考慮されている、おもな点は次のとおりである。

(1) 10~20列車もの多数の列車群の詳細なシミュレーションを行なうため、積分器は可能なかぎり多数必要である。

(2) システム制御のシミュレーション、その他の計算を行なうため、はん用計算機としてはメモリの語数を十分に残したい。

(3) 非線形の要素が多いため、特定のものはいちいちはん用計算機のプログラムによってデータを入れ換えたりすることなく、DDAの内部で処理できるように考慮する。

すなわち、線路の配置は距離の関数であるため距離によって定数を入れ換えたり、また力行、惰行、制動などの状態によって定数や積分器接続プログラムを変更する必要がある。

(4) DDAからはん用計算機へのインフォメーション伝達を円滑にして(3)項以外の非線形動作を能率的にシミュレートするため、はん用計算機にはプログラム割り込み回路を設けてDDA計算の一部がある段階に達したことによってトリガできるようにする。これによって、はん用計算機はDDAと協同するシステム制御のシミュレーション以外の空き時間があれば、他の独立した計算を並行して能率的に進めることもできる。

(5) シミュレーションの結果はたとえば列車のダイヤグラムのようにマルチチャンネルで、かつ高精度のグラフとして表わした場合が多い。このための多重出力回路を備えること。

これらの機能の内容については、次に述べる。

4. 能機

このシミュレータ計算機のベースとなっているはん用計算機は、すでに報告されている遅延線形磁気ドラム計算機MELCOM-1101⁽¹⁾であり、これに(3)項の要求を満足する特別仕様のDDAが付加されている。

ここでは、主として列車運行シミュレータ計算機としての独特の機能について、その概要を報告する。

4.1 積分器の構成

DDAによるデジタル積分の原理については、すでに本誌上で

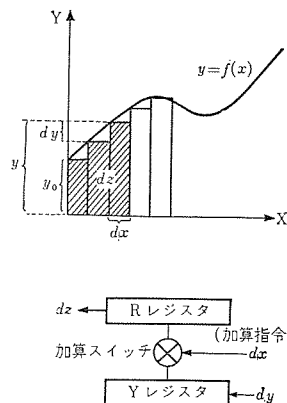


図 4.1 積分器の原理
Fig. 4.1 Principle of integrator.

紹介されているが⁽²⁾、別の見方から簡単に紹介しておく。

図 4.1 に示すように Y, R なる 2 個のレジスタを設け、Y レジスタの内容は dy なる変化分の値を加算することによって常に最新の y の値に修正されるものとする。ここへ dx なる最小単位の加算指令が与えられると、Y レジスタ内の y の値が R レジスタに加算される。すなわち図 4.1 上の曲線内のく形部分を表わす。これをくり返すことによって、積分 $z = \int y dx$ の近似が行なわれるが、R レジスタのケタ数には制限があり、いっぱいになると、ここからオーバーフローパルス dz を生ずる。 dx パルスは積分結果 z を構成する単位 (R レジスタの容量) を表わし、これを別のレジスタで集計すれば z に比例する値、すなわち y の積分が得られる。いま、Y レジスタの値を定数 K とし、加算指令として積分器の dx パルスを与えれば、R レジスタから生ずるオーバーフローパルスのひん度は $\frac{K}{R} = k$ 倍となり、 dx にたいする定数乗算 $k dx$ を行なったことになる。この場合 Y レジスタに相当するものを K レジスタ、R レジスタに相当するものを r レジスタと称して定数乗算器を構成する。

これらのレジスタとしては 1101D システムと同様、計算機の遅延線形磁気ドラムの 100 語ラインを占有して積分器の Y・R、定数乗算器付きの $K \cdot r$ レジスタとしているが、Y・R・ $K \cdot r$ レジスタからなる定数乗算器付きの積分器群 1 組のほか、Y・R レジスタのみからなる積分器群を 2 組設けて積分器数をふやし、多数の列車群のシミュレーションに備えている。

各積分器群は後述のパッファ・コア・メモリ駆動の都合から 100 語のうち 96 語をレジスタとして使用しており、積分器は合計 288 個用意されている。

このため磁気ドラムの 100 語ライン 合計 8 本を、積分器レジスタとして占有している。

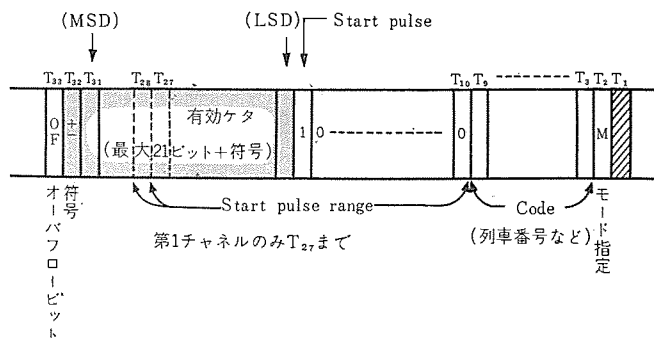


図 4.2 積分器 Y レジスタ構成
Fig. 4.2 Bit structure of integrator Y-register.

積分器のビット構成は図4.2のようになっており、1101D システムの場合とは一部異なっている。モード指定は T_9 ビットによって行ない、レジスタの最低ケタを指定する Start pulse は T_{10} 以降であって、その間 $T_3 \sim T_9$ には列車番号などの符号を入れることになっている。このため積分器としての数値ケタ数は符号および数値最大 21 ビットと少なくなっているが、TTS の場合、精度および演算時間の必要からここまで使うことはほとんどない。

4.2 積分器間の接続

各積分器間は、計算プログラムに従って積分結果のインクリメントパルスを受受する必要がある。1101D システムでは積分器出力 dz パルスは2本の4語ショートラインにたくわえ、これを4本のロングラインに内蔵されたプログラムパターンによって指定して取り出し使用している。TTS では積分器数が多いため、内蔵プログラム方式ではインクリメントパルス分配のプログラムのためのメモリを非常に多く必要とし、はん用計算機のために残るメモリが少なくなるのでインクリメントパルスの記憶は磁気コアを使用し、計算プログラムはアナログ計算機と同様な接続コードによる外部配線方式によって指定している。

すなわち dz 出力パルスは直接磁気コアの書き込み電流として取り出され、各積分器の dx または dy 入力としてプログラムに従って配線接続されている磁気コアを書き込む。これを各積分器ごとに演算時間の直前にまとめて読み出し、 dy を Y レジスタへ加算し、 dx があれば Y レジスタの内容をレジスタへ加算することによって積分を行なう。

各積分器ごとに dx 記憶用コア1個、 dy 記憶用コア7個用意しているので、積分器は7個までのインクリメントの合計について積分を行なうことができる。

DDA のプログラムを外部配線によって行なうことはメモリを節約するだけでなく、アナログ計算機と同様な方式でプログラムできることによって多数の列車群の構成が直観的にわかりやすくなるという利点もある。

4.3 リレー、メカニカル・テープ・リーダー

3 (3) 項の要求によって積分器接続プログラムを切換えるためには、TTS では外部配線方式によっているため特別な方法が必要となる。このため小形のリレーを32個設けて、回路の切換えができるようにしている。このリレーは任意に指定された、積分器の dz 出力によってセットまたはリセットされるフリップフロップによって動作する。リレーの動作中は、DDA 演算を停止して、演算誤差が出ないようにしている。この方法により、外部配線のプログラムを自動的に変更することができる。

定数については後述のコントローラに対するプログラム割り込みで指定される計算機のサブルーティンによって変更可能であり、または上述のリレー切換えによっても変更することは可能であるが、列車の力学的運動のシミュレーションにおいては線路コウ配の値はひんばんに入れ換える必要がある。このため TTS ではメカニカル・テープリーダーを備えており、テープにさん孔された数値を、任意に指定された積分器から dz 出力が出るたびにチャンネル1の中の任意の積分器の dy 入力として加算し、これを最新の線路コウ配として使用できるようにしている。すなわち、コウ配の値の変化分をテープから読み、これを積分したものがコウ配の値となっている。メカニカル・テープリーダーは5台持っているので、同時に5種類の線路状態を表わすことができる。

4.4 プログラム割り込み

列車運行シミュレータ計算機 (TTS) ・間野・渡辺・嶋村・磯崎・樋田

はん用計算機におけるプログラム割り込みは、通常、主として入・出力機器からの割り込み信号によって制御用サブルーティンを呼び出し、その入・出力装置のタイミングによって計算機との間に能率的な情報の送受を行ないながら、制御用サブルーティン実行以外のあき時間を実演算にあてるなど、有効に利用するために用いられている。

また制御用の計算機では必要に応じて割り込みによってその部分の制御用プログラムを呼び出し実行することにより、能率的な制御を行なうことができる。また、このような方式を採用すると、あまり高速でない計算機でも十分こと足りることが多く、また計算機のあき時間を利用して、やや研究的あるいは事務的な問題を処理することもできる。

この列車運行シミュレータ計算機ではDDA部の計算は主として列車の運動のシミュレーションであり、コントローラ部はこの制御システムのシミュレーション、すなわち制御用計算機が行なうべき計算を含んでいる。列車の運行状態に応じ、それぞれ特別な場合についての制御動作を模擬するサブルーティンを呼び出し実行したり、列車の数学的モデルにおける非直線的な運動をシミュレートするためDDA積分器の定数を変更するサブルーティンを呼び出ししたりするために、この計算機システムのコントローラ部には独特のプログラム割り込み方式を採用している。

TTS ではこれらの割り込み指令は列車の運行距離などによって行なわれるため、DDAの積分器の dz パルスによってトリガされるようになっている。その方法は dz パルスが積分器の dx あるいは dy 入力として用いられる場合と同様、割り込みのための磁気コアを設け、これが書き込まれた場合にはそのコアの位置に相当する時間位置で読み出されて、磁気ドラム記憶装置の割り込み指定専用ライン上のその時間位置に書かれているジャンプ命令によって特定のサブルーティンへ飛び込む。

すなわち、割り込み指令用の時間位置は積分器の配置と同じく96種類あり、これは96種類の異なったサブルーティンを指定することができる。さらに、この割り込みは通常割り込み (Normal Interruption) と優先割り込み (Superior Interruption) の2種類の優先順位を持つ組が用意されており、合計192種類までサブルーティンが指定できる。

優先割り込みは通常割り込みが実行中であっても、これに優先して割り込まれる。同順位の割り込み実行中には新たな割り込みは行なわれず、その割り込みルーティンが終了するまで待つ。

はん用計算機にはこのため主プログラムのシーケンスすなわち次の命令の位置を待避記憶するためのレジスタおよび通常割り込みに優先割り込みが割り込んだ場合に、通常割り込みのシーケンスを記憶するためのレジスタがとくに設けられている。また、この割り込みサブルーティンは、その最後に用意される割り込み復帰命令 (Interruption Return) によって待避させていた次の命令の位置を呼び出し、元のプログラムシーケンスに戻るようになっている。

4.5 出力回路

列車運行のシミュレーションにおいては、列車の運動の計算結果は直ちにグラフの形で見るのが望ましい。この場合列車は複数で、また、すれ違いや追い越しをするので、これを表示するためには多チャンネルの多重記録手段を必要とする。

TTS ではあるチャンネルの積分器 Y レジスタの内容を通常5個まで外部配線によって指定することにより、また一つのチャンネルの偶数番あるいはすべてのレジスタを指定することによって、さらに

多数の積分器の内容を時分割で外部へ取り出すことができる。これは表示装置の精度の点から、Y レジスタの最大ケタから符号と2進数10ビットだけを取り出すようになっている。

外部にはこれを正しくアナログ電圧に変換するD-A変換器、このアナログ電圧によってブラウン管の縦軸上にスポットを画かせるオシロスコープ、これを35mmフィルム上に多重曲線として連続記録する撮影装置およびフィルム駆動装置からなるDDA出力表示装置を備えている。

出力表示装置には、このほか距離目盛などをマーカとして入れるために、やはり外部配線によって指定する積分器が dx パルスを生じた際にブラウン管のY軸上に輝線を発生するための回路が組み込まれている。

縦方向の目盛が必要な場合には既知の値のあるYレジスタに入れ、これを出力表示装置へ取り出すように指定すればよい。

撮影装置およびフィルム駆動装置はキャノンのロング・レコーディング・カメラで、この駆動モータには減速ギヤを追加して、とくに低速化を図っている。

ブラウン管にはD-A変換が行なわれる期間だけ輝度変調をかけてスポットを出し、それ以外の時間にはフィルムに感光しないようにしている。

5. 構成および仕様

TTSシステムの全構成は図5.1に見えるものである。TTSシステムのコントローラ部、すなわちはん用計算機部はMELCOM-1101をベースとしてこれに前述の割り込み回路およびTTSとして使用するために便利な命令を2,3追加したものである。コントローラ部は演算制御装置、磁気ドラム記憶装置および制御卓から構成されている。

DDA演算回路は1101Dシステムと同様、本体の演算制御装置と同じ箱体1架にまとめられ、この部分はトレイン・シミュレータと称する。磁気コア記憶装置および接続コードによるDDA積分器構成のプログラムは右側に見える大形のプログラム・パネルにおいて外部配線により指定される。このパネルでは積分器構成のほか、割り込み指定、切換リレーの切換指定および同接点の端子接続、出力表示指定、同マーカ指定、テープリータの駆動、読み出しの指定などを行なうことは前述のとおりである。このためプログラム・パネルには切換リレー群やコウ配用メカニカル・テープ・リーダー5台を収容し、磁気コアの駆動・読み出しの回路やリレー・フリップフロップなどの回路を内蔵している。

また、このシステムの外部メモリとして、磁気テープ記憶装置が1台付加されている。

出力表示装置は図5.2のように移動架にまとめられ、ケーブルによってプログラムパネルに接続して使用される。

各構成部分の概略仕様を以下にあげておく。コントローラ部の詳細についてはMELCOM-1101と同様であるので、すでに報告されている文献を参照されたい。

5.1 コントローラ部演算制御装置

- (1) 寸法: 幅700×奥行800×高さ1800mm
- (2) 方式: スタティック・フリップフロップを使用した直列2進数方式計算機
- (3) 数値および命令: 1語33ビット 数値は倍長可
命令は変則2番地方式 1語1命令

5.2 磁気ドラム記憶装置

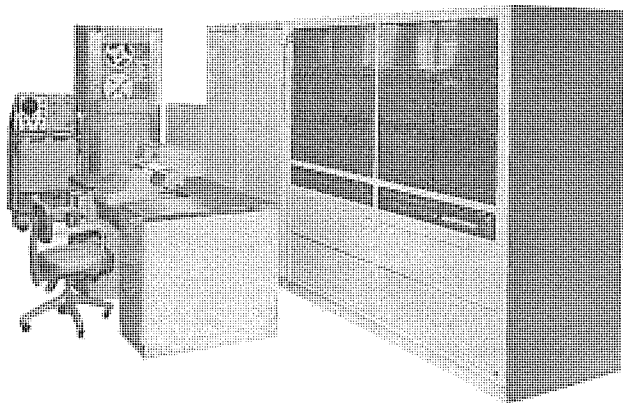


図 5.1 TTS の全構成
Fig. 5.1 Train traffic simulator.

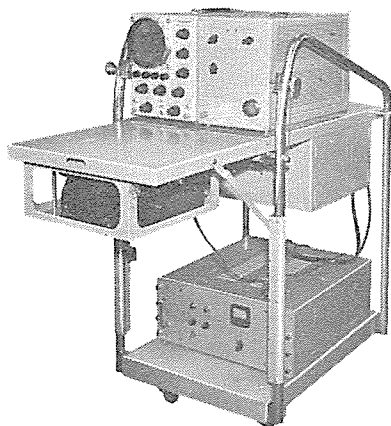


図 5.2 DDA 出力表示装置
Fig. 5.2 DDA output recorder.

- (1) 寸法: 幅1,000×奥行800×高さ1,100mm
- (2) 回転数: 3,000rpm (電源周波数50c/sのとき)
- (3) 記憶方式: 遅延線再生方式
- (4) 記憶容量: 4,046語 そのほか 入・出力、割り込み専用アドレス不能ライン若干

5.3 制御卓

- (1) 寸法: 幅1,650×奥行800×高さ750mm
- (2) 付属入出力装置:
入出カタイプライタ 1台
光電式テープリータ 2台
出力用紙 テープパンチ 1台

5.4 トレイン・シミュレータ (DDA 演算部)

- (1) 寸法: 幅700×奥行800×高さ1,800mm
- (2) 方式: 直列2進数逐次演算方式計数形微分解析機
- (3) 積分器数: 288, 内96は定数乗算器付
- (4) 演算モード: 積分モード, デジジョン(サーボ)モード
- (5) 数値ケタ数: 符号および2進数最大21ケタ
(積分器ごとに指定可能)
負数は2の補数形
- (6) 最小独立変数区分時間 (Iteration time):
約18.7ms (電源周波数50c/sの場合)
- (7) 接分器接続アドレス方式:
プログラム・パネルにおける外部配線方式. インクリメント・パルスの一時記憶は各積分器の dx , dy 入力において磁気コアを備える.
- (8) 積分器レジスタ:

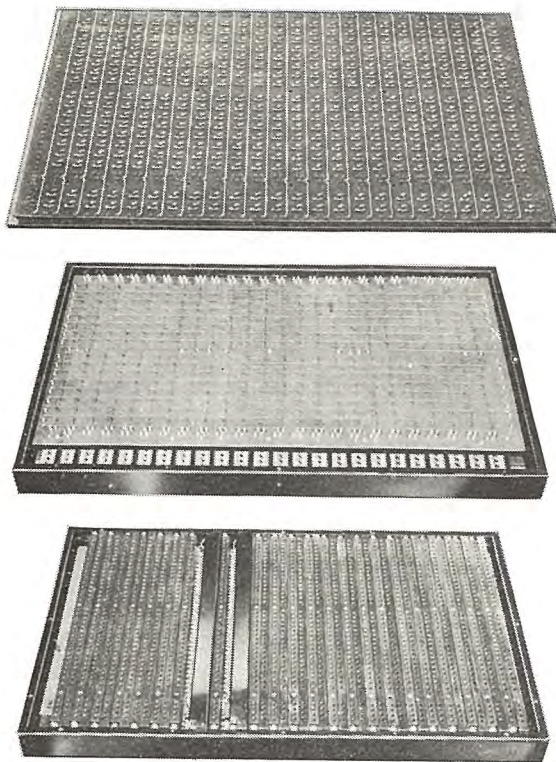


図 5.3 上から磁気コア用プリント基板裏面, 磁気コア, 配線用ジャック

Fig. 5.3 Printed circuit for core memory, core memory unit, and patch-jack set up.

磁気ドラム 100 語のライン 40 本中 8 本を占有してレジスタとする。

- (9) 出力回路: コントローラ部の命令によって数値として印字できるほか, 外部配線によって指定する積分器の内容を取り出し出力表示装置へ送って多重曲線として記録できる。

5.5 プログラム・パネル

- (1) 寸法: 幅 2,100×奥行 800×高さ 1,800 mm
- (2) 用途: トレイン・シミュレータ (DDA) の積分器接続およびコントローラ割り込み指定プログラムのほか, リレー切換え, 出力表示, コウ配用メカニカル・テープ・リーダーに関する各種プログラムの配線端子板およびその付帯回路を含んでいる。
- (3) 構成: 一時記憶用磁気コア 4,800 個 (恒温リンク入り), リレー 32 個のほか, これらの駆動回路, 読み出し回路, リレー・フリップフロップなど約 370 カード, 操作表示盤および電源部から構成される。磁気コアに直結する前面の接続端子板は総数約 20,000 点のジャック穴からなる。(図 5.3 参照)

5.6 コウ配用メカニカル・テープ・リーダー

- (1) 台数: 5 台, プログラム・パネル箱体内に収容。
- (2) 方式: 5 単位さん孔テープ, 符号+4ビット。
- (3) 速度: 約 6 character/sec 以上。

- (4) テープ巻取: 自動巻取装置付き, 巻戻しは手動。

5.7 トレイン・シミュレータ出力表示装置

- (1) 寸法: 幅 560×奥行×720×高さ約 1,300 mm
- (2) D-A 変換器

入力: 符号+2 進数 10 ケタ

出力: フルスケール 51.2 V

変換精度: $\pm 0.2\%$

マーカ信号発生回路, ブラウン管輝度変調回路付き。

- (3) ブラウン管オシロスコープ

岩崎 SS-5151 形を一部改造したもの。

- (4) 撮影装置 (キャノン・ロング・レコーディング・カメラ)

構成: フィルム・チェンバ, レンズ

駆動用モータ装置, フォト・オシロスコープ・

ユニット一式

フィルム送り速度: 0.02~4 mm/sec

8 段階切換え

5.8 磁気テープ記憶装置

- (1) 機構: テンション・アーム式低速形
- (2) テープ速度: 25 および 12.5 cm/sec 切換え
- (3) 記録速度: 約 800 character/sec
- (4) チャンネル数: 8 チャンネル

6. む す び

以上, 概要を紹介したように Train Traffic Simulator 計算機は, とくに列車運行シミュレーションのため便利のように機能を拡張されてはいるが, 原理的にははん用のデジタル計算機と計数形微分解析機 (DDA) の協同動作を利用したものである。列車運行のシミュレーションのような問題は, この種 DDA を含む計算機システムの一つの応用例としても興味深いものである。

Train Traffic Simulator は, 現在, 国鉄技術研究所においてははん用計算機としての機能を生かして多くの研究用計算にも広く利用されているが, 一方, 東海道新幹線の諸問題の解析, ATC, プログラム自動運転, 計算機による列車中央制御の研究などに活用すべく着々準備が進められている。

このシステムのコントローラ部によってシミュレートされる列車運行の制御プログラムについては, 実際の列車運行のためのオンライン制御用の計算プログラムとしてそのまま使用されれば同じ結果が得られるはずであり, 将来この TTS コントローラと同様な計算機システムによって列車の集中制御を行なうことも十分考えられる。

終りに際し, 終始ご指導を賜った国鉄技術研究所の各位ならびに製作にご協力をいただいた三菱電機株式会社の関係各位に厚く感謝の意を表わす次第である。

参 考 文 献

- (1) 馬場・渡辺・嶋村・高橋・中島・樋田: MELCOM-1101 計数形電子計算機 (1), 「三菱電機」34, No. 12 (昭 35)。
- (2) 馬場・渡辺・嶋村・磯崎・梶山: MELCOM-1101 計算形電子計算機 (2), 「三菱電機」36, No. 5 (昭 37)。

最適化制御における探索信号法と試行法の比較

福永圭之介*

Comparison between A Perturbation Signal Method and A Trial Method in Optimizing Control System

Research Laboratory

Keinosuke FUKUNAGA

An optimizing control system with multi-control variables may be thought of as a conventional feedback system where the partial derivatives of the criterion value regarding control variables are held zero. The measurement of derivatives classifies optimizing schemes into two: a perturbation signal method and a trial method. Both are substantially identical in feeding back the derivatives, except minor differences. The former feeds continuous signals with quick response, having filters to eliminate mutual interference of multi loops, whereas the latter, being discrete, dispenses with the filters, but the sampling period is slow. Both the time constant of the filter and the sampling period can be chosen at any value depending on the quality of information needed.

1. ま え が き

本文は最適化制御系の種々の問題について論ずることを目標としている。最適化制御または極値制御と呼ばれている制御系は、プロセスなどにおける効率や利益率といった Criterion の値を常に最大または最小に保つような制御系を意味している。しかしながらこの種の制御系はとくに変わったものではなく、Criterion の値を最大に保つということを Criterion 値の制御変数に対する偏微係数を 0 に保つと考え直せば、普通のフィードバック系と同一のものと考えることができる。この場合、偏微係数の測定方法により、最適化の手法は二つのグループに大別されている。すなわち、連続的な測定を行なう探索信号法と、不連続な測定を行なう試行法である。

探索信号法も、試行法も、共にその中には色々な方法を含んでいて、これら個々の方法について論じている文献も多い。しかしながら、本文で試みることは、これらの細部の変形には目をつむって、探索信号法と試行法が本質的にどのような点で異なり、どの点で共通であるかを、偏微係数測定の方法と精度、制御系全体の結び付きといった観点から検討してみることである。これを行なうためには各方法から代表的な一例が選ばれ、論ぜられる。

最適化制御を行なうには、以上の二つの方法のほかにプロセスの数学的モデルを用いて最適点を解き求めるという方法があり、モデル法と呼ばれている。しかしながら、モデル法は本質的に二つの方法と異っているので、本文の論議の対象とはしない。

最適化制御を考えるにあたって当面するもう一つの問題は、多くの場合 Criterion の値が多くの制御変数の関数形をなし、しかもその影響が相互に独立でないことである。本文の論議はできるだけ一般の多変数の場合にも適用できるように考慮がはらわれているが、実際のデータは 2 変数の場合に限られており、これを一般の多変数にまで拡張するにはなお多くの問題点が検討されねばならない。

2. 最適化制御系の一般的考察

多変数を調節して、ある Criterion の値を最大または最小に保つような制御を従来の 0 誤差を目的とするフィードバック制御系と

同様に扱おうとすると次のようになる。

いま調節すべき Criterion の値を $f(x_1, x_2, \dots, x_n)$ とすると、多変数の最適化制御は、 $\partial f / \partial x_1, \partial f / \partial x_2, \dots, \partial f / \partial x_n$ をすべて 0 に保つような多変数の 0 誤差制御に置き換えられることになり、図 2.1 のような構成図で書き表わされる。図 2.1 の Control device は x_i と $\partial f / \partial x_j$ の関係を与えることになるが、この関係としては最急降下法をその代表の一例としてあげることができる。最急降下法では、ある点から次の点に進む方向として、 f の等高面に直角方向が取られ、その数学的表現は次のようになる。

$f(x_1 + \Delta x_1, \dots, x_n + \Delta x_n)$ を Taylor 展開すると、

$$f(x_1 + \Delta x_1, \dots, x_n + \Delta x_n) = f(x_1, \dots, x_n) + \sum_{i=1}^n \frac{\partial f}{\partial x_i} \Delta x_i + 0 \quad (2.1)$$

ここで

$$\Delta r = \sqrt{\Delta x_1^2 + \Delta x_2^2 + \dots + \Delta x_n^2} \quad (2.2)$$

を一定に保つという条件のもとに式 (2.1) の右辺第 2 項を最大にする条件を求めてみると、

$$\frac{\partial f / \partial x_1}{\Delta x_1} = \frac{\partial f / \partial x_2}{\Delta x_2} = \dots = \frac{\partial f / \partial x_n}{\Delta x_n} \quad (2.3)$$

式 (2.3) を満足するためには、図 2.1 の Control device は、

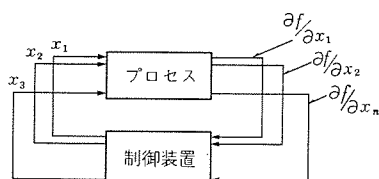


図 2.1 n 変数の最適化制御系のブロック線図
Fig. 2.1 Block diagram of an optimizing control.

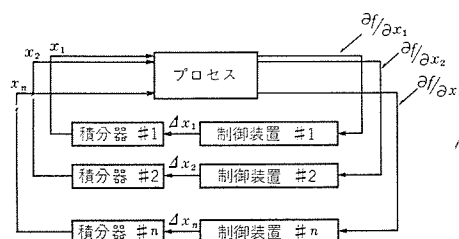


図 2.2 最急降下法を用いた場合の最適化制御系のブロック線図

Fig. 2.2 Block diagram, when the steepest descent method is used.

図2.2のように表わされることになる。図2.2では各 x_i はそれぞれ独立に $\partial f/\partial x_i$ によって制御され、すべての Control device は同一 ゲイン と、同一伝達特性を持つことになる。

このように図2.1の多入力、多出力の Control device は、制御の仕方として最急降下法を導入することによって、図2.2のように単一入・出力の Control device に置き換えられ、 x_i は $\partial f/\partial x_i$ のみの関数形として与えられるが、プロセスを通して $\partial f/\partial x_i$ のほうは一般的には x_i のみの関数形では与えられないで、他の x_j からの相互干渉を受けることになる。

$\partial f/\partial x_i$ を測定するには二つの方法がある。その一つは x_i だけを Δx_i 変化させ、他の x を固定して、それによる f の変化、 Δf 、を測定する方法である。その場合、 $\partial f/\partial x_i$ は次の式で近似される。

$$\begin{aligned} \partial f/\partial x_i &\simeq \Delta f/\Delta x_i \\ &= \{f(x_1, \dots, x_i + \Delta x_i, \dots, x_n) - f(x_1, \dots, x_i, \dots, x_n)\} / \Delta x_i \end{aligned} \quad (2.4)$$

この方法は試行法と呼ばれている。試行法は $\partial f/\partial x_i$ の測定法から本質的に Discrete であり、一点においてすべての $\partial f/\partial x_i$ ($i = 1, 2, \dots, n$) を測定するために n 回の試行が必要である。

$\partial f/\partial x_i$ を測定する他のもう一つの方法は探索信号法と呼ばれているもので、各 x_i に小さな探索信号 δx_i が重畳されている。 δx_i により f は連続的に変化するが、 f を δx_i を用いて位相弁別し、位相弁別器出力の直流成分を $\partial f/\partial x_i$ と考える。探索信号としては正弦波、方形波、ランダム信号などが用いられる。 n 変数が用いられたときには n 個の異った周波数が必要であり、ランダム信号を用いたときには n 個のランダム信号をより分けるための、 \square 波時間が必要となる。これらが $\partial f/\partial x_i$ の測定時間を大体変数の数に比例して長いものとしており、探索信号における n 回の試行に対応することになる。

ここで注意しておきたいことは、Criterion に二つの種類があることである。その一つは製品流量のように、プロセスから直接測定できる量が Criterion になる場合である。他の一つは、たとえばプロセスの利益率とかいったもので、これはプロセスからの測定値 y_1, y_2, \dots, y_m から次式のような式で計算されるような Criterion である。

$$f(t) = \sum_{i=1}^m \varepsilon_i \cdot C_i \cdot y_i(t - \tau_i) \quad (2.5)$$

ここで C_i は y_i の各単価、 ε_i は y_i が出力製品か入力材料かに応じて $+1, -1$ になる。式(2.5)において $y_i(t - \tau_i)$ が $y_i(t)$ の代りに用いられた理由は、現時点で製品を作るのに現時点の材料でなく、 τ_i 時間前の材料が用いられていることを考慮したからである。このような場合には、プロセスからの測定量は f の計算には直接そのまま使えないで、 τ_i という時間の補正が必要である。しかも τ_i はプロセスの状態とともに変動すると考えておかねばならない。

上記の事実は探索信号法と試行法を比較するときに考慮すべき問題である。すなわち、探索信号法では $\partial f/\partial x_i$ の測定が連続的に行なえるから、Criterion が直接測定できる場合にたいしてその速応性を利用することができる。しかしながら、Criterion が計算される場合にたいしては、 τ_i の値が動くだけに τ_i の補正が面倒な問題になる。それに反して、試行法では一般に $\partial f/\partial x_i$ の測定を f が定常状態に落付くのを待って式(2.4)から求めるために、 τ_i の補正の問題はないが、 $\partial f/\partial x_i$ の測定時間が長くなり、そのために制御系全体の応答時間がおそくなるうらみがある。しかしながら、上に述べたそれぞれの使用法はそれぞれの方法に本質

的に結び付くことを意味してはいない。試行法を用いた場合でも応答速度を上げることものみが望まれる場合には、 f を測定するのに定常状態に落付くのを待たないで、 x_i の変化から Δt 時間後の過渡値を用い、Stored energy による過渡現象を除去する操作を行なえば、サンプル時間を短くすることは可能である。また探索信号法でも探索信号の周波数をプロセスの応答速度より十分おそく取ることによって τ_i の補正の問題から逃げることができる。

3. 探索信号法⁽¹⁾

本節では探索信号法の諸問題について検討する。正弦波信号が探索信号の代表的な例として取り上げられる。

まず論議を簡単にするために1変数の場合について考察する。

図3.1は1変数の場合のこの種の制御系の Normalize されたブロック線図である。このままでは論議がしにくいので、これを図2.1のような形に変形すると、等価的なブロック線図が以下に述べるように求められる。

$$\text{入力信号} = [x_d \cdot u(t) - x] + p \sin(\omega t - \varphi') \quad (3.1)$$

$$[u(t): \text{ステップ関数}]$$

$$y = [x_d \cdot g(t) - x] + p \sigma \sin(\omega t - \varphi) \quad (3.2)$$

$$[g(t) = L^{-1}[G(s)/s], \sigma = |G(j\omega)|, \varphi - \varphi' = G(j\omega) \text{ の位相角}]$$

ここで $f(y)$ をその平均動作点、 $f_a = f[x_d \cdot g(t) - x]$ を通り、その点での微係数、 $\left[\frac{df}{dy}\right]_a$ 、を傾斜として持つ直線で近似すると、

$$f \simeq f_a + \left[\frac{df}{dy}\right]_a \cdot p \sigma \sin(\omega t - \varphi) \quad (3.3)$$

$$z = f \cdot q \sin(\omega t - \theta)$$

$$= \frac{pq\sigma \cos(\varphi - \theta)}{2} \left[\frac{df}{dy}\right]_a + f_a q \sin(\omega t - \theta)$$

$$- \frac{pq\sigma}{2} \left[\frac{df}{dy}\right]_a \cos(2\omega t - \varphi - \theta) \quad (3.4)$$

いま f として図3.1に示したように y^2 を用いると、

$$f_a = [x_d g(t) - x]^2, \quad \left[\frac{df}{dy}\right]_a = 2[x_d g(t) - x] \quad (3.5)$$

かくして、 x_d のステップ状態変化により起こされた z の変化の内直流成分のみに着目すれば、式(3.4)、(3.5)から図3.1に等価なブロック線図として図3.2が導かれる。ここで図3.2の A' は $\partial f/\partial x_i$ の測定装置の等価ゲインと考えられ、一般的には $p q \sigma \cos(\varphi - \theta) \times \left[\frac{df}{dy}\right]_a / 2y$ と y に依存した非線形性を持つことになるが、とく

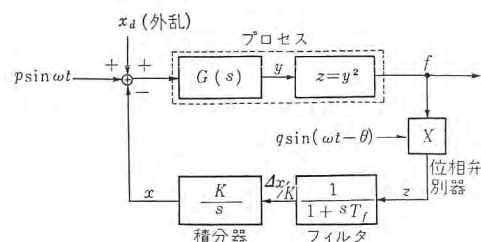


図3.1 探索信号法を用いた場合の単一ループのブロック線図
Fig. 3.1 Block diagram of a single loop.

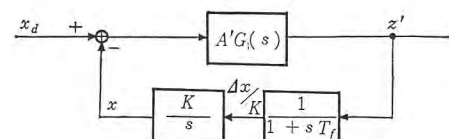


図3.2 直流成分にたいする単一ループのブロック線図
Fig. 3.2 Equivalent block diagram of D.C. component.

に $f=y^2$ の場合のみは $A'=pq\sigma \cos(\varphi-\theta)$ となって y とは無関係な線形性を示す。式 (3.4) の右辺第 2 項以下の交流分は z に加えられた ノイズ と考えればよい。実際には、このほかに $f_a=0$ の点でも $f(y)$ の 2 乗特性に起因する第 1, 第 2 高調波信号があって、いわゆる ハンティング・ロス を形成しているが、式 (3.4) では $f(y)$ の直線化近似のために、それらの項を含んでいない。

図 3.2 において、 z に含まれ、ノイズ と考えられる交流成分を除去するためにフィルタが設けられているが、フィルタの設計にはそれ本来の目的である ϕ 特性に加えて、フィルタの制御系の動特性に与える影響を考慮せねばならぬ。フィルタの伝達関数は図 3.2 にも見られるように、この制御系の動特性を決定する重要な因子になっている。そのために、簡単な一次遅れの形が複雑な Sharp cut off 形に代って用いられている。場合によっては、図 3.1 において位相弁別器の前に帯域フィルタが設けられることがあるが、これは位相弁別器の後に低域フィルタを設けるのと等価である。

かくして図 3.1, 図 3.2 において、 $G(s)$ が対象とするプロセスより与えられ、 ω, p, q, θ などを適当に選んで A' が定まり、 T_f がノイズ除去の観点から定められると、好ましい制御系の動特性を与える K が求められる。図 3.3 の実線は図 3.1 の制御系をアナログ計算機で模擬して、各 T_f における K と制御系の動特性の関係を求めた結果である。すなわち、 x のステップ応答が 0% overshoot, 20% overshoot する場合の T_f と K の関係 0% overshoot のときの応答時間 (定常状態の 95% に達するまでの時間)、定常状態において x に含まれるリップルと T_f の関係がそれぞれである。 $\omega=\omega_p, p=0.1, q=1.0, \theta=\varphi, x_d=0.3, G(s)=1/(1+sT_p)$ がそれぞれ選ばれている⁽¹⁾。

制御変数が x_1, x_2 の二つになると、図 3.1 と同様のループが二つでき、それぞれ ω_1, ω_2 なる周波数の探索信号を用いて、 $\partial f / \partial x_i$ ($i=1$ または 2) が他のループからの干渉を受けないで測定できる場合には、各ループの等価ブロック線図は図 3.2 と同じになり、二つのループの等価ブロック線図はそれぞれ独立で他のループからの影響を受けない。しかし一般には以下に述べるように、 $\partial f / \partial x_i$ の測定には他のループからの影響が表われる。

いま 2 変数の場合について、式 (3.3) と同様に $f(y_1, y_2)$ の動作点近傍の直線近似を取ると、

$$f=f_a+\left[\frac{\partial f}{\partial y_1}\right]_a \cdot p_1 \sigma_1 \sin(\omega_1 t-\varphi_1)+\left[\frac{\partial f}{\partial y_2}\right]_a \cdot p_2 \sigma_2 \sin(\omega_2 t-\varphi_2) \quad (3.6)$$

いま第 1 ループの位相弁別器の出力 z_1 に注目すると、

$$\begin{aligned} z_1=f q_1 \sin(\omega_1 t-\theta_1) &= \frac{p_1 q_1 \sigma_1 \cos(\varphi_1-\theta_1)}{2} \left[\frac{\partial f}{\partial y_1}\right]_a \\ &+ \frac{p_2 q_1 \sigma_2}{2} \left[\frac{\partial f}{\partial y_2}\right]_a \cos\{(\omega_2-\omega_1)t-(\varphi_2-\theta_1)\} \\ &+ f_a q_1 \sin(\omega_1 t-\theta_1) - \frac{p_1 q_1 \sigma_1}{2} \left[\frac{\partial f}{\partial y_1}\right]_a \cos\{2\omega_1 t-(\varphi_1+\theta_1)\} \\ &- \frac{p_2 q_1 \sigma_2}{2} \left[\frac{\partial f}{\partial y_2}\right]_a \cos\{(\omega_1+\omega_2)t-(\varphi_2+\theta_1)\} \dots \dots (3.7) \end{aligned}$$

(3.4), (3.7) 両式を比較するとわかるように、ループ間の相互干渉は、 $\left[\frac{\partial f}{\partial y_i}\right]_a$ が一般的には y_1, y_2 の関数形であること、式 (3.7) 右辺の第 2, 第 5 項が新しく加わったことの二つの形で表わされている。いまいちばん簡単な例として $f(y_1, y_2)=y_1^2+y_2^2$ の場合について考えてみると、

$$\left[\frac{\partial f}{\partial y_1}\right]_a=[2y_1]_a, \quad \left[\frac{\partial f}{\partial y_2}\right]_a=[2y_2]_a \quad (3.8)$$

となり、 $\left[\frac{\partial f}{\partial y_i}\right]_a$ による相互干渉がなくなり、図 3.2 の等価ブロック線図の z は新しく他のループの y の値に比例し、 $\omega_1-\omega_2$ および $\omega_1+\omega_2$ の周波数を持ったノイズと考えればよい。

図 3.3 の点線はアナログ計算機を用いて 2 変数の場合の Simulation study を行なった結果を示している。すなわち、 x_1, x_2 のステップ応答が 20% overshoot, 0% overshoot するときの T_f ($T_{f1}=T_{f2}$) と $K_1(A_1' \approx A_2')$ のため $K_1 \approx K_2, A_1' K_1 = A_2' K_2$ の関係、0% overshoot のときの応答速度と T_f の関係がこれである。この場合、選ばれた各定数は図 3.3 に示されている⁽¹⁾。また図 3.4 は x_{d1}, x_{d2} , また両方が共にステップ状に変化したときの f の過渡応答を 0% overshoot の場合を例に示している。

図 3.3, 3.4 からわかるように、この種の制御系はフィルタな

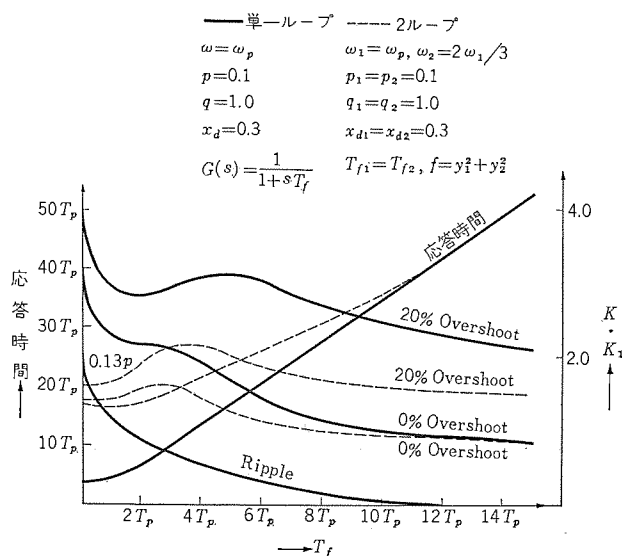
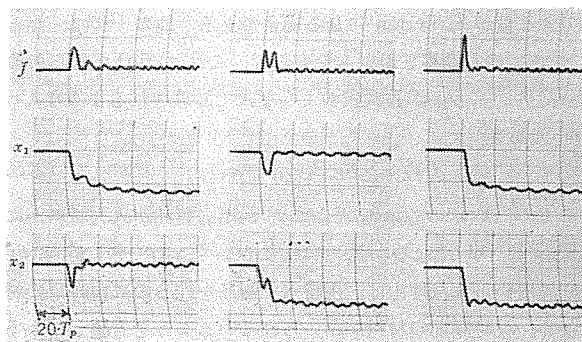


図 3.3 T_f と K の関係
Fig. 3.3 Relation between T_f and K .



(a) $T_f=0$



(b) $T_f=10 T_p$

図 3.4 2 ループ系の過渡応答
Fig. 3.4 Transient response of two loops.

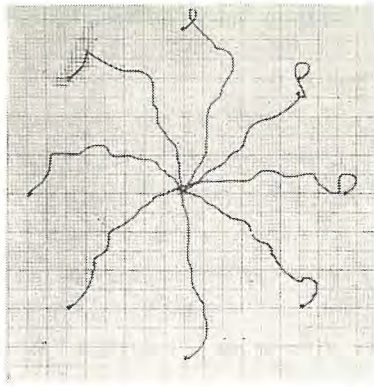


図 3.5 探索信号法における x_1 と x_2 の動作
Fig. 3.5 Trace of x_1 and x_2 in a perturbation signal method.

しでも設計することができるが、その場合はかなり激しい相互干渉が二つのループの間に存在する。そのためにステップ応答を所定の overshoot に収めようとすると、 K_1, K_2 を単一ループの場合よりも下げる必要があり、そのため応答時間も長びくことになる。 T_f を大きくしていくと、それにつれてこの相互干渉の影響は小さくなり、 $T_f=10T_p$ 程度以上のフィルタが入ると相互干渉の影響がほとんど取除かれる。もし $\partial f/\partial x_i$ の測定をループ間の相互干渉の影響なく行なうことができれば、多ループ系の応答は 1 ループ系の応答と全く同一になり、 $T_f=0$ のときの 1 ループ系の応答をもって、この種の系の最も速い応答とすることができる。

図 3.5 は $T_f=10T_p$, 0% overshoot のときの x_1, x_2 の動きを X-Y Recorder で書かせたものである。

4. 試行法

試行法には二つの方法がある。その一つは Δx_i の長さを $\partial f/\partial x_i$ の値に比例させて変える方法であり、他の一つは Δx_i の長さは変えないで、 Δx_i の符号だけを $\partial f/\partial x_i$ の符号から決める方法である。

まず第 1 番目の方法について考えてみる。この方法ではまず 1 個の x_i が他の x を固定した状態で定められた長さ Δx_i だけ変えられ、 Δt 時間後の Δx_i により引き起こされた f の変化分を用いて式 (2.4) から $\partial f/\partial x_i$ が計算される。このようにして、すべての $\partial f/\partial x_i$ が測定された後、すべての x_i が同時に $\partial f/\partial x_i$ の測定値に比例して変えられる。同様の操作がすべて $\partial f/\partial x_i$ が 0 になるまで続けられる。図 4.1 はこの場合の等価的なブロック線図を示している。図 4.1 を図 3.2 と比較すればわかるように、探索信号法ではループ間の相互干渉を除去するためにフィルタが必要であったが、試行法では $\partial f/\partial x_i$ の測定が断続的に行なわれるために、ループ中のフィルタに代って等価的に Sampler が置かれることになり、その Sampling period は $\partial f/\partial x_i$ 測定の間隔を与える。

試行法では多くの場合、 $\partial f/\partial x_i$ の測定を f の変化分が定常状態

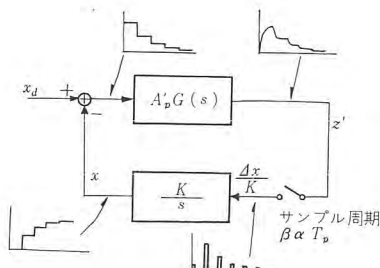


図 4.1 1 番目の試行法のブロック線図
Fig. 4.1 Block diagram of the first trial method.

に落付くのを待って行なう。その場合の各部の動作が図 4.1 に示されている。図 4.1 では Sampling period が $\beta\alpha T_p$ となっているが、ここで αT_p は f が定常状態に落付くまでの時間、したがって $\alpha \approx 3$ 。 β は 1 ステップを進めるうえに必要な試行数で、 x_i を Δx_i だけ変えてみて $\partial f/\partial x_i$ の測定を行なうのに n 回、 x_i を元にもどすのに n 回（これは場合によっては省略することができる）、最後にすべての x_i を同時に $\partial f/\partial x_i$ の測定値に比例して変えるのに 1 回、全部で合計 $2n+1$ または $n+1$ になる。 A_p' は図 3.2 における A' と同様に $\partial f/\partial x_i$ の測定装置の等価ゲインで、 $A_{pi}' = p_i' \left[\frac{\partial f}{\partial y_{i-a}} \right]$ で与えられる。ここで p_i' は $\partial f/\partial x_i$ を測定するため x_i を変えてみる大きさであり、 $\left[\frac{\partial f}{\partial y_{i-a}} \right]$ は動作点における f の y_i にたいする偏微係数である。図 4.1 の制御系のステップ応答は、 f が定常状態に落付くまで待つ場合容易に求められて、定常状態の 95% に達するまでに γ ステップを必要とする。 γ は $A_p'K = 0.75$ のときに 3、 $A_p'K = 0.5$ のときに 5 になる。かくのごとくにして、この方法を用いたときの応答時間 t_1 は、

$$t_1 = \gamma \beta \alpha T_p \dots \dots \dots (4.1)$$

いま 2 変数の場合を例に取って、 $\alpha=3, \beta=3$ ($n+1$ の場合を採用)、 $\gamma=4$ とすると式 (4.1) から $t_1=36T_p$ となるが、この値は図 5.3 から探索信号法を用いた場合の $T_f=10T_p$ における応答時間に対応する。 $T_f=10T_p$ はまた二つのループ間の相互干渉が無視できるかどうかの限界であった。このことから、探索信号法の場合でも $T_f=10T_p$ 程度のフィルタを用いて相互干渉をなくすれば、一般に用いられている試行法とほぼ同程度の応答になることがわかる。

Sampling period が短くなってくると、以上のように簡単に応答速度を求めることができないで、 $G(s)$ が動特性を論ずるうえで考慮されねばならぬ。また $\partial f/\partial x_i$ の測定には、Stored energy による過渡現象を除去する操作が必要になる。

Sampling period が T_f に比し十分小さくなると図 4.1 のブロック線図で Sampler の影響はほとんどなくなって、図 3.2 においてフィルタのない場合と同一のブロック線図が得られる。

固定された Δx_i を持つ試行法に関しては、次の代表例が取り上げられる⁽²⁾。表 4.1 はその方法で試行がどのように実行されるかを示す法則があげられている。また、図 4.2 は 2 変数の場合の x_1 と x_2 の動きを示す。この場合のブロック線図は図 4.1 との対応において図 4.3 のように示される。

この試行法では 2 種類の試行が交互に行なわれ、 $2n$ 回の試行で一つの周期を形成する。第 1 種類目の試行は $\partial f/\partial x_i$ の符号を測定するために、一つの変数 x_i のみを変えてみる試行であり、第

表 4.1 2 番目の試行法の試行法則

周期中の位相	変えられるべき変数	符号の変化法則
0	$\Delta x_1, \Delta x_2, \dots, \Delta x_n$	*
1	Δx_1	Δx_1 の符号を変える
2	$\Delta x_1, \Delta x_2, \dots, \Delta x_n$	*
3	Δx_2	Δx_2 の符号を変える
4	$\Delta x_1, \Delta x_2, \dots, \Delta x_n$	*
\vdots	\vdots	\vdots
$2n-2$	$\Delta x_1, \Delta x_2, \dots, \Delta x_n$	*
$2n-1$	Δx_n	Δx_n の符号を変える

* 過去の動作中に x_i 単独の試行が一度でもあるとき、 Δx_i の符号は変えない。
 x_i 単独の試行がまだ一度もないとき、 Δx_i の符号を変える。

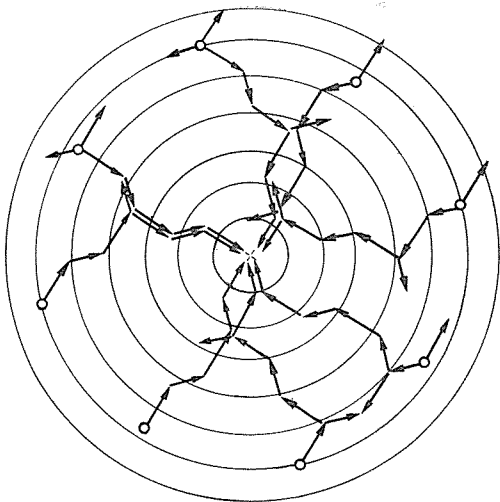


図 4.2 2 番目の試行法における x_1 と x_2 の動作
Fig. 4.2 Trace of x_1 and x_2 , in the second trial method.

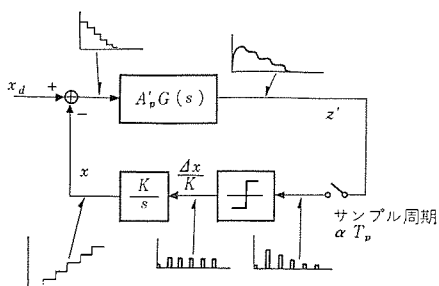


図 4.3 2 番目の試行法のブロック線図
Fig. 4.3 Block diagram of the second trial method.

2 種目の試行は同時に全部の x_i を変える試行である。試行が成功である、すなわちその試行によって起こされた f の変化が好ましい方向に向っているときには、 x_i の値を元に戻すことなく表 4.1 にしたがって次の試行が決定される。他方試行が成功でない場合には、次の試行でまずすべての x_i を失敗した以前の位置に戻し、表 4.1 に示されたような Δx_i の符号変化を行ない、しかる後に表 4.1 の次の試行へと移項する。

2 変数の場合には、現在位置と最適点の距離、 $x_d = \sqrt{(x_{d1})^2 + (x_{d2})^2}$ 、と平均試行回数、 N の関係が次式で示される。ただし、この場合 N の中には最適点付近で連続して起こる失敗の数は数えられていない。なぜならばこれらは最適点付近におけるハンティング・ロスと考えることができるからである。

$$N \approx \xi \sqrt{(x_{d1}/\Delta x_1)^2 + (x_{d2}/\Delta x_2)^2} + \eta: \dots\dots\dots (4.2)$$

$$\xi = 1.3, \quad \eta = 2.1$$

ξ と η の値は試行の法則を変えると変ってくるが、その変動はそれほど大きいものではない。たとえば、 ξ の値は試行法により大

体 1.0 と 1.3 の間の値を取ることが報告されている⁽³⁾。

かくして、この試行法の応答時間 t_2 は 1 回の試行時間を αT_p として、

$$t_2 = N \alpha T_p = \{\xi \sqrt{(x_{d1}/\Delta x_1)^2 + (x_{d2}/\Delta x_2)^2} + \eta\} \alpha T_p \dots (4.3)$$

他の試行法の応答時間 t_1 は $36 T_p$ であったから、それに相当するこの試行法の試行数を式 (4.3) から求めると、 $\alpha = 3$ として $N = 12$ 、すなわち $\sqrt{(x_{d1}/\Delta x_1)^2 + (x_{d2}/\Delta x_2)^2}$ にして 7.6 の距離を試行する場合が $36 T_p$ の応答時間に対応することになる。

もちろん Stored energy の影響を取り去る操作を行なえば、図 4.2 の Sampler の Sampling period は図 4.1 の場合と同様に短くすることができる。

5. む す び

以上の論議を通じて、われわれは情報という観点から最適化制御の二つの方法、探索信号法と試行法を比較した。その結果、これら二つの方法は $\partial f / \partial x_i$ をフィード・バックして 0 に保つという意味で、本質的に同一の制御系であることが明らかにされた。細部の相違は $\partial f / \partial x_i$ の測定法から出てくる。すなわち、一方は連続的測定法であり、他方は不連続的測定法である。 $\partial f / \partial x_i$ を連続的に測定する場合には、フィルタが多ループ間の相互干渉を取除くために必要で、フィルタで系の応答速度が決まる。他方、不連続な測定の場合には Sampler がフィルタに取って代ることになる。Sampler の Sampling period は必ずしもその必要はないわけであるが、一般的には Criterion の値が定常状態に落付くのを待つためにゆっくりしたものになる。しかしながら、フィルタの時定数も Sampling period も共に、どの程度の精度で $\partial f / \partial x_i$ の測定が行なわれるかに応じて速くもおそくも選ぶことができる。このようにして、二つの方法の優劣は応用される所と、装置の複雑さによって決せられるように思われる。

第 2 番目の試行法では飽和関数がブロック線図に導入されるので他の方法とは多少異なった観点から比較・研究が行なわれねばならない。
(昭 37-10-8 受付)

参 考 文 献

- (1) 福永, 井上: 探索信号法を用いた最適化制御, 制御工学, 6, No. 4, 207—213 (昭 37)
- (2) 福永: 試行法による多変数最適化制御, 制御工学, 5, No. 1, 46—52 (昭 36)
- (3) 浅居, 北嶋, 平井: 2 変数入力の場合の最適化制御の試行法および試行装置, 電気学会雑誌, 81, No. 6, 916—925 (昭 36)

OPCONによる石油ナフサ分解炉の最適化制御

—— 9402 形 OPCON の概要と応用例 ——

河合 義雄*

宮崎 誠**

大鳥羽幸太郎***・柴谷 浩二***・小泉 寿男***

福永圭之介****

OPCON Control Optimizing A Cracking Furnace of Petroleum Naphtha

—— General Description of OPCON Model 9402 and Its Application ——

Kureha Chemical Industry Co.

Yoshio KAWAI

Chiyoda Chemical Engineering & Construction Co.

Seiichi MIYAZAKI

Mitsubishi Electric Manufacturing Co. Electronics Works

Kōtarō ŌTOBA・Kōji SHIBATANI・Hisao KOIZUMI

Mitsubishi Electric Manufacturing Co. Research Laboratory

Keinosuke FUKUNAGA

In the latest process industry, optimizing control is now being taken up. The optimizing control is a control system by which profit rate or production cost is maintained maximum or minimum. This has become capable for the first time by the application of the highest electronic technique. Mitsubishi has announced, in the hope of meeting the requirements of the age. OPCON (an optimizing controller), which has drawn a great interest of various quarters. The OPCON is an automatic optimizing controller operating on an experimentation method, being applied to many fields of control such as maintaining the value of a certain criterion maximum or minimum. As one of trials the OPCON has been employed with success in the experiment of bringing into practice the optimizing control of a process which products acetylene and ethylene through the thermal cracking of petroleum naphtha.

1. ま え が き

最近の自動制御の動向は適応制御であり、プロセス工業においても、適応制御の一分野として、プロセスにおける利益率やコストを最大または最小に保つ最適化制御がとり入れられつつある。

当社では昭和36年10月、三菱自動最適化装置 OPCON-9402形を発表し、以来各方面に多大の関心呼んで来た。

OPCONは試行法による制御方式を採り、プロセスにおける最適化制御、自動監視のほか、多くの調整要素を持つ系の自動調整、自動監視に広く応用でき、あるCriterionの値(たとえばプロセスの利益率)を最大または最小に保つといった制御分野の多くに適用することができる。これらの分野には、デジタルコントロールコンピュータの使用が実用化されつつあるが、これに対してOPCONは

1. 装置が非常に簡単で、そのため信頼度が高くかつ安価である。
2. プロセスの特性方程式を正確に知る必要がない。
3. 異なった各種プロセスに同一の装置を使用することができる。

などの特長を持っている。

OPCONは発表以来日が浅く、その実用化の例は少ないが、このたび、37年5月から8月にわたって行なわれた、千代田化工建設株式会社・呉羽化学工業株式会社・三菱電機株式会社の3社共同による石油ナフサ熱分解プロセスの最適化制御実用化試験にこの装置を採用し、満足すべき結果が得られた。

実用化試験に用いたプラントは、高分子原料技術研究組合の石油アセチレンパイロットプラントで、燃料ガスと酸素を燃焼させ、スチームによってコントロールされた燃焼ガス中に、原料である石油ナフサを

直接吹込んで分解させ、アセチレンおよびエチレンを製造するプロセスであり、OPCONでこのプロセス操業の利益率を最大ならしめるような制御を行なった。

ここにOPCONの制御方式、9402形の概要、共同実用化試験の概要およびOPCONによるプロセス制御の問題点について報告する。

2. OPCON の制御方式

2.1 計算機制御とOPCON

プロセス制御の方法としては、従来から、定値制御、プログラム制御などが採られてきたが、これらのみでは、プロセスの変動や外乱の生じた場合、製品の量・質などのプロセス出力や、プロセスにおける利益を常に希望の値に保っておくことはできない。これに対する最適化制御としては、主として、電子計算機を用いた方法として、モデル法⁽¹⁾と試行法⁽²⁾がある。

モデル法は制御対象の入・出力値を用いて計算機内部で特性方程式(数学的モデル)を作り、その方程式からプロセス操業の最適値を求めるものであり、試行法は、プロセスの過程において、自動的に入力変数を変えてみて、その出力を検出し現在位置よりさらに最適な点が存在するとその方向に働いて、それが極値になるように試行的に最適化入力を見つけ出す制御方法である。

OPCONは、この試行法を採用した制御装置であり、各種プロセスの最適化制御に適応される。

2.2 OPCON の原理

図2.1は、プロセスから得られる利益率を最大に保つ最適制御を行なう場合のブロック線図である。

図は大きく分けて二つの部分に分かれる。第1の部分は最適化

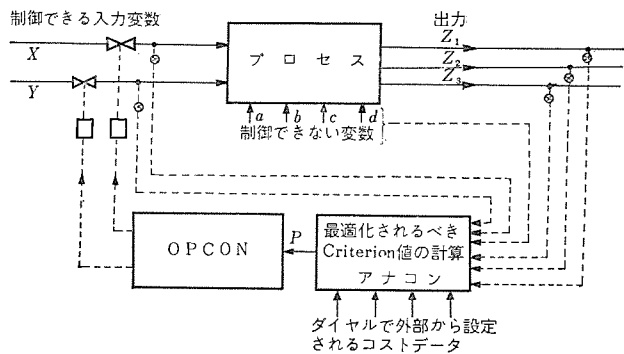


図 2.1 OPCON の制御系ブロック線図
Fig. 2.1 Block diagram of OPCON control system.

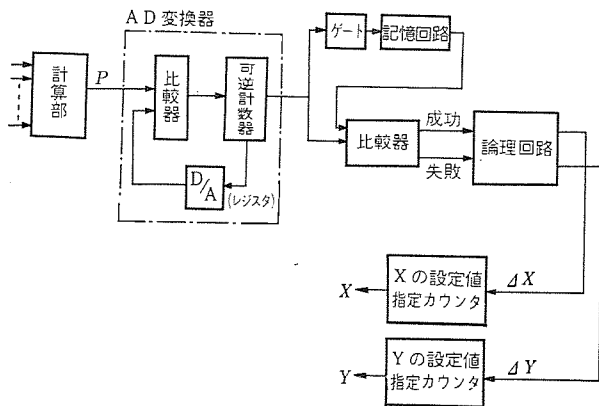


図 2.2 OPCON のブロック線図
Fig. 2.2 Block diagram of OPCON.

される Criterion の値が計算される所で、たとえば、利益率 P が

$$P = \omega_1 Z_1 + \omega_2 Z_2 + \omega_3 Z_3 - \omega_X X - \omega_Y Y \pm f(Z_1, Z_2, Z_3) \dots (2.1)$$

Z_1, Z_2, Z_3 : プロセスの出力量

X, Y : プロセス入力量

$\omega_1 \sim \omega_Y$: それぞれの単価

$\pm f(Z_1, Z_2, Z_3)$: Z_1, Z_2, Z_3 間の関数関係

で表わされる場合は、 ω を設定するポテンシオメータとか加算器、 $\pm f(Z_1, Z_2, Z_3)$ を模擬する乗算器やリミッタなどでアナログ的に構成され、最適にしようとする対象によりおのずから異なってくる。

第2の部分で OPCON で、図 2.2 にブロック線図が示されている。ここで、OPCON の入力を P とし、レジスタには P の今まであった最大の値がたくわえられている。今、新しい X, Y の状態に対する P が入った場合、その P の値がレジスタの値と比較され、もし P のほうが大きければ新しい X, Y の位置のほうが好ましいので、この試行を、「成功-Success」と呼び、もし P のほうが小さいときは、これは X, Y の取り方が誤っていたので、この試行を、「失敗-Failure」と呼び、 X, Y の変化分の符号を適当に変えて別の試行を行なう。

図 2.3 のように、この過程を繰返して、どの方向に試行を試みても失敗に終わるようなとき、その点はその付近で一番高いのであるから最適点になる。ここで X, Y の変化幅を自動的に小さく切換え、試行を続けていけば、 X, Y はプロセスの変動や外乱による P のドリフトに追従し、系を常に最適点からある変位内に保つことになる。これら一連の動作は、定常値に対してのみ行なわれ、 X, Y を変えたときに起る過渡状態が十分取まるのを待って次の判断、試行が行なわれる。

2.3 OPCON の試行法

最も速く最適点（等高線上では山の頂上あるいは谷底）に到達

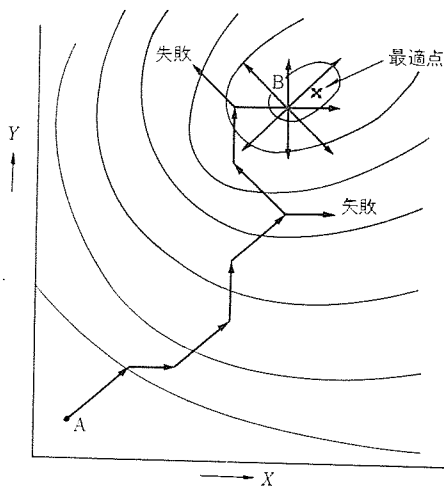


図 2.3 X, Y の試行過程
Fig. 2.3 Trial process of X, Y .

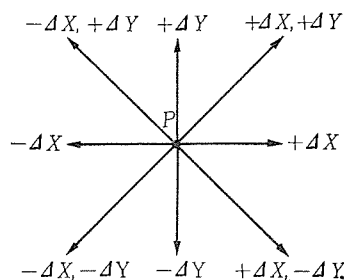


図 2.4 2変数の場合の8試行
Fig. 2.4 8 ways of trial with 2 variables.

する方法としては、斜面の勾配が最大になる方向を見つけ、常にその方向に向って変数を変化する最急降下法⁽³⁾ (Steepest Descent Method) がある。すなわち、

$P(X + \Delta X, Y + \Delta Y)$ を第1次微係数の項まで Taylor 展開すると、

$$P(X + \Delta X, Y + \Delta Y) = P(X, Y) + \left(\frac{\partial P}{\partial X} \Delta X + \frac{\partial P}{\partial Y} \Delta Y \right) + O^{(2)}$$

$$= P(X, Y) + \left(\frac{\partial P}{\partial X} \cos \theta + \frac{\partial P}{\partial Y} \sin \theta \right) \Delta r + O^{(2)} \dots (2.2)$$

$$\Delta r = \sqrt{(\Delta X)^2 + (\Delta Y)^2}$$

かくして、等高線に直角な方向を与える θ 、あるいは $[P(X + \Delta X, Y + \Delta Y) - P(X, Y)] / \Delta r$ を最大にする θ は、

$$\tan \theta = \frac{\partial P / \partial X}{\partial P / \partial Y} \dots (2.3)$$

で求められる。したがって、 Y を固定し X を ΔX だけ変えて、 $\Delta P / \Delta X (\approx \partial P / \partial X)$ を求め、次に同様に、 $\Delta P / \Delta Y (\approx \partial P / \partial Y)$ を求め、式 (2.3) を計算することにより次を取るべき方向、 θ を決定することができる。この方法は能率のよい試行法であるが、その反面、 $\partial P / \partial X$ 、 $\partial P / \partial Y$ および式 (2.3) の計算を行なうことが計算機に要求される。

この点 OPCON では、最急降下法に次の二つの変形を与えて装置の著しい簡単化を行なっている。説明の詳細は他の文献⁽³⁾にゆずり要点だけを述べれば、一つは変数の変化分の大きさを固定し変数を不連続に変化させる。すなわち、 X, Y 2変数の場合の試行方向を、図 2.4 のように8種類に限定すれば、このうち最大の傾斜を持つ試行点は、

$$\left. \begin{array}{l} \partial P / \partial X \text{ の符号} = \Delta X \text{ の符号} \\ \partial P / \partial Y \text{ の符号} = \Delta Y \text{ の符号} \end{array} \right\} \dots (2.4)$$

を、満足したものである。したがって、 $\partial P / \partial X$ 、 $\partial P / \partial Y$ の符号だけから次を取るべき ΔX 、 ΔY の符号を決定すればよいから、次

表 2.1 2 変数の場合の試行順序

順 序	変 化 す べ き 変 数	
0	X	Y
1	X	
2	X	Y
3		Y
⋮	⋮	⋮

の試行点の設定にあたって、符号を決する比較器 (Comparator) のみでよく、いっさいの演算的要素を取除くことができる。二つは試行にあたって、過去の経路の情報を利用することである。すなわち、X, Y の変化順序は、変数の一方だけを变化する単独試行と、X, Y の両方を変化する複合試行を組合せ、引続いて成功が起った場合は、表 2.1 のような順序を繰返すが、失敗に関しては、「単独試行で失敗が起きた場合は、その変数の進行方向を逆転する」「複合試行で失敗が起きた場合は、過去に単独試行の経験のない変数の変化分の符号だけを反転する」、いずれの失敗の場合も、変数は元の位置にもどり、そのときの値をあらためて記憶する。

連続 8 回の失敗が生じたとき、最適点と判断し、変化幅 (ステップ幅) を自動的に COARSE から FINE に切替える。COARSE, FINE のステップはあらかじめ任意に設定できた、操業中任意に設定し直すことができる。

3. OPCON-9402 形の概要と特長

3.1 トランジスタ NOR とトランジスタ直流増幅器

OPCON を構成する論理素子には、厳選されたトランジスタと抵抗からなる NOR 回路を主体とした各種標準 ロジックカード を使用し、演算増幅器には全トランジスタ化されたトランジスタ直流増幅器⁽⁴⁾を使用し、装置全体としての信頼性の向上を図っている。

トランジスタ NOR は、図 3.1 で表わされるように、入力 X_1, X_2, X_3 がすべて 0 (0V) のとき、正バイアス $+V_{bb}$ によりオフの状態となり、出力 Y は 1 ($-V_{cc}$ V) となるが、入力のうち少なくとも一つが 1 になるとコレクタ電流を飽和させるようなベース電流が流れるように設計されており、出力は 0 となる。このことは論理的に

$$Y = \overline{X_1 + X_2 + X_3}, \quad (= \overline{X_1} \cdot \overline{X_2} \cdot \overline{X_3}) \cdots \cdots (3.1)$$

と表わされ、これを組合せることにより各種の論理回路を形成することができる⁽⁵⁾。トランジスタ NOR は動作が安定確実であり、万一故障しても互換性のあること、安価であることなどから工業制御用素子として適している。

トランジスタ直流増幅器は次の特性を持っている。

トランジスタチップによるドリフト補償付
総合利得 110 dB 以上

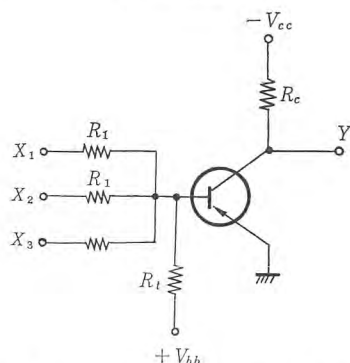


図 3.1 試行トランジスタ NOR 要素
Fig. 3.1 Transistor NOR element.

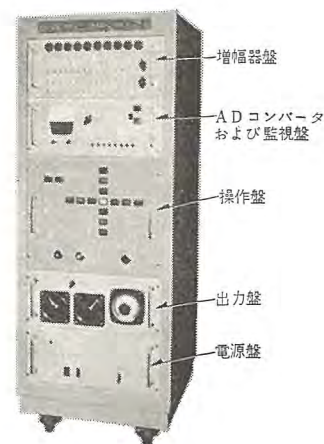


図 3.2 OPCON-9402
の外観
Fig. 3.2 Type 9402
OPCON optimizing
controller.

出力 ± 10 V, 10 mA
周波数特性 50 kc まで ± 3 dB 以下 (符号変換器として)
ドリフト 入力換算 1 mV/8h 以内
単体精度 (直線性) ± 0.2 % 以内

3.2 構成および機能

この装置の外観写真を図 3.2 に示す。構成は、増幅器盤、AD コンバータ および監視盤、操作盤、出力盤、電源盤の 5 パネルと論理回路からなっている。各 パネル の機能、仕様を次に示す。

(1) 増幅器盤

計算部は OPCON 本体と別個に設置するが、9402 形には、式 (3.2) の計算を行なう演算増幅器を 14 台収容し、そのうち 1 台は AD コンバータの比較器として使用される。

$$Z = k_0 \{ c_0 + k_1 (\pm x_1 \pm c_1) + k_2 (\pm x_2 \pm c_2) + \cdots + k_{10} (\pm x_{10} \pm c_{10}) \} \cdots \cdots (3.2)$$

(2) AD コンバータ および監視盤

増幅器からのアナログ出力をデジタル量へ変換し、その値を表示する。その他、増幅器盤演算増幅器の出力電圧監視を行なう。AD コンバータのブロック線図は、図 2.2 に示したが、連続比較形を用いている。

入力電圧: 0 ~ +10V, 出力信号: 2 進 8 ビット。

(3) 操作盤

OPCON の始動停止、動作条件の設定、その他の操作および論理回路主要部分の動作表示を行なう。

(4) 出力盤

論理回路の出力信号は、OPCON 出力変数の変化幅とその符号を与えるデジタル信号である。これをアナログ量に変換する装置、および試行の時間間隔を決する タイマ を収容している。

出力信号数は 2 個 (X, Y) であって、出力は電圧または抵抗値の変化として得る。

変化幅は、COARSE のとき、フルスケールの 2/100, 3/100 ~ 12/100, FINE のとき、1/100, 2/100 ~ 5/100 のうちおのの任意の一つを切換え選択する。なお、任意の時刻に手で試行条件を切換えることができる。

(5) 電源盤

OPCON 動作に必要な下記電源をつくる。

DC: ± 15 V, +30 V, -10 V

AC: 6.3 V, 18 V, 50 V

方形波: 400 c/s

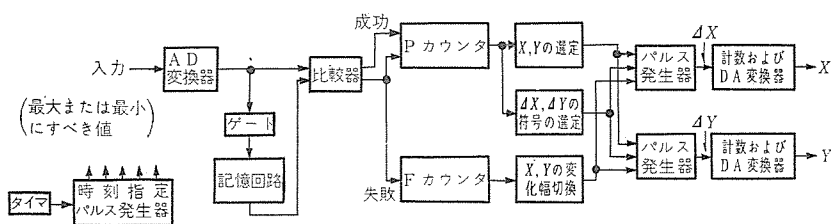


図 3.3 論理回路のブロック線図
Fig. 3.3 Block diagram of logic circuits.

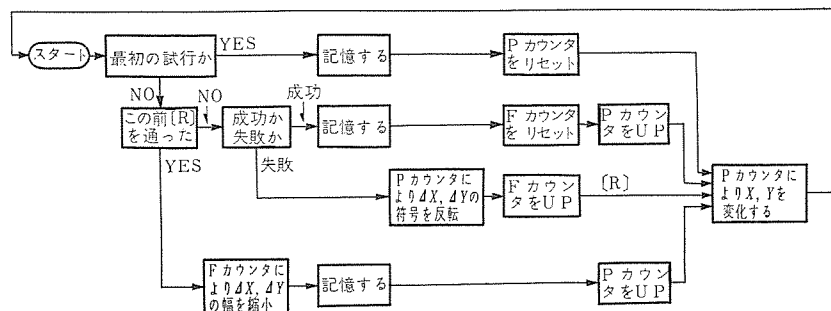


図 3.4 フローチャート
Fig. 3.4 Flow chart.

表 3.1

順 序	P_1	P_2	変 化 す べ き 変 数	
0	0	0	X	Y
1	1	0	X	
2	0	1	X	Y
3	1	1		Y

電源仕様は、AC 100 V $\pm 10\%$ 50/60 c/s
約 150 VA

3.4 論理回路部

論理回路部には、OPCON 動作の論理回路および AD 変換器の論理部分と D/A 部分が収容されている。

図 3.3 は論理回路部のブロック線図を示し、図 3.4 は主要動作を表わすフローチャートを示す。X, Y のうち片方だけ変化するか、両方を変化するかは試行の度数を計数する P カウンタで指定される。P カウンタは、図 3.5 に示すような 2 けたの 2 進計数回路と OR 回路から成り立つもので、その出力、 P_1 , P_2 と変化するべき変数との関係を、表 3.1 のようにすれば、X, Y を変化するべしという信号 δ_x , δ_y は

$$\delta_x = \bar{P}_1 + \bar{P}_2, \quad \delta_y = \bar{P}_1 + P_2 \quad \dots \dots \dots (3.2)$$

となるから、OR 回路で δ_x , δ_y を得る。

F カウンタは連続して起る失敗の回数を数えるもので、その数が 8 を越えれば変化幅を小さく切替える指令を出す。

ΔX , ΔY の符号は、2 進計数回路の出力が 1 か 0 かによって表わす。パルス発生器は、 ΔX , ΔY の大きさに比例したパルスが発生する回路である。図 3.6 の回路でスタートパルスが出るとフリップフロップが反転し、 $G=0$ となり、ゲートが開いてパルス列 T_c が出力に現われる。このパルスが所定の数に達すると計数パルスはストップパルスを発生し、フリップフロップをリセットし、 $G=1$ となって、ゲートを閉じる。同時に、計数回路もリセットされ、次の動作に備える。

計数および DA 変換器は可逆回転スイッチとポテンショメータを組合せる方式を採用している。時刻指定パルスは、論理操作の時刻を指定するためのパルスで、2 進計数器と AND 回路から作り出

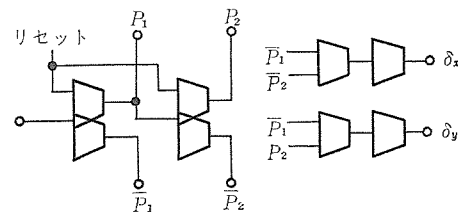


図 3.5 P カウンタ
Fig. 3.5 P counter.

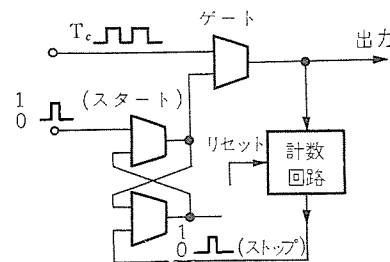


図 3.6 パルス発生器
Fig. 3.6 Pulse generator.

される。

3.5 OPCON-9402 形の特長

- (1) 全トランジスタ化されているので信頼性も高く小形であり、消費電力が少ない。
- (2) 変数変化の方向は過去の経験を利用して決定されるので、むだな試行の回数が少なく、早く最適点に到達する。
- (3) 最適点を探索する状態と小さい変化幅で最適点を正確に求め、そこに系を保持させる状態のステップ幅が自動的に切替わる。
- (4) 変数の変化幅は、プロセスの特性によって任意の値に選ぶことができる。
- (5) 各パネルは引出し構成で、保守・点検が容易である。

4. OPCON のパイロットプラントへの使用実例

このたびの最適化制御実用化試験は、呉羽化学工業株式会社、千代田化工建設株式会社、三菱電機株式会社の 3 社共同で、37 年 5 月から 8 月にわたって、千代田化工建設川崎工場内で行なわれ、満足すべき成果と、今後のプロセス制御機器設計の資料や問題点をあきることができたことなど多くの利点があった。

制御装置としては、上述の OPCON-9402 形、アナログ電子計算機およびその他の制御機器を用いた。

実用化試験を行なったプラントは、高分子原料開発研究組合が、石油アセチレン製造技術のため、千代田化工建設川崎工場内に建設したパイロットプラントで、石油ナフサを熱分解して、アセチレン、エチレンを製造することを目的としている。

図 4.1 はプラントの全景写真であり、実装置規模のパイロットプラントである。すぐ横に、コントロールルームがあり、OPCON もここに据付けられた。

アセチレンは、塩化ビニールをはじめ数多いプラスチックや合成樹脂の原料となる重要な物質で、現在はおもにカーバイトから製造されているが、石油を蒸留して得られるナフサからはもっと安く作れるという点で、その製造技術は各方面から脚光をあびている。

4.1 プロセスの概要⁽⁷⁾

プロセスは図 4.2 に示すように石油ナフサの熱分解である。

燃料ガスと酸素を反応器の燃焼室で 1,500°C 以上に燃焼させ、

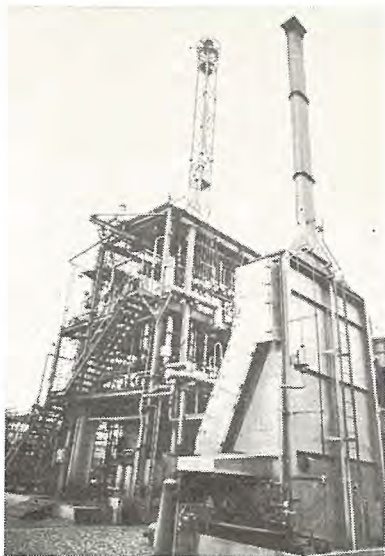


図 4.1 最適化制御実用化試験を行なったパイロットプラント
Fig. 4.1 Pilot plant used for optimizing control test.

燃焼ガスを送る。その燃焼ガス中に予熱した石油ナフサを直接吹込んで分解させ、分解ガス (Cracked Gas) を得る。これから反応の制御にスチームを吹込んでいく。

分解ガスから、アセチレン、エチレンを得るのが目的であるが、この他分解ガスには水素、一酸化炭素、炭酸ガス、メタンガスなどが含まれており、燃料として使う。最適化制御は、このプロセス操業の利益率を最大に制御するのを目的とする。

なお、プロセスには、次のような制限条件がある。

(1) 酸素および燃料の流量

最大は反応炉の損傷によって制限され、最小は安定燃焼限界によって定まる。

(2) 反応器の温度

最大は反応器の損傷によって制限される。これは酸素、燃料ガスの流量とも関係する。

(3) 次の工程による制限

このプロセスにおける目的生成物は、アセチレン (A) とエチレン (E) であるから、 $(A+E)$ が大きく生成されれば望ましい訳であるが、単に和が大きいだけでは、次の工程を考えると不可である。次の工程にとっては、 E と A との間にある比率、 $E/A=\gamma$ が要求され、その比率からはずれれば、その分は損失を招くと評価する。この制限条件は、 $-|E-\gamma A|$ の項を後述の利益率の算式中に加えることにより行なった。

プラント運転による過去のデータから、 $E/A=\gamma$ に関する制限条件を入れない場合には、利益率最大の点は、(1) の条件外に飛出すことが予想されたが、これを入れるならば、利益率最大の点は (1) (2) の条件内にあり、しかも一点のみであることがあらかじめ推定されていた。

4.2 OPCON コントロールシステムと計装

プロセス操業の利益率を最大に制御する制御系を図 4.3 に示す。

検出された各流量は伝送器により、 $0\sim 0.5\text{ V AC}$ に変換され、記録計に伝達されるが、同時に、AC-DC 変換器により、 $0\sim 50\text{ V DC}$ に変換され、計算部であるアナコンに入る。

一方、分析計はプロセス用ガスクロマトグラフを使用した。このガスクロには出力機構が具備されていないので、分析値の連続自動設定は今回は行わず、分析計記録紙のバーグラフを読み取って、利

オプコンによる石油ナフサ分解炉の最適化制御・河合・宮崎・大鳥羽・柴谷・小泉・福永

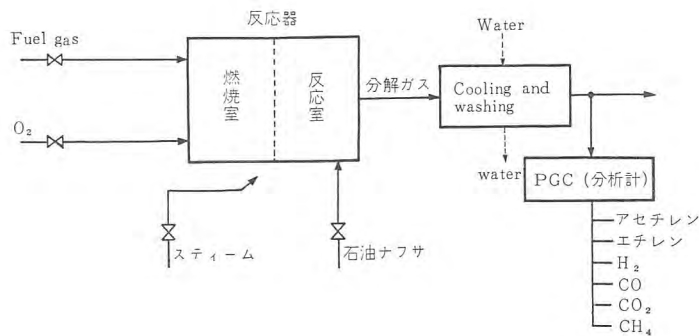


図 4.2 石油ナフサ熱分解プロセス
Fig. 4.2 Thermal cracking process of petroleum naphtha.

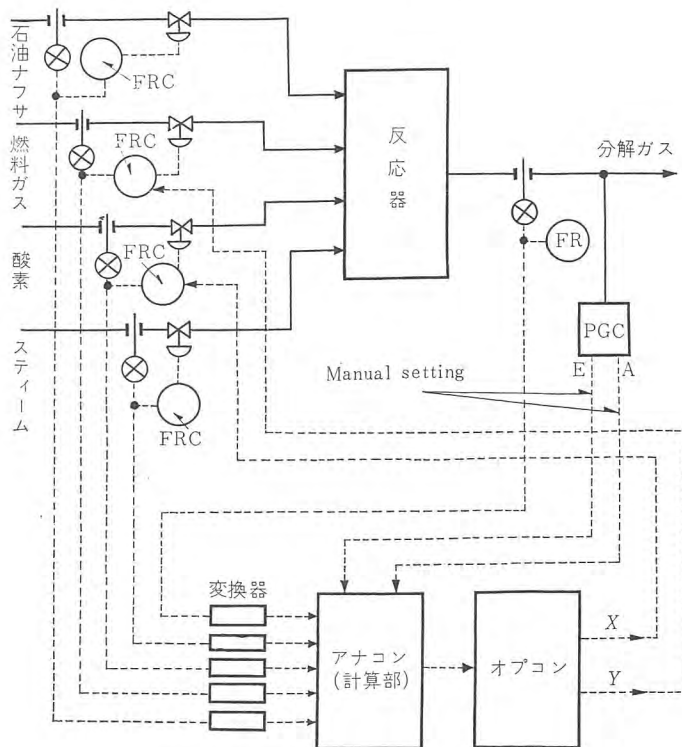


図 4.3 OPCON コントロールシステムと計装図
Fig. 4.3 Block diagram of OPCON control system and instrumentation.

益率計算用アナコンのポテンシオメータを手動で設定した。以上のデータからアナコンは、プログラムされた式にしたがって、最大に制御すべき利益率 P を計算し、その出力を OPCON に伝達する。OPCON はその出力信号電圧値から論理判断を行ない、 X, Y の対応する調節計へ制御信号を出す。

なお、 P の計算式が OPCON 実装計算部の容量以上ゆえ、計算部にはアナコン 7303 形を用いた。

4.3 OPCON 運転の条件

(1) 利益率 P の計算式

最大に保つべき P の計算式は図 4.3 において、製造物から原料を減算し、おのおのにその単価を乗じたもので、これに上述の制限条件 $-|E-\gamma A|$ の項を加えて、次のように表わされる。

$$P = a_1 G(E+A) + a_2 G(1-E-A) - b_1 X_1 - b_2 X_2 - b_3 X_3 - b_4 X_4 - cG|E-\gamma A| \quad (4.1)$$

ここで、

P : プロセス操業の利益率

X_1 : 原料ナフサの流量, X_2 : 酸素の流量

X_3 : 燃料ガスの流量, X_4 : スチームの流量

G: 分解 ガス の流量 A: 分解ガス中の アセチレン 濃度
 E: 分解ガス中の エチレン 濃度
 $a_{1,2}, b_{1-4}$: おおのこの価格換算係数
 c: 制限条件の等価価格係数

(2) 2 変数, X, Y の選択

プロセスの出力である分解 ガス 流量およびそれに含まれる A, E の濃度に対して大きくく入力変数はおもに、酸素、燃料 ガス、スチームの三つであるが、このうち、どの二つをどれだけの変化幅(ステップ 幅)で選ぶかは種々検討した結果、

X=酸素流量 Y=燃料 ガス 流量

とし、ステップ 幅の比は、出力に与える影響が大体等しくなるような値として、

$$\Delta Y / \Delta X \approx 3 \dots\dots\dots (4.2)$$

とし、絶対値は、

$$\left. \begin{array}{l} \Delta X = 3 \% \\ \Delta Y = 8 \% \end{array} \right\} \left. \begin{array}{l} \Delta X = 2 \% \\ \Delta Y = 5 \% \end{array} \right\} \left. \begin{array}{l} \Delta X = 2 \% \\ \Delta Y = 4 \% \end{array} \right\} \left. \begin{array}{l} \Delta X = 1 \% \\ \Delta Y = 3 \% \end{array} \right\} \dots\dots\dots (4.3)$$

のうちから最適点の探索と、プロセス 変動により P のドリフト 追従に関して適時選択するようにした。

(3) OPCON 作動の周期

このプロセスの反応はきわめて速く、反応器の入出力間の伝達遅れは秒の オーダ と考えられる。したがって、系全体の遅れは主として、分析計と サンプリグ 系により決定される。サンプリグ には約 1 分のむだ時間があり、ガスフロ はサンプリグ 後、A, E のバググラフを記録し終るまで約 2.5 分を要する。一方、これを読み取ってアナコンに設定する時間、各部の出力を記録する時間を 1 分とし、これらを総合して OPCON の作動周期を、ガスフロ の 2 周期である 10 分に選んだ。

(4) OPCON の試行論理

試行論理については、2, 3 項で述べたが、この プロセス では、XY, X, XY, Y…… を繰返し、失敗が生じた場合は、「単独試行ならその変数の、複合試行なら両方の符号を反転する」という論理を選んだ。その他に関しては 2, 3 項に述べたとおりである。

(5) プロセスの条件

OPCON コントロール に関係するプロセス 特性は、次の事項が既知である。これは OPCON オンライン 設置にとって重要である。

- プロセスの特性が大略的にわかっている。
- 入力変数のうち出力に対して、最も大きく効くのは、酸素、燃料 ガス である。
- 最適点は OPCON の制御範囲内にある。
- 制御されない量、スチーム、石油 ナフサ 流量、のドリフト 周期は、OPCON の試行時間間隔 10 分に対して長い。

4.5 行なった実験の種類

OPCON は、最適点の探索とドリフト 追従の二つの機能を持っているが、これらを評価するため次の各種運転を行なった。

(1), (RUN-1): 他の目的で行なわれるプラント運転に引続いて、OPCON をオンライン にし、このときの運転条件を出発点として最適点を探索させる。

(2), (3), (RUN-2, 3): プロセス のパラメータを変化して故意に最適点を移動させ、これに対する OPCON の追従能力を評価する。

変化するパラメータは、反応制御用 スティーム 流量。

(4), (RUN-4): 別の プロセス 実験 1 日間を間にはさみ、再び

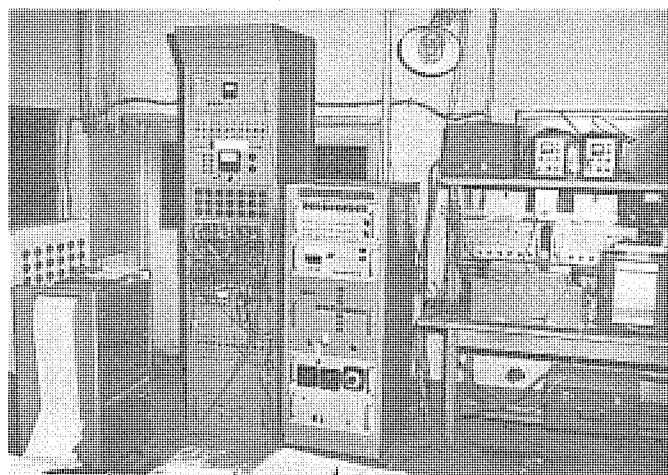
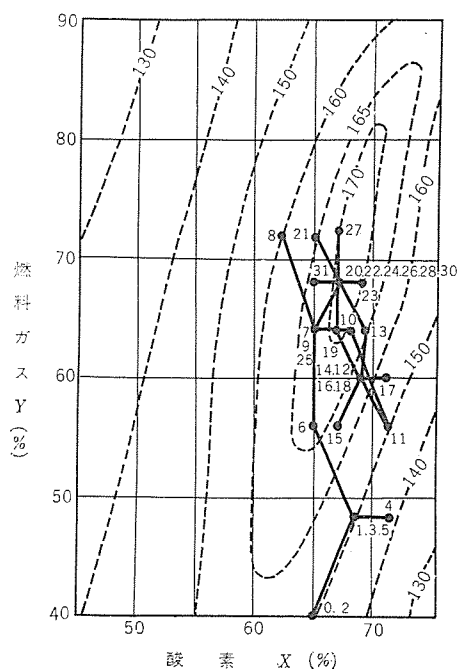


図 4.4 オンラインで動作中のオプコンその他
 Fig. 4.4 OPCON and other apparatus operating on-line.



石油ナフサ スティームの流量: 基準値
 図 4.5 X, Y に対するプロセスの数学的モデルと RUN-1 の試行
 Fig. 4.5 Mathematical model of the process for X, Y and RUN-1 trial.

OPCON をオンライン にし、プロセス のパラメータ、出発点を RUN-1 と同じに選び最適点を再び探索させる運転。

(5), (RUN-5): それまでの データから推定して、最適点と思われる付近から、OPCON をスタート させ、さらに正確に最適点を探索させ、そのまま試行を続けながら、系を最適点からのある変位内に保たせておく運転。これは (RUN-6) との比較に用いる。

(6), (RUN-6): (RUN-5) のあと、条件をそのままにして、OPCON をオフライン にし、プロセス の変動およびそれによる P のドリフト を調べる。

図 4.4 は、オンライン で動作している OPCON, アナコン, 変換器 記録計の写真である。

4.6 結果および検討

得られた結果を図 4.5 および図 4.6 に示す。

(1) RUN-1 に関して—図 4.6 (a)

スタートポイント 0 から出発し、試行番号 (Move Number) 22 付近で最適点に達している。それにしたがって P は増加の方向に向い、22 からある変位 ΔP 内に入り、系が最適点付近に保持されたことを示している。

石油 ナフサ、スチーム 流量は基準値である。

30 から 31 にかけて、スチーム を 10 % 上げ RUN-2 に移る。

(2) RUN-2 に関して—図 4.6 (b)

RUN-1 で最適点に達した後、31 からスチーム を基準値より 10 % 上げる。最適点の位置は変らないが、 P の値は減少。このことは、 P の等高線がそのまま下へ平行移動したことになる。

(3) RUN-3 に関して—図 4.6 (c)

Move Number 48 から、今度はスチーム を基準値より 10 % 下げる。 P はとたんに負の値まで減少するが、 X , Y が OPCON により自動的に調整され、次第に上昇し最適点付近に達する。しかし、 P の値はスチーム 基準値時より小さい。以上はスチームダウンにより、最適点が大幅に移動したが、OPCON はこれに追従して新たな最適点を探索したことになる。

(4) RUN-4 に関して—図 4.6 (d)

RUN-3 後、他の実験でプランを 1 日使用し、その後、スタートポイ

ント、スチーム を RUN-1 と同一条件でスタートさせたが、探索した最適点は、RUN-1 のときと異なっている。そこで今度は RUN-1 の最適点から再び スタート させたが、やはり RUN-4 の最適点に到達した。このことは、1 日の間にプロセス、あるいはその他の条件が変動し、 P がドリフトしたのを OPCON は忠実に追従したことを示している。

(5) RUN-5 に関して—図 4.6 (e)

RUN-4 後約 40 日経てから行なわれた。プラントの条件、計装機器の一部変更のため、データは以前のと少々異なっている。なお、 P の計算式中、制限条件項の係数 c を以前の 5/6 とし、他の定数も一部変更した。

最適点付近から スタート し、Move Number 30 付近から正確な最適点に達しその後 P はある変位内に保たれている。

(6) RUN-6 に関して—図 4.6 (f)

RUN-5 の試行番号 50 から OPCON を オフライン にして P のドリフトを測定したが大幅なドリフトは現われなかった。これは、RUN-6 の 6 時間がプロセスのドリフト周期に対して短かったこと、周囲条件の変化がたまたま少なかったこと、(外気温の変化は $\pm 3^{\circ}\text{C}$ 以内) 比較的安定なプロセスであることなどによる。むしろ、OPCON をオンライン での最適点保持時の変動分はかなり大き

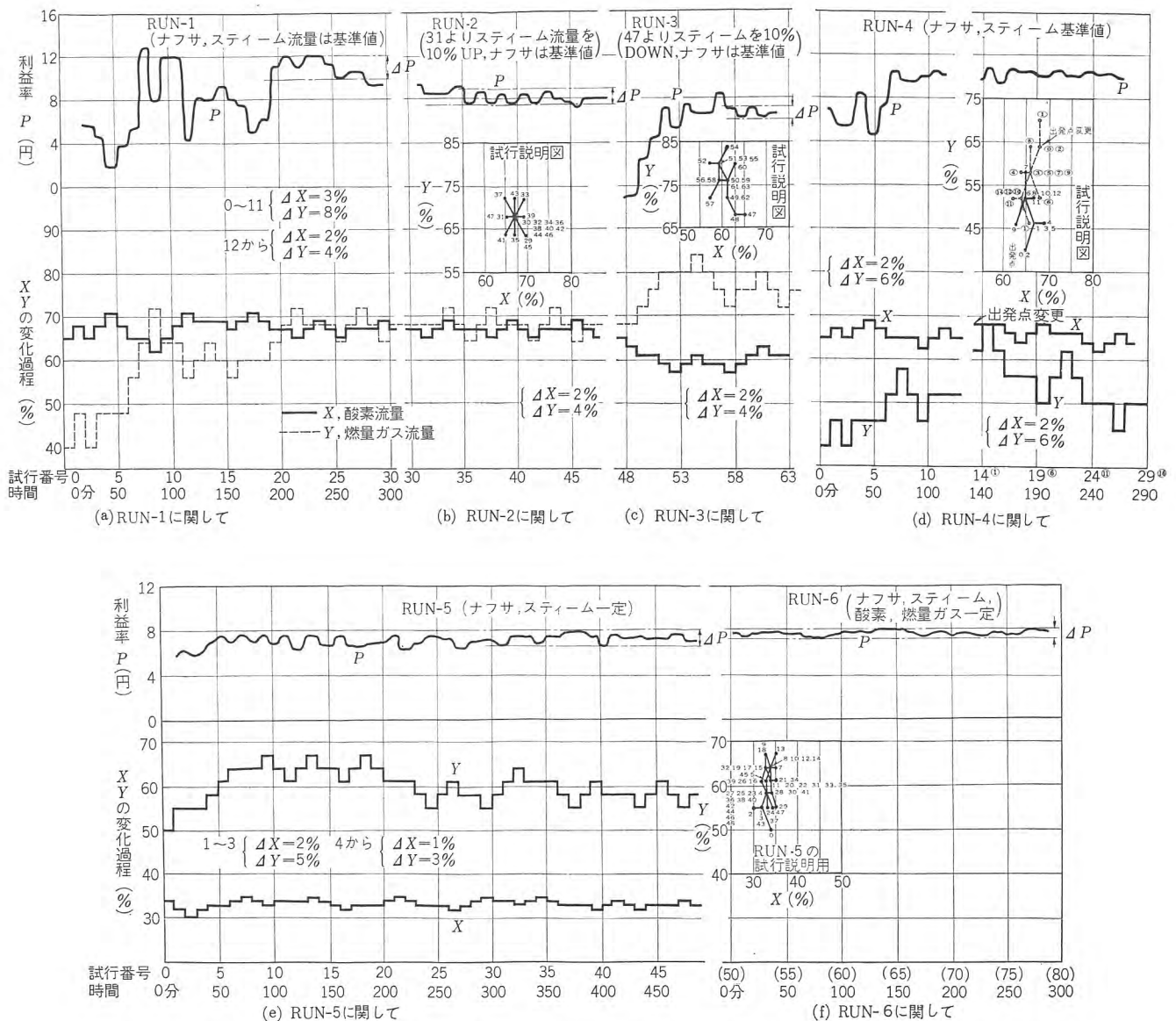


図 4.6 X, Y の試行過程と利益の変動

Fig. 4.6 Trial process of X, Y and change of profit rate.

い。このことは RUN-5 ばかりでなく、RUN-1, 2, 3 についてもいえる。これは、利益率 P の計算式 (4.1) の制限条件の項が大きすぎ、 P の値は、これにより大きく影響され、 P の等高線の傾斜が最適点の付近で鋭くなっており、ステップ幅 ΔX , ΔY が等価的に大きくなっているためと考えられる。

したがって、最適点に到達した後は、試行をストップさせ、最適点の変動がある値を越えたときのみ再び試行を開始させるように改良することを考える必要がある。制限条件は、この制御系では、最適に保つべき計算式の中に組込むという形で与えたが、 X , Y の試行範囲を制限することによって与える方法などもあり、どのような方法を選ぶかも一考を要する事項である。

なお、図 4.5 の等高線は、RUN 1~4 の実測値をもとにして、2 次曲面で近似し、係数を最小自乗法によって求めた数学的モデルであり、それに RUN-1 の試行を書き加えた図である。この場合、制御されない変数、ナフサとスチームの変動は P に対して無視できる。

以上を総合して、この最適化制御における OPCON のメリットを評価してみると、つぎのようになろう。

最適点の探索に関しては、RUN-1~5 の結果からわかるように、好成績を収めた。ドリフトの追従に関しては、最適点がプロセスの変動に伴って長周期で変動するのを OPCON で追従させ、OPCON を使用しない長時間の一定運転との差を比較するデータは、運転時間の都合によりできなかったが、RUN-3 の際、最適点に達した後プロセスに変動を与えた結果、OPCON は新たな最適点を探索したこと、RUN-4 の際、前日とずれていた最適値を探索したことなどにより、ドリフト追従における制御能力を認めることができる。

5. プロセス制御への応用に関する問題点

4 の最適化制御に用いた 9402 形は、現在、出力が 2 変数であるが、3 変数には容易に変えることができる。しかし、それ以上の変数方式とすることは、装置を複雑化し、また試行の回数も多くなって不都合な面も生じてくる。その点、複雑なプロセス制御はデジタルコントロールコンピュータの領域になってくるだろうが、OPCON をプロセスの適所に応用すれば大きなメリットを得ることができる。ここに、OPCON のおもな長所をまとめて列挙すれば、

- (1) 装置が簡単であるため信頼度が高く、経済的である。計算部であるアナコンの規模は計算式により可変である。
- (2) プロセスの特性方程式を厳密に知る必要はない。
- (3) 本質的には従来人間の手によって操作されて来たプロセスを迅速性、信頼性、多様性をもって人間に代行するものであり、したがって、従来の自動制御ルーチがそのまま利用できる。
- (4) プロセス操業の最適点探索とプロセスのドリフト追従を自動的に行ない、系を常に最適状態に保つ。

次に短所として考えられる点は、

- (1) プロセスの入力変数を変化させてから、出力が安定するまで待っているため、試行間隔時間が一般に長く、応答時

間の長いプロセスでは、最適点に到達するのに時間がかかる。

- (2) プロセスの特性が複雑で制限すべき最適値が多数個、つまり等高線上で山(谷)が多数個存在するような場合には、OPCON による制御は困難である。

- (3) プロセスにみずから外乱を与えて試行するから、変化分だけの変動がプロセスに生ずることになる。しかし、最適点探索時とドリフト追従時のステップ幅を考慮することにより、この欠点はほとんど除かれる。

などである。しかし、プロセスに関して次の条件が満足されていれば OPCON は上述の長所を十分に発揮することができる。

- (a) プロセスの特性が大体わかっており、かつ直接測定されるか、あるいは計算によって求められる最適値が存在する。
- (b) 入力変数の中で、出力に対して大きく効くものが何かわかっている。
- (c) プロセスの出力、あるいは特性の一部が、連続的か断続的に測定できる。
- (d) 求めるべき最適点が入力変数の変化領域内にある。
- (e) 入力変数の変化後、出力が定常状態に達するまでの時間が、制御されない変数によるドリフト周期に対して短い。

6. むすび

以上、OPCON についての概要と、プロセスの最適化制御実用化試験の概要について報告した。とくに、実用化試験では貴重な資料と OPCON のプロセス制御への見通しが得られた。

プロセス操業において、今まで人間が行ってきた制御動作を論理的に分析して、それに近い状態をできるだけ簡単な装置で実現することは有意義である。この点、OPCON は、装置としてのみならず、その思想も、プロセス制御をはじめ、調整要素を持つ多くの系の中に浸透して行くものと思われる。

最後に、最適化制御実用化試験にあたり、直接、間接に多大のご尽力をいただいた、千代田化工建設株式会社、呉羽化学工業株式会社、三菱電機株式会社の各位に厚く御礼申上げる。

参考文献

- (1) I. Lefkowitz & D. P. Eckman: Optimizing Control by Model Methods. ISA Journal. 6, No. 7 (1959).
- (2) R. Hooke: Control by Automatic Experimentation. Chemical Eng. 64, No. 6 (June-1957).
- (3) 福永: 自動最適化制御装置。「三菱電機」35, No. 5 (昭 36)
- (4) 大鳥羽, 柴谷, 多田: MELDM EA-7402 形全トランジスタ式アナログ計算機「三菱電機」36, No. 8 (昭 37)
- (5) 浜岡, 大野, 山崎: トランジスタ論理要素 NOR, 「三菱電機」34, No. 12 (昭 35)
- (6) 松本: トランジスタ NOR と オフコン への応用. 電子技術 4, No. 4 (昭 37)
- (7) 河合, 宮崎, 福永, 柴谷: 最適化制御のプロセスへの応用例について. 計測自動制御学会昭 37 年学術講演会予稿

冷間圧延機用自動板厚制御装置

伊藤 嗣郎*・斎藤 豊*

Automatic Gauge Control for Cold Tandem Reduction Mills

Kôbe Works Tsugio ITÔ・Yutaka SAITÔ

High working speed of rolling mills and the customer's tolerance toward the thickness of the product make it fairly heavy burden to operators controlling the thickness by hand operation. To liberate them from this hard toils, an automatic gauge control device (AGC) has been worked out by Mitsubishi and supplied to the Yawata Iron and Steel Co., Ltd. It is for use with a 6 stand tandem cold mill, performing roll screw down control and roll force control on the inlet side and tension control on the outlet side. The control elements employ many transistorized analog computing amplifiers and transistor NORs, the equipment working with ingenious control performance similar to the analog computer.

1. ま え が き

近年圧延機の圧延速度が高速になり、かつ需要家の製品の厚みに対する許容公差がきびしくなっているため、手動で板厚を制御することは運転員にとって相当重い負担となっている。これを自動的に行なえば、板厚偏差の小さい均一な製品を生産することができ、運転員の負担も軽減できるので、自動板厚制御装置の導入が強く望まれるようになった。今回、八幡製鉄戸畑製造所に納入した6スタンド冷間連続圧延機は、圧延速度2,200 m/minという高速のわが国最新鋭の圧延機であるが、これに自動板厚制御装置を納入し現在好調に運転中である。以下この装置について紹介する。

2. 圧延機用電機品の概要

圧延機の諸元はすでに発表されているので省略するが、各ミルスタンド、巻取機およびNo. 1, No. 2 スタンド圧下電動機の定格を表2.1に示す。

表 2.1 圧延用直流電動機、巻取電動機 および
No. 1, 2 スタンド圧下電動機定格

スタンド 番号	減速比	電 動 機				電源 (kW)
		出力 (kW)	電 圧 (V)	回転速度 (rpm)	駆動方式	
1	45 : 33	2- 1,100	750	125/375	単電機子形	2,400
2	46 : 32	2- 1,900	750	212/520	"	2,000
3	39 : 39	2- 1,900	750	212/520	"	2,000
4	37 : 41	2- 2×1,100	2×375	255/637	二重電機子 双 子 形	2- 2,400
5	31 : 47	2- 2×1,100	2×375	255/637	"	2- 2,400
6	51 : 95	2- 3×950	2×375	300/635	三重電機子 双 子 形	3- 2,000
巻 取	1 : 1.768	2- 2×450	2×375	200/1,000	二重電機子 双 子 形	2- 2,000
No. 1 ス タンド圧下		2- 75	220	485/1,030	単電機子	2- 100
No. 2 ス タンド圧下		2- 75	220	485/1,030	"	2- 100

3. 板厚制御の原理

冷間圧延については、多くの人達が圧延の一般的な原理・方法⁽¹⁾⁽²⁾を示し、あわせて単純化された解法を与えている。圧延の方法を式で表わせば、つぎの2式である。第1式は

$$F=M(h_2-S_0) \quad (3.1)$$

で、弾性式と呼ばれているものである。

ここで、 h_2 は板厚、 F は圧延力、 M は圧延機の弾性係数、 S_0 は無負荷時のロール間ギャキである。第2式は

$$F=g(h_1, h_2, R, t_1, t_2, \phi, P) \quad (3.2)$$

で、塑性式と呼ばれているものである。ここで、 h_1, h_2 はそれぞれ圧延前、圧延後の板厚、 R は圧延時のロール径、 t_1, t_2 はそれぞれ入側と出側の張力、 ϕ は、板をかみ込んでいるロール面の上に立つロールの中心角、 P はそのロール面の板に与える圧力であって、非常に複雑な変数を有している。

式(3.1)と式(3.2)のつりあいの状態を図示すると、図3.1のようになり、式(3.1)と式(3.2)の曲線の交点が求める板厚である。

いま、もし圧延される板の厚さが、 h_1 から h_1' に変化したとすると、 h_2 は h_2' となる。これを修正して h_2 に戻すには、 S_0 が S_0' になるようにロールを圧下するか、張力を増して塑性曲線を鎖線のようにする必要がある。板厚が厚いときは、ロール間ギャキの調整が有効であり、薄いときは張力を増して、塑性変形に導くのが有効である。

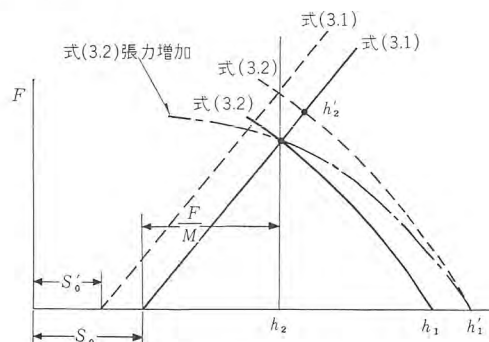


図 3.1 圧延図

Fig. 3.1 Diagram of rolling principle.

4. 自動板厚制御

自動板厚制御の説明図を図4.1に示してある。この圧延機の圧延素材の厚みは1~3 mm、製品の厚みは0.1~1 mmであるから、板厚制御上圧延機の入側においてはロール間ギャキの調整が有効であり、出側においては張力調整が有効である。したがってこ

の装置では図に示すように、No. 1 スタンドのロール間隔を圧下電動機によって制御し、同時にまたは No. 2 スタンドの圧延力を No. 1~No. 2 スタンド間の張力を調整して制御して圧延素材の板厚の不同を修正する粗調整と、No. 4~No. 5 スタンド、No. 5~No. 6 スタンド間の張力を調整して板厚を制御する密調整とからなっている。制御盤の外観を図 4.2 に示してある。

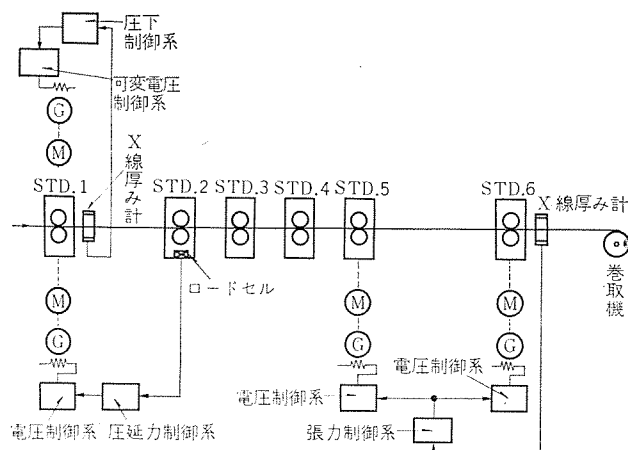


図 4.1 自動板厚制御装置説明図

Fig. 4.1 Schematic diagram of automatic gauge control.

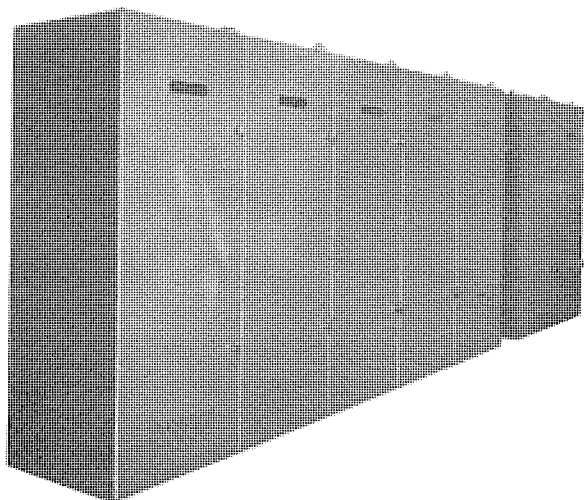


図 4.2 AGC キュービクル
Fig. 4.2 AGC cubicle.

4.1 圧下制御による自動板厚制御

No. 1 スタンドの出側に設けられた X 線厚み計で設定板厚と実際の板厚との偏差を測定し、偏差があらかじめ設定された値以上になったときに圧下電動機を制御してロール間ゲキを制御する。

図 4.3 にこの制御系のブロック線図を示してある。

(1) X 線厚み計は No. 1 スタンドの出側に設けられ、板厚偏差信号を板厚偏差サンプル保持装置に送る。

(2) 板厚偏差サンプル保持装置 A

この装置中にゲート回路 1J と、2 個の倍数器、1 個の積分器があって、この装置の出力は、ゲイン調整器を経て、加算器に送られる。また、板厚偏差上・下限検出器にも送られる。板厚偏差検出器は、双安定磁気増幅器で構成されている。

装置 A の出力は、X 線厚み計から送り込まれる板厚偏差信号を、0.1 秒のタイムラグで、増幅した瞬時瞬時の値である。

ゲート 1J が導通のとき、装置 A は前述の動作をするのであるが、ゲート 2J は不導通になっているので、装置 A の出力は、2J 以後の各装置には伝えられない。したがって、圧下電動機 MOT は、停止したままで、ロールの間ゲキはそのままである。

(3) ロール位置検出装置 B

この装置は、シンクロ発信器とシンクロ受信器およびデモジュレータからなり、ロールの位置は、回転角度としてシンクロ発信器の回転子に伝えられる。シンクロ受信器の回転子は固定してあって、その回転子の相互位相角は、ロールがオリジナルな間ゲキのときに、90 度の位相角にしている。すなわち、発信器の一次電圧 E_1 に対して、受信器の出力電圧 E_2 は、つぎの式で与えられる。

$$E_2 = K_1 E_1 \cos \phi$$

ただし、 ϕ は回転子相互の位相角である。この E_2 をデモジュレータで復調すれば、4.2 の (1) で述べた直流出力が得られる。たとえば、ロール間ゲキがオリジナルであるときは、 $E_2 = 0$ で、デモジュレータの出力は 0 である。ロール間ゲキをせばめれば、 ϕ は、オリジナルの 90 度から角度が増し、デモジュレータの直流出力は負のある値になる。このようにロールの移動は、デモジュレータにより、移動の大きさと方向とを、直流電圧で表わすことができる。シンクロ受信器の出力の大きさは、発信器の回転子回転角度の余弦で表わされるが、ロールのオリジナルの間ゲキ位置より大きく移動すると、デモジュレータの出力は直線性を失うので、回転子の移動角度を約 $\pm 75^\circ$ に限定する必要がある。この限界点を双安定磁気増幅器を用いて検出し、サーボアンプでシンクロ受信器の回転子を発信器のそれに追従リセットさせるようにしている。

(4) ロール移動量検出装置

前述のロール位置検出装置は、ロールのオリジナルの位置からの全移動量を検出したのであるが、この装置はロールのある任意の位置からの移動量のみを検出する。ただし、この装置中にはゲート 3J と演算器 3 個があって、3J は装置 1J と同様、板厚偏差が許容値内にあるときは導通になっていて、このときの出力は 0 V で、加算器 AD に加えられている。この出力は装置 A からの信号とは互に逆極性であるので、

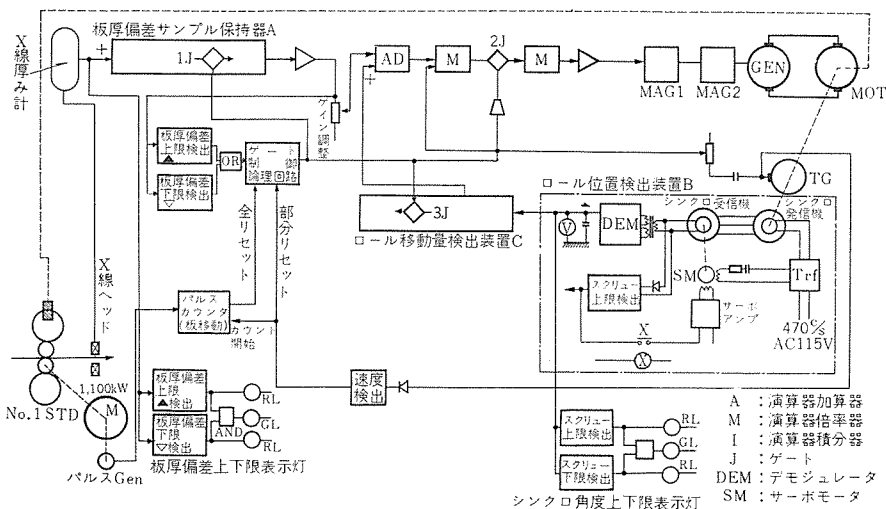


図 4.3 AGC 圧下制御ブロック線図

Fig. 4.3 Block diagram of the roll screw down control AGC system.

(5) 压下制御動作

以上の説明から知られるように、圧下制御はオンオフ制御であって、ロール圧下のように応動のおそいものにはオンオフ制御が適している。

圧延力制御は、No. 2 スタンドに印加される圧延力をロードセルで検出し、圧延力がある設定値のト・下限値を越えたときに、No.

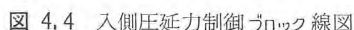


Fig. 4.4 Block diagram of the roll force control AGC system.

4.3 張力制御による自動板厚制御

図 4.5 出側板厚張力制御ブロック線図

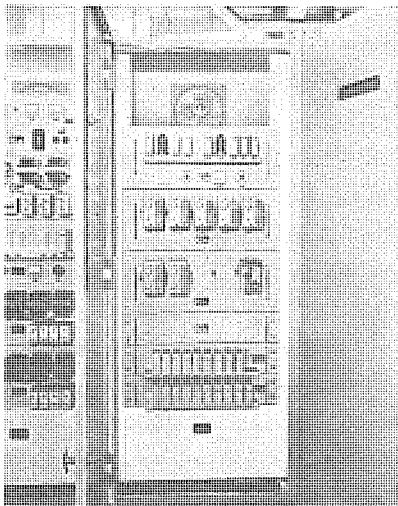
Fig. 4.5 Block diagram of the tension control AGC system.

5. 自動板厚制御装置に用いた主要部品

この装置に用いた主要部品は、トランジスタ式アナログ演算器、アナログ伝送ゲートモジュールおよびトランジスタ NOR であるが、その他各種のモジュールも用いている。このように、制御要素にトランジスタなどの半導体を用いて、無接点化したことが大きな特長である。

5.1 アナログ演算器

AGC の演算器はアナログ電子計算機用のものと同等のもので、適当な入力インピーダンス、フィードバックインピーダンスを用いれば、倍數器、加(減)算器、積分器、微分器、一次遅れ要素などあらゆる演算動作を行なわせることができる。つまり、電子計算機なみの精度で、いろいろな演算の制御を行なうことができる。図 5.1 は、



上段パネル：演算器パネル 2 段目パネル：双安定マグパネル
最下段パネル：トランジスタノアパネル

図 5.1 AGC キュービクル内部
Fig. 5.1 Interior view of the AGC cubicle.

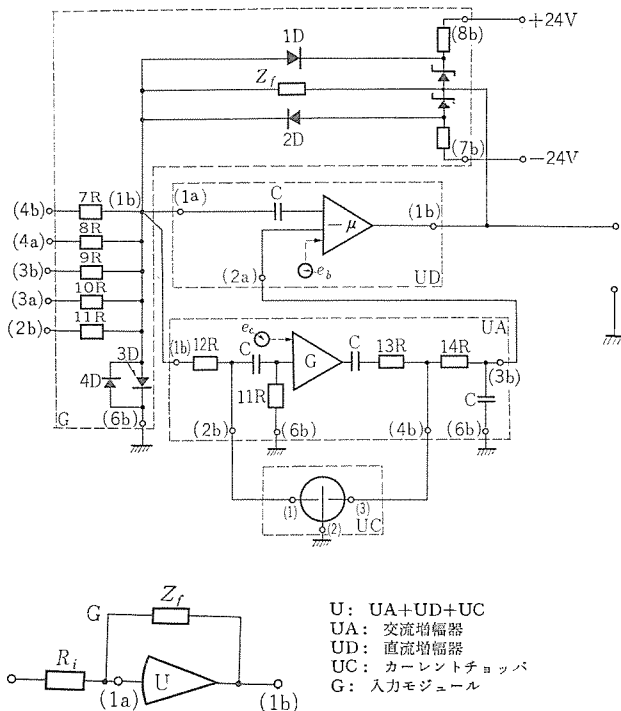


図 5.2 AGC 用アナログ演算器回路図
Fig. 5.2 Schematic diagram of TCA.

AGC キュービクル内部の写真で、最上部のパネルが、演算器 2 組を組込んだパネルである。

図 5.2 は演算器の接続図である。これは自動平衡形と呼ばれるもので、最近のアナログ電子計算機に多く用いられている方式である。

(1) アナログ演算器の原理⁽³⁾

図 5.3 はその原理図で、この図からつぎの式が成立つ。

$$\begin{aligned} i &= i_1 + i_2 + \dots + i_n \\ e_1 - e' &= Z_1 i_1 \\ e_2 - e' &= Z_2 i_2 \\ e_n - e' &= Z_n i_n \\ &\dots\dots\dots \\ e' - e_0 &= Z_f i \\ -e_0 &= \mu e' \end{aligned}$$

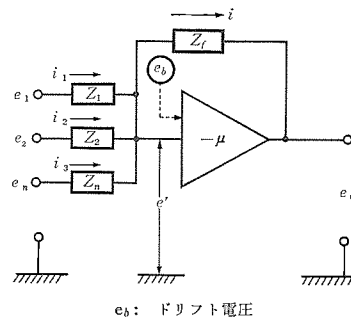


図 5.3 演算器原理図
Fig. 5.3 General schematic diagram of analog computing amplifier.

以上の諸式から、 μ が十分大であるとして、 e_0 と e_1 の関係を求めると

$$-e_0 = \sum_{h=1}^n \frac{Z_f}{Z_h} e_h = \frac{Z_f}{Z_1} e_1 + \frac{Z_f}{Z_2} e_2 + \dots + \frac{Z_f}{Z_n} e_n$$

すなわち、出力電圧 e_0 は各入力電圧 e_1, e_2, \dots, e_n に対応する演算インピーダンスの比をかけたものの総和の符号をかえたものとなる。たとえば、入力インピーダンス、フィードバックインピーダンスが抵抗の場合には

$$-e_0 = \frac{R_f}{R_1} e_1 + \frac{R_f}{R_2} e_2 + \dots + \frac{R_f}{R_n} e_n$$

となり、さらにフィードバックインピーダンスのみ容量 c のコンデンサのときは

$$-e_0 = \frac{1}{R_1 c s} e_1 + \frac{1}{R_2 c s} e_2 + \dots + \frac{1}{R_n c s} e_n$$

となって、積分器となる。ここに s は演算子で d/dt である。

(2) 自動平衡形 AGC 演算器⁽⁴⁾

一般に直流増幅器は入力信号がないときにはもちろん出力はないが、何らかの原因、たとえば、周囲温度の変化、電圧の変化、部品の特性変化などにより、出力が出て来ることがある。これがドリフトであって、温度変化に原因することが最も多く出力変化の時間も一般に長い。前述したように、演算器の式が成立つためには増幅器の増幅度 μ を大きくする必要があるが、一方、ドリフトにとっては悪い条件となる。増幅器は普通多段増幅回路からなり、

$$\mu = \mu_1 \times \mu_2 \times \dots \times \mu_n$$

で表わされる。各段の増幅度はほぼ等しく、各段にそれぞれ $e_{b1}, e_{b2}, \dots, e_{bn}$ というドリフトが入るものとする、初段のドリフト e_{b1} による影響が最も大で、出力のドリフト e_d は、次式のようになる。

$$-e_d = \mu e_b = \mu e_{b1}$$

ここに e_b は等価ノイズである。

いま、簡単のため図 5.3 において入力インピーダンスが 1 個だけとし、ドリフトを考慮すると、その出力はつぎのようになる。

$$-e_0 = \frac{Z_f}{Z_i} e_i + \left(1 + \frac{Z_f}{Z_i}\right) e_b$$

となる。これに対し図 5.2 の自動平衡形の場合には、

$$-e_0 = \frac{Z_f}{Z_i} e_i + \left(1 + \frac{Z_f}{Z_i}\right) (e_b + e_c)$$

となる。 e_c は一般に e_b に比べ非常に小さいので省略すると、後者の方式は前者に比べドリフトは $1/G$ になることを示している。AGC においては、この形の演算器を用いている外、直流増幅器はラッシュリプル増幅回路を用い、電源電圧の変化、周囲温度の変化により生ずる不良偏差をキャンセルしているので、ドリフトは非常に少ない。

(3) 演算器モジュール

図 5.2 で、点線ワックで示したように、演算器は三つのモジュール

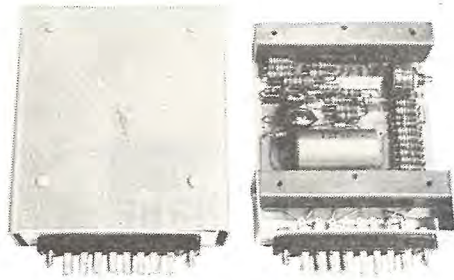


図 5.4 演算器用直流増幅器 モジュール
Fig. 5.4 DC amplifier module for TCA.

と一つのカーレントチョップで構成されており、すべてプラグインタイプである。図 5.4 はそのうちの直流増幅器モジュールである。

(a) 入力モジュール G

入力インピーダンス R_i として $25\text{ k}\Omega \sim 1\text{ M}\Omega$ の純抵抗を用い、フィードバックインピーダンス Z_f として $100\text{ k}\Omega$, $1\text{ M}\Omega$, あるいは、 $1 \sim 10\text{ }\mu\text{F}$ のコンデンサを用いて 6 種類を用意した。部品の適当な接続により、一次遅れ回路も微分回路も作ることもできる。また、過大入力による演算器の損傷を防止するための入力制限回路と、増幅器を飽和して使用することのないように、出力制限回路を含ませている。

(b) カーレントチョップ

一方の接点で直流入力を対地的に短絡したり開放したりして、直流を交流に変調し、他方の接点では、交流増幅された信号を、入力信号の極性と逆方向のみの半波を拾い上げて直流に復調するもので、駆動電源は $\text{AC } 60\text{ c/s } 6.3\text{ V}$ である。

(c) 交流増幅器モジュール

ドリフトを無視できる程度に減少させるために用いる初段増幅器で、チョップを含めた直流ゲインは約 35 dB で、構造は図 5.4 と同じである。

(d) 直流増幅器モジュール

トランジスタ式プッシュプル増幅器で、トランジスタは特性のそろったペアトランジスタを用いて、周囲温度の変化、電源電圧の変化によって生ずる不良偏差を互いにキャンセルするようにしている。とくにプッシュ側回路は入力端にコンデンサを介して、直流入力をカットして高周波チャネルとし、プル側回路は、AC アンプを経た直流を増幅して、低周波チャネルとしている。

(e) 演算器の総合特性

おもな仕様、性能はつぎのとおりである。

電 源	DC $\pm 24\text{ V}$, $\pm 50\text{ mA}$
出 力	DC $\pm 10\text{ V}$, $\pm 5\text{ mA}$ (最大)
演算器増幅度	40 dB (推奨最大)
増幅器ゲイン	約 74 dB (負荷 $2.2\text{ k}\Omega$ 60 c/s)
周波数特性	$f_a = 30\text{ kc}$ (図 5.5)

ただし、 $R_f = R_i = 100\text{ k}\Omega$

5.2 アナログモジュール

すでに述べた交流増幅器、直流増幅器モジュールも、一つのアナログ回路のモジュールであるが、この外につぎの各種モジュールがある。表 5.1 は AGC に用いた各種モジュールの一覧表である。表 5.1 のモジュールのうち二、三を選んで説明すれば、

(1) DEM モジュール

これは、 $e_1 = E_{1m} \sin \omega t$ なる基準電圧に対して、 $\cos \phi$ で振幅変調された電圧 $e_2 = E_{2m} \cos \phi \sin \omega t$ を復調して、直流電圧 $E_d = \frac{2}{\pi} E_{2m} \cos \phi$ を得るものである。

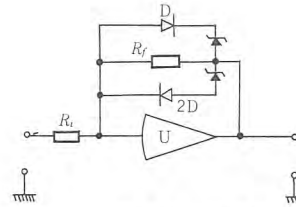
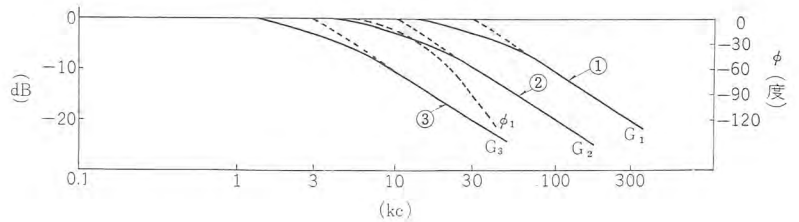


図 5.5 AGC 用アナログ演算器周波数特性
Fig. 5.5 Bode diagram of TCA.

表 5.1 AGC モジュール一覧表

モジュール名	記号	電 源	入 力	出 力	用 途
交流増幅器	UA	DC $\pm 24\text{ V}$	0 \sim $\pm 10\text{ V}$	$\pm 10\text{ V}$	自動平衡形演算器用 G の種類 G ₂ , G ₃ , G ₄ , G ₆ , G ₈ , G ₁₂
直流増幅器	UD	$\pm 50\text{ mA}$		$\pm 5\text{ mA}$	
入 力	G				
電力増幅	E	DC $\pm 24\text{ V}$ $\pm 0.4\text{ A}$	0 \sim $\pm 10\text{ V}$	$\pm 11\text{ V}$ $\pm 110\text{ mA}$	演算器出力増幅用
小電力増幅	AE	同上	$\pm 10\text{ V}$	$\pm 11\text{ V}$ $\pm 11\text{ mA}$	同 上
デモジュレータ	DEM	AC $12\text{ V} \times 2$ (搬送波)	AC $12\text{ V} - 0 - 12\text{ V}$ (振幅変調波)	$\pm 11\text{ V}$ $\pm 0.6\text{ mA}$	振幅変調搬送波の復調器
フィルタ	FLT	—	—	—	低圧直流脈流平滑用 RC 回路
ゲ ー ト	J	AC 29 V 100 mA	ゲート制御 -24 V	伝送信号 $1.5\text{ mA} (\pm 10\text{ V})$	交直信号伝送ゲート用
定 電 圧	CVR	DC 24 V	—	50 mA	トランジスタ制御式 DC 電源用
6N—3N ノア	A*	DC $\pm 24\text{ V}$	-24 V 6 入力 1 3 入力 1	NOR 負荷 4 4	無接点リレー論理要素
3—3N ノア	B*	同上	-24 V 3 入力 3	NOR 負荷 各 4	同 上
3N メモリ	C*	同上	-24 V 3 入力 1 メモリ 1	同上	同 上 一時記憶
中出力ノア	D*	同上	-24 V 5 入力 1	-24 V 200 mA (1kC)	リレー、表示灯点灯
検出表示ノア	DS*	DC $+6\text{ V}$ DC -100 V	-24 V 2 入力 1		ネオン点灯用(小形モールドタイプ)

*印はデジタルモジュール

(2) J モジュール

アナログ信号、とくに演算器間のアナログ伝送の伝達、およびシャ断を司るゲートモジュールで、ゲートの開閉はトランジスタ NOR のオンオフ信号で行なう。

(3) CVR モジュール

演算器用直流電源は、精密なことを要するので、トランジスタ式直流定電圧回路のパワートランジスタのベース電流を制御するために製作した定電圧制御回路である。

これらのモジュールの構造は、図 5.4 と同一である。

5.3 デジタルモジュール

AGC の運転条件確立、各種シーケンス制御、伝送ゲートのオンオフ、パルスカウンタの起動停止、表示灯の点滅などはすべて、無接点式のトランジスタ NOR⁽⁵⁾で行なっている。トランジスタ NOR の動作原理は、図 5.6, 5.7 に示すように、スイッチオフではベース電流 0 であるため、コレクタ電流も 0 となって、トランジスタのエミッタ・コレクタはシャ断状態となるので、出力端子の D は -24 V の電位、入力端子 A の電位は 0 V となる。また SW をオンにすれば、 V_1

は -24 V となり、ベース電流は大きく流れて、 I_b は E_c/R_L となり、トランジスタは飽和してエミッタ・コレクタ間は短絡状態となる。したがって出力電圧 V_o は 0 V となる。ここにおいて、 -24 V を“1”， 0 V を“0”と定めれば、このトランジスタ NOR を一般のリレーと同じ動作と考えることができ、シーケンス制御における論理要素として使用することができる。図 5.8 は、NOR を用いた論理要素である。

トランジスタ NOR は、無接点、小形軽量、摩耗・騒音なく、電力消費が少なく、使用法さえ誤らなければきわめて信頼度が高いといえる。

AGC に用いたデジタルモジュールは表 5.1 に示してあるが、回路は、いずれも図 5.6 のようなもので、構造は、DS モジュール以外は図 5.4 と同じである。

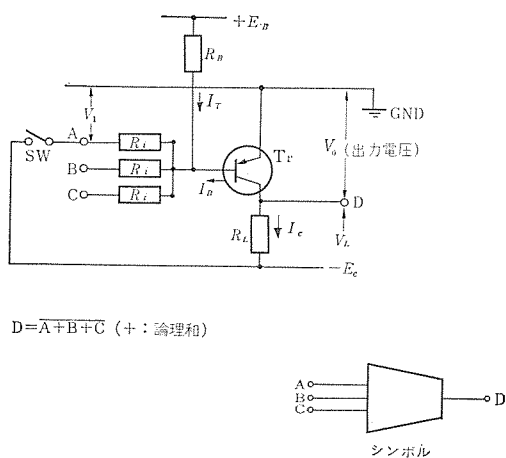


図 5.6 トランジスタ NOR
Fig. 5.6 Transistor NOR.

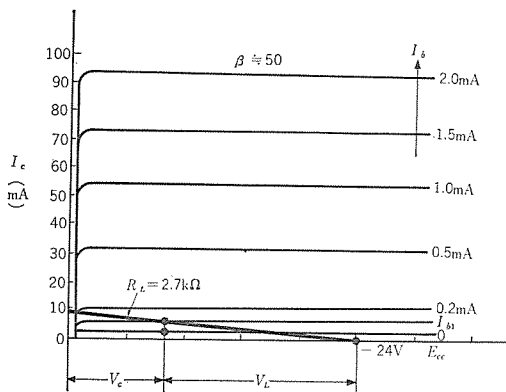


図 5.7 トランジスタの V_c-I_c 特性
Fig. 5.7 V_c-I_c characteristics of transistor NOR.

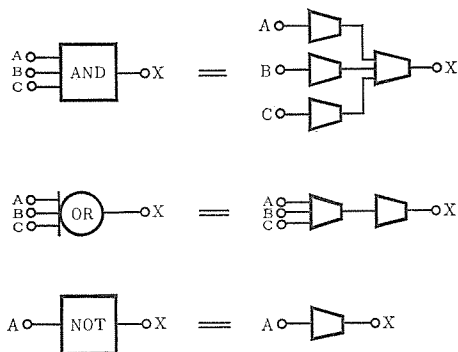


図 5.8 ノア (NOR) を用いた論理要素
Fig. 5.8 Logic element using transistor NOR.

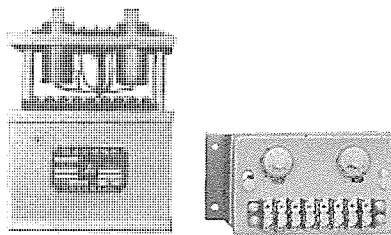


図 5.9 双安定磁気増幅器
Fig. 5.9 Bistable magnetic amplifier.

5.4 双安定磁気増幅器

内蔵の磁気増幅器で微小信号を増幅し、トランジスタフリップフロップによって、検出信号を 0 V または -24 V のオンオフ出力として取出すものである。検出感度は磁気増幅器のバイアスを変えることによって調整できる。またバイアスの方向をかえれば負の信号を検出することができる。

おもな仕様は、電源 AC 60 c/s, 115 V および DC $\pm 24\text{ V}$ で、出力は、 -24 V , -10 mA 、感度は入力信号が $2\text{ }\mu\text{A} \sim 1.6\text{ mA}$ の間で調節可能である。図 5.9 はその外観写真である。

6. 電源装置

AGC の一次電源は $1\text{ }\phi$ 60 c/s 115 V、および $1\text{ }\phi$ 420 c/s 115 V である。内部の各種装置用として交・直各種電圧に変換して用いているが、いずれも、外部電源とは絶縁変圧器で絶縁している。アナログ演算器用電源、および双安定磁気増幅器の直流電源は精密を要するので、CVR モジュールを用いたトランジスタ式定電圧装置を用いている。この装置は、とくに過負荷による事故を防止する回路を有し、原因が除かれなければリセットできないようにしてある。入側電源の例では、定格は DC $\pm 24\text{ V}$ 、偏差はいずれも $\pm 0.1\text{ V}$ 以内、電流は \pm 、 $-$ とも 4 A である。

図 6.1 は AGC 装置の入力として、X 線厚み計の模擬出力として直流電圧を印加した場合の AGC 圧下制御系の各部、圧下レオード発電機の電圧、電動機の回転数などをペンシロで記録したものである。1 段目は、図 4.3 における装置 A の出力、2 段目は、ロール移動量検出装置 C の出力、すなわち加算器 AD の負帰還入力電圧、第 3 段目は AGC 圧下制御系の最終段出力 (MAG 1 の入力)、第 4 段目は直流発電機電圧、最終段は圧下電動機の回転数である。

図 6.2 は、入側 X 線厚み計によって検出した板厚偏差電圧の変化に応じて動作する AGC の圧下制御出力、ロールの移動量および出側 AGC の出力と出側 X 線厚み計の板厚偏差検出電圧をペンシロで記録したものである。入側 X 線厚み計出力の前方 $1/3$ 付近に大きな起伏があるが、これは板の継ぎ目である。また圧延速度は入側で 75 m/min で一定の場合である。

7. む す び

輸入品の AGC を装備した圧延機は各所に見られるが、国産品の例はきわめて少ない。ここに発表した AGC については、最も懸念されたノイズによるトラブルもなく、好調に運転をつづけており、AGC のテストシロについても、八幡製鉄株式会社のご高配により、発表させていただいたことを感謝する次第である。AGC はデタロガーの使用とともに、圧延機の計算機制御の第一歩ともいべきもので、われわれは熱間圧延機用 AGC、さらに計算機制御についても、研究を進めている。

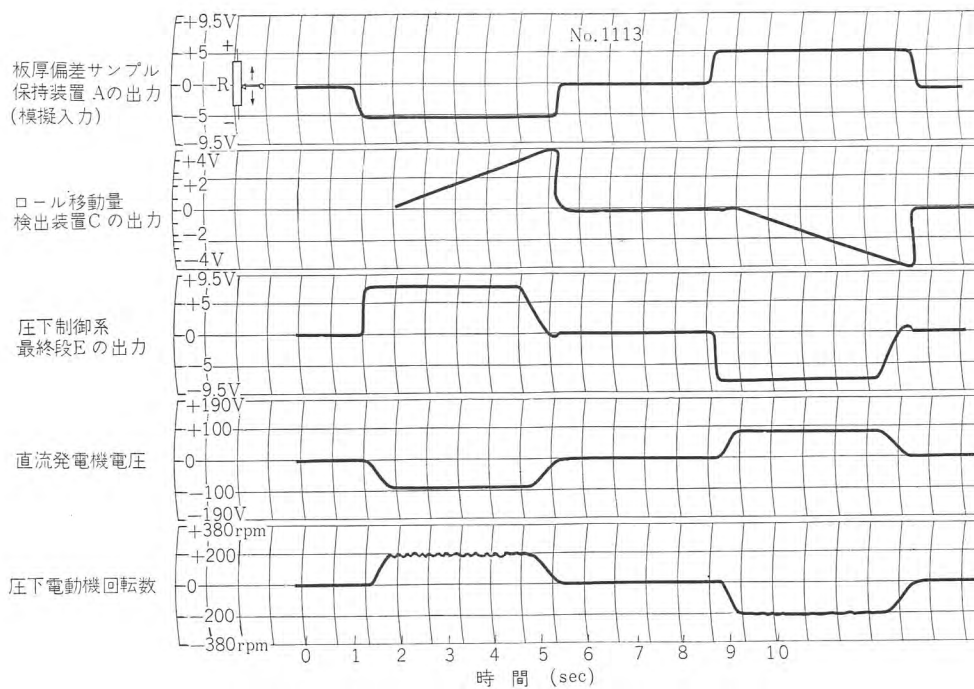


図 6.1 AGC 压下制御および压下レオナード動作記録
Fig. 6.1 Operation characteristics of roll screw down AGC system.



図 6.2 AGC 压下制御・張力制御実記録
Fig. 6.2 Practical operation characteristics of roll screw down control AGC system.

参 考 文 献

- (1) Courcoulis J.H. and Ham J.M.: Incremental Control Equations for Tandem Rolling Mills, Trans. AIEE, p. 56-65 (1956)
- (2) Ford H. and Lianis J.: Journal Institute of Metals, 84, p. 299 (1955/56)
- (3) 野田克彦: エレクトロニクス講座応用編 4, 116 (昭 33)
- (4) 同 上 140 (昭 33)
- (5) William D. Rowe, George H. Royer: Transistor NOR circuit Design, AIEE, p. 263 (1957~61)

自動歯切機の無接点方式によるナライ制御装置

— MELDAS-2032 —

浜岡 文夫*・小島 一男**・俵 口久元**・野田 為蔵**

Copying Controller of Gear Hobbing Machines by
Contactless System

— MELDAS-2032 —

Kamakura Works Fumio HAMAOKA・Kazuo KOJIMA・Hisamoto・HYŌGUCHI・Tamezo NODA

Copying controller as automatic operation of machine tools has been in practice for a long time, but it is of an open loop system and that using servo control is of just a recent concept.

“MELDAS-2032” employs a contactless system as a means of servo control for automatism of gear hobbing work regarding crown gears. The most outstanding feature of MELDAS-2032 is the adoption of a contactless system which operates with a differential transformer as a detector of mechanical displacement and also the use of a magnetic amplifier to amplify the power.

“MELDAS-2032” is especially superior in high precision and reliability, contributing to the industrial rationalization.

1. ま え が き

機械工作のオートメーション分野において、最近のエレクトロニクスおよびサーボ機構の発達は、工作機械の精密な制御、きわめて高い精度ならびに複雑な機能を持つ機械の出現を可能にしている。今日、わが国においても数値制御およびナライ制御において、すでに外国のものにまさる成果をあげており、多くの優秀な新しい機械が完成されている。機械工作のオートメーション分野を大別するとアナログ形のほかにデジタル形の制御方式が考えられる。

アナログ形の典型的な実例がナライ制御であり、デジタル形の実用化されたものが数値制御である。

ナライ制御として、サーボコントロール方式のものは、近年出現したのであるが、これによって一般に使用されていた機械工作の自動化の道を開き、工作機械の自動化の端緒を開いたのである。その自動化の方法としては、モデルを用いる方法が最も多く採用されてきた。このようにしてモデルを使用するナライ制御による自動化は、普通、旋盤またはターレット旋盤の分野はもちろんのことフライス盤、自動歯切盤、ガス切断機などほとんどの機械工作の分野にわたって進出を続けている。これらのナライ加工方法を駆動方式の上から分類すると次のように分けられる。すなわち

- (1) 電気的な方法
- (2) 油圧を用いる方法
- (3) 機械的な方法

である。使用方法が制限されている古典的な機械ナライ方法は別として、近年発達した電気または油圧を用いたナライ方法はいずれもフィード・バック路を持つサーボ機構を骨子とした新しい技術である。しかしながら現状においては、その大部分が油圧によるもので、電気式ナライ制御はわが国においてはほんのちとちと各国の間にのみきわめて僅少の例を見るに過ぎない。また電気式として発表されている従来の方式は検出器あるいは駆動部に継電器を用いたオン・オフ制御方式である。しかし、この継電器による制御方式ではひん度による接点の摩耗が激しく常時交換の必要があり、また継電器の時間遅れやヒステリシスのために精密な制御、

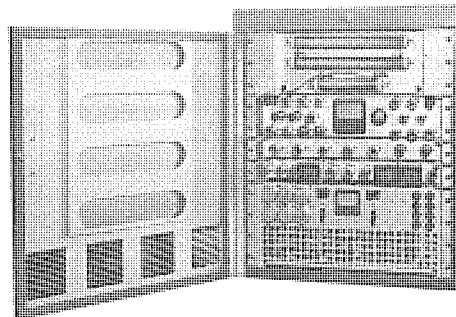


図 1.1 MELDAS-2032 外観

Fig. 1.1 Exterior view of MELDAS-2032.

高い精度を満足することができなかった。

MELDAS-2032 は従来のオン・オフ制御方式を無接点化し、連続制御方式を採用し、きわめて精度が高く、精密な制御を行なうことができ、その加工速度も従来のものに比較して格段に大きい。

本文は MELDAS-2032 (図 1.1) の概略について述べるが、さらに小形堅ろうで、経済性に富んだシリコン制御素子による制御装置も現在製作中である。

2. 構 成

一般に電気ナライ制御は、構成要素の組合せにより種々のものが考えられるが、この装置の構成としては次のとおりである。

検出部	差動変圧器
制御部	電子管および磁気増幅器
駆動部	直流サーボモータ

ナライ制御は指令に対して、出力値が瞬間的に完全な追従をなすこと、すなわち入・出力間の制御偏差が常にゼロに保たれることが最も望ましい。したがって被切削加工物の形状が、入力指令となるモデル(以下テンプレートという)の形状と常に一致して追従するためには、被切削加工物の位置をフィード・バックして、テンプレートに示した位置を保つように作られた図 2.1 のような構成で閉回路をなしている。この図より主要な要素を取り出してみると、まず被加工物の形状を指定するテンプレート、この形状を検出するトレーサ

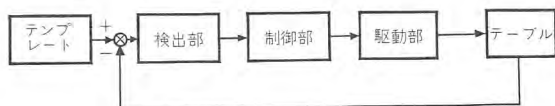


図 2.1 自動歯切機構成図
Fig. 2.1 Composition of automatic gear cutting machine.

ヘッドと、この検出器で入・出力の制御偏差を検出するためのフィード・バック回路およびこの制御偏差を増幅する制御部と、この制御部で駆動されるサーボモータから構成されている。

3. 動作概要

MELDAS-2032 はクラウンギヤのホブ切削をテンプレートにより、一軸ナライ連続制御するものである。この装置のブロック線図を図 3.1 に示す。この装置ではホブ盤機械本体のコラムに取付けられたテンプレートと、テーブルに取付けられたトレサ・ヘッドとの相対位置誤差を電氣的に検出する。この位置誤差（制御偏差）を増幅したのち、位相検波器で検波、整流して直流電圧に変換する。直流増幅器は相似形計算機用のもので、回路定数を適当に選ぶことによって、サーボ系の周波数補償が行なえるようになっている。磁気増幅器は直流入力、直流出力の自己飽和形ラッシュプル高エネルギー形で 60 c/s である。磁気増幅器ではサーボモータを駆動するまで十分な電力増幅が行なわれ、サーボモータのコントロールを行なっている。テーブルとサーボモータは減速ギヤで機械的に結合されているから、ここにフィードバック・ループが形成される。ホブ盤自動歯切機の概要図を図 3.2 に示す。

図 3.2 において、ヘッド上のターンテーブルの上に被加工物が乗り、その加工物の外面をテンプレートに示したと同一の形状に切削加工しようとするものである。われわれになじみ深い旋盤を立て形にしたものと考えてよからう。切削工具のホブの縦方向送りはコラムによってスピンドルを動かして行なわれる。この場合には縦方向送りはある速度で一様になされており、テーブルの送りだけが、この装置によってサーボ・コントロールされている。

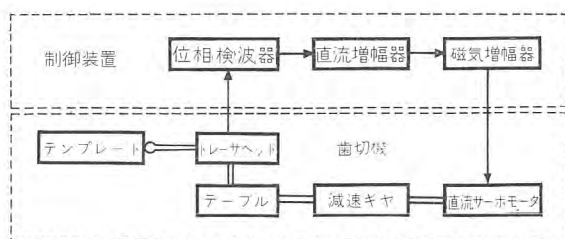


図 3.1 自動歯切機ブロック線図
Fig. 3.1 Automatic gear cutting machine.

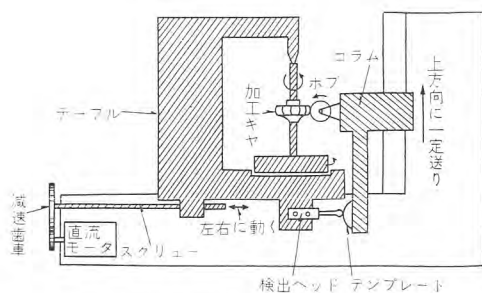


図 3.2 自動歯切機概要図
Fig. 3.2 Brief sketch of automatic gear cutting machine.

自動歯切機の無接点方式によるナライ制御装置 —MELDAS-2032— 浜岡・小島・俵口・野田

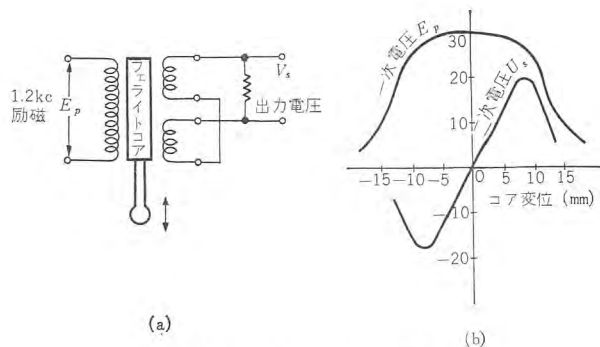


図 4.1 差動変圧器原理図
Fig. 4.1 Principle of differential transformer.

4. 動作原理

4.1 検出器

ナライ制御ではテンプレートの形状に対する工具（刃物）の動きの差を検出することが必要である。これが位置検出器である。この装置に使用した検出器としては、差動変圧器を用いている。ここに用いた差動変圧器は図 4.1 (a) に示したように一次側を 1.2kc/s で励磁し、二次側は逆相に接続された出力コイルより差電圧を取り出す。フェライト鉄心が差動トランスの中央位置にあるときは、二次側トランスの出力電圧が等しいので偏差電圧は出て来ないが、トレサの動きによってフェライト鉄心の位置が中央からずれると中心よりの変位方向により、正相・逆相の電圧が図 (b) のように、鉄心の比例して現われる。差動変圧器では数ミクロンの変位で十分大きな出力電圧が得られる。また変位の正負によって出力電圧の位相が π だけ異なるのも電氣的な検出器としては好都合である。このようなトレサの特長は、変位が直ちに出力電圧となる。すなわち速応性がきわめて大きいということである。ここで注意しなければならないことは、残留電圧を小さくするため差動変圧器部以外には非磁性材で作らなければならないことである。

4.2 位相検波器

位相検波器は差動トランスの一次側に供給する 1.2kc/s の CR 発振器を内蔵している。差動変圧器からの出力電圧では不十分な大きさしかなく、ここで 1.2kc/s の交流増幅器により十分増幅したのち検波整流されるので、次段にある直流増幅器によるドリフトの影響がまったくなく、安定に動作する。直流出力電圧の極性は 1.2kc/s の正相、逆相によって正・負の電圧が得られる。検出器の変位に対する位相検波器の出力電圧は 100k Ω 負荷時 70mV/0.01mm で飽和レベルは 0.32V/0.04mm である。

4.3 直流増幅器

この直流増幅器には、相似計算機用のものを使用している。図 4.2 にこの接続図を示す。前段は I 形（出力電流 1.6mA）を前置増幅器として使用し、後段は A 形（出力電流 10mA）を電力増幅器として用いている。直流増幅器はサーボ系の追従精度を考慮し、ドリフトによる零点の変動を防ぐ対策が考慮されている。さらに位相検波器からの直流出力電圧を増幅するとともに、サーボの周波数補償を行ない、次段の磁気増幅器入力として十分な電力を得ている。周波数補償回路の調整は容易に可能であり、この装置では 40ms の進相補償を行なっている。

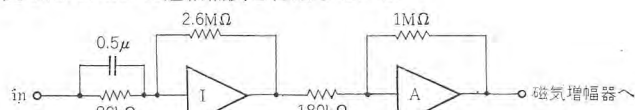


図 4.2 直流増幅器接続図
Fig. 4.2 Block diagram of DC amplifier.

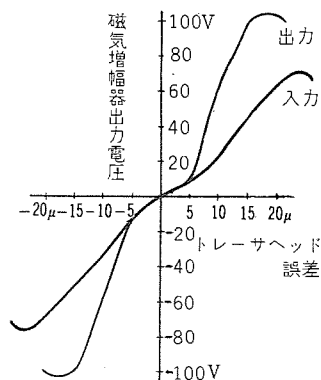


図 4.3 磁気増幅器入出力特性
Fig. 4.3 Input and output characteristics of magnetic amplifier.

4.4 磁気増幅器

ここでは直流入力、直流出力の自己飽和形 プッシュプル 高能率形の磁気増幅器を用いている。この増幅器の電源は 60 c/s 115V で、図 4.3 に磁気増幅器の特性を示した。図 4.3 の特性より次のことが判明する。無負荷時におけるモータの最小起動電圧は 2.5V であるから、検出ヘッドの変位が 2μ でモータは制御される。しかし実際にモータには、駆動されるべきテーブルが負荷として接続されている。実測した値によると、この装置を閉ループとしてナライ制御した場合、磁気増幅器の出力電圧が 10V、検出ヘッドの偏位が 5μ でテーブルの動きを制御することができる。

以上でこの装置に使用した各部の動作概要を述べたが、これだけの簡単な電氣的な構成要素で、 $\pm 0.005\text{ mm}$ の制御精度を有する連続のナライ制御を行なうことができる。しかし実際に自動歯切機の切削を行なった場合、加工物の仕上げ精度は $\pm 0.01\text{ mm}$ となる。これは自動歯切機自体が有する機械系の仕上がり精度を含んでいる。実際に継手用のクワンギヤでは、仕上げ精度が $\pm 0.01\text{ mm}$ 以上は要求されていない。

5. サーボ系の解析

5.1 ナライ制御の理想的応答

ナライ制御はテンプレートすなわち指令に対して、テーブルが瞬間的に完全な追従をなすこと、すなわち制御偏差が常にゼロに保たれることが望ましい。しかるに、現実にはこのような理想の状態を保持することは実現し得ない。それはテーブルを駆動するサーボ

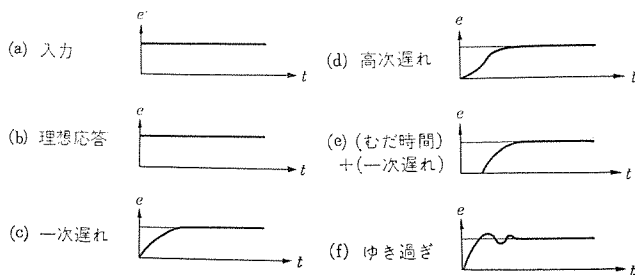


図 5.1 ナライ制御の応答波形
Fig. 5.1 Response wave forms of profile control.

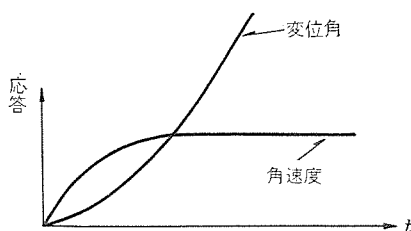


図 5.2 サーボモータの応答波形
Fig. 5.2 Response wave form of servo motor.

モータを考えてみるとモータの回転子の慣性があり、このための“遅れ”があり、とうてい望み得ないことは明らかである。いま、図 5.1 (a) のステップ入力に対して、出力がどのような応答をするか図 5.1 (b)~(f) に示した。ナライ制御においては、一般に図 5.1 (c) の一次遅れが大部分である。サーボモータのみの特性としては、ある制御偏差があると回転運動を行なう。すなわち入力を与えられると、図 5.2 のように、角速度は一次遅れになり、ついに一定の速度で運動をする。

5.2 ナライ制御の安定度

サーボ系の性質を解析するために、閉回路を開回路として、入力に正弦波やステップ入力を加えてその応答を見る。これを調べることによって、系が安定であるか不安定かを知ることができる。ナライ制御にあつては、検出器が感知したテンプレートの形状の変化によってテーブルの運動を制御する系であるが、制御対象となるテーブルの過渡現象ができるだけ速やかに消えることが必要である。もしそうでないと複雑な形状を切削するときは、一つの過渡現象が定常にならないうちに、また新しい変化を指令されて過渡現象が重複してしまうことになる。

この装置のナライ制御系を図 5.3 (a) のようにまとめる。いま、フィード・バック回路を A 点においてオープンとして、入力と出力の関係を周波数応答の立場から考えてみる。いま、ある低い周波数では図 5.3 (b) のように振幅比は 1 よりかなり大きい。位相ずれもゼロであるので、フィード・バックループを閉じたとき、入力-出力=0 の関係がほぼ成り立つ。ところが入力の周波数を上げていくと、振幅比が減少するとともに位相遅れが生じてきて、ついに位相差が 180 度になることがある。これは正のフィード・バックとなり、180 度のときの振幅比が 1 より大きいと発振の原因となる。

5.3 ブロック線図

このサーボ系の解析においては、変位による入力信号の変化がきわめてゆるやかであるから、系の飽和については考慮しない。また、モータの時定数が 60 c/s むだ時間に比べてきわめて大きいから、むだ時間についても考慮しない。このことから図 5.4 のブロック線図が求まる。これをまとめると図 5.5 のようになる。

ここに

$K = K_1 K_2 K_3 K_4 K_5 K_6 K_7$: 閉ループ全体の利得

T_m : モータの時定数

$F(s)$: 補償回路の伝達関数

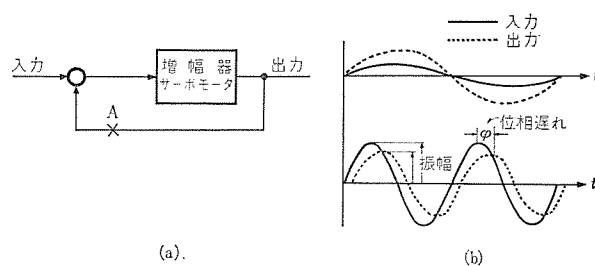


図 5.3 閉回路と周波数応答
Fig. 5.3 Closed circuit and frequency response.

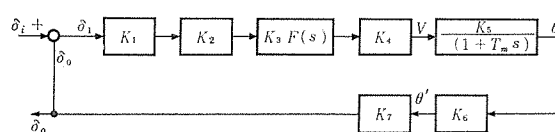


図 5.4 自動歯切機ナライ制御ブロック線図 (I)
Fig. 5.4 Block diagram of automatic gear cutting machine profile control.

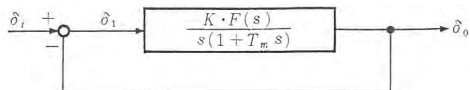


図 5.5 自動歯切機 ナライ 制御 ブロック 線図 (II)
Fig. 5.5 Block diagram of automatic gear cutting machine profile control (II).

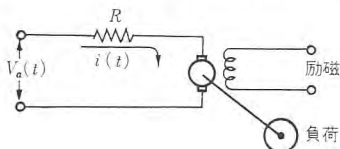


図 5.6 直流 サーボモータ
Fig. 5.6 DC servomotor.

である。図 5.4 における サーボモータの伝達関数が $K_s/s(1+T_ms)$ となることを求める。

図 5.6 において入力 は電機子電圧であり、出力は モータ の回転角である。これについて成立するものは電気回路系と回転運動の式である。電気回路では

$$v_a(t) = R_i(t) + K_e W \quad (5.1)$$

$v_a(t)$: 印加電圧 (V)

R : 電機子回路抵抗 (Ω)

$i(t)$: 電機子電流 (A)

K_e : 電動機の電機子反作用 (V/rad/sec)

W : 回転角速度 (rad/sec)

ここで電機子のインダクタンス L も考慮すべきであるが、この電機子回路の L/R なる時定数は機械的な時定数に比較して無視することができるので、考えなくても良い。

電動機の電磁力と負荷のトルク の関係より

$$J \frac{dW}{dt} = K_T \cdot i(t) \quad (5.2)$$

J : 負荷および電機子の慣性 ($\text{g}\cdot\text{cm}^2$)

K_T : モータ のトルク 定数 ($\text{g}\cdot\text{cm}/\text{A}$)

すなわち、電機子電流 1(A) により生ずる トルク は式 (5.1), (5.2) より

$$\left. \begin{aligned} v &= R_i + K_e W \\ J \cdot sW &= K_T \cdot i \end{aligned} \right\} \quad (5.3)$$

を得る。これより i を消去すると

$$v = K_e \left[\frac{JR}{K_T K_e} s + 1 \right] W$$

$JR/K_T K_e = T_m$: モータ の時定数 (sec) とおくと、

$$\frac{W}{v} = \frac{1}{K_e(1+sT_m)} \quad (5.4)$$

$W = \frac{d\theta}{dt}$ であるから式 (5.4) は

$$\frac{\theta}{v} = \frac{1}{K_e s(1+sT_m)} \quad (5.5)$$

である。式 (5.5) に $s=j\omega$ を入れて周波数応答を調べると

$$\left\{ \begin{aligned} \left| \frac{\theta}{v} \right| &= \frac{1}{\omega \sqrt{1+\omega^2 T_m^2}} \cdot \frac{1}{K_e} \\ \phi &= -90^\circ - \tan^{-1} \omega T_m \end{aligned} \right. \quad (5.6)$$

を得る。

式 (5.6) は モータ の周波数応答であり、時定数が一つの指標となっている。結局、周波数が 0 から ∞ までにわたって系がどんな動きをなすかということである。すなわち、一定振幅の入力を加えて、その周波数を変化させていくと、出力は振幅が減少し位相もずれてくる。このことから過渡応答が速やかに減少するもの、いいかえれば、系の時定数が小なるものほど、高い周波数まで入

力を忠実に再現できる。図 5.5 における系の周波数特性を持つものとしては、前述の サーボモータ の磁気増幅器も考えられるが、モータの時定数が 60 c/s 程度の時間比べてきわめて大きいので、考慮しなかった。また、図 5.5 が有する条件としては

- 誤差が少ないこと (静的)
- 動的な誤差が少ないこと
- ハンティングの少ないこと

があげられる。すなわち図 5.5 においては次の関係が成立する

$$\left. \begin{aligned} \frac{\delta_0}{\delta_i} &= \frac{G}{1+G} \\ \frac{\delta_1}{\delta_i} &= \frac{1}{1+G} \end{aligned} \right\} \quad (5.7)$$

$$\text{ここに } G = \frac{K \cdot F(s)}{s(1+T_m s)}$$

したがって

$$\left. \begin{aligned} \frac{\delta_0}{\delta_i} &= \frac{K \cdot F(s)}{s + T_m s^2 + KF(s)} \\ \frac{\delta_1}{\delta_i} &= \frac{s(1+T_m s)}{s + T_m s^2 + KF(s)} \end{aligned} \right\} \quad (5.8)$$

となる。このことからこの系の誤差は

$$\delta_1 = \frac{s(1+T_m s)}{s + T_m s^2 + KF(s)} \delta_i \quad (5.9)$$

となり出力は

$$\delta_0 = \frac{KF(s)}{s + T_m s^2 + KF(s)} \delta_i \quad (5.10)$$

として求める。これらのことより静的誤差および速度誤差として次の結論を得ることができる。

(1) 静的誤差

これはステップ入力が入ったときに誤差がどうなるか、として式 (5.9) を用いる。ステップ入力の大きさを A とする。(図 5.7)

ステップ入力のラプラス変換は

$$\delta_i(s) = \frac{A}{s} \quad (5.11)$$

であるから式 (5.9), (5.10) に代入して

$$\delta_1(s) \cdot s = \frac{s(1+T_m s)}{s + T_m s^2 + KF(s)} \cdot \frac{A}{s} \cdot s = \frac{A \cdot s(1+T_m s)}{s + T_m s^2 + KF(s)} \quad (5.12)$$

$F(0) \neq 0$ とき

$$\lim_{t \rightarrow \infty} \delta_1(t) = \lim_{s \rightarrow 0} s \cdot \delta_1(s) = 0 \quad (5.13)$$

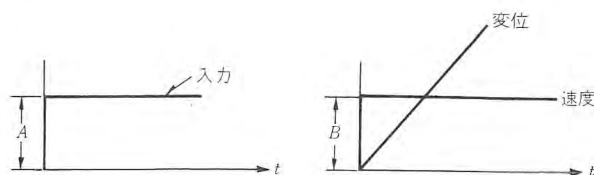
となるから、静的な誤差はない。一方、出力に対しては

$$\lim_{s \rightarrow 0} s \cdot \delta_0(s) = \left[s \cdot \frac{KF(s)}{s + T_m s^2 + KF(s)} \cdot \frac{A}{s} \right]_{s=0} = A$$

が得られて、出力は入力の A とまったく等しくなる。

(2) 速度誤差

これは図 5.8 において $t=0$ の瞬間に一定速度を加えたとき、サーボ系が $t=\infty$ になったときに有する誤差のことである。このような入力に対してラプラス変換したものは、



$$\begin{aligned} t < 0 & \delta_i = 0 \\ t = 0 & \delta_i = A \\ t > 0 & \delta_i = A \end{aligned}$$

図 5.7 ステップ入力
Fig. 5.7 Step input.

$$\begin{aligned} t < 0 & \delta_i = 0 \\ t \geq 0 & \left\{ \begin{aligned} \delta_i &= Bt \\ \text{速度 } \frac{d\delta_i}{dt} &= B \end{aligned} \right. \end{aligned}$$

図 5.8 ステップ速度入力
Fig. 5.8 Step speed input.

$$\delta_i(t) = B \cdot t, \quad \delta_i(s) = \frac{B}{s^2} \dots \dots \dots (5.14)$$

である。式 (5.14) を式 (5.10) に代入して、誤差について最終値の定理を適用すると

$$\begin{aligned} \lim_{t \rightarrow \infty} \delta_i(t) &= \lim_{s \rightarrow 0} s \cdot \delta_i(s) \cdot \frac{B}{s^2} = \lim_{s \rightarrow 0} s \cdot \frac{s(1+sT_m)}{s+T_ms^2+KF(s)} \cdot \frac{B}{s^2} \\ &= \frac{B}{KF(0)} \dots \dots \dots (5.15) \end{aligned}$$

となる。これより解することは B なる入力に対して、ある時間を経て出力が入力と同一速度で追従し、その間には $\frac{B}{KF(0)}$ なる速度誤差を生ずる。通常、これを ドルーという。ここで、 $\frac{1}{KF(0)}$ の値は速度誤差係数である。ゆえに、 $KF(0)$ の大きいほど、速度誤差が小さくなる。

以上でこの装置のサーボ増幅器としての解析の概要について述べたが、サーボ系の安定化の手段としてはタコジェネによるフィード・バックを行なうことは、最も適切なしかも確実な方法である。この装置でも最初の予定として、タコジェネを使用したサーボを構成する予定であったが、実験後の設計段階でタコジェネを使用せずに、前述した直流増幅器部において進相補償回路を設けることによって、所期の目的すなわち 0.005 mm の制御が可能であることが判明した。したがってサーボモータとしてはタコジェネ付きを採用したが、これを使用せずに回路を簡略化することができた。一般にサーボ系においてタコジェネを使用すればモータの時定数 T_m が減少して速応性が良くなる。しかし、タコジェネを使用しない場合に比べて、前述のドルーが増大する。このドルーを小さくするには K を大きくすればよい。増幅器の利得が大きくなることは、系自体の不安定要素が増大することにもなる。

このようにサーボ系では、安定性とドルーという点では矛盾した性質を持っている。したがって、実際のサーボ系の構成ではそのサーボ系に対する、それぞれの要求に適合したものを使用しなければならない。

6. 総合特性

自動歯切機のクラウンギア制御を行ない、実際の切削加工を行なった場合は、この装置の制御しうる制御誤差のほかに、機械本体が持つ剛性による誤差や、機械振動およびカッタの誤差の影響が含まれている。自動歯切機の最終仕上がり精度として、これらすべての誤差を考慮に入れた状態で 0.01 mm の制御を要求され、当社ではこれを最終的な目標として設計に入った。

その結果として、0.01 mm の制御を十分に満足する結果を得た。図 6.1 に運転中におけるテンプレートと検出ヘッド 図 (a) および自動歯切機図 (b) を示す、図 6.2 (a)～(e) はクラウンギアのナライ制御における、切削加工中のテンプレートの形状に対する自動歯切機の制御誤差を示す。図 6.2 (a)～(e) の制御誤差測定状態における、この装置の最終的な調整では各部の動作は

位相検波器出力： 70 mV/0.01 mm

直流増幅器利得： 45 dB

磁気増幅器： 図 4.3 の特性表による。

である。

切削はオーバ・カッティングを行ない、テンプレートの送り速度は 1.5 mm/min (0.025 mm/sec) である。

図 6.2 (a)～(e) でわかることは、制御誤差は常に 0.005 mm 以内に入っていることである。以下、(a)～(e) について説明すると (a) テンプレート外の直線部分から、急にクラウンギアのツン曲部

に入って制御されている状態。検出ヘッドの変位が大きいので応答がよくわかる。

- (b) テンプレートの中心より上側 1/2 くらいの個所、上記 (a) より続いている中の一部であるが、誤差分布は (a) と同じ (+) 側である。
- (c) テンプレートの中心部で、検出ヘッドの変位はこの瞬間が最も小さい。したがって誤差もほとんど認められない。
- (d) テンプレートの中心より下側 1/2 くらいの個所、検出ヘッドの変位は (c) の個所から逆方向となりはじめ、誤差分布は (-) 側に変っている。
- (e) テンプレートの最下端から直線部分に入る個所で、この場合も誤差は 0.005 mm を越えていない。

図 6.3 に被加工物と、切削仕上げされたクラウン・ギヤを示す。自動歯切機により製作されるクラウン・ギヤは一次的にテンプレートの“形状”により決定されるが、クラウン・ギヤの歯幅や、切込量、カッ径などによっても逆にテンプレートの“大きさ”を決定しなければならない。ここに使用したテンプレートは、クラウン・ギヤの歯幅に相当するよりも十分大きくとり、直線部分からツン曲点に至る自動歯切機の過渡応答がクラウン・ギヤの仕上がり面に現われないような大きさに考慮されている。

7. 操作方法および仕様

7.1 操作方法

- (1) 加工図面のクラウン・ギヤの歯切面の形状より、ナライ制御すべきテンプレートを作成する。
- (2) 最初に検出ヘッドの起動位置を調整するため、サーボモータを結合させず手動ハンドルにより検出ヘッドの起動位置を

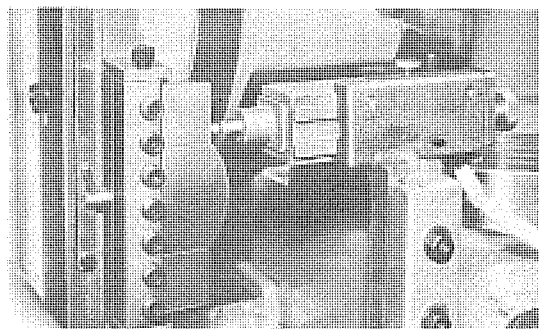


図 6.1 (a) テンプレートと検出ヘッド
Fig. 6.1 (a) Template detecting head.

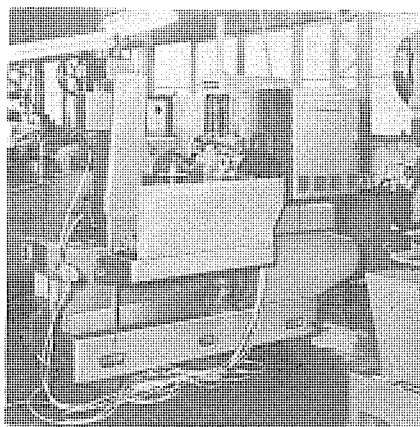


図 6.1 (b) 自動歯切機外観
Fig. 1.6 (b) Exterior view of automatic gear cutting machine.

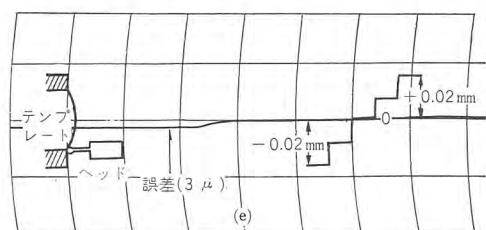
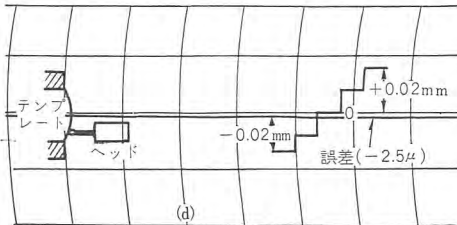
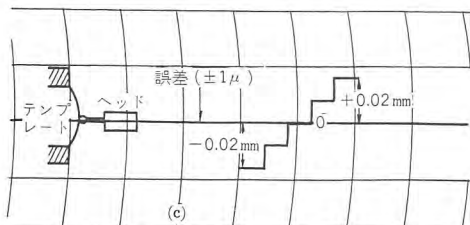
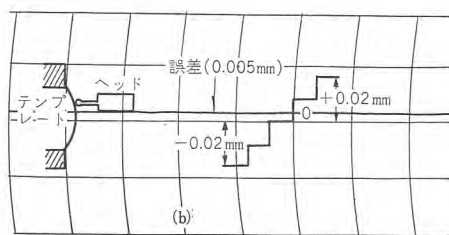
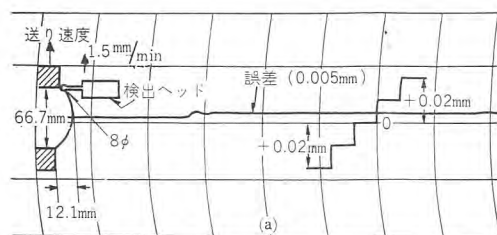


図 6.2 テンプレートの位置における誤差測定
Fig. 6.2 Measurement of errors depending on the positions of template.

上記仕様は電源電圧変動 $\pm 10\%$ 、周波数 $56 \sim 61$ c/s 変化してもさしつかえない。

8. む す び

本文は、クラウニング歯切の切削加工のための制御装置 MELDAS-2032 の概要について述べた。クラウニング切削においては、送り速度は低速であるが、加工精度においては、ミクロンオーダーの精度が要求される。従来の制御装置としては検出器または、駆動部に継電器を用いた ON-OFF 制御方式を用いた制御装置が使用されている。また、送り速度が 5 mm/min という高速歯切の可能な強力形歯切盤の制御装置を製作中であり、これには駆動部に SCR を用いており、さらに高精度の制御が期待でき、次回に発表の予定である。

終りに、この装置の製作にあたり、直接間接に種々ご協力いただいた伊丹製作所機械課 朝山、太田氏をはじめ数多くの方々に深甚の謝意を表する。

参 考 文 献

- (1) 工作機械のオートメーション 61, No. 473, 日本機械学会 (昭 33-6)
- (2) 機械工程の自動化: マシナリ 22, No. 2, (昭 34-1)
- (3) 自動制御技術の現況: マシナリ (昭 35-9)
- (4) 杉本ほか: 機械加工の自動制御「オートメーションシリーズ (7)」(昭 35) 共立出版
- (5) 馬場: 機械工作における自動制御「自動制御技術 (5)」(昭 37)
- (6) 馬場・小島・金森: 自動歯切機の電子ナライ制御の無接点化方式について, 電四学連合大 (昭 37)
- (7) A Jeudon: "From Idea to Application" Control Engineering (April 1956)
- (8) F. Brouwer: A Critical Evaluation of High-Precision Electromechanical Linear Measuring System; Electrical Manufacturing (Aug. 1957)



図 6.3 被加工物とクラウニング
Fig. 6.3 Piece to be worked and crown gear.

調整する。

- (3) このときは付属の メータ 指示により、ヘッドのコアを平衡点に位置させる。
- (4) 上記の操作が終了したならば、自動運転に切換えると歯切動作が自動制御され、カッティングを行なう。

7.2 仕 様

(1) 機械系

- a. ホウ 盤形名 KR-600 (榎藤鉄工)
- b. 切削最大径 (サポート 付き) 450 mm
- c. 切削最大径 (サポート なし) 600 mm
- d. 切削最大 ピッチ m 5
- e. ホウ 最大径 120 mm
- f. ホウ 最大長さ 120 mm
- g. サドル 垂直移動距離 300 mm
- h. 両 アパー 間の中心距離 25~365 mm
- i. テーブル 直径 420 mm
- j. ホウ 軸毎分回転数 64~200
- k. ホウ 軸変換段数 6
- l. 主電動機 2.2 kW (3 HP)

プレイバック制御のできるフライス盤数値制御装置

— MELDAS-1313 —

馬場文夫*・小島一男**・中嶋 碧**・西 信***

Milling Machine Numerical Controller with
Capability of Playback Control — MELDAS-1313 —Kamakura Works
Electronics WorksFumio BABA・Kazuo KOJIMA・Midori NAKASHIMA
Makoto NISHI

One of difficulties in the numerical control system of conventional machine tools is the necessity of an electronic computer and preparation of command tapes in production of small quantity yet various kinds. "MELDAS-1313", on the other hand, is an epochal product dispensing this drawback by combining a playback system. In other words, the most marked merit of this "MELDAS-1313" lies in the feasibility of memorizing the cutting work of skilled laborers on magnetic tapes and of reproducing exactly this information with instruction control equipment as well as the operation of the conventional numerical control. In addition, it has a number of merits which outvalue other devices of the kind. Though "MELDAS-1313" is capable of performing playback by means of magnetic tapes, there are other types of numerical controller using punched tapes and copying controller resorting to the template.

1. ま え が き

過去3回にわたって、工作機械数値制御装置について発表してきたが、(参考文献(4)(5)(8)参照)本文では入力指令として磁気テープを使用し、熟練者の切削工程を磁気テープに記録し、それを再現するいわゆるプレイバック制御もできるようにした新しい方式によるフライス盤数値制御装置を完成したので、その機能の詳細について報告する。

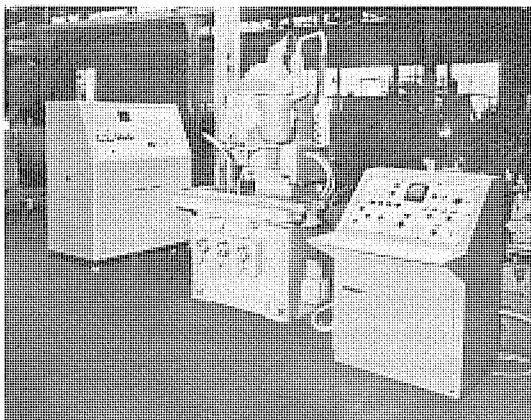


図 1.1 フライス盤と MELDAS-1313
Fig. 1.1 Milling machine and MELDAS-1313.

2. MELDAS-1313 の方式と特長

従来の方式は計算指令装置の脉冲分配器から出た指令脉冲列をデジタルサーボ系によってアナログ量に変換し、パワーサーボ系で機械を駆動するものであった。MELDAS-1313は、脉冲分配器の出力をデジタルサーボ系によらず、全電子的に位相変調波に変換して磁気テープに記録し、その信号を再生、位相検波して駆動サ

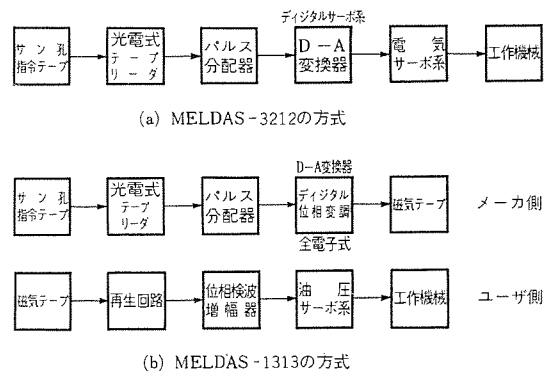


図 2.1 両方式の比較

Fig. 2.1 Comparison of MELDAS-3212 with MELDAS-1313.

ーボ系によって機械系の運動を制御するものである。

従来の数値制御では少量多種生産のときに、電子計算機による指令テープの作成が必要であったが、この点はわが国の機械工業に対しては数値制御の一つの難点とされている。この欠点をまったく取り除いたものがこの装置である。

MELDAS-1313の最も大きな特長は従来の数値制御が可能であると同時に、熟練工の切削作業をそのまま磁気テープに記憶させ、このテープを指令制御装置によって正確に再現できるプレイバック方式を併用している点にある。

また MELDAS-1313は、つぎのようないくつかの大きな特長を持っている。

(1) 計算指令装置からの脉冲信号を磁気テープに記録して、計算指令装置と工作機械を距離的にも時間的にも分離させている。すなわち、周囲条件の悪い工場現場に計算指令装置を設置しないで、プログラムセンタで指令情報を磁気テープに記録させ、これが工作機械使用者に供給される。すなわち、計算指令装置を工作機械

用者側に負担させない経済性を有することである。

(2) 磁気テープの記録方式として指令パルス列をそのまま記録するのでなく、指令信号を位相変調で記録している。この記録方式は、デジタル位相変調方式と呼ばれているが、記録波形が方形波であるから、たとえ途中のある方形波がいくつか失われても、以降の方形波にはまったく影響を与えない特質がある。

(3) 多チャネルの磁気テープを用いているので、作業中の自動切削状態を音声で吹き込んでいることや主軸の正逆転、ブランド停止などいろいろ作業者の便宜に供している。

(4) フィードバック方式として高精度レゾルバを用い、送りネジでなく、直接テーブルの動きを高精度にピックアップしているので、ピッチ誤差やバックラッシュに無関係に高精度の位置検出を行なっている。

(5) 磁気テープの再生装置以降はすべてアナログ量を取扱っているため、電氣的ジョウ乱の多い作業現場でも安定した高精度の加工ができる。

以上、列記したように数多くの特長があるが、また数値指令を磁気テープで与えるために生ずる次のような二、三の欠点がある。

(1) 磁気テープの局部的な伸縮、記録再生ヘッドのギャップの並び方およびテープ送りのワウ・フラッタなどが加工精度に関して、指令媒体として磁気テープを仲介させたための影響を与える。

(2) 磁気テープ自体に損傷あるいはドロップアウトの現象があり、機械系の誤差の原因となる。しかしドロップアウトに対しては本装置で設計された補償回路(後述)により全くなくすることができ

3. おもな仕様

MELDAS-1313 は制御装置、操作卓(図 3.1)および機械本

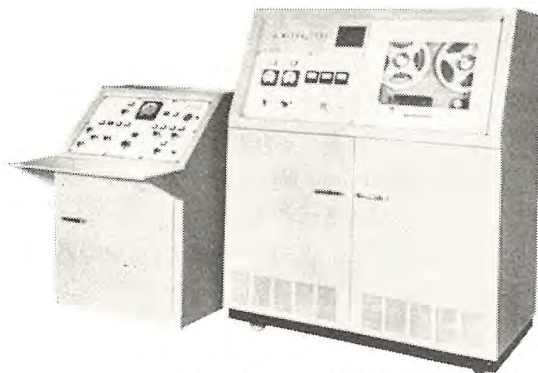


図 3.1 制御卓と制御装置
Fig. 3.1 Control desk and control console.

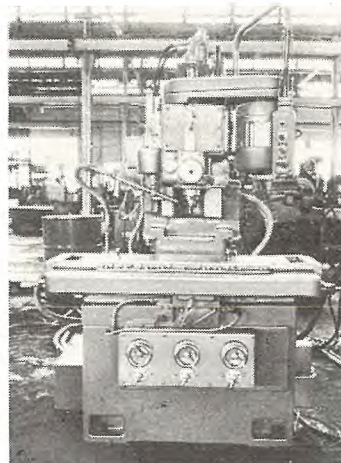


図 3.2 フライス盤本体
Fig. 3.2 Milling machine.

表 3.1 MELDAS-1313 の仕様

機 械 系	フライス盤	22 SMEVN 形 (新潟鉄工所)
	制御軸数	3 軸
	テーブル大きさ	1,290×305 mm
	テーブル有効面積	1,170×245 mm
	テーブル長手方向移動距離 (X 軸)	710 mm
機 械 系	コラム前後方向移動距離 (Y 軸)	150 mm
	スピンドルヘッド上下移動距離 (Z 軸)	260 mm
電 気 系	送り速度	0~6 mm/min
	主軸回転数	870, 1,250, 1,500 rpm
	主軸モータ	1.5 kW 4 P
	駆動方式	油圧 (サーボバルブ, 油圧モータ)
	入力形式	磁気テープ (12.7 mm (1/2") 幅, 763 m (2,500 ft) 長)
電 気 系	指令制御信号	位相変調波 (基準 200 c/s)
	指令精度	0.01 mm (=0.7°)
	回路素子	電子管
	検出方式	ラックピニオンによるレゾルバ結合方式
	総合精度	位置決め 0.01 mm 輪郭 0.03 mm
電 源	電源	AC 100 V/200 V 50/60 c/s 2 kVA

体(図 3.2) から構成されており、表 3.1 に機械系および電気系のおもな仕様を示す。

4. デジタル位相変調器および記録装置

4.1 原 理

パルス分配器から出る指令パルスによって位相推移を作る原理を図 4.3 に示す。

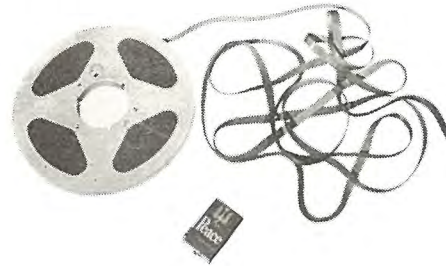


図 4.1
磁気テープ
Fig. 4.1
Magnetic tape.

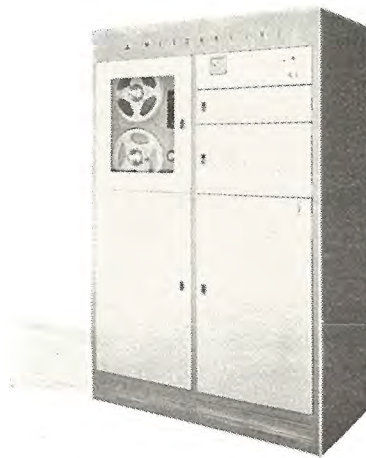


図 4.2 デジタル位相変調器および記録装置
Fig. 4.2 Digital phase modulator and recorder.

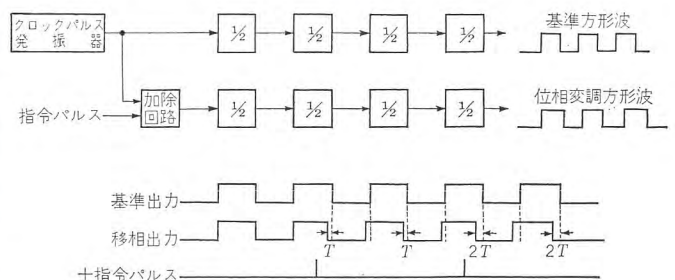


図 4.3 デジタル位相変調原理図
Fig. 4.3 Digital phase modulation.

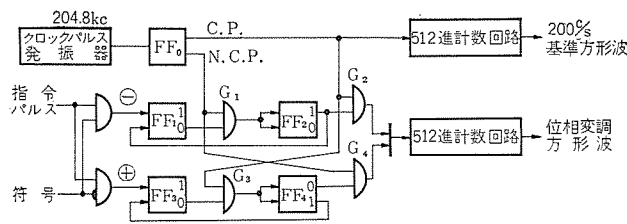


図 4.4 加除回路 ブロック線図

Fig. 4.4 Block diagram of add-delete circuit.

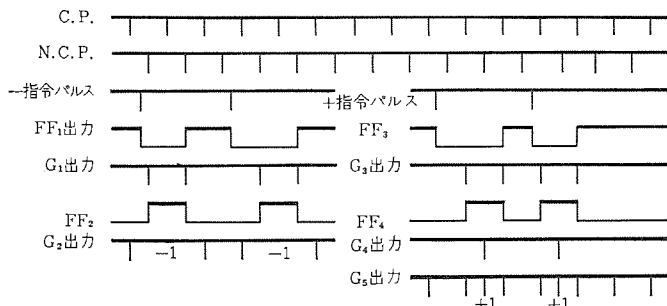


図 4.5 加除回路の各部波形

Fig. 4.5 Wave form chart of add-delete circuit.

同じ容量の2進計数回路があり、両方ともクロックパルス発振器からのクロックパルスを入力とし、移相器のほうは別に指令パルスをも入力とする。もし指令パルスがなければ、両方の計数回路は同時に計数を始め、1/2, 1/4, 1/8, ... にパルスを通降して最終段のフリップフロウの出力は、同じ周波数、同じ位相の方形波となる。移相器のほうに正の指令パルスが入ると計数回路の位相関係は前と違ってきて、クロックパルスの間隔 T 秒だけ進んだ波形となる。遅れ位相は、負の指令パルスが来るごとにクロックパルスを一つ減ずるようにすれば作ることができる。加除回路は、このように正の指令パルスのときはクロックパルスにさらに一つパルスを加え、負の指令パルスのときはクロックパルスを一つ減ずるような動作をする論理回路である。

4.2 加除回路

基準波出力周波数を 200 c/s とし、位置検出系の機械的条件より 1 パルスでレゾルバの1度以下の回転角に相当するような位相推移を作ることが条件である。したがって計数回路はフリップフロウが9段の512進を用い、さらに加除回路のゲート操作作用にフリップフロウを1段前置するため、クロックパルスとしては 204.8 kc となる。このため指令パルス1個が位相推移およびレゾルバの回転角度で約 0.7 度に相当する。

図 4.4 および図 4.5 で加除回路の動作を示す。204.8 kc のクロックパルスはフリップフロウ FF_0 で 102.4 kc に周波数を通減すると同時に、キャリーパルス (C.P.) 一奇数番目のパルスとノンキャリーパルス (N.C.P.) 一偶数番目のパルスに二分される。(+)の指令パルスが入ると、 FF_1 がセットされてアンドゲート G_1 を開き、 G_1 を通過した1個の NCP は FF_2 をセットして G_2 を閉じる。次の NCP で FF_2 はリセットし G_2 開くと同時に、リセット時の微分パルスで FF_1 をリセットして G_1 を閉じる。すなわち、 G_2 は NCP の2発の期間閉じられるので、 G_2 から常時出ている CP は1発抜けることになる。

(+)の指令パルスが入ると FF_3 がセットされて G_3 が開き、 G_3 を通過した1個の CP は FF_4 をセットして G_4 を開き、NCP が G_4 を通過する。次の G_3 からの CP で FF_4 はリセットされ、そのときの微分パルスで FF_3 をリセットして G_3 を閉じる。した

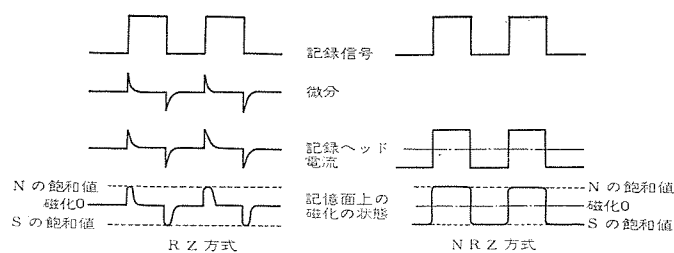


図 4.6 両方式の記録方法

Fig. 4.6 Recording method of RZ and NRZ.

表 4.1 記録方式の比較

	R Z 法	N R Z 法
出力電圧比	1/2	1
記録密度比	1/2	1
書込電力	小	大
記録回路	簡単	簡単
再生回路	単純	単純

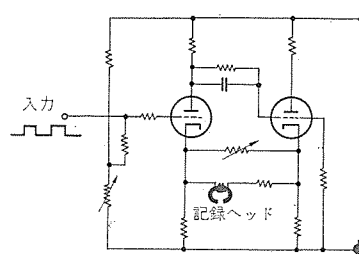


図 4.7 NRZ 方式記録増幅器
Fig. 4.7 Recording amplifier of NRZ.

がって、2 発の CP の間だけ G_4 が開いて、その間 NCP が 1 発取り出され、オアゲート G_5 で CP に加えられる。このようにして得られたパルス列は、512 進の計数回路を経て、基準計数回路出力の 200 c/s 方形波に対し、位相の推移した出力となる。

この方式では、指令パルスに対するレジスタを持たず、パルスが入るごとにアナログ変換を正しく行なわなければ誤差となって累積するので、加除ゲート回路の動作を監視する回路が付属している。

4.3 磁気テープ記録方式

方形波を磁気テープに記録する方法として Return to Zero (RZ) 方式と Non Return to Zero (NRZ) 方式があり、それぞれの記録波形を図 4.6 に示す。また表 4.1 に両方式の比較を示す。

7.5 in/sec の送り速度のとき、0.01 mm の指令すなわち 0.7 度の位相推移はテープ上では約 1.9μ に相当する。このことは記録ヘッド、再生ヘッドのギャップの並行度のバラツキがこの値以下であることを要求するとともに、記録、再生波形の立上がり時間が 10μ 以下でなくてはならない。機械的精度を要求されるヘッドは別として、記録再生波形に要求される条件を満足し、かつ NRZ の記録方式を採用した記録増幅器を図 4.7 に示す。

5. 制御装置

制御系のブロック線図を図 5.1 に示す。

テープが動いていないとき、または動いていてもテープ速度が規定値にならないときは、サーボ系の入力信号は内蔵の 200 c/s 方形波発振器から同位相の信号が与えられる。テープ速度が正常になり、基準信号再生出力が 200 c/s になると、基準、X 軸、Y 軸および Z 軸の信号はそれぞれのテープ信号に切換えられてサーボ系に送信される。基準信号は 0.8 増幅して正弦波となし、X、Y、Z 各軸の手動レゾルバの固定子を励磁する。各軸の制御信号はサーボ増幅器の位相検波器に入り、手動レゾルバ、フィードバックレゾルバを通過してきた基準信号との位相推移量を検出し、それを増幅してサーボパ

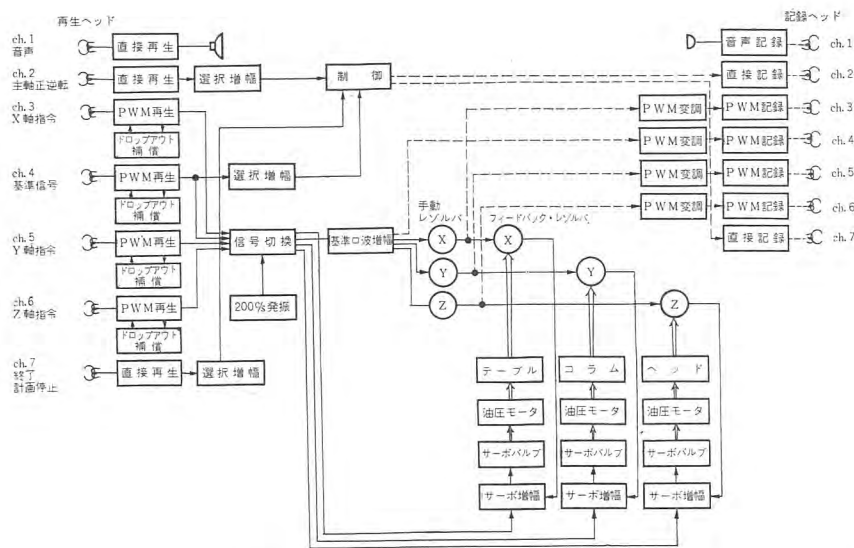


図 5.1 MELDAS-1313 のブロック線図
Fig. 5.1 Block diagram of MELDAS-1313.

表 5.1 磁気 テープ 駆動機構仕様 (TEAC-S-6043)

テ ー プ 幅	12.7 mm ($1/2$ ")
使 用 リ ー ル	266.7 mm ($10 1/2$ ")
テ ー プ 速 度	7.5 in/sec, 15 in/sec
速 度 偏 差	7.5 in/sec において 0.21% 15 in/sec において 0.26%
ワ ウ ・ フ ラ ッ タ	7.5 in/sec において 0.15% rms 15 in/sec において 0.1% rms
テープスタート時間	正常送り速度に対し 0.5 sec 以内
テープストップ時間	正常送り速度に対し 1 sec 以内
早送り・早戻り時間	早送り・早戻しに対し 3 sec 以内
ヘッド構成	2500' 約 90 sec
チャネル数	記録用 1 個, 再生用 1 個

表 5.2 各トラック記録信号

トラック No.	記 録 信 号	備 考
第 1 トラック	音 声	作業上の注意事項, 工作上のメモなど
第 2 トラック	主軸正逆転信号	正転 3 kc, 逆転 200 c/s
第 3 トラック	X 軸 指 令 信 号	NRZ 方式による位相変調方形波
第 4 トラック	基 準 信 号	"
第 5 トラック	Y 軸 指 令 信 号	"
第 6 トラック	Z 軸 指 令 信 号	"
第 7 トラック	ブランドストップ 切削終了信号	ブランドストップ 3 kc, 切削終了 200 c/s

プのトルクモータコイルを駆動する。手動レゾルバはこれを回転することによって位相推移を生じさせる。これは各軸を手動で動かす場合に使用し、手動レゾルバの一回転に対して各軸は 5.12 mm 駆動される。プレイバックのときは、手動レゾルバの回転により位相推移した正弦波を方形波に変換し、これを磁気テープに記録する。ch. 2, ch. 7 の信号は主軸正逆転と切削終了、ブランドストップ用の 200 c/s, 3 kc を選択増幅器で周波数弁別を行ない、それぞれのリレーを駆動する。

制御装置は磁気テープ駆動機構部、記録再生増幅部、サーボ増幅器および位置検出器に大きく分けることができる。以下、これらについて詳述する。

5.1 磁気テープ駆動機構

磁気テープ駆動機構の仕様を表 5.1 に示す。使用した磁気テープはスコッチの No. 488 ($1/2$ " 幅, 2,500' 長, サンドイッチ形)である。

磁気テープは 7 本のトラックを持ち、それぞれには表 5.2 に示すような異なる信号が記録される。ブランドストップは加工途中に停止することが必要な個所に入れて記録しておくが、各指令信号

プレイバック制御のできる フライス 盤数値制御装置・馬場・小島・中嶋・西

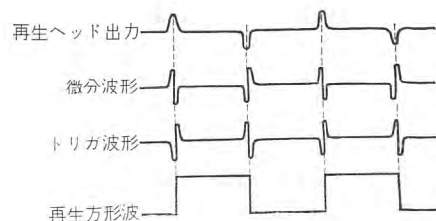


図 5.2 方形波再生過程
Fig. 5.2 Reproduce process of rectangular wave.

は必ず同位相から始まり、また加工の終りは元の位置に戻る(同位相になる)ようプログラムするのが原則であるから、ブランドストップも任意の所に入れることはできず、全信号が同位相になるように——換言すれば起動位置から測って各軸ともに 5.12 mm

の整数倍になるような点——その点を選んでプログラムしなければならない。

磁気テープ駆動機構で最も問題となるのは、テープがヘッド部分を通過するときの定速性である。キャプスタン回転にムラなどがあると、いわゆるワウやフラッタの原因となり、音響機器の場合にはヒズミの原因となるが、この装置の場合は工作機械にショックを与えたり、工作精度に直接関係してくるのでおそれできない。次に記録再生用ヘッドの 7 個のギャップはテープの進行方向に直角な一直線上にあるのが理想であるが、ヘッドの工作上バラツキを生ずる。この装置の場合は、7.5 in/sec の速度で 0.01 mm の移動指令がテープ上の距離で約 1.9 μ に相当する。したがって、記録装置と再生装置が独立しているようなこの制御装置では、とくにそのバラツキを小さくしなくてはならない。

5.2 方形波再生

方形波の記録については前に述べたので、再生増幅器についてのみ記す。

方形波を再生する過程を図 5.2 に示す。図 4.6 に示す NRZ 方式で記録した波形を再生すると、再生ヘッドの出力は微分された波形となる。立上がり急峻にするため、もう一度微分回路を通し、方形波成形用単安定マルチバイレートのトリガ信号とする。方形波成形用単安定マルチバイレートは十分長い自己周期を持っており、立上りをマークした信号がトリガして、まず方形波を立上がりさせ、次に立下りをマークしたトリガ信号が方形波の立下りを強制して、記録時と同じ幅を持った方形波を再現する。

再生にあたって重要なことは、パルスの脱落(Drop out)現象である。この方式では、テープから再生される情報はアナログ的なものであるから、デジタル情報の場合よりパルスの脱落に対する要求はややゆるやかであるが、しかし脱落があると機械にショックを与えたり、乱調を起こす原因となる。

パルスの脱落は磁気テープそのものの不良による場合と、テープ駆動機構やヘッドの欠陥によるものとが考えられる。前者に対しては良質のテープを使用すれば、763 m (2,500 ft) のテープで 1 個以下にすることができる。後者に起因するものとしてホコリなどによるヘッドとテープ間ギャップの変化、およびテープの進行方向に直角な方向へのズレが考えられる。ホコリでも外部より侵入するものと、テープとガイドなどの接触によって生ずるものとが考えられる。

いずれにしてもパルスの脱落を皆無にすることは不可能であり

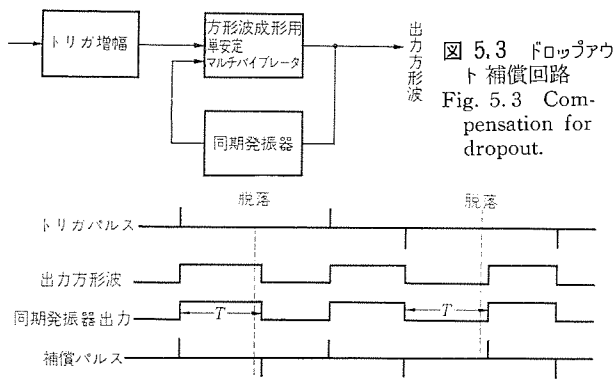


図 5.3 ドロップアウト補償回路
Fig. 5.3 Compensation for dropout.

図 5.4 ドロップアウト補償回路のタイムチャート
Fig. 5.4 Time chart of compensation circuit.

もちろん機械にショックを与えることはできない、とすれば電氣的にパルスの脱落を補償しなくてはならない。図 5.3 にドロップアウト補償回路の原理を、図 5.4 に波形を示す。同期発振器は 5 ms (200 c/s) よりもわずかに長い自己周期を持たせてあり、外部から容易に同期を取ることのできる発振器である。ドロップアウトのないときはトリガパルスすなわち出力方形波と同じ周期で発振し、したがって補償パルスはトリガパルスと一致する。もし立下がりのトリガパルスがドロップアウトすると、直前の立上がりのトリガパルスで同期を取られ発振器は自己周期で立下がり、その立下がりパルスで方形波成形用単安定マルチバイブレータを強制的に立下がらせる。立上がりのトリガパルスがドロップアウトした場合も同様である。このようにしてドロップアウトを補償することにより、工作機械にショックを与えることをなくすることができる。

5.3 サーボ機構

パワーサーボ要素として電気式、油圧式が現在最も一般に採用され

表 5.3 サーボバルブ仕様

重量	2.2 kg
定格圧力	$P_s = 80 \text{ kg/cm}^2$
定格流量	$Q = 15 \text{ l/min}$
定格差電流	$I = \pm 15 \text{ mA}$
許容最大電流	35 mA
巻線抵抗	$750 \Omega \times 2$
バンド幅	100 c/s 以上
ヒステリシス	5% 以下
ノズル漏れ量	15 l/min 以下
形式	フォースフィードバック方式 トルクモータ wet 形

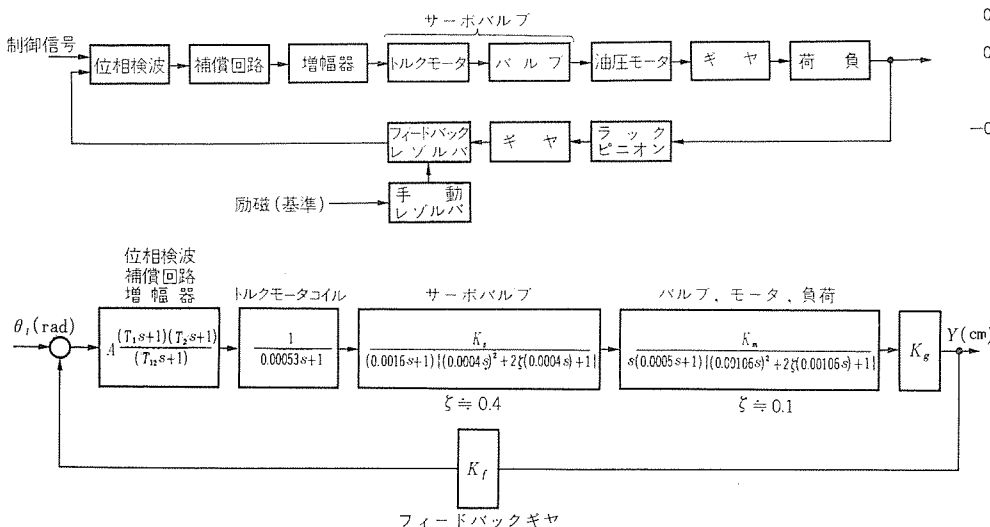


図 5.5 サーボ機構ブロック線図
Fig. 5.5 Block diagram of servo system.

ているが、サーボ機構の一要素としての電気油圧式サーボバルブは微小な入力電流を小さな機械的変位に変え、さらにこの微小変位によって高圧・大流量の油の流れを制御するので、電気サーボモータに比べて大きなトルク慣性比を持っており、高負荷の場合でも応答がきわめて速いという特長を持っている。

図 5.5 にサーボ機構のブロック線図を示す。この図において、トルクモータコイル、サーボバルブ、モータ、負荷の記述伝達関数は実験結果から近似的に導いたものである。

本機に使用したサーボバルブの仕様を表 5.3 に示す。サーボバルブの特性を良くするために、トルクモータに加えるディザーとしては特別に発振器を持たず、位相検波後の 400 c/s リップルをもってこれに代えている。

図 5.6 は図 5.5 の系で、補償回路として $0.1s + 1/s + 1$ の位相遅れを入れ、かつ、 $K = 1,000$ ($=60 \text{ dB}$) としたときの over-all の周波数特性を示す。

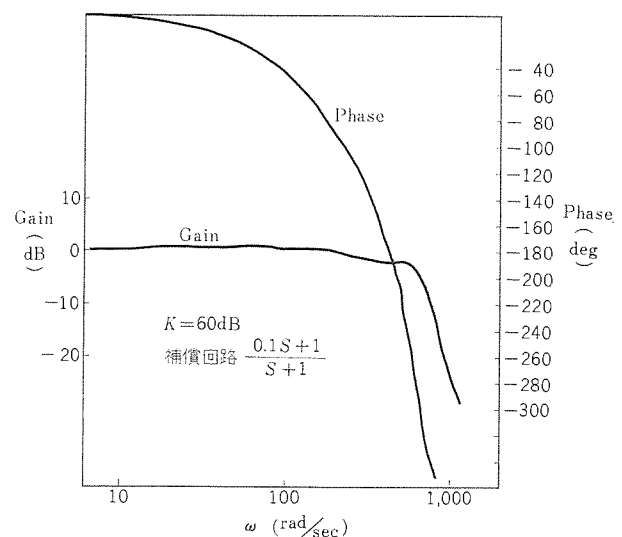


図 5.6 周波数特性
Fig. 5.6 Frequency-characteristics.

図 5.7 インディシナル応答
Fig. 5.7 Indicial response.

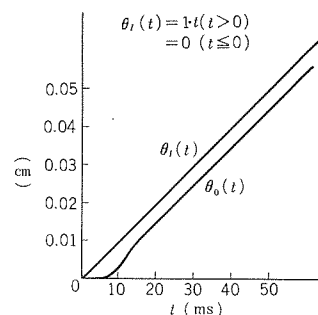
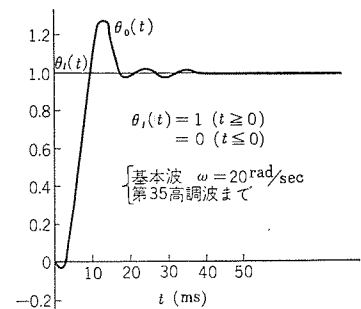


図 5.8 速度入力に対する応答
Fig. 5.8 Response for velocity input.

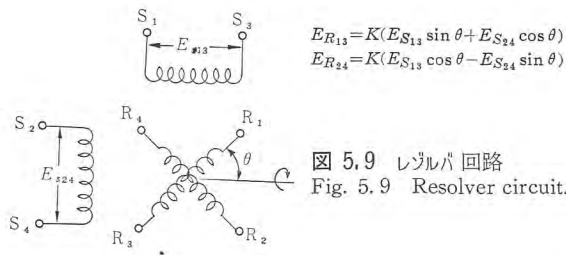


図 5.9 レゾルバ回路
Fig. 5.9 Resolver circuit.

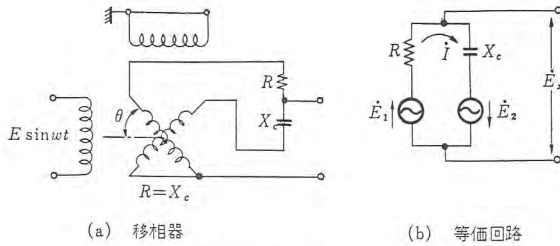


図 5.10 レゾルバ 移相回路
Fig. 5.10 Resolver phase shifter.

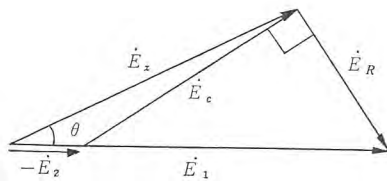


図 5.11 レゾルバ 移相器のベクトル図
Fig. 5.11 Vector diagram of resolver phase shifter.

図 5.7 は図 5.5 の系に $\omega = 20 \text{ rad/sec}$ の方形波を入れたときのレスポンスを計算したものである。図 5.8 はこれを積分することによって得た速度入力に対するレスポンス（ドルー）を示す。

5.4 位置検出器（レゾルバ移相器）

レゾルバは回転子巻線、固定子巻線の機械的相対位置を変化させ、その電磁誘導の結合度を変え、目的の角度変化量と電氣量を得る小形回転変圧器であって、精度も 0.1% 以下、角度誤差で 3.5 分以下というような高精度のものである。ここではレゾルバを、機械的直線変位を測定するための移相器として使用する場合について述べる。

レゾルバは固定子、回転子とも空間的に直交する二相巻線があり、その電氣的關係は図 5.9 に示す。移相器として使用する場合は、図 5.10 のような接続とする。二次側の等価回路は図 5.10 (b) のようになり、

$$\dot{E}_x = \frac{X_c^2 \dot{E}_1 - R^2 \dot{E}_2}{R^2 + X_c^2} + j \frac{RX_c \dot{E}_1 + RX_c \dot{E}_2}{R^2 + X_c^2}$$

$R = X_c$ とすれば

$$\dot{E}_x = \frac{\dot{E}_1 - \dot{E}_2}{2} + j \frac{\dot{E}_1 + \dot{E}_2}{2}$$

$$\therefore |E_x| = \frac{kE}{\sqrt{2}} \sqrt{\cos^2 \theta + \sin^2 \theta}$$

$$\dot{E}_1 = kE \cos \theta, \quad \dot{E}_2 = kE \sin \theta$$

$$\varphi = \tan^{-1} \frac{\dot{E}_1 + \dot{E}_2}{\dot{E}_1 - \dot{E}_2} = \theta + \frac{\pi}{4}$$

したがって

$$E_x = \frac{kE}{\sqrt{2}} \sin\left(\omega t + \theta + \frac{\pi}{4}\right)$$

結局、入力電源より $\left(\theta + \frac{\pi}{4}\right)$ だけ位相のずれた出力が得られる。これをベクトル図で示すと図 5.11 となる。

このようなレゾルバ移相器を 2 個直列に接続すれば（図 5.12）、

フィードバック制御のできる フライス 盤数値制御装置・馬場・小島・中嶋・西

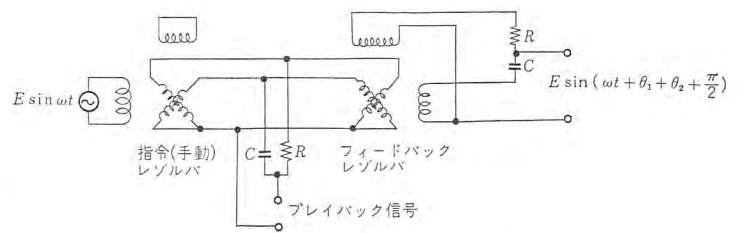


図 5.12 角度伝達回路
Fig. 5.12 Angle transmission by resolver.

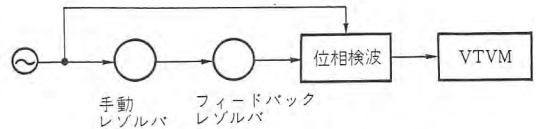


図 5.13 伝達特性測定回路
Fig. 5.13 Measurement of angle transmission characteristics.

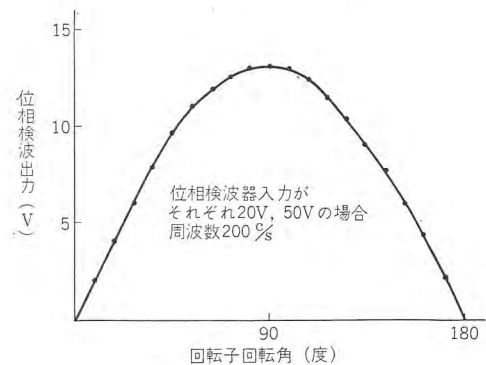


図 5.14 伝達特性
Fig. 5.14 Angle transmission characteristics.

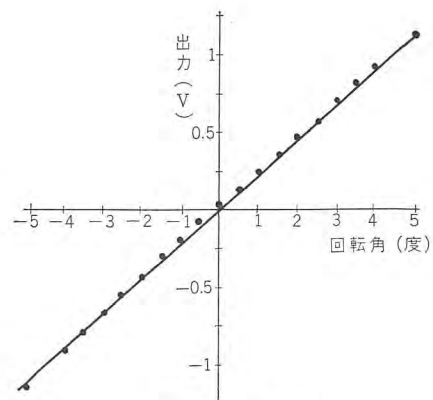


図 5.15 直線性
Fig. 5.15 Angle transmission characteristics. (linearity)

位相差は $\left(\theta' + \frac{\pi}{4}\right)$ となる。ただし、 $\theta' = \theta_1 + \theta_2$ である。

この 2 個のレゾルバの一方を指令用とし、他方をフィード・バック用として用いるときは、出力として 2 個のレゾルバの回転子の回転角度に比例した移相信号を得ることができる。

使用したレゾルバは、電氣誤差が $\pm 5'$ のものである。図 5.13 の方法で測定した角度の伝達特性を図 5.14、5.15 に示す。

角度伝達特性は波形 ヒズミ が大きく影響を与えるので、励振電源の波形はとくに注意しなくてはならない。また、移相器は周波数の変動に対しても敏感であるため、周波数変動も留意する必要がある。

レゾルバは周囲温度によって変圧比、位相推移および装荷の状態が変化するので、高精度を要求する場合には適当な温度補償を

しなくてはならない。この装置ではレールを恒温タンクに入れることによって、周囲温度の変化に無関係にした。

5.5 プレイバック制御

MELDAS-1313 の最大の特長の一つは前に述べたように容易にプレイバック制御を行なうことができることである。熟練者の切削過程を磁気テープにいったん記録し、数値制御するときと同様にこのテープを再生して、同一工程を再現すれば、少量多種の生産にあたって均一な製品を得ることができる。

熟練者が図 5.12 に示す手動レールで機械を操作しながら切削を行なうと、手動レールの回転角に等しい角度だけ位相推移した信号が得られ、PWM 変調器で方形波成形を行なって磁気テープに記録する。基準信号はレールを通らず、直接基準信号増幅器から PWM 変調器に送られ、方形波成形して記録される。

6. 総合特性

この装置の切削テストとしては、下記の基本形状のものについて行なった。

- (1) 円形
- (2) 正方形 (各辺が X, Y 軸に平行)
- (3) 正方形 (各辺が X, Y 軸に 45 度傾斜)

の 3 種について行ない、精度測定を行なった結果、

位置決め精度 $\pm 5 \mu$ (正方形において測定)

輪郭切削精度 $\pm 10 \mu$ (円形において測定)

(注. 送り速度は 240 mm/min である)

という良好な結果を得ることができた。

図 6.1 はタービンブレードの切削面、図 6.2 は少々複雑な形状を切削したものである。

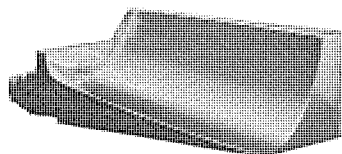


図 6.1 タービンブレード
Fig. 6.1 Turbine blade.

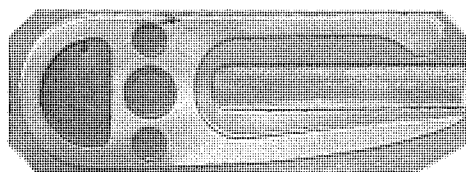


図 6.2 切削テストピース
Fig. 6.2 Cut test piece.

7. むすび

以上、MELDAS-1313 フライス盤数値制御装置について記述したが、テープ駆動機構のフウ・フラッタが工作精度に対して影響を与えなくしたことおよび磁気テープの起動時に機械系にショックを与えないことなど種々の点に新しい設計が施されている。

磁気テープ方式の最も大きな特長は計算指令装置を工作機械使用者側に負担させない経済性をねらったものであるが、磁気テープを介在させない方式のものとの比較はそれぞれの特色を有するため速断は下し得ない。いずれにしてもその目的とするところは一つは経済性にあり、他は実用性に主眼を置いたものであり、結論としては制御テープ以降の価格をいかに安価にし、かつ使用者側にとって便利なものにするかの方向にある。

数値制御の現状として Metalworking Magazine の報ずる 1962 年のアメリカの機械工業界では各工作機械メーカは下記の各種を発表している。

ターニング	31 社	61 種
ドリリングマシン	28 社	69 種
モーリングマシン	30 社	72 種
フレムカッタ その他	10 社	17 種

以上、工作機械の数値制御について記述したが、デジタル技術の自動制御への応用が今後の自動制御技術の進むべき道であり、今日までに得られた知識や経験から、この道をいよいよ深く切り開いて行かねばならない。今後は現下の状況にさらに拍車をかけ、全世界の技術者のたゆまざる努力が相より相扶けて、実際上の成果がおびただしく実を結ぶことが期待されている。

終りにあたり、多大のご協力を賜った新潟鉄工所および東京精密測器の各位に誌上より厚く感謝の意を表わす次第である。

参考文献

- (1) 真鍋：追値サーボ系の設計、「三菱電機」33, No. 10 (昭 34)
- (2) 機械試験所所報 13, No. 2 (昭 34)
- (3) 機械試験所報告 No. 36 (昭 35)
- (4) 馬場、渡辺、小島、中嶋、松本：工作機械数値制御装置 (1)「三菱電機」34, No. 12 (昭 35)
- (5) 馬場、渡辺、小島、中嶋、俵口：工作機械数値制御装置 (2)「三菱電機」34, No. 12 (昭 35)
- (6) 馬場、小島：フライス盤数値制御装置について 昭 36 連大
- (7) 馬場：工作機械の数値制御「専門講習会講演論文集」昭 36 電関西支連大
- (8) 馬場、渡辺、小島、松本、金森：工作機械数値制御装置 (3)「三菱電機」35, No. 8 (昭 36)
- (9) 馬場、小島、中嶋：プレイバック方式の 3 軸数値制御フライス盤について 昭 37 連大
- (10) 馬場：機械工作における自動制御「自動制御技術 5」(昭 37) 日本自動制御協会

ガス切断機自動曲線追跡装置

— MELDAS-1032 —

小島一男*・金森剛明*

Automatic Tracing for Gas Cutting Machines

— MELDAS-1032 —

Kamakura Works

Kazuo KOJIMA・Takaaki KANAMORI

Though a number of automatic controls were devised for gas cutting machines in the past, most of them resorted to templates. Curve tracers "MELDAS-1032", however, have done away with templates having contours to trace and reproduce predetermined outlines by tracing curves through the comparison of black tones with white ones of lines drawn on paper. Gas cutting technique has made a marked advance with rapid development of the latest welding process. In large plants of shipbuilding and steel manufacturing, curve tracers are recognized of their high accuracy and high efficiency, displacing the conventional mechanical cutting and machining. The MELDAS-1032 is the newest powerful machines with which man-hours can be cut off. Meanwhile, the technique of numerical control has been introduced to gas cutting of late, and analog systems using optical elements are coming in together with the numerical control system.

1. ま え が き

最近のプログラム制御の発展は著しいものがあり、すべての工業分野にもうらされている。MELDAS-1032 ガス切断機のカーブトレーサは、アナログ制御方式によるプログラム制御の一例である。すなわち、ガス切断すべき形状を書いた原図を、直接に光学的にピックアップして、原図にならって自動的に曲線を追跡するものである。これらの装置の効用は、他のオートメーション機器と同様に生産性の向上、品質の向上、コストの切下げなどにある。すなわち、人間の熟練を要せず、いつも均一な製品を製作しうること、アイドル時間が少なくなることなどが例示できる。

以下、MELDAS-1032 の概要を紹介するとともに、この装置の設計のときに用いた制御系の解析結果について記述する。

2. 制御系の概要

MELDAS-1032 は、原図上に約 1 mm 幅の黒線で描かれた曲線を硫化カドミウム光電導セルにより検出し、カミ取りのサーボモータを駆動して、曲線追跡部の進行方向を制御するものである。曲線追跡部と、ガス切断用のガスバーナとを機械的に 1 対 1 に結合すれば、原図に書かれた曲線と同じ形状、同じ大きさの鋼板が切断できる。

2.1 構 成

MELDAS-1032 は、下記のものより構成されている。構成図は図 2.1 に示す。

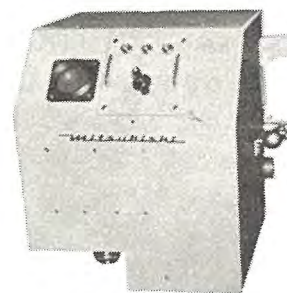


図 2.2 走査ヘッド部
Fig. 2.2 Tracer head.



図 2.5 電源部
Fig. 2.5 Power supply.

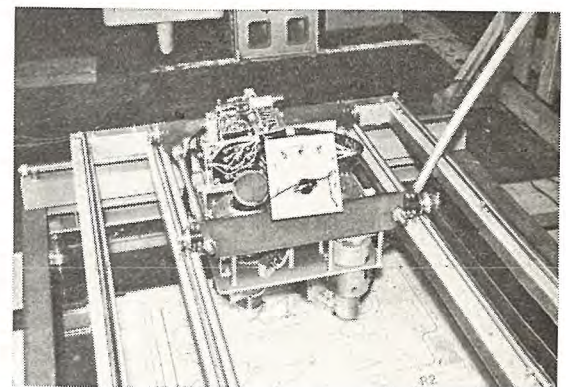


図 2.3 走査ヘッド部
Fig. 2.3 Tracer head.

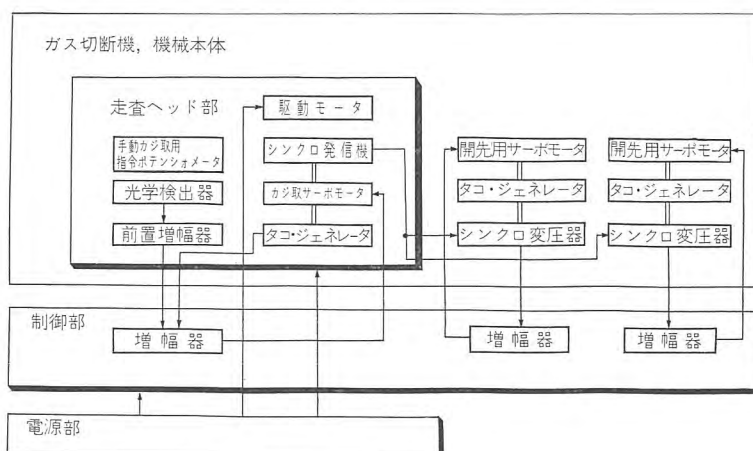


図 2.1 ガス切断機用自動曲線追跡装置構成図

Fig. 2.1 Block diagram of automatic line tracer for gas cutting machine.

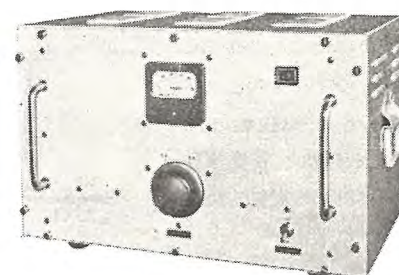


図 2.4 制御部
Fig. 2.4 Controller.

- | | |
|--------------------|-----|
| (1) 走査ヘッド部 (曲線追跡部) | 1 台 |
| (2) 制御部 | 1 台 |
| (3) 電源部 | 1 台 |

(1) の走査ヘッド部は、光学検出器、カジ取サーボモータ、タコジェネレータ、駆動モータおよび開先用シンクロ発信機からなる。

(2) の制御部は、カジ取サーボモータ用増幅器および開先用サーボモータ用増幅器からなる。

(3) の電源部は、各種電源からなる。

2.2 規格および性能

この装置は、下記の規格および性能を有している。

- | | |
|---------------|--|
| (1) ガス切断機本体 | KT-500 形 (田中製作所製) |
| 切断有効幅 | 2,000 mm |
| 〃 長 | 7,000 mm |
| 〃 板厚 | 4.5~150 mm |
| 軌条全長 | 9,600 mm |
| 切断速度 | 100~1,000 mm/min |
| 吹管最高速度 | MA×30 rpm |
| (2) ナライ方式 | 光反射量を光電体から検出する 2 spot 方式 |
| (3) 曲線の線幅 | 0.7~1.2 mm |
| (4) 画線 | 黒色鉛筆または黒色インク または墨 |
| (5) 追跡中心 | 曲線の線幅中心線 |
| (6) 走行速度 | 50~700 mm/min |
| (7) ナライ精度 | 500 mm/min の走行速度のとき直線を 0.2 mm の精度で追跡する。500 mm/min の走行速度で半径 5 mm の円形を追跡しうる。 |
| (8) ナライ光点 | 光点が可視できる |
| (9) カジ取サーボモータ | 60 c/s 110 V 15 W 出力 |
| (10) 駆動モータ | DC 100 V 50 W 出力 |
| (11) 開先用増幅器 | 出力 60 c/s 50 W 2 チャンネル |
| (12) ナライ形式 | パンタグラフによる縮尺 1:1 (現寸大) |
| (13) 電源 | AC 100 V 60 c/s |
| (14) 切シ調整 | 0~4 mm |

2.3 動作概要

MELDAS-1032 は、光電体を検出器として用いた A.C. サーボ系であり、2 個の光電体の抵抗値が平衡する点を追跡するものである。照明された原図上で、光電体が曲線から逸脱したときに、検出器には不平衡出力が誘起される。すなわち、光電体と原図上の曲線との位置関係が基準位置からずれたときに、出力電圧を生ずる。この出力信号が増幅されて、光電体を基準位置に戻すべく追跡サーボ系を操る。走査ヘッドは、カジ取サーボ系と関係なく、駆動モータにより駆動輪を回転させて、前進運動を与えられる。追跡系の電気的な動作系統図を図 2.6 に示す。

2.4 走査ヘッド

走査ヘッドは、ガス切断機本体とは

機械的に、結合されている。すなわち、走査ヘッド部はパンタグラフの一端に支持されており、他端にはガスバーナが装着されている。このことにより、走査ヘッドの運動形状がガスバーナの運動形状に、1 対 1 で伝達される。走査ヘッドの構成図を図 2.7 に示す。機械本体のテーブル上に敷かれた原図の上に、走査ヘッドが置かれる。駆動輪は、一定回転速度で駆動モータにより回転されるようにしてあるから、走査ヘッドが原図上を動く追跡速度は一定である。一方、駆動輪の進行方向はカジ取サーボモータにより回転され、光電体からの出力電圧がゼロとなる方向に制御される。すなわち、光学系を装置した円筒は、駆動輪を装置した円筒と案内歯車を介して結合しており、駆動輪を装置した円筒と光学系の円筒とは、同一方向に同一回転運動をする。駆動輪を装置した円筒は、カジ取サーボモータと減速歯車により結合している。

2.5 光学検出器

光学系は、原図上の曲線をピックアップレンズを通して、曲線の映像を 2 倍に拡大して光電体に像を結ばせるためのもので、図 2.8 に原理図を示す。レンズ筒の下部に照明用ランプを装着し、曲線のピックアップされる部分を照明し、その反射光をレンズを通して光電面に受光させる。サーボの特性を改善する目的で原理的に、光電体をレンズ中心軸よりもわずかに後方 (駆動輪の進行方向に対して後方) に偏して取付けることにより、原図上の曲線のピックアップする部分はレンズ中心軸よりも進行方向に対し、少し前方の部分に設定している。図 2.9 に、光学系構成図を示す。走査ヘッド部が、どれほどの誤差で追跡しているかを監視する目的と、手動カジ取用指令ポテンシオメータにより走査ヘッド部のカジを操ることで、走査ヘッド部を曲線上に誘導することを容易にする目的とで、ピントグラス上に曲線の像を結ばせる機構になっている。すなわち、原図上の曲線の反射光はピックアップレンズを経て、ハーフミラーで反射光が 1、透過光が 1 の割合に分けられる。光電体の位置における拡大率は

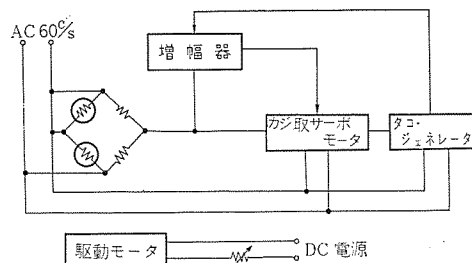


図 2.6 動作系統図
Fig. 2.6 Block diagram of tracer head.

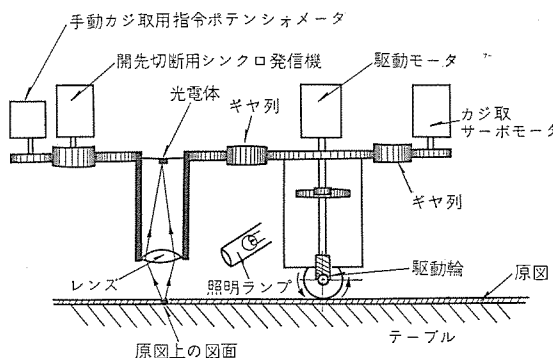


図 2.7 走査ヘッドの構成
Fig. 2.7 Construction of tracer head.

図 2.8 光学系原理図
Fig. 2.8 Principle of the optical system.

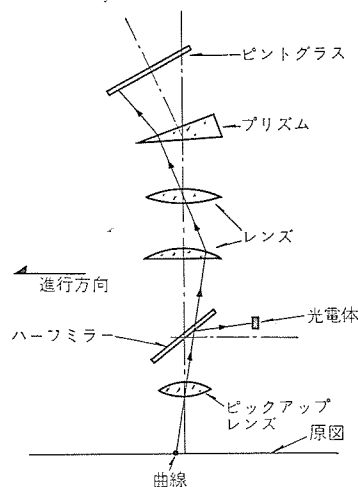
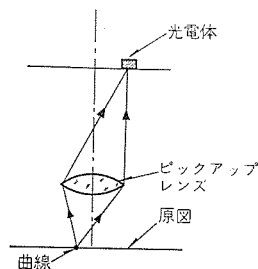


図 2.9 光学系構成図
Fig. 2.9 Construction of the optical system.

2 倍、ピントガラスの位置では 4 倍の拡大率であり、ピントガラスには 4 mm ピッチの同心円と中心を表示する十字とが刻んであり、追跡誤差が直読できるようになっている。ハーフミラーとプリズムとの間のレンズは像を正像にするためのレンズである。プリズムは人間工学的にみてピントガラスに適当な傾斜をもたせる目的から装着したものである。

以上述べた光学系は、原図と同じ形状の鋼板に切断するのを目的としたものであるが、実際のガスバーナでは、切断部に幅があり、切断仕上りの鋼板形状と原図の中心線とはわずかに異なるが、一定幅だけずれることになる。これを補正する目的と、さらには切シロを付ける目的とで MELDAS-1032 には、切シロ調整部が装着されている。すなわち、原図上の曲線のピックアップする部分を、レンズ中心軸よりも進行方向に対して少し前方に設定する目的で光电セルを進行方向に対して後方に偏して取付けてあるのに、さらに進行方向に対して垂直方向に連続的に位置を変えて設定可能にしてある。可変範囲は光电セルの位置で ± 8 mm であり、原図上に換算すると ± 4 mm である。

2.6 検出ブリッジ回路

検出ブリッジは光电セルがブリッジの 2 辺を構成しており、原図上の曲線からの反射光量として 2 個の光电セルが等しい光量を受光しているときは、ブリッジは平衡状態にある。光电セルの原図上の関係位置を図 2.10 のとおりである。2 個の光电セルにそれぞれ等しい反射光量が照射されているときは、ブリッジは平衡状態にあるが、この両者に差異があるときには、ブリッジは不平衡状態になる。図 2.11 において、出力電圧を e_0 、ブリッジ電源電圧を e 、光电セルの抵抗値をそれぞれ r_1 、 r_2 とし、ブリッジの 2 辺の抵抗値を R とする。2 個の光电セルの抵抗値 r_1 、 r_2 は不平衡状態になったときは光量の増加したほうは抵抗値は減少し、光量が減少したほうは抵抗値が増加するが、それぞれの抵抗変化の絶対値は相等しいものと仮定し、また、平衡状態にあるときのそれぞれの光电セルの抵抗値を r_0 とすると

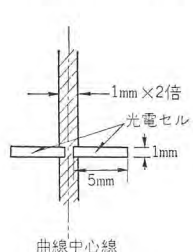


図 2.10 光电セルの関係位置
Fig. 2.10 Relation between photo cell and line.

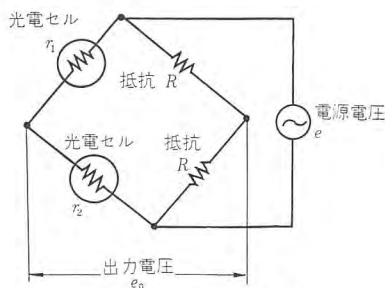


図 2.11 検出ブリッジ
Fig. 2.11 Detector bridge.

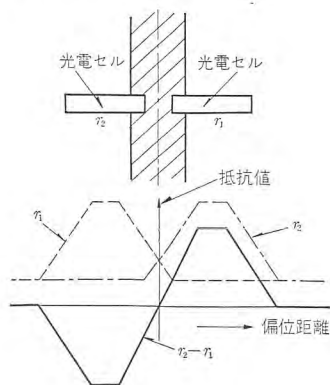


図 2.12 偏位距離と抵抗値変化
Fig. 2.12 Resistance of photo cell versus displacement.

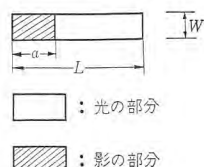


図 2.13 光电セルに映ずる光と影の部分
Fig. 2.13 Image projected upon photo cell.

$$r_1 = r_0(1-d) \quad \dots\dots\dots (2.1)$$

$$r_2 = r_0(1+d) \quad \dots\dots\dots (2.2)$$

となる。ただし平衡時の抵抗を基準として $\pm d \times 100\%$ の変化が起るとした。このとき

$$e_0 = \frac{r_2}{r_1 + r_2} e - \frac{R}{2R} e = \frac{(1+d)r_0}{2r_0} e - \frac{1}{2} e = \frac{d}{2} e \quad \dots\dots\dots (2.3)$$

となる。偏位距離と抵抗値変化の関係を図 2.12 に示す。

光电セルの幅を W 、長さを L とし、長さ a が影になっているときの光电セルの抵抗値を求める。普通、白紙上に書かれた黒線上からの反射光は、完全に 0 とならず、いくらかの値をもっている。ここで白い部分からの反射光の照度と黒い部分からの反射光の照度との比を 2 対 1 と仮定する。理論的には、この比はもっと大きくなるが、紙面からの乱反射その他によって、実際にはこのくらいに小さく見積るのが妥当である。このことから光の部分の照度を A lux/mm² とすると、光电セルに入射する光量 I は

$$I = AW(L-a) + \frac{A}{2} Wa = AW\left(L - \frac{a}{2}\right) \quad \dots\dots\dots (2.4)$$

となる。一方、光電流は光量にほぼ比例するから、抵抗値は光量にほぼ反比例する。反比例係数を B とすれば、抵抗値 r は

$$r = \frac{B}{AW\left(L - \frac{a}{2}\right)} \quad \dots\dots\dots (2.5)$$

となり、ブリッジの平衡状態のときの a を a_0 、 r を r_0 とすると

$$r = r_0 \frac{1 - \frac{a_0}{2L}}{1 - \frac{a}{2L}} \quad \dots\dots\dots (2.6)$$

となる。この平衡状態から δ mm 偏位したとき、すなわち $a = a_0 + \delta$ のときの抵抗値は、 $2L - a_0 \gg \delta$ ならば、近似的に

$$r = r_0 \left(1 + \frac{\delta}{2L - a_0}\right) \quad \dots\dots\dots (2.7)$$

となり、式 (2.2) と比較して

$$d = \frac{\delta}{2L - a_0} \quad \dots\dots\dots (2.8)$$

となり、式 (2.3) より

$$e_0 = \frac{\delta}{2(2L - a_0)} e \quad \dots\dots\dots (2.9)$$

となる。たとえば $L = 5$ mm、 $a_0 = 0.75$ mm、 $e = 10$ V のとき $\delta = 0.01$ mm の偏位に対し $e_0 = 5.4$ mV/0.01 mm となる。

2.7 前置増幅器

検出ブリッジ回路の出力は、前置増幅器の入力となる。前置増幅器は、差動増幅器と、カソードホロウ回路とからなり、電源変動、定数変動の影響を少なくするとともに、走査ヘッド部と制御部間ケーブルでのノイズの影響を少なくしている。

2.8 駆動モータ

走査ヘッド部を駆動するための直流サーボモータであり、電機子電圧を変えることにより、駆動速度を 50~700 mm/min で連続可変で調整できる。制御部にある可変単巻変圧器の出力交流電圧を電源部で整流し、電機子に印加している。整流回路の内部インピーダンスが低いから、モータは定速回転を行なっていて、トルク外乱に対しても、一定速度で駆動できる。モータの回転速度検出には直結のタコジェネレータ出力によりモータを動かしている。

2.9 シンクロ発信機

ガスバーナの開先制御用角度指令を発生するための 60 c/s シンクロ発信機は、光学系の筒および駆動輪の筒とギヤ比 1 対 1 で結合している。光学系の回転角度がシンクロ発信機の出力電圧に変換さ

円部分に入るとき、初期条件としては、時刻 $t=0$ で

$$\omega(0)=R(0)=R_0 \quad (3.7)$$

$$\theta(0)=x(0)=0 \quad (3.8)$$

ここに R_0 は、円の半径と追跡速度より決定される入力値であり、最小半径円の追跡に入るとき、 $R_0=1$ とする。

微分方程式の最終条件を求める。図 3.3 のように、過渡応答後円部分で定常状態になった点の時刻 $t=t_r (=t_4)$ で

$$\omega(t_4)=\theta(t_4)=x(t_4)=0 \quad (3.9)$$

となる。ここに、 $t_r (=t_4)$ は過渡応答時間である。

最適制御とは、初期条件の状態から最終条件にまで至るに要する時間を最短にする制御である。このためには、電力増幅器はその出さう最大の出力でもって、サーボモータを駆動する必要がある。図 3.2 のブロック線図において $\delta(t)$ を、サーボモータのトルクとし、 ± 1 で飽和する。モータのトルクが $+1$ または -1 に飽和する各時刻を制御することにより $t=t_r=t_4$ において、各誤差がゼロになるように制御する必要がある、この制御をする目的で非線形制御装置の伝達関数を適当に決定しなければならない。追跡軌跡は図 3.3 に示すようになるが、このときの最大位置誤差を x_{\max} とする。この位置誤差を時間の関数として表わすと、図 3.4 の (d) のようになる。 t_r は過渡時間である。角度誤差 $\theta(t)$ は位置誤差 $x(t)$ の微分であり、角度誤差 $\omega(t)$ は $\theta(t)$ の微分であり、駆動力 $\delta(t)$ は $\omega(t)$ の微分であり、 $\delta(t)$ が ± 1 で飽和することを考慮すれば、図 3.4 の (b), (c) および (f) になることが、ほ

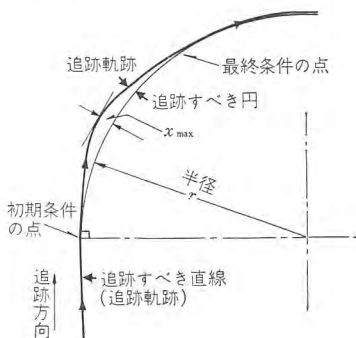
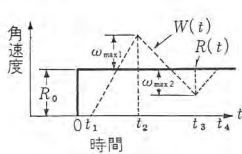
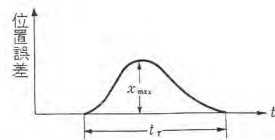


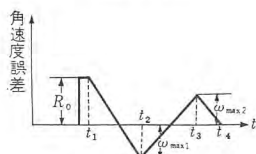
図 3.3 入力信号としての円追跡
Fig. 3.3 Circle trace as an input signal.



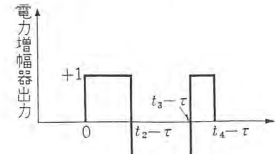
(a) 設定値 $R(t)$



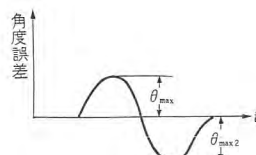
(d) 位置誤差 $x(t)$



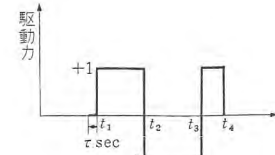
(b) 角速度誤差 $\omega(t)$



(e) 電力増幅器出力 $v(t)$



(c) 角度誤差 $\theta(t)$



(f) 駆動力 $\delta(t)$

図 3.4 最適制御における駆動力と誤差の過渡応答
Fig. 3.4 Transient response of the driving force and the errors of optimum control.

ぼ見当がつく。 $v(t)$ が $t=0$ 以前ではゼロであることから、 $\delta(t)$ が $0 \leq t \leq \tau$ においてゼロになる。飽和の状態が急変する時刻を $t_i (i=1, 2, 3, 4)$ とすると、切換条件は

$$\delta(t) = \begin{cases} 1 & \tau < t < t_2, \quad t_3 < t < t_4 \quad (3.10) \\ 0 & 0 \leq t \leq \tau, \quad t \geq t_4 \quad (3.11) \\ -1 & t_2 < t < t_3 \quad (3.12) \end{cases}$$

となる。

式 (3.7) から (3.12) までの各種条件のもとに式 (3.2) から (3.6) までの微分方程式を解く。すなわち $\omega(t_i)$, $\theta(t_i)$, $x(t_i)$, ($i=1, 2, 3, 4$) を順次 τ , J , R_0 の関数として表わすと

$$\theta(t_3) = -\frac{J}{2}\omega^2(t_3) \quad (3.13)$$

$$x(t_3) = \frac{J^2}{6}\omega^3(t_3)V \quad (3.14)$$

$$\theta(t_2) = \frac{J}{2}\omega^2(t_2) - J\omega^2(t_3) \quad (3.15)$$

$$x(t_2) = \left\{ J^2\omega^3(t_3) + \frac{J^2}{6}\omega^3(t_2) - \omega(t_2)\omega^2(t_3) \right\} V \quad (3.16)$$

$$-\omega^2(t_2) + \omega^2(t_3) + \frac{R_0^2}{2} \left(1 + \frac{2\tau}{JR_0} \right) = 0 \quad (3.17)$$

$$\omega^3(t_3) - \omega(t_2)\omega^2(t_3) + \frac{R_0^2}{2} \left(1 + \frac{2\tau}{JR_0} \right) \omega(t_2) - \left(\frac{R_0^3}{3} + \frac{R_0^2\tau}{J} + \frac{R_0\tau^2}{2J^2} \right) = 0 \quad (3.18)$$

の六つの関係式が求まる。

$$\frac{1}{2} \left(\frac{\tau}{JR_0} \right)^3 \ll 1 \quad (3.19)$$

なお近似式 (実際のサーボ系では $R_0 \approx 1$ においてこの近似が成立する) を用いると

$$36\omega^4(t_3) \left(1 + \frac{2\tau}{JR_0} \right)^3 - 48\omega^3(t_3) \left(1 + \frac{2\tau}{JR_0} \right)^{3/2} R_0 + 18\omega^2(t_3) \left(1 + \frac{2\tau}{JR_0} \right) R_0^2 - R_0^4 = 0 \quad (3.20)$$

が求まる。この $\omega(t_3)$ に関する 4 次方程式の 2 実根を求めると

$$\omega(t_3) = 0.700R_0\sqrt{1 + \frac{2\tau}{JR_0}} \quad (3.21)$$

$$\omega(t_3) = -0.188R_0\sqrt{1 + \frac{2\tau}{JR_0}} \quad (3.22)$$

となる。 $t_{i+1} - t_i > 0$ ($i=1, 2, 3$) なる条件を用いると、式 (3.21) のみが求める根になる。式 (3.21) を式 (3.13) ~ (3.18) に代入して解くと $\omega(t_i)$, $\theta(t_i)$, $x(t_i)$ が求まる。すなわち

$$\theta(\tau) = R_0 \quad (3.23)$$

$$\omega(t_2) = -0.995R_0\sqrt{1 + \frac{2\tau}{JR_0}} \quad (3.24)$$

$$\omega(t_3) = 0.700R_0\sqrt{1 + \frac{2\tau}{JR_0}} \quad (3.25)$$

$$\theta(\tau) = R_0\tau \quad (3.26)$$

$$\theta(t_2) = 0.005JR_0^2 \left(1 + \frac{2\tau}{JR_0} \right) \quad (3.27)$$

$$\theta(t_3) = -0.245JR_0^2 \left(1 + \frac{2\tau}{JR_0} \right) \quad (3.28)$$

$$x(\tau) = \frac{1}{2}R_0\tau^2V \quad (3.29)$$

$$x(t_2) = 0.667J^2R_0^3 \left(1 + \frac{2\tau}{JR_0} \right)^{3/2} V \quad (3.30)$$

$$x(t_3) = 0.0571J^2R_0^3 \left(1 + \frac{2\tau}{JR_0} \right)^{3/2} V \quad (3.31)$$

となる。これをもととして位相面軌跡を求めると図 3.5 のようになる。 $v(t)$ が ± 1 に切換えられる時刻は $\delta(t)$ よりも $\tau \text{ sec}$ だ

け前である。図 3.5 において、P および Q を $v(t)$ の切換時刻とする。サーボへの入力 R_0 の値が変化したときの P および Q の軌跡は、一般に曲面になるが、制御装置の構成を簡単にするため、平面で近似すると、POQ を含む平面が近似切換平面になる。POQ を含む平面の方程式は $\alpha=2\sim3$ のとき

$$\frac{x}{V} + 2.25JR_0\sqrt{1+\alpha\frac{\tau}{JR_0}}\cdot\theta + 0.7J^2R_0^2\left(1+\alpha\frac{\tau}{JR_0}\right)\omega = 0 \quad (3.32)$$

となる。だから $v(t)$ を ± 1 にする判別式を D とすると

$$D = \frac{x}{V} + 2.25JR_0\sqrt{1+\alpha\frac{\tau}{JR_0}}\cdot\theta + 0.7J^2R_0^2\left(1+\alpha\frac{\tau}{JR_0}\right)\omega \quad (3.33)$$

となり

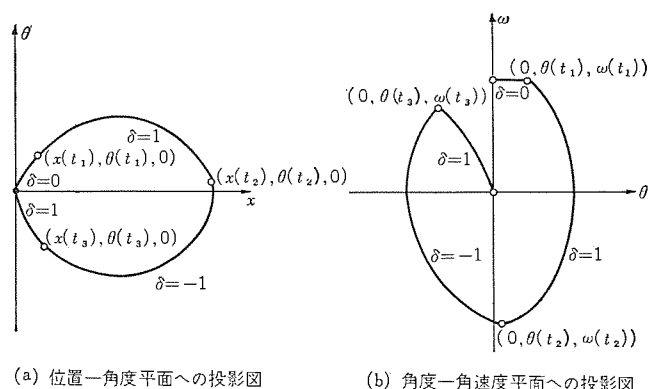
$D > 0$ ならば $v(t) = +1$ に飽和させ、 $D < 0$ ならば $v(t) = -1$ に飽和させ、 $D = 0$ ならば $v(t) = 0$ となるような特性を制御装置に持たせればよい。一方、 $\theta(s) = s \cdot x(s)/V$ 、 $\omega(s) = s^2 x(s)/V$ を考慮すれば

$$D = \frac{x}{V} + 2.25JR_0\sqrt{1+\alpha\frac{\tau}{JR_0}}\cdot\frac{s \cdot x}{V} + 0.7J^2R_0^2\left(1+\alpha\frac{\tau}{JR_0}\right)\frac{s^2 x}{V} \quad (3.34)$$

となり、結局制御装置の伝達関数としては K を制御装置利得とし

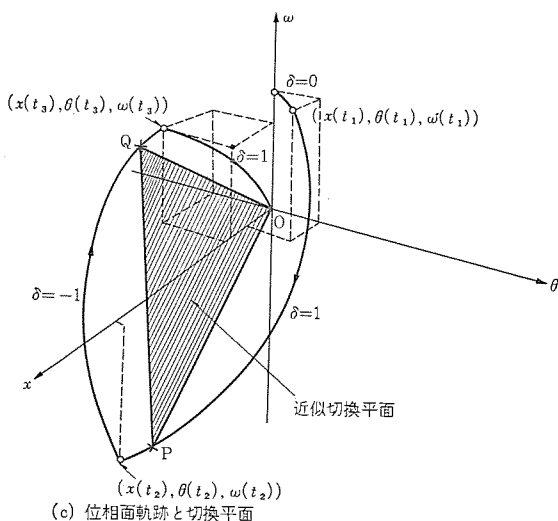
$$C(s) = K \left\{ 1 + 2.25JR_0\sqrt{1+\alpha\frac{\tau}{JR_0}}\cdot s + 0.7J^2R_0^2\left(1+\alpha\frac{\tau}{JR_0}\right)s^2 \right\} \quad (3.35)$$

なる特性にすれば、 $D \geq 0$ に対し $v(t) = \pm 1$ となり、 $D = 0$ に対し $v(t) = 0$ になることがわかる。



(a) 位置—角度平面への投影図

(b) 角度—角速度平面への投影図



(c) 位相面軌跡と切換平面

図 3.5 位相面軌跡
Fig. 3.5 Phase plane locus.

過渡応答時の、各変数の応答は図 3.4 のようになる。誤差の最大値を求めるために、図 3.4 および 図 3.5 を考慮しつつ、微分方程式 (3.2)~(3.6) を解くと

$$\omega_{\max 1} = 1.995R_0\sqrt{1+\frac{2\tau}{JR_0}} - R_0 \quad (3.36)$$

$$\omega_{\max 2} = 0.7R_0\sqrt{1+\frac{2\tau}{JR_0}} \quad (3.37)$$

$$\theta_{\max 1} = R_0\tau + \frac{1}{2}JR_0^2 \quad (3.38)$$

$$\theta_{\max 2} = R_0\tau + \frac{1}{2}JR_0^2 \quad (3.39)$$

$$x_{\max} = V \left\{ \frac{R_0\tau^2}{2} + 1.995JR_0^2\tau\sqrt{1+\frac{2\tau}{JR_0}} + 1.99R_0^3J^2\left(1+\frac{2\tau}{JR_0}\right) - 1.33J^2R_0^3\left(1+\frac{2\tau}{JR_0}\right)^{3/2} \right\} \quad (3.40)$$

過渡時間は

$$t_r = t_4 = 4.39JR_0\sqrt{1+\frac{2\tau}{JR_0}} + \tau \quad (3.41)$$

となる。すなわち図 3.2 のときブロック線図において、制御装置の伝達関数として式 (3.35) を用いたときの、過渡応答時の最大位置誤差は式 (3.40)、過渡時間は式 (3.41) でそれぞれ与えられる。

3.4 線形領域の安定性

線形領域では図 3.1 の飽和を考慮する必要がない。すでに述べたように $K_1K_2J + K_3J = \text{一定} = 0.5$ とすると、図 3.1 のブロック線図は図 3.6 のようになる。解析に便利のように $p = Js$ なる変換をすると図 3.7 のようになる。 $R_0 = 1$ なるときの周波数補償を用い

$$\omega_1 = \frac{1}{0.37\sqrt{1+\alpha\frac{\tau}{J}}} \quad (3.42)$$

$$\omega_2 = \frac{1}{1.88\sqrt{1+\alpha\frac{\tau}{J}}} \quad (3.43)$$

である。

実際のサーボ系では $\frac{\tau}{J} \leq \frac{1}{2}$ となり、このときの ω_1 および ω_2 の値は $\omega_1 = 1.7 \sim 2.7$ 、 $\omega_2 = 0.33 \sim 0.53$ となり $\frac{\tau}{J}$ の値によって、あまり変らないから、 $\omega_1 = 2$ 、 $\omega_2 = 0.4$ として安定性を論ずる。図 3.7 をまとめると図 3.8 のようになる。ここに $F(p)$ として

$$F(p) = \frac{G}{p^2} \left(1 + \frac{p}{\omega_1} \right) \left(1 + \frac{p}{\omega_2} \right) \frac{e^{-p\tau/J}}{p} \left(1 + 2\frac{e^{-p\tau/J}}{p} \right) \quad (3.44)$$

$$G = J^2VKK_1 \quad (3.45)$$

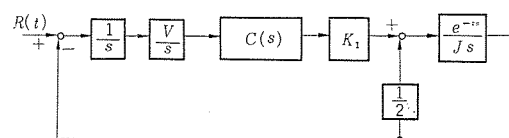


図 3.6 線形領域のブロック線図 (1)

Fig. 3.6 Block diagram of steering servo in linear zone.

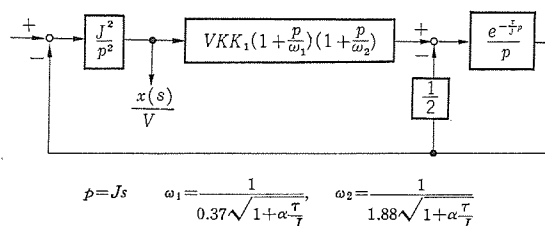


図 3.7 線形領域のブロック線図 (2)

Fig. 3.7 Block diagram of steering servo in linear zone.

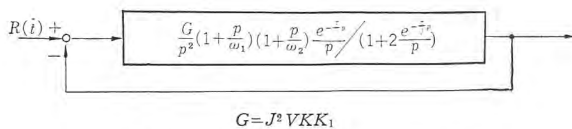
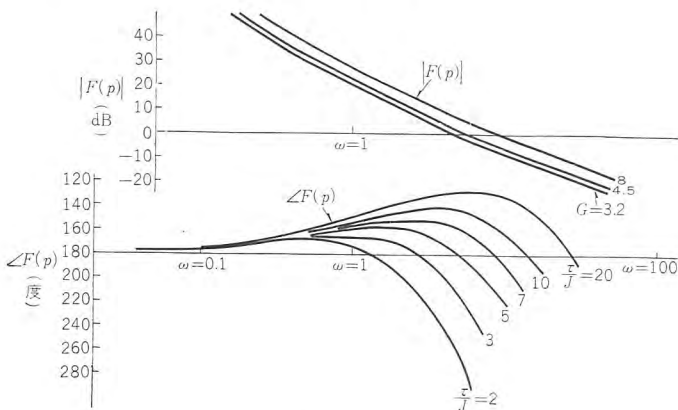


図 3.8 線形領域のブロック線図 (3)
Fig. 3.8 Block diagram of steering servo in linear zone.



$$F(p) = \frac{G}{p^2} \left(1 + \frac{p}{\omega_1}\right) \left(1 + \frac{p}{\omega_2}\right) \frac{e^{-p\tau/J}}{p} \left/ \left(1 + 2 \frac{p\tau}{J}\right) \right. \quad \text{ただし } G = J^2 V K K_1$$

$$\text{図 3.9 } F(j\omega) = \frac{G}{(j\omega)^2} \left(1 + j\frac{\omega}{\omega_1}\right) \left(1 + j\frac{\omega}{\omega_2}\right) \frac{e^{-j\omega\tau/J}}{j\omega} \left/ \left(1 + 2 \frac{j\omega\tau}{J}\right) \right.$$

の ω に関するボード線図
Fig. 3.9 Attenuation and phase characteristics as a function with ω of

$$F(j\omega) = \frac{G}{(j\omega)^2} \left(1 + j\frac{\omega}{\omega_1}\right) \left(1 + j\frac{\omega}{\omega_2}\right) \frac{e^{-j\omega\tau/J}}{j\omega} \left/ \left(1 + 2 \frac{j\omega\tau}{J}\right) \right.$$

表 3.1 位相余裕 20 度のときの $J\tau$ に対する G

$J\tau$	2	4	5	7	10	20
G	0.1	0.8	1.8	4	8	20

とする。 $F(p)$ のボード線図を図 3.9 に示す。図 3.9 により、位相余裕 20 度のとき、 $\frac{J}{\tau}$ に対する G の値を求めた結果を表 3.1 に示す。 τ , J および V の値が決まれば、表 3.1 から KK_1 の値が決まる。

3.5 コンピュータによる構成

図 3.7 に示した線形領域のブロック線図に、さらに、図 3.2 の非線形ブロック線図を考慮して、アナログコンピュータのためのブロック線図を求めると、図 3.10 のようになり、アナログコンピュータの接続図は図 3.11 のようになる。入力として 100 V ステップを印加したときの角度誤差 θ 、位置誤差 x 、角速度 W 、電力増幅器出力 v の過渡応答を図 3.12 に示す。時間スケールは $4J \text{ sec}/1 \text{ cm}$ であり、電圧スケールは 1 cm 当たり θ は $\frac{2\theta}{J}$, x は $\frac{x}{VJ^2}$, W は 1 p.u. , v は 1 p.u. である。これらのデータによる誤差および過渡時間の数値と、式 (3.35)~(3.41), (3.45) に $\frac{\tau}{J}$ の値を代入した値とは良い一致を示している。

3.6 最適補償の構成

式 (3.35) のような伝達関数を実際の装置に適用するために、MELDAS-1032 では、下記の二つの補償方法を併用している。

- 駆動輪の現在位置より少し前方の位置のずれを検出する。
- 1 で検出した信号を増幅し、増幅器内で進相補償を行なう。

(a) の場合の伝達関数を求める。今、図 3.13 のように、駆動輪

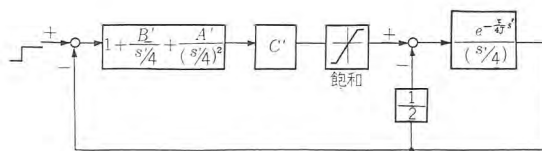


図 3.10 アナログコンピュータのためのブロック線図
Fig. 3.10 Block diagram of analog computer.

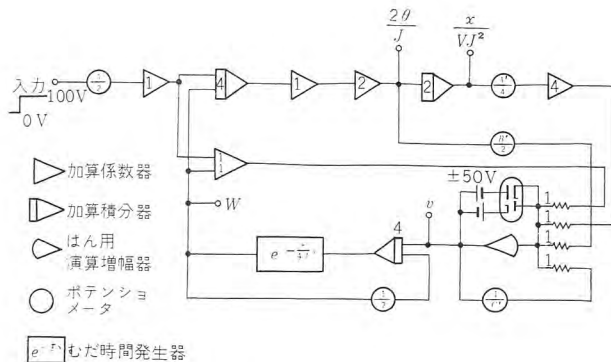


図 3.11 カジ取サーボの最適制御を解析するアナコン接続図
Fig. 3.11 Connection diagram of solving the optimum control of the steering servo.

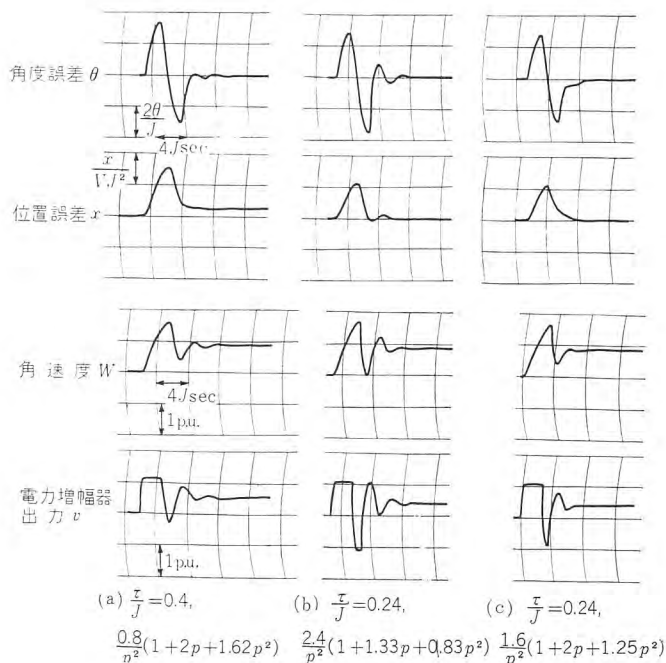


図 3.12 カジ取サーボの過渡応答
Fig. 3.12 Transient response of steering system.

が追跡するべき曲線より $x \text{ mm}$ だけはずれていて、 $V \text{ mm/sec}$ の速度で角度 θ の方向に進んでいるとする。駆動輪のある位置に検出器を置けば、検出器の出力は位置誤差 x のみを検出することになるが駆動輪の進行方向の $L \text{ mm}$ 前方に検出器を置くと、角度 θ も同時に検出していることになり x の微分補償をしていることになる。すなわち、検出器の位置を η とすると、検出器出力は

$$\eta = x + L \sin \theta \approx x + \theta L \quad (\theta \ll 1) \quad (3.46)$$

に比例する。一方、 $\frac{dx}{dt} = V \sin \theta \approx V \theta$ だから

$$\eta = x + \frac{L}{V} \cdot \frac{dx}{dt} \quad (3.47)$$

になり、伝達関数で表示すると

$$\eta(s) = \left(1 + \frac{L}{V}s\right) x(s) \quad (3.48)$$

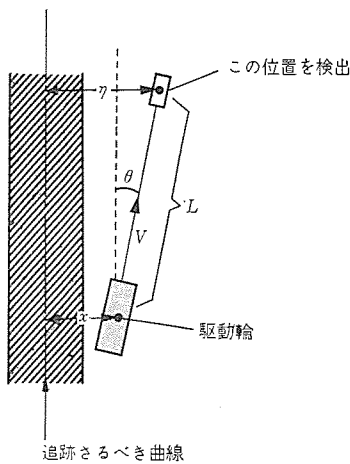


図 3.13 曲線と検出器の位置関係
Fig. 3.13 Relation between line and detector.

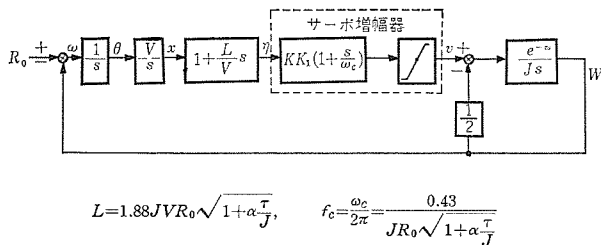


図 3.14 自動曲線追跡機ブロック線図
Fig. 3.14 Block diagram of the automatic line tracer.

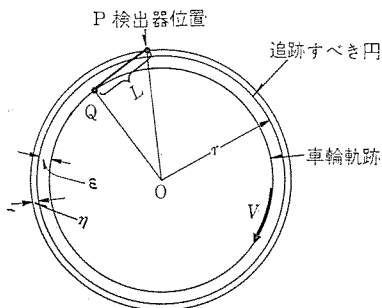


図 3.15 円追跡の定常誤差
Fig. 3.15 Steady state error at circle trace.

となる。

(b) の補償は、純電氣的に行なう。すなわち、 $1 + j\frac{\omega}{\omega_c}$ なる周波数特性を持つ進相補償を用いる。伝達関数では $1 + \frac{s}{\omega_c}$ である。結局、補償の伝達関数は

$$\left(1 + \frac{s}{\omega_c}\right) \left(1 + \frac{L}{V}s\right) \quad (3.49)$$

となり式 (3.49) と (3.35) とが等しくなるような ω_c と $\frac{L}{V}$ との値には 2 組ある。すなわち、式 (3.35) を s についての一次式の積に分解して

$$C(s) = K \left(1 + 0.37 J R_0 \sqrt{1 + \alpha \frac{\tau}{J}} s\right) \left(1 + 1.88 J V R_0 \sqrt{1 + \alpha \frac{\tau}{J}} s\right) \quad (3.50)$$

から

$$\begin{cases} \frac{1}{\omega_c} = 0.37 J R_0 \sqrt{1 + \alpha \frac{\tau}{J}} & (3.51) \\ \frac{L}{V} = 1.88 J V R_0 \sqrt{1 + \alpha \frac{\tau}{J}} & (3.52) \end{cases}$$

または

$$\begin{cases} \frac{1}{\omega_c} = 1.88 J R_0 \sqrt{1 + \alpha \frac{\tau}{J}} & (3.53) \\ \frac{L}{V} = 0.37 J R_0 \sqrt{1 + \alpha \frac{\tau}{J}} & (3.54) \end{cases}$$

となる。この 2 組の補償のうち式 (3.53) (3.54) の組は、並列 T 回路などによる AC 進相補償回路を用いて電氣的補償を行なうには、高周波ノイズのため実現困難である。したがって MELDAS-1032 では式 (3.51) (3.52) により ω_c , $\frac{L}{V}$ を決定している。このことから、実際のサーボ系ブロック線図は図 3.14 のようになる。前向き距離 L と折点周波数 f_c は

$$L = 1.88 J V R_0 \sqrt{1 + \alpha \frac{\tau}{J}} \text{ mm} \quad (3.55)$$

$$f_c = \frac{0.43}{J R_0 \sqrt{1 + \alpha \frac{\tau}{J}}} \text{ c/s} \quad (3.56)$$

となる。

(a) の補償を用いたことにより、理想的な補償を用いたときに比べ誤差を生ずる。今、図 3.15 のような円追跡のときの定常誤差を求める。円の半径を r mm, P を検出器位置, Q を車輪の位置, L を前向き距離, η を円と検出器位置との誤差, ϵ を車輪の誤差, V を駆動速度, W を車輪 カジ 取回転速度, 位置検出器から W までの利得を k とすると

$$(r - \epsilon) W = V \quad (3.57)$$

$$(r - \epsilon)^2 + L^2 = (r + \eta)^2 \quad (3.58)$$

$$\eta k = W \quad (3.59)$$

となり、式 (3.57)~(3.59) から η と W とを消去する。 $r \gg \epsilon$ なる条件を考慮すると

$$\frac{\epsilon}{r} = \frac{1}{2} \cdot \frac{L^2 - \left\{ \frac{2V}{k} + \left(\frac{V}{kr} \right)^2 \right\}}{L^2 + \left(r^2 - \frac{V}{k} \right)} \quad (3.60)$$

となる。位置検出器から W までの利得 k は、定常状態のとき、図 3.14 より $k = 2KK_1$ となるから、式 (3.60) は

$$\frac{\epsilon}{r} = \frac{1}{2} \cdot \frac{L^2 - \left\{ \frac{V}{KK_1} + \left(\frac{V}{2KK_1 r} \right)^2 \right\}}{L^2 + \left(r^2 - \frac{V}{2KK_1} \right)} \quad (3.61)$$

となり、式 (3.45) および (3.55) を代入すると

$$\frac{\epsilon}{r} = \frac{1}{2} \cdot \frac{\left\{ 1.88 J V R_0 \sqrt{1 + \alpha \frac{\tau}{J}} \right\}^2 - \left\{ \frac{J^2 V^2}{G} + \left(\frac{J^2 V^2}{2Gr} \right)^2 \right\}}{\left\{ 1.88 J V R_0 \sqrt{1 + \alpha \frac{\tau}{J}} \right\}^2 + \left(r^2 - \frac{J^2 V^2}{2G} \right)} \quad (3.62)$$

追跡可能な最小円の半径を r_0 とすると、この円追跡のときは $R_0 = 1$ となり、式 (3.62) は

$$\frac{\epsilon}{r_0} = \frac{1}{2} \cdot \frac{3.54 \left(1 + \alpha \frac{\tau}{J} \right) - \frac{1}{G} - \frac{J^2 V^2}{4G^2 r_0^2}}{3.54 \left(1 + \alpha \frac{\tau}{J} \right) - \frac{1}{2G} + \frac{r_0^2}{J^2 V^2}} \quad (3.63)$$

となる。

4. 設計仕様

次の四つの前提のもとに設計する。

- (1) 直線から、半径 2.5 mm の円に入るときに過渡応答が最適制御になるようにする。
- (2) カジ取サーボモータに、山洋電気製 MSX-T を用いる。
- (3) 最大駆動速度は 10 mm/sec である。
- (4) 60 c/s サーボであるから、むだ時間を 10 m·sec とする。

注 サーボモータ MSX-T の規格

無負荷回転数 N_{MP} : $3.3 \times 10^3 \text{ rpm}$ (60 c/s)

停動トルク T_{MP} : $1.7 \times 10^{-2} \text{ kg-m}$

ロータ慣性モーメント $\frac{1}{4}GD_M^2$: $2.25 \times 10^{-5} \text{ kg-m}^2$

(a) 半径 $r_0 = 2.5 \text{ mm}$ を速度 $V = 10 \text{ mm/sec}$ で回転するときの負荷回転数 N_{LP} を求めると

$$N_{LP} = \frac{10 \text{ mm} \times 60 \text{ sec}}{2 \times 3.14 \times 2.5 \text{ mm}} = 38.2 \text{ rpm}$$

(b) 単位法ギヤ比を2としたとき $(K_1 K_{2f} + K_{3f} = \frac{1}{2})$ なることのモータと負荷間のギヤ比 R を求めると

$$R = \frac{N_{MP}}{2N_{LP}} = \frac{3,300}{2 \times 38.2} = 43.2$$

(c) モータ軸換算の負荷慣性モーメントは $1.1 \times 10^{-5} \text{ kg-m}^2$ であることを考慮して、モータの単位法による慣性モーメント J_M を求めると

$$J_M = \frac{GD^2}{375} \cdot \frac{N_{MP}}{T_{MP}} = \frac{4 \times (2.25 \times 10^{-5} + 1.1 \times 10^{-5}) \times 3,300}{375 \times 1.7 \times 10^{-2}} = 0.069 \text{ sec}$$

(d) 単位法ギヤ比が2であることを考慮して、サーボの単位法による慣性モーメント J を求めると

$$J = \frac{J_M}{2} = \frac{0.069}{2} = 0.035 \text{ sec}$$

(e) $r_0 = 2.5 \text{ mm}$ のとき $R_0 = 1$ となることを考慮して式 (3.55) より、前向き距離 L を求めると、 $L = 1.88 \times 0.035 \times 10 \times$

$$\sqrt{1 + \alpha \frac{0.01}{0.035}}, (\alpha = 2 \sim 3) \text{ より } L = 0.82 \sim 0.90 \text{ mm}$$

(f) 電氣的進相補償は、式 (3.56) から

$$f_c = \frac{0.43}{0.036 \times \sqrt{1 + \alpha \frac{0.01}{0.035}}} = 8.8 \sim 9.6 \text{ c/s}$$

(g) 角速度の1単位 (1 p. u.) が $\frac{2\pi \times 38.2 \text{ rpm}}{60 \text{ sec}} = 4 \text{ rad/sec}$ 、角度の1単位が4radであることを考慮して、各種過渡誤差および過渡時間を式 (3.38)~(3.41) から求めると

$$\theta_{\max} = 1 \times 0.01 + \frac{1}{2} \times 0.035 \times 1^2 = 0.028 \text{ p. u.} = 0.11 \text{ rad} = 6.3^\circ$$

$$x_{\max} = V \times \left\{ \frac{(0.01)^2}{2} + 1.995 \times 0.035 \times 0.01 \times \sqrt{1 + \frac{2 \times 0.01}{0.035}} + 1.99 \times (0.035)^2 \left(1 + \frac{2 \times 0.01}{0.035} \right) - 1.33 (0.035)^2 \left(1 + \frac{2 \times 0.01}{0.035} \right)^{3/2} \right\} = V \times (1.585 \times 10^{-3} \text{ p. u.})$$

$$= 10 \times 1.585 \times 10^{-3} \times 4 = 0.0634 \text{ mm}$$

$$t_r = 4.39 \times 0.035 \times \sqrt{1 + \frac{2 \times 0.01}{0.035}} + 0.01 = 0.20 \text{ sec}$$

(h) 定常誤差を求める。 $J/\tau = \frac{0.035}{0.01} = 3.5$ のとき 表 3.1 より

$$G \doteq 0.6 \text{ となり, } KK_1 = \frac{G}{J^2 V} = \frac{0.6}{(0.035)^2 \times 10} = 49$$

式 (3.63) から

$$\frac{\varepsilon}{2.5} = \frac{1}{2} \cdot \frac{3.54(1 + 0.285\alpha) - \frac{1}{0.6} - \frac{(0.035)^2 \times 10^2}{4 \times (0.6)^2 (2.5)^2}}{3.54(1 + 0.285\alpha) - \frac{1}{1.2} + \frac{(2.5)^2}{(0.035)^2 \times 10^2}}$$

$$= 0.035 \sim 0.044$$

$$\varepsilon = 0.088 \sim 0.11 \text{ mm (半径 } 2.5 \text{ mm の円追跡時の位置誤差)}$$

この誤差は、補償要素として前向き距離 L を用いたことによる誤差であるから、過渡誤差 x_{\max} よりも大きくなることがありうる。 ε を小さくする必要があるれば $1 + \frac{L}{V}$ をも電氣的補償を用いることにすれば、円追跡時の定常位置誤差は、図 3.12 に示す位置誤差のように、ほとんどゼロになる。

(i) トルク外乱 $T_d = 0.05$ とすると、トルク外乱による誤差 ε_d は

$$\varepsilon_d = \frac{T_d}{KK_1} = \frac{0.05}{49} = 0.001 \text{ p. u.} = 0.04 \text{ mm}$$

(j) 誤差としては、このほかに、検出器自体の誤差が含まれる。

5. む す び

本文はまえがきにも記述したように、ガス切断機のカーブトレサの設計のために用いたサーボ系の解析について一応まとめた形で紹介したが、不備の点も多々あることと思うので今後も改良を加える所存である。

最近の溶接技術の急速な発展に伴い、ガス切断技術も非常な進歩を見せて来た。従来、ガス切断作業は非常に作業者の熟練度に依存する面が多かったが、最近の急速の進歩を遂げたオートメーションが、エレクトロニクスの技術を駆使して、比較的たちおくれたガス切断の分野にも進出し、成果めざましいものがある。

とくに Canadian Westinghouse の Linatrol や, Schichan-Monopol などの自動ガス切断機は各方面での多くの使用例があり、また数値制御の技術がガス切断機にも導入されつつあり、ガス切断機の自動化の方式として光学素子によるアナログ方式とともに、数値制御によるデジタル方式も大いに応用される日も近いものと思われる。

終りに、この装置の製作にあたり、直接間接に種々ご尽力を賜った数多くの方々に深甚の謝意を表わすものである。

参 考 文 献

- (1) 真鍋：追値サーボ系の設計「三菱電機」33, No. 10 (昭34)
- (2) 馬場・渡辺・小島・中嶋・松本：工作機械数値制御装置 (1)「三菱電機」34, No. 3 (昭35)
- (3) 杉本ほか：機械加工の自動制御「オートメーションシリーズ (7)」(昭35) 共立出版
- (4) 松井ほか：ガス切断機用曲線追跡装置のサーボ系について「自動制御」7, No. 1 (昭35)
- (5) J. S. Cheverton: "Line-Programmed Flame Cutter", Control Engineering, 9 (Sep. 1958).
- (6) J. S. Cheverton: "Automatic Tracing for Gas Cutting Machine", Electronic Engineering (June 1959).
- (7) John G. Truxal: "Automatic Feedback Control System Synthesis", New York (1955).
- (8) W. H. Kliever: "Numerical Control Produces Drawings" Control Engineering (May 1962).

電気・油圧サーボ装置 (1報)

— サーボ弁の解析 —

香取由之*・金子敏夫*・吉田和彦*・破魔武司*

Electro-hydraulic Servo Systems (Part 1)

— Analysis of Servovalves —

Kamakura Works Yoshiyuki KATORI・Toshio KANEKO・Kazuhiko YOSHIDA・Takeshi HAMA

Servovalves of simple handling, high stability and high reliability for use in general industrial purposes have been built for trial, the results thereof being reported herein. Construction and operation principle of them are studied in detail and the results of analysis are confirmed through experiments, resulting in procurement of criterion in the further improvement of characteristics. Also transfer function of servovalves are sought for, so that data of system synthesis when they are used as electro-hydraulic transducers of the servo mechanism are made available.

1. ま え が き

近年わが国で開発されている電気・油圧変換弁（略称サーボ弁）は、一般に双ノズル・フラップを利用したものが多い。この種のサーボ弁は小形にまとまり、応答も速くすることができるという利点はあるが、製作組立に熟練を要し、取扱いに微妙な個所が多いために、産業用としてこれを使用するに際して、ある程度の不安感を伴っているのが実情のようである。以上の問題を解決する目的で電気油圧変換部には製作容易なフォース・モータを採用し、油圧的に2段増幅をしたもので、動特性は若干劣っているが、取扱いが容易で、安定性、信頼性の高いサーボ弁を試作したので、その結果について述べる。

2. 試作サーボ弁の構造と作動原理

このサーボ弁の4方向切換部分の構造は一般の案内弁と同様であるが、スプール自体は図2.1に示すように3分割されていて、工作を容易にしている。スプールはいわゆるフォースモータによって駆動され、図2.1にみるように一種のオリフィスを先端部に有する制御棒の軸方向変位に比例した位置で平衡する。この制御棒の変位量は可動コイルに流す電流に比例した起磁力と永久磁石の磁力および支持パネのパネ力によって決まるものである。このよ

うにして、微少な電気信号を強大な油圧動力に変換し、電気信号に比例した大きさで制御している。

3. フォース・モータ

3.1 フォース・モータの概要

フォース・モータは図3.1に示すように永久磁石、継鉄、支持パネ、可動コイル、制御棒などで構成されている。可動コイルに電流を流さない状態では、支持パネはほとんど変位しないが、電流を流すと可動コイルに磁力を生じて外側に反発され、支持パネの力とつりあう位置で平衡する。このサーボ弁は入力電流（0～26 mA）の中間値 13 mA のところで出力流量が0になるように調整している。すなわち、作動状態では可動コイルにある程度電流を流しており、支持パネにも若干バイアスをかけたような結果になるので、サーボ弁で問題となる0点付近の不感帯とヒステリシスを小さくしている。したがってサーボ弁への入力信号はバイアス電流 13 mA の上に重畳する必要がある。

3.2 可動コイルに作用する力

フォース・モータは磁石によって図3.1に示す矢印の方向に磁束が生じている。いま可動コイルに電流を流すと、U方向の力を受ける。この力の大体の大きさを求めてみよう。

永久磁石は高いエネルギー積を有し、温度特性、経年変化特性の

すぐれている MK-5 を使用している。この主要な磁気特性は次のとおりである。

残留磁気	11,000 [G]
	(1.1 [Wb/m ²])
抗磁力	600 [Oe]
	(48,000 [AT/m])

最大エネルギー積 5.0×10^8 [G·Oe]

動作点を MK-5 の減磁曲線上の最大エネルギー積を与える所に持ってくると、可逆透磁率 μ_r の値は次のようになる。

$$\mu_r = 4 \times 10^{-8} \text{ [Wb/AT·m]}$$

B_r をこのときの残留磁束密度とすれば、

$$B_r = 1.0 \text{ [Wb/m}^2\text{]}$$

したがって、永久磁石に生ずる起磁力 U は

$$U = B_r b_2 / \mu_r \text{ [AT]} \cdots \cdots (3.1)$$

継鉄の透磁率は μ_r に比して非常に大き

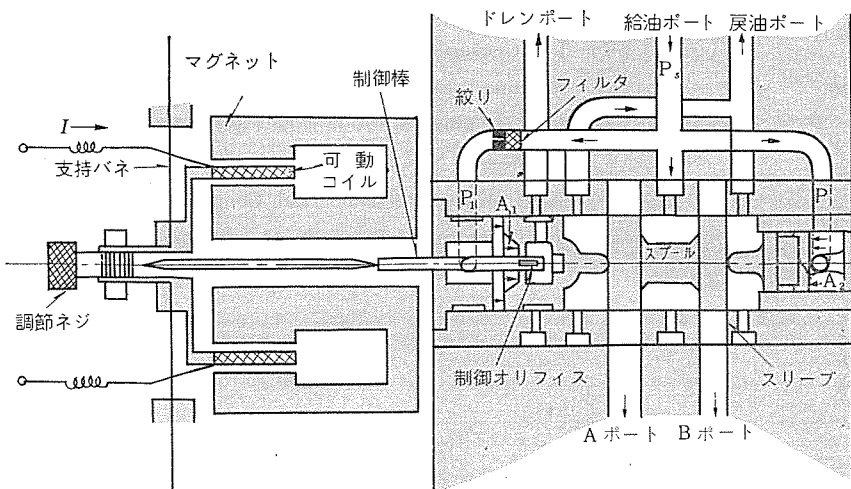


図 2.1 サーボ弁の原理図

Fig 2.1 Schematic drawing of servovalve.

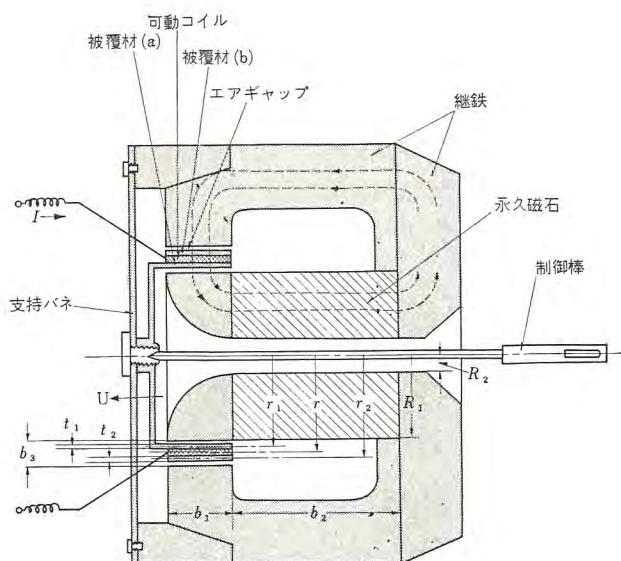


図 3.1 フォース・モータの原理図
Fig 3.1 Schematic drawing of forcemotor.

いから、磁気回路中の磁気抵抗としては、永久磁石と空ガキのみを考えれば十分である。

磁気抵抗の和を Σ とすると、

$$\Sigma = \frac{b_2}{\mu_r A_p} + \frac{b_3}{\mu_0 A_g} \quad [\text{AT/Wb}] \quad (3.2)$$

$$A_p = \pi(R_1^2 - R_2^2) \quad [\text{m}^2] \quad (3.3)$$

$$A_g = 2\pi r b_1 \quad [\text{m}^2] \quad (3.4)$$

μ_0 : 空ガキの透磁率 $[\text{Wb/AT} \cdot \text{m}]$

ゆえに、全磁気回路を通る磁束 ϕ は

$$\phi = U / \Sigma \quad [\text{Wb}] \quad (3.5)$$

空ガキの漏れ係数はほぼ $\nu = 1.4$ 程度と考えられるので、この部分の磁束密度 B_g は

$$B_g = \frac{\phi}{\nu A_g} = \frac{1}{\nu} \cdot \frac{B_r}{\frac{2rb_1}{R_1^2 - R_2^2} + \frac{\mu_r}{\mu_0} \frac{b_3}{b_2}} \quad [\text{Wb/m}^2] \quad (3.6)$$

また、可動コイルの全長を l [m]、電流を I [A] とすると、磁界中の電流に作用する力 $F(i)$ は

$$F(i) = \frac{B_g l I}{9.8} \sin \theta \quad [\text{kg}] \quad (3.7)$$

ここに $\sin \theta = 1$ (磁束と電流のなす角は直角であるから)

式 (3.6), (3.7) に設計諸元を与えれば次の値が得られる。

$$F(i) = 23.2i \quad [\text{g}] \quad i: [\text{mA}] \quad (3.8)$$

3.3 粘性抵抗係数

可動コイルは $F(i)$ なる力を受けるが、このコイルの被覆材上には電磁誘導によって渦電流を生じ、これと磁束密度 B_g が可動コイルの運動を妨げる方向の電磁制動力を作っている。この力は次のようにして求められる。

磁束によって被覆材上に誘起される電圧は

$$\text{被覆材 (a) によるもの, } V_a = 2\pi r_1 B_g u \quad [\text{V}] \quad (3.9)$$

$$\text{被覆材 (b) によるもの, } V_b = 2\pi r_2 B_g u \quad [\text{V}] \quad (3.10)$$

ただし、 u は可動コイルの速度 [m/sec] である。

被覆材 (a), (b) の全抵抗 r_a, r_b はそれぞれ次式で表わされる。

$$r_a = \frac{2\pi r_1 \rho_a}{b_1 t_1} \quad [\Omega] \quad (3.11)$$

$$r_b = \frac{2\pi r_2 \rho_b}{b_1 t_2} \quad [\Omega] \quad (3.12)$$

ここに ρ_a, ρ_b はそれぞれ被覆材 (a), (b) の固有抵抗 $[\Omega \text{m}]$ で

電気・油圧サーボ装置 (1 報)・香取・金子・吉田・破魔

ある。したがって被覆材 (a), (b) 上に生ずる渦電流 I_a, I_b は、

$$I_a = \frac{b_1 t_1}{\rho_a} B_g u \quad [\text{A}] \quad (3.13)$$

$$I_b = \frac{b_1 t_2}{\rho_b} B_g u \quad [\text{A}] \quad (3.14)$$

よって全制動力 f は

$$f = 2\pi r_1 B_g I_a + 2\pi r_2 B_g I_b \quad [\text{Newton}]$$

$$= 2\pi b_1 B_g^2 \left(\frac{r_1 t_1}{\rho_a} + \frac{r_2 t_2}{\rho_b} \right) \cdot \frac{10^5}{980} u \quad [\text{g}] \quad (3.15)$$

この式に設計値を代入すれば、 $f = 1.953u$ [g] を得る。 u を cm/sec で表示すれば、粘性抵抗係数 $\mu = 19.5$ [g/cm·sec⁻¹] を得る。

3.4 フォース・モータの近似伝達関数

図 3.1 に示すフォース・モータの可動部 (可動コイル、制御棒、支持バネ) の運動方程式は一般に次式のように書ける。

$$m_f \frac{d^2 x}{dt^2} + \mu_f \frac{dx}{dt} + k_f x = F(i) \quad (3.16)$$

ここに m は可動コイル、制御棒、支持バネ、可動部の質量であり、 k は支持バネのバネ定数である。

実測によれば $m_f = 0.02$ [g/cm·sec⁻²]

$$k_f = 2.3 \times 10^3 \quad [\text{g/cm}]$$

ゆえに式 (3.16) より近似伝達関数は

$$\frac{X(s)}{I(s)} = \frac{23.2}{m_f s^2 + \mu_f s + k_f} \approx \frac{23.2}{\mu_f s + k_f} = \frac{K_0}{T_1 s + 1} \quad (3.17)$$

ここに x を制御棒の変位 [cm] とすれば、 $T_1 = 8.5 \times 10^{-3}$ (sec), $K_0 = 1.01 \times 10^{-2}$ [cm/mA]

4. 制御棒とスプール

4.1 制御棒変位と制御オリフィス開口部長さ

この解析をするにあたり、油は非圧縮性とし、流量係数は一定で、流れ力の影響はないものとし、直径方向の漏れはないものと仮定する。図 2.1 において、絞りから A_1 室に流入する油量 Q_1 は、

$$Q_1 = c_1 \frac{\pi}{4} d^2 \sqrt{\frac{2g}{\gamma} (P_s - P_1(x, y))} \quad [\text{cm}^3/\text{sec}] \quad (4.1)$$

ここに c_1 は絞りの流量係数、 d は絞りの直径、 γ は作動油密度、制御オリフィスの A_1 側の開口面積が制御棒の変化 x に比例するとすれば、 A_1 側から制御オリフィス (3 孔ある) を経てドレンポートへ流れる流量 Q_2 は、

$$Q_2 = 3c_2 a (x - ky + x_0) \sqrt{\frac{2g}{\gamma} P_1(x, y)} \quad [\text{cm}^3/\text{sec}] \quad (4.2)$$

ここに c_2 : 制御オリフィス開口部の流量係数

x_0 : スプールが平衡位置を保つために必要な A_1 側オリフィスの等価開口部長さ。[cm]

x : 制御棒位置 (中正点からの) [cm]

y : x に対応したスプールの変位 [cm]

a : 制御オリフィスの方形ポートの幅 [cm]

k : 補正係数 (流れ力、流量係数の変化、摩擦力などを無視すれば大略 1 である。)

式 (4.1) (4.2) から $Q_1 = Q_2$ とおけば、

$$P_1(x, y) = \frac{P_s}{1 + K^2 (x - ky + x_0)^2} \quad [\text{kg/cm}^2] \quad (4.3)$$

$$\text{ここに } K = \frac{12c_2 a}{\pi c_1 d^2} \quad [1/\text{cm}] \quad (4.4)$$

いまスプールが平衡状態、すなわち $x = y = 0$ のとき、

$$P_1 A_1 = P_2 A_2 \quad (P_2 = P_s) \quad (4.5)$$

$$\text{また} \quad A_1 = 2A_2 \quad \dots\dots\dots(4.6)$$

$$\text{であるから,} \quad P_1 = \frac{P_s}{2} \quad \dots\dots\dots(4.7)$$

$$\text{ゆえに} \quad P_1(0.0) = \frac{P_s}{2} = \frac{P_s}{1 + K^2 x_0^2} \quad [\text{kg/cm}^2] \quad \dots\dots\dots(4.8)$$

$$\text{したがって,} \quad x_0 = \frac{1}{K} = \frac{\pi c_1 d^2}{12 c_2 a} \quad [\text{cm}] \quad \dots\dots\dots(4.9)$$

上記の式に設計値を代入すれば, $K=100$ (1/mm),
 $x_0=0.001$ cm, $Q_{1,2}=0.24$ l/min

この $Q_1=Q_2$ の値は実測とよく一致している。

4.2 スプールを駆動する力

スプールを駆動する力を $F(x, y)$ とし, これに関係する因子を考察してみる。

$$\begin{aligned} F(x, y) &= A_2 P_2 - A_1 P_1(x, y) \\ &= A_1 P_s \left\{ \frac{1}{2} - \frac{1}{1 + K^2(x - ky + x_0)^2} \right\} \quad \left(K = \frac{1}{x_0} \right) \\ &= A_1 P_s \left\{ \frac{1}{2} - \frac{1}{1 + \left(1 + \frac{x - ky}{x_0} \right)^2} \right\} \quad [\text{kg}] \end{aligned}$$

$|x - ky| \approx 0$ とすれば,

$$\approx \frac{A_1 P_s x - ky}{2 x_0} \quad [\text{kg}] \quad \dots\dots\dots(4.10)$$

4.3 制御棒変位に対するスプール変位の伝達関数

制御棒変位 x に対するスプール変位 y の運動方程式は式 (4.11) のようになる。

$$m_s \frac{d^2 y}{dt^2} + \mu_s \frac{dy}{dt} = \frac{A_1 P_s}{2} \times \frac{x - ky}{x_0} \quad \dots\dots\dots(4.11)$$

ここに m_s : スプールの質量 $[\text{kg} \cdot \text{sec}^2/\text{cm}]$

μ_s : 制御棒-スプール系の粘性抵抗係数 $[\text{kg} \cdot \text{sec}/\text{cm}]$

式 (4.11) から, この制御系の伝達関数は次式のようにになる。

$$\frac{Y(s)}{X(s)} = \frac{1}{k} \frac{1}{\frac{2m_s x_0 s^2}{A_1 P_s} + \frac{2b x_0 s}{A_1 P_s} + 1} \quad \dots\dots\dots(4.12)$$

式 (4.12) に設計諸元を代入し, 整理すると式 (4.13) となる。

$$\frac{Y(s)}{X(s)} \approx \frac{1}{T_2 s + 1} \quad \dots\dots\dots(4.13)$$

ここに $T_2 = 4.5 \times 10^{-4}$ sec

制御棒とスプール系の固有振動数 = 400 c/s.

5. スプールとスリーブ部の特性

スプールとスリーブ部の解析をするにあたり, 実用上さしつかえない次の仮定をする。

- (1) スプールとスリーブはゼロ重合である。
- (2) スプールとスリーブ間の摩擦力は無視しうほど小さい。
- (3) ポートを流れる際の流量係数は変わらない。
- (4) 流れ力による影響はない。
- (5) スプール・ランド周囲からの漏れはない。

図 2.1 において, スプールが y だけ変位し, A ポートから圧力 P_A の油が流出し, B ポートから圧力 P_B の油が流入するものと考え, 各ポートの流量 q_A, q_B は次式で表わされる。

$$q_A = c_A s_A(y) \sqrt{\frac{2g}{\gamma} (P_s - P_A)} \quad [\text{cm}^3/\text{sec}] \quad \dots\dots(5.1)$$

$$q_B = c_B s_B(y) \sqrt{\frac{2g}{\gamma} (P_B - 0)} \quad [\text{cm}^3/\text{sec}] \quad \dots\dots(5.2)$$

ここで, c_A, c_B はポート A, B の流量係数, $s_A(y), s_B(y)$ は各ポートの開口面積である。スプールとスリーブのポートとが対称的に作られており, 仮定により給油量と戻油量とが等しいので, 次の関係式が得られる。

$$q_A = q_B = q \quad [\text{cm}^3/\text{sec}] \quad \dots\dots\dots(5.3)$$

$$c_A = c_B = c \approx 0.6 \quad \dots\dots\dots(5.4)$$

$$s_A(y) = s_B(y) = s(y) \quad [\text{cm}^2] \quad \dots\dots\dots(5.5)$$

$$\text{また} \quad \gamma = 0.84 \times 10^{-3} \quad [\text{kg/cm}^3]$$

$$g = 980 \quad [\text{cm/sec}^2]$$

$$\text{負荷圧力} \quad P_r = P_A - P_B \quad [\text{kg/cm}^2] \quad \dots\dots\dots(5.6)$$

と置くと,

$$P_r = P_s - \frac{2}{\alpha^2} \left(\frac{q}{s(y)} \right)^2 \quad [\text{kg/cm}^2] \quad \dots\dots\dots(5.7)$$

$$\alpha = c \sqrt{\frac{2g}{\gamma}} = 0.92 \times 10^3 \quad [\text{cm}^2/\text{kg}^{\frac{1}{2}} \cdot \text{sec}] \quad \dots\dots\dots(5.8)$$

$$\text{式 (5.7) から,} \quad q = \alpha s(y) \sqrt{\frac{P_s - P_r}{2}} \quad [\text{cm}^3/\text{sec}] \quad \dots\dots\dots(5.9)$$

上式を線形近似すると

$$q \approx \left(0.2\alpha \sqrt{\frac{P_s - P_r}{2}} \right) y \quad [\text{cm}^3/\text{sec}] \quad \dots\dots(5.10)$$

6. サーボ弁としての特性

フォース・モータ, 制御棒とスプール, スプール変位と流量の関係式 (3.17), (4.13), (5.10) から, 入力信号電流に対する出力流量特性の伝達関数 $G_V(s)$ は

$$G_V(s) = \frac{K_0 \left(0.2\alpha \sqrt{\frac{P_s - P_r}{2}} \right)}{(T_1 s + 1)(T_2 s + 1)} \quad \dots\dots\dots(6.1)$$

前述の解析により $T_1 \gg T_2$ であるから,

$$G_V(s) \approx \frac{K_V}{T_1 s + 1} \quad \dots\dots\dots(6.2)$$

供給圧力 70 kg/cm², 負荷圧力 0 なるときのゲイン定数 K_V を計算すると

$$K_V = K_0 \left(0.2\alpha \sqrt{\frac{P_s - P_r}{2}} \right) = 10.9 \quad [\text{cm}^3/\text{sec}] \quad \dots\dots(6.3)$$

7. 実験結果

以上の計算によって, このサーボ弁の大体の性能を知ることができたが, 実験によってこれらの結果を確かめてみた。

図 7.1 は試作したサーボ弁の入力電流に対する出力流量を測定した結果であって, 流量特性は比較的良好である。これは各部分の非線形性が打消されたためと考えられる。しかしながら, 永久磁石と支持パネによるヒステリシス (約 5%) は残っているのが見られた。これには適正ディザを入力信号に重畳することによって 1% 以下に押えることができた。その結果を図 7.2 に示しておく。

式 (6.3) におけるゲイン定数 K_V の実測値は

$$K_V = 10.2 \text{ cm}^3/\text{sec} \cdot \text{mA}^{-1}$$

であって, 計算値 $10.9 \text{ cm}^3/\text{sec} \cdot \text{mA}^{-1}$ と非常によい近似を示している。

ディザの効果については, その対象がヒステリシスやスプールとスリーブとの摩擦などであるため, 個々のサーボ弁について, 最適な値を選ぶ必要がある。その効果的周波数と振幅の決定にあたっては, 流量特性における流量 0 なるときの不感帯をもって目安とした。

図 7.3 に見るとおり, このディザの振幅と周波数とを適当に選ぶことによって, 不感帯域をほとんど 0 にすることができた。このように, ディザは絶大な効力を発揮するが, 出力流量にディザによる応答が表われては不都合であるから, このサーボ弁のディザ周

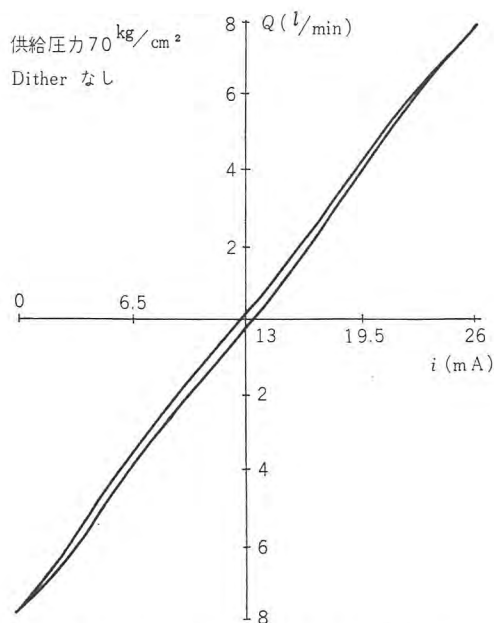


図 7.1 サーボ 弁の入力電流-出力流量特性
(ディザ なしの場合)
Fig. 7.1 Relation between input current and output flow of servovalve. (dither none)

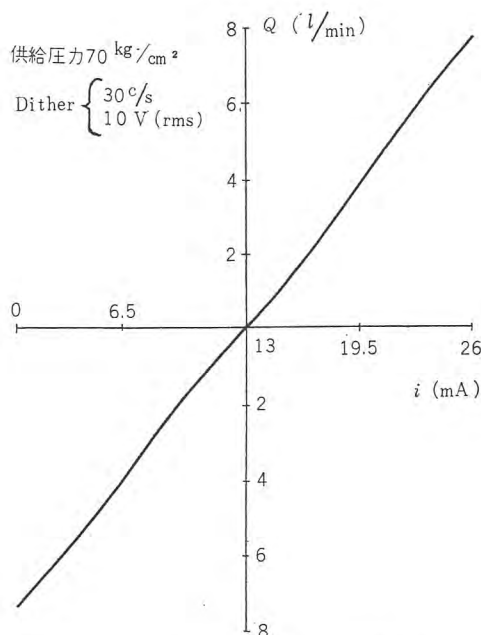


図 7.2 サーボ 弁の入力電流-出力流量特性
(ディザ を印加した場合)
Fig. 7.2 Relation between input current and output flow of servovalve. (dither superposed)

波数は $f = \frac{1}{2\pi T_1} = 19 \text{ c/s}$ 以上であることが望ましい。したがって、この サーボ 弁の最適 ディザ は 10 V (rms) , 30 c/s 程度と考えることができる。

図 7.4 に サーボ 弁の負荷圧力-出力流量の測定結果を示してある。この特性から、サーボ 弁に油圧負荷を与えた場合の最大出力は、

$$W_0 = \frac{40 \times 4}{450} = 0.36 \text{ [HP]} = 260 \text{ [W]} \quad \dots\dots\dots (7.1)$$

トルクモータの入力信号電流は 12 mA であって、直流抵抗は $4 \text{ k}\Omega$ ゆえ、最大入力

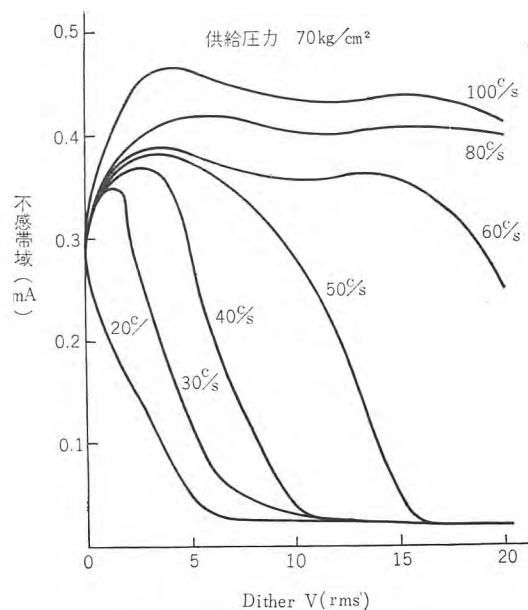


図 7.3 ディザ 効果の測定結果
Fig. 7.3 Effect of dither.

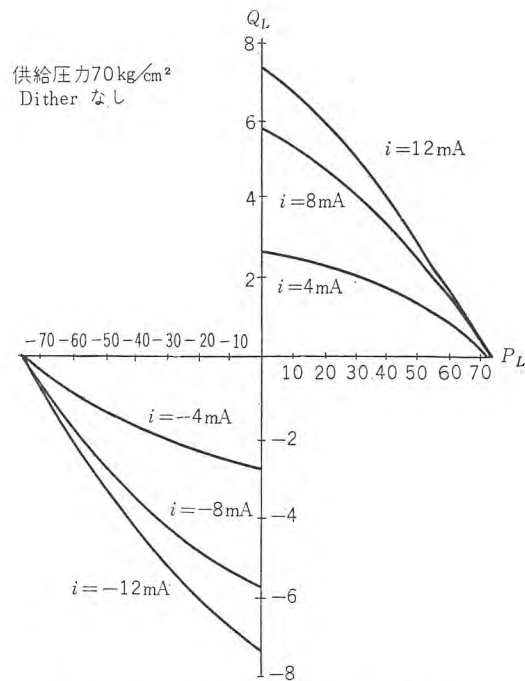


図 7.4 サーボ 弁の負荷圧力-出力流量特性
Fig. 7.4 Relation between pressure load and output flow of servovalve.

$$W_i = (12 \times 10^{-3})^2 \times (4 \times 10^3) = 0.58 \text{ [W]} \quad \dots\dots\dots (7.2)$$

したがって、この サーボ 弁の力増幅率は

$$A = 10 \log \frac{W_0}{W_i} = 27 \text{ dB} \quad \dots\dots\dots (7.3)$$

サーボ 弁の時定数測定にあたっては、開 ルー-の周波数応答法によるのが普通であるが、出力流量の動的な測定を開 ルー-で測ることが困難であったので、負荷としてリニア・アクチュエータを付け、そのストロークをポテンシオメータで検出し、全体として閉 ルー-系で測定した。測定したサーボ系のブロック線図を図 7.5 に示しておく。ここに

サーボ 増幅器: K_1

サーボ 弁: $\frac{K_r}{1 + T_1 s}$

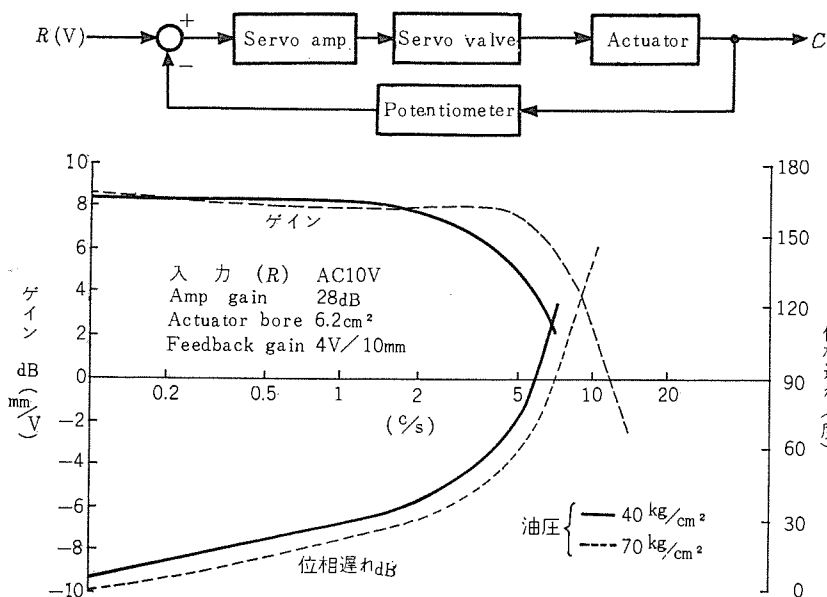


図 7.5 電気・油圧 サーボ 装置の周波数応答特性
Fig. 7.5 Frequency response characteristic of electro-hydraulic servosystems.

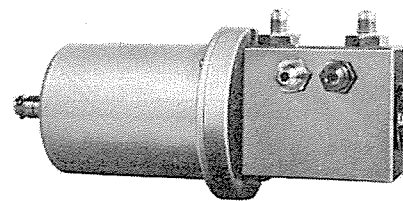


図 7.6 試作 サーボ 弁の外観
Fig. 7.6 External view of servovalve.

アクチュエータ : K_2/s
ポテンシオメータ : K_3

したがって、

$$\frac{C}{R} = \frac{\frac{K_1 K_2 K_r}{s(1+T_r s)}}{1 + \frac{K_1 K_2 K_3 K_r}{s(1+T_r s)}} = \frac{K_1 K_2 K_r}{K_1 K_2 K_3 K_r + s + T_r s^2} \quad (7.4)$$

各 ゲイン 定数の値は

$$K_1 = 6.3 \text{ mA/V}$$

$$K_2 = 0.16 \text{ l/cm}^2 \text{ (アクチュエータ 受圧面積 } 6.2 \text{ cm}^2)$$

$$K_3 = 4 \text{ V/cm}$$

$$K_r = 10.2 \text{ cm}^3/\text{sec} \text{ (供給圧力 } 70 \text{ kg/cm}^2)$$

この閉ループ系に 10 V (r.m.s.) 入力信号を与えたときの周波数応答特性を図 7.5 に示す。振幅比 $\pm 3 \text{ dB}$ 以内の折点周波数は図 7.5 より大略 7.5 c/s で、時定数に換算すると 0.021 sec である。

閉ループ系の伝達関数を式 (7.4) で近似したとき、サーボ弁としての時定数は次式で与えられる。

$$0.021 = \sqrt{\frac{K_1 K_2 K_3 K_r}{T_r}} \text{ [sec]}$$

ゆえに、測定結果から求めたサーボ弁の時定数 $T_r = 0.013 \text{ sec}$ 。すでに求めたように、計算結果では式 (6.2) により $T_1 = 0.0085 \text{ sec}$ 。

これはあまりよい近似とはいえないが、この原因は実測にあたっての入力信号値が比較的大きいため、サーボ弁の非線形性が影響しているものと考えられる。

このサーボ弁の実測結果をまとめると次のとおりである。

トルクモータ	直流抵抗値 $4 \text{ k}\Omega \pm 0.1 \text{ k}\Omega$ (常温時)
最大出力流量	8 l/min ($P_s = 70 \text{ kg/cm}^2$ のとき) 6 l/min ($P_s = 40 \text{ kg/cm}^2$ のとき)
入力電流	$0 \sim 26 \text{ mA}$ (中正値 13 mA)
直線性	入力電流に対する出力流量の直線性 $\pm 3\%$ 以下
ヒステリシス	5% 以下 (デイズなし) 1% 以下 (デイズ 10 V(rms) , 30 c/s)
周波数応答特性	振幅比 $\pm 3 \text{ dB}$ 以内 7 c/s 以上 ($P_s = 70 \text{ kg/cm}^2$ のとき) 4 c/s 以上 ($P_s = 40 \text{ kg/cm}^2$ のとき)
試験条件	作動油 MIL-0-5606 油温 $30 \sim 50^\circ \text{C}$

このサーボ弁の外観の写真を図 7.6 に示しておく。

8. む す び

以上のように、動特性には若干ものたらない点はあるが、取扱いが容易で、作動の非常に安定したサーボ弁を試作することができた。このサーボ弁はすでに電解加工機の電極送りサーボ機構に用いて、その特性をいかに発揮している。その他、一般の電気・油圧サーボ装置の変換器としての用途は非常に多い。

上述の解析の結果から、さらに動特性を向上させうることが明らかになったので、さらに性能のより良いものを製作しうる見通しを得た。

このサーボ弁を完成するにあたり、直接または間接に尽力をいただいた関係者の方々に深く感謝する。

シリコン制御整流器による直流電動機の制御

細野 勇*・山村 隆司*

DC Motor Control with Silicon Controlled Rectifiers

Itami Works

Isamu HOSONO・Takashi YAMAMURA

Silicon controlled rectifiers are semiconductor rectifiers having similar control performance as Thyatron tubes. They have many advantages over the Thyatron tubes such as capability of manufacturing large capacity units, small loss and long life. By using these silicon controlled rectifiers Mitsubishi has built for trial a Static Ward Leonard system for the control of DC motors. Various tests conducted on them have proved very satisfying control performance. The tests also have brought to light a number of points to be specially noted from the viewpoint of the characteristics of silicon controlled rectifier elements and also their circuits.

1. ま え が き

周知のように、静止レオナード制御とは水銀整流器やシリコン制御整流器のような電気弁を使用した直流電動機の電機子電圧による速度制御方式であるが、近年、電動発電機を用いたワードレオナード制御方式に代って水銀整流器を用いた静止レオナード制御方式が広く用いられるようになり、また、最近の半導体工学の発達にはシリコン整流器を生み出し、中形、小形の直流電動機の制御には、これを用いた静止レオナード制御方式が用いられるすう勢にある。これは静止レオナード制御方式が、電動発電機を用いたワードレオナード方式に比べて、応答速度、精度などの制御性能が卓越していること、制御電力が小さく、複雑な制御が容易に行なえること、据付、保守などが容易であること、騒音が小さいことなどの多くの利点を有しているためであるが、シリコン制御整流器を用いた静止レオナード制御方式では、水銀整流器のような温度制御の必要性もないため、取扱いは一層簡単となる。当社ではシリコン制御整流器を用いて220 V、45 kWの直流電動機を駆動する静止レオナード装置を試作し、各種の試験を行なった結果、満足すべき特性を確認するとともに、とくに注意を要するいろいろの現象およびその対策を見出すことができたので、その装置と試験結果の概要を紹介する。

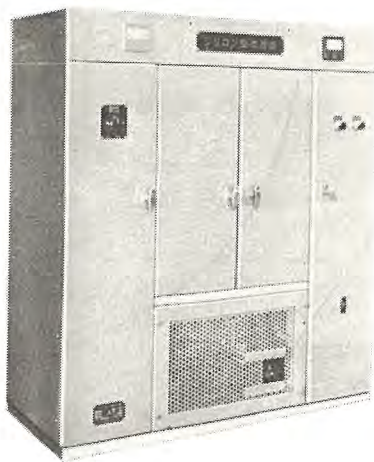


図 1.1 シリコン制御整流器を用いた静止レオナード装置 (220 V, 52 kW)
Fig. 1.1 Silicon controlled rectifier for static Ward Leonard.

2. シリコン制御整流器

一般に半導体整流素子と呼ばれるものは、二極電極付きのP-N接合体でゲルマニウムあるいはシリコンで作られ、その性能と生産量は実にめざましい発展を遂げて各種の定格電圧、電流のものが製造され、販売されている。一方、通信用のトランジスタの発達もいちじるしく、これらの技術が集合されて制御電極を持つ4層のP-N-P-N素子、すなわちシリコン制御整流器が出現し、大電力用の半導体整流器が制御性能を有するようになった。

この4層のP-N-P-N素子はトランジスタのP-N-P、N-P-Nの構造を一步進めたものであって、固体サイラトンという別名が示すように、サイラトン放電管または制御格子付水銀整流器とまったく同一の電気的特性を示す。図2.1は4層のP-N-P-N素子の通電回路とその接合状況を示したものであるが、この素子の動作特性は、図2.2に示すように、これをP-N-PおよびN-P-Nの二つのトランジスタに合わせて考えると良く理解することができる。いま、P-N-Pトランジスタの電流増幅率を α_1 、N-P-Nトランジスタ

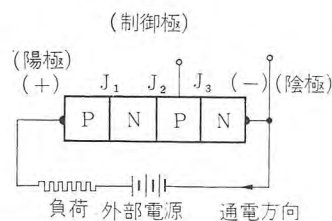


図 2.1 P-N-P-N 素子と通電原理図
Fig. 2.1 P-N-P-N element and schematic diagram.

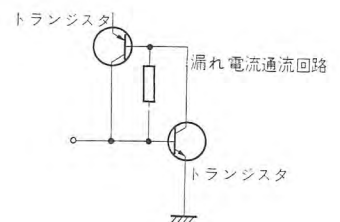


図 2.2 P-N-P-N 素子等価回路
Fig. 2.2 Equivalent circuit of P-N-P-N element.

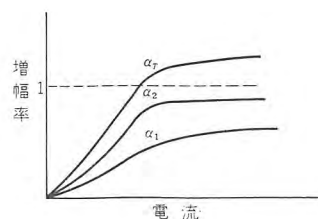


図 2.3 電流による増幅率 α の変化
Fig. 2.3 Characteristic curves of current multiplication factor α .

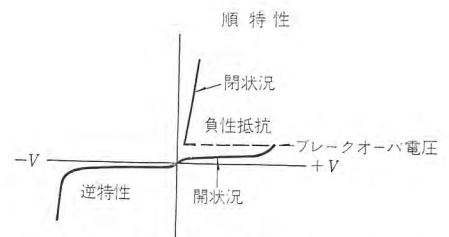


図 2.4 シリコン制御整流器の電気的特性
Fig. 2.4 Electrical characteristic of silicon controlled rectifier.

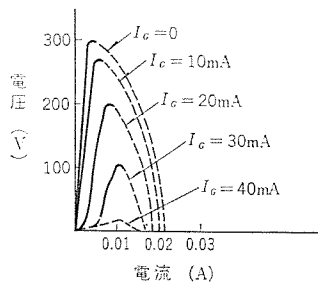


図 2.5 シリコン 制御整流器の一特性
Fig. 2.5 Electrical characteristic of silicon controlled rectifier.

タの増幅率を α_2 とすれば、この素子を通過する電流は式 (2.1) に示すとおりになる。

$$I = \frac{I_L}{1 - (\alpha_1 + \alpha_2)} \quad (2.1)$$

ただし $I_L = J_2$ 接合部の逆方向漏れ電流

$I =$ 外部に流出する電流

ここで、 α_1, α_2 はその接合部を流れる電流の関数であり、図 2.3 に示すように、電流が増すにしたがって増加する。そのため、 $\alpha_1 + \alpha_2 = \alpha_T$ も電流とともに増加するが、 J_2 接合部の逆方向漏れ電流 I_L はこの P-N-P-N 素子に加わる正方向電圧とともに増加するため、 α_T も電圧とともに増加する。しかるに I_L は非常に小さい値であるため、 $\alpha_T < 1$ の領域では外部に流れる電流 I は小さな値に抑えられるが $\alpha_T > 1$ となると、 I_L の値のいかにかわからず、 I はなだれ増倍を起こし急激に増加し、P-N-P-N 素子の端子電圧は急激に 1 V に近い値にまで減少して、外部インピーダンスのみによって定められる電流が流れる。逆方向には、この素子は逆に バイアス された二つの PN 接合を持っているから、逆方向に バイアス された普通の整流素子とまったく同じ特性を示す。この特性を図示すれば、図 2.4 に示すとおりになる。

この素子の正方向 スイッチング は、また、この素子の制御極に微小電流を流通させても行なえることは、図 2.2 によって明瞭である。 V_{BO} 250 V、電流容量 50 A のシリコン 制御整流器の制御極電流対 スイッチング 電圧特性の一例を図 2.5 に示す。このように、この素子において、 α_1, α_2 が電流の関数であること、および 2 個のトランジスタ による正キ 還の回路と等価であると考えられることにより、一度流通を開始したシリコン 制御整流器は、制御極の信号を取り除いても流通は阻止されず、陽極電流が保持電流以下になる

まで流通し続け、サイatron 放電管または制御極付水銀整流器と同一の特性を示すことを容易に理解できる。

3. 静上ワードレオナード装置

3.1 主回路および保護装置

この装置は、直流電動機の一定回転方向における速度を制御するよう設計されたもので、220 V 52 kW の定格を有している。この装置の簡略接続図は図 3.1 に示すとおりであり、整流回路は三相全波整流回路で、三相 220 V の交流電源回路から単巻変圧器を介して給電される。使用したシリコン 制御整流器は WX809E 形で電流容量 50 A、ラークオーバー 電圧 250 V の定格を有しているが、これを直並列に用い、かつ、このシリコン 制御整流器と直列および逆並列にシリコン 整流器を接続し、シリコン 制御整流器が逆方向過電圧によって破壊することを防いでいる。図 3.1 では三相全波整流回路の各脚のすべてにシリコン 制御整流器を接続しているが、直流電動機を一方に駆動する場合には、インパタとして用いる必要はなく、そのため三相全波整流回路のうち U, V, W の 3 脚にのみシリコン 制御整流器を用い他の 3 脚 X, Y, Z はシリコン 整流器のみで構成しても、直流電動機を流れる電流は必ず U, V, W の脚を流れるので、U, V, W のみ制御して出力電圧をゼロから最高電圧まで制御することが可能であり、この結線で十分広い速度制御範囲を得ることができた。ただしこの場合には、後に詳述するように、制御特性を向上させるために比較的大きな直流リアクトルを使用する必要がある。

負荷短絡などの急激に加わる過電流に対しては、通常のシリコン整流器の場合と同様にシリコン 制御整流器およびシリコン 整流器と直列に接続された速動ヒューズによって保護される。このヒューズはシリコン 制御整流器およびシリコン 整流器の許容過負荷特性と協調するよう、とくに設計された速動性のヒューズであり、短絡事故に対して整流器を十分に保護する。比較的大時間の過負荷に対しては、過電流継電器によって交流側のノーヒューズシャ断器を開放させて保護する。交流側または直流側から侵入するサージ電圧は、非直線抵抗および抵抗、コンデンサからなるサージ吸収装置により、整流器の許容最高電圧以下に抑えられる。このほか、シリコン 制御整流器を静止レオナード電源として用いる場合には、直流側過電圧によって投入される制動用抵抗器を設け、直流電動機の界磁を強めた場合に生ずる過電圧を制動用抵抗器で吸収させてシリコン 制御整流器およびシリコン 整流器に過電圧が加わらぬよう考慮して

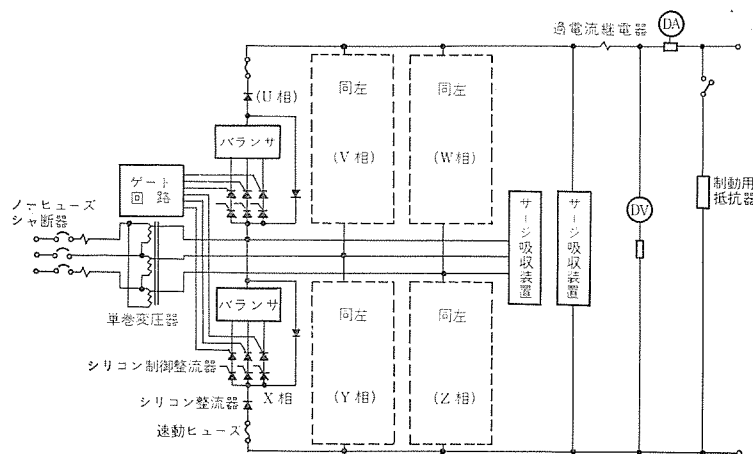


図 3.1 シリコン 制御整流器によるレオナード装置簡略接続図
Fig. 3.1 Schematic diagram of Ward Leonard system by the use of silicon controlled rectifier.

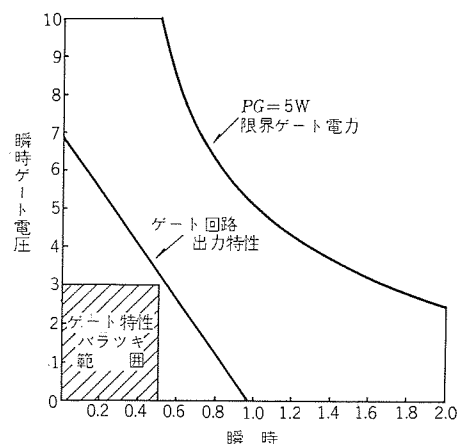


図 3.2 代表的なゲート点弧特性
Fig. 3.2 Typical gate firing characteristic.

おく必要がある。

3.2 ゲート回路

シリコン制御整流器のゲート回路とは、シリコン制御整流器のゲートすなわち制御極に位相変調された信号を加える回路であるが、静止レオナード装置に用いられたシリコン制御整流器のゲート回路に要求される条件として次のようなものがある。

(1) 整流素子の使用温度範囲に対して、つねに確実に陽陰極間をターンオンするための最少ゲート電力以上の電力をゲートに与え、かつ、その時間幅は60度以上なければならない。しかし、必要以上の電力をゲートに加えることは好ましくなく、少なくとも図3.2に示すような限界値PG以上の電力をゲートに与えてはならない。

(2) 同種類、同定格の整流素子でも、ゲート特性にかなりのバラツキがあるため、点弧位相のバラツキを防ぐために、ゲート電流の立ち上がりはできるだけ急しゅんであること。

(3) 点弧位相を任意に制御するためにゲート電流の立ち上がり位相は広範囲に、かつ速応性よく移動しうること。

(4) ゲート回路として消費する電力はできるだけ小さく、また、装置自体が小形であること。

(5) 雑音を受けにくいこと

今回使用したゲート回路の略図を図3.3に示す。この回路は、Synchronous inverterとして動作する二つのトランジスタからの出力の方形波の前半のある部分を磁気増幅器で吸収し、残りの電圧でトランジスタのBistable multivibratorをtriggerし、これを飽和変圧器によって方形波に整形してシリコン制御整流器に加えるものであり、この場合、磁気増幅器の制御直流電流を制御することにより、方形波の位相を制御することができる。この回路の出力特性は図3.2に示すとおりであり、入力電流対位相角の関係は図3.4に示すとおりである。

3.3 直並列接続

シリコン制御整流器の直並列接続は普通の電力用シリコン整流素子の場合のように、単に逆電圧や負荷電流の分担を均等化するという以外にすべての素子をいっせいに点弧させねばならないという問題がある。これらの二つの条件を満足させるために、このセツトでは、独特の直並列整流器の点弧方式を採用している。

直列接続については、図3.5に示すように抵抗およびコンデンサからなる陽極分圧器とゲート分圧器を設け、入力単に下段のシリコン制御整流素子のゲートにだけ加え、後はゲート回路のコンデンサの放電によって将棋倒し的に上段のシリコン制御整流素子のゲートにパルス電流を加えることにより、いっせいに点弧するようにしてある。このような方式を用いることによって、上下のシリコン制御整流素子を2μs以内の時間差でいっせいに

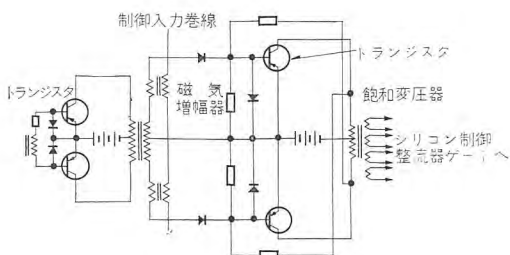


図 3.3 ゲート回路簡略結線図
Fig. 3.3 Schematic diagram of gate circuit.

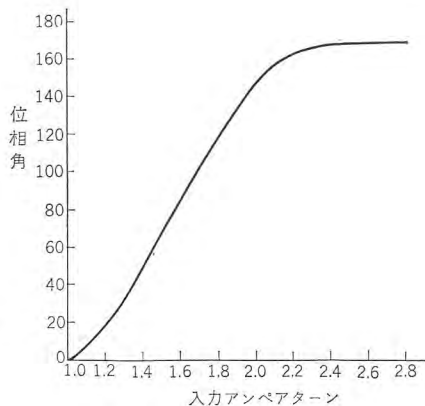


図 3.4 ゲート回路移相特性
Fig. 3.4 Phase shifting characteristic of gate circuit.

点弧させることができた。

並列接続については、図3.6に示すように、ゲート電流を抵抗によってバランスさせるとともに、陰極側にバランシングリアクトルを設けることにより、いっせいに点弧させ、かつ点弧後の電流の分担を均等にさせるようにした。この場合、リアクトルの誘起電圧は点弧の少しでも遅れた整流素子のゲート電流を増し、その整流素子の点弧を促進する働きとともに、全体が点弧したあとの正方向電圧降下の差を補償する二つの役目を果しているのである。

3.4 制御回路

この静止レオナード装置は定速度制御、定電圧制御、定電流制御、負荷平衡制御、縦続制御、過電流制限、ルーラ制御など、いかなる制御も、また、その組合せの制御も自由に行なうことができるが、その主体は演算増幅器形の増幅器からなっている。演算増幅器の増幅器自体は、differential amplifier形の高利得の直流増幅器であり、ドリフトも補償されている。この増幅器に入力およびフィードバックインピーダンスを追加することによって、加減算、微積分などの任意の演算を行なわせることができる。すなわち、図3.7に示すように、演算増幅器AにフィードバックインピーダンスZfおよび入力インピーダンスZi1~Zinを接続し、それぞれの入力電圧をEi1~Ein出力電圧をE0とすると、出力電圧は式(3.1)で表わされる。

$$E_0 = \frac{Z_f}{E_{i1}} E_{i1} + \frac{Z_f}{E_{i2}} E_{i2} + \dots + \frac{Z_f}{E_{in}} E_{in} \quad (3.1)$$

ここで $Z_f = Z_{i1} = Z_{i2} = \dots = Z_{in} = R$ とすれば加算器となり、 E_0 は下式で表わされる。

$$E_0 = \sum_{j=1}^n E_{ij} \quad (3.2)$$

$Z_f = R_1$, $Z_{i1} = R_2$ とすれば増幅器となり、出力は下式のとおりとなる。

$$E_0 = A E_i \quad (3.3)$$



図 3.5 シリコン制御整流器の直列点弧回路
Fig. 3.5 Series firing circuit of silicon controlled rectifier.

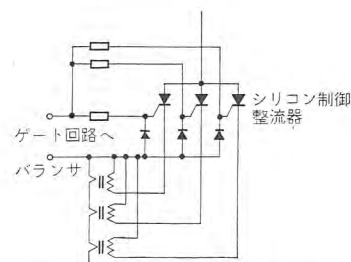


図 3.6 シリコン制御整流器の並列点弧回路
Fig. 3.6 Parallel firing circuit of silicon controlled rectifier.

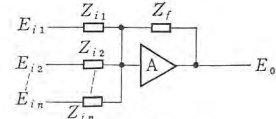


図 3.7 演算増幅器原理図
Fig. 3.7 Schematic diagram of operational amplifier.

ただし

$$A = \frac{R_1}{R_2} \dots \dots \dots (3.4)$$

$Z_f = CP$, $Z_i = R$ とすれば積分器となり、出力は式 (3.5) に示すとおりとなる。

$$E_0 = \frac{1}{CR} \int E_i dt \dots \dots \dots (3.5)$$

上記のほか、微分、位相進み、位相遅れなど任意の回路を作ることができるほか、飽和などの非直線の演算も行なうことができる。

この静止レオナード装置は、以上のような演算増幅器を増幅部として使用しているため、次のような利点を有している。

(1) 正確な割合で容易に一度に多くの入力に加減算を行なうことができ、一つの回路の影響が他に及ぶことがない。これはミル用電動機速度制御系に、ルーラ制御信号、サクセシブ制御信号、ゲージ制御信号、速度制御信号など多くの信号が一度に加わるとき、各信号の相互干渉がなく、確実に制御することができる。

(2) 制御系の形を任意に選ぶことができるため、制御系の調整がきわめて容易であり、定常偏差、過渡偏差などをおのの自立に調整できるほか、各速度において自動的に最適制御特性を選ぶことができる。

(3) 入力信号が小さく、どのような検出器の出力とも容易に結合することができる。

(4) 増幅器自体にキースタックが施されているため、利得に変動がなく、ドリフトも小さく、また線形性も良好で安定な制御を行なうことができる。

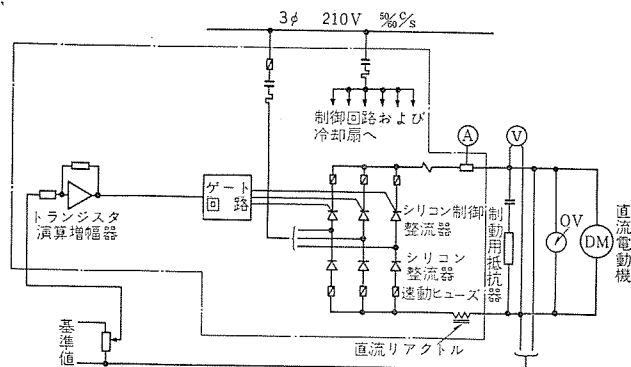


図 3.8 定電圧制御

Fig. 3.8 Schematic diagram of constant voltage control circuit.

この静止レオナード装置を用いた制御系のうち、一例として定電圧制御系を示すと図3.8に示すようになる。図示のように、これは直流電動機の電機子端子電圧を検出し、基準値と比較し、その偏差を演算増幅器形の増幅器で増幅してシリコン制御整流器の制御極に加え、これを位相制御してシリコン制御整流器の出力電圧を調整するものである。

4. 試験結果

前記のシリコン制御整流器による静止レオナード装置によって45kW 220Vの他励式直流電動機を駆動させ、その制御性能について試験を行なったが、その結果について以下に述べることにする。試験は、試験セットの都合上、定電圧制御による速度制御について行ない、直流電動機と直結された直流発電機に負荷変化を与えることにより、その過渡特性を測定した。

4.1 試験条件

試験を行なった条件は下記のとおりである。

(a) 直流電動機

	定格	使用値
出力	45 kW	32 kW
電圧	220 V	150 V
回転数	700 rpm	500 rpm

(b) シリコン制御整流器

	定格	使用値
交流電圧	210 V	210 V
交流周波数	60 c/s	60 c/s
SCR 形名	WX809E	WX809E
出力電圧	220 V	150 V
出力電流	225 A	220 A
位相制御率	0.85	0.58
結線	三相ブリッジ結線	三相ブリッジ結線

上記の三相ブリッジ結線において、シリコン制御整流器をU, V, Wの3脚に入れた場合、およびU, V, W, X, Y, Zの6脚に入れた場合について試験を行なった。

4.2 静止レオナード装置の出力電圧および電流

シリコン制御整流器を三相ブリッジ結線の3脚に入れた場合には、その位相制御角によって出力電圧波形が異ってくる。図4.1(a)は位相制御角0°の場合の出力電圧波形、(b)は位相制御角30°の場合、(c)は位相制御角90°の場合の出力電圧波形であるが、図から明らかのように、この場合には、位相制御しない場合には六相整流波形、位相制御を行なった場合には三相整流波形に近い形となる。そのため、直流リアクトル、その他の直流回路の定数を選ぶ場合には、三相整流回路であるとして考えなければならない。この場合の動作は、零相陽極を有する整流回路の動作とほとんど同じになる。たとえば、いまU相のシリコン制御整流器およびZ相のシリコン整流器を通じて電流が流れていた場合、時間の経過と

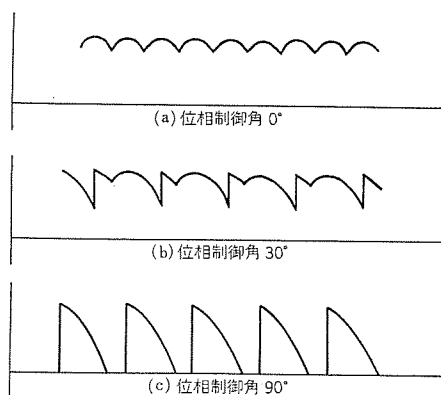


図 4.1 3脚にシリコン制御整流器を入れた場合の直流電圧波形

Fig. 4.1 DC voltage wave form (silicon controlled rectifiers are inserted in 3 legs).

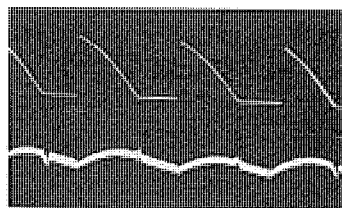


図 4.2 直流電圧電流波形 (U, V, W 脚にのみシリコン制御整流器を用いた場合) (電流連続)

Fig. 4.2 DC voltage wave form (silicon controlled rectifiers are inserted in 3 legs) (current continuous).

ともに U 相の電圧が最低となると、Z 相の電流は X 相に転流され、今度は U 相のシリコン制御整流器および X 相のシリコン整流器を通る短絡電流となるため、直流出力電圧が負の瞬時値を有することはない。図 4.2 は電流が連続して流れている場合の直流出力電圧および電流の波形である。この結線において、電流が連続して流れている場合には、出力電圧 E_d は式 (4.1) で表わされる。

$$E_d = \frac{1}{2\pi/3} \int_{\alpha}^{\pi} \sqrt{2} E_s \sin \theta d\theta$$

$$= \frac{3\sqrt{2} E_s}{\pi} \frac{1 + \cos \alpha}{2} = 1.35 E_s \frac{1 + \cos \alpha}{2} \quad \dots\dots (4.1)$$

ただし E_s : 交流入力電圧

α : 位相制御角

しかるに、静止レオナード装置のように、逆起電力を有する負荷に用いる場合には、負荷電流は断続して流れる場合がある。この負荷電流の断続する条件は、負荷電流、負荷電圧、位相制御角および回路リアクタンスなどによって影響されるものであるが、断続を始める負荷電流の限界値は式 (4.2) で表わされる。

$$I = K \frac{E_{d0}}{L} \quad \dots\dots (4.2)$$

ただし I : 断続のおこる限界電流

E_{d0} : 無制御時の直流電圧

L : 直流回路インダクタンス

K : 整流回路の相数、交流周波数、位相制御率によって定まる定数

今回試験した回路では $E_{d0} = 260$ V, $L = 3.1 \times 10^{-3}$ H, $K = 0.85 \times 10^{-3}$ であり、 I は約 70 A である。図 4.2 は、負荷電流 100 A であり、負荷電流は連続しているが、図 4.3 は、負荷電流平均値 25 A の場合であり、電流はとぎれている。電流がとぎれている場合には、図に示すように、電流がとぎれている期間では、直流電圧は直流電動機の逆起電力となり、出力の平均電圧はその分だけ上昇することとなる。このときの直流出力電圧は式 (4.3) で表わされ、同一の位相角に対して直流電圧は高くなる。

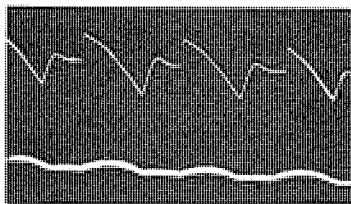


図 4.3 直流電圧電流波形 (U V W 脚にのみシリコン制御整流器を用いた場合) (電流断続)

Fig. 4.3 DC voltage wave form (silicon controlled rectifiers are inserted in 3 legs) (current interrupted)

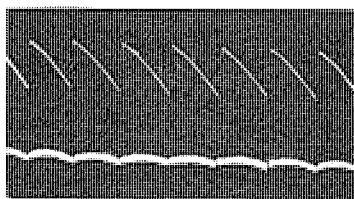


図 4.4 直流電圧電流波形 (6 脚にシリコン制御整流器を用いた場合)

Fig. 4.4 DC voltage wave form (silicon controlled rectifiers are inserted in 6 legs).

$$E_d = \frac{1}{2\pi/3} \int_{\alpha}^{\alpha+\beta} \sqrt{2} E_s \sin \theta d\theta + \frac{1}{2\pi/3} \int_{\alpha+\beta}^{\alpha+\beta-\frac{2}{3}\pi} E_c d\theta$$

$$= \frac{3\sqrt{2} E_s}{2\pi} \left\{ \cos \alpha - \cos (\alpha + \beta) + \frac{E_c}{\sqrt{2} E_s} \left(\frac{2}{3} \pi - \beta \right) \right\} \quad \dots\dots (4.3)$$

上記の理由により、この結線を用いた場合には、軽負荷における電圧変動率が大きくなり、これを避けるためには大きな直流リアクトルを入れる必要がある。

U, V, W, X, Y, Z の 6 脚のすべてにシリコン制御整流器を用いる場合には、上記のような現象はほとんど問題とならなくなり、出力波形は図 4.4 に示すような六相整流波形となり、そのため式 (4.2) の K も小さくなるため、負荷電流の小さな値でも電流は連続して流れるようになる。適当な直流リアクトルを設けるかぎり、電流が断続することはないと考えてよい。電流が連続して流れているときについて考えると、その出力電圧は式 (4.4) で表わされる。

$$E_d = 1.35 E_s \cos \alpha \quad \dots\dots (4.4)$$

4.3 制御特性試験

この装置を用いて構成した定電圧制御系のブロック線図は図 4.5 に示すとおりである。このブロック線図より制御系の周波数特性を計算した結果を図 4.6 に示す。図によってわかるとおり、この制御系の cross over frequency は 50 rad/sec 近辺となり、これによって、制御系の応答はきわめて速いことが推測できる。事実、図 4.7 および図 4.8 はこの制御系にステップ状の負荷外乱を与えた場合の過渡特性を、自動制御を行なっている場合と行なっていない

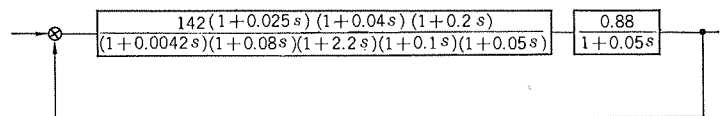


図 4.5 定電圧制御系ブロック線図
Fig. 4.5 Block diagram of constant voltage control system.

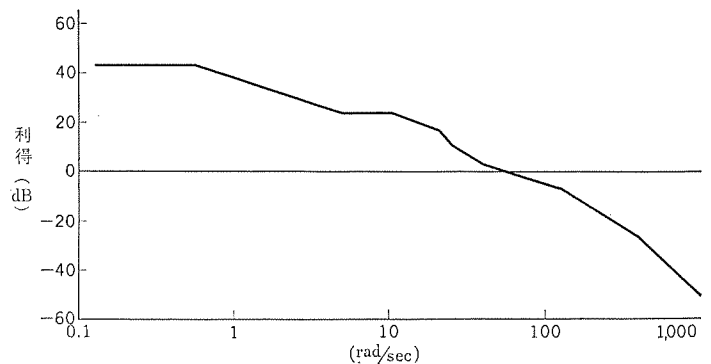


図 4.6 定電圧制御周波数特性
Fig. 4.6 Frequency response of constant voltage control system.

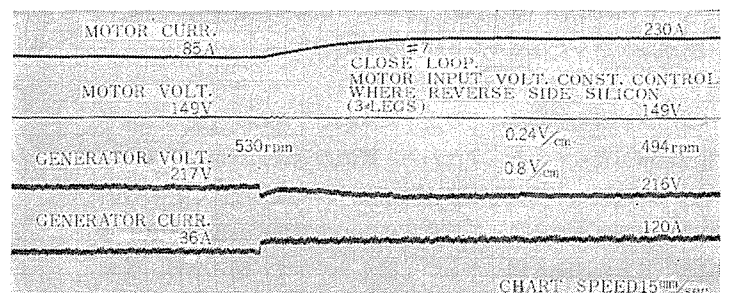


図 4.7 静止レオナード装置出力電圧変動 (自動制御しているとき)
Fig. 4.7 Output voltage of static Ward Leonard system (with automatic control)

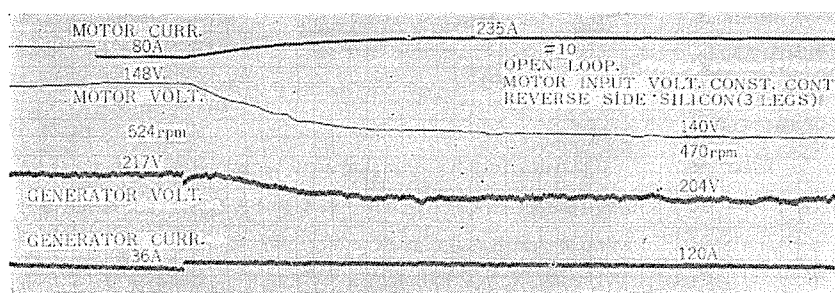


図 4.8 静止レオナード装置出力電圧変動 (自動制御していないとき)
Fig. 4.8 Output voltage of static Ward Leonard system
(without automatic control)

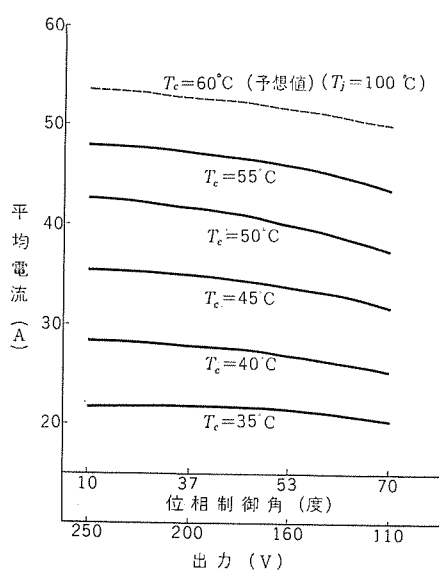


図 4.9 位相制御角対素子温度上昇
Fig. 4.9 Temperature characteristic of silicon controlled rectifier.

い場合について、おのこの測定したオシロであるが、この結果から制御系の応答速度はきわめて速く、過渡偏差もほとんど現われておらず、また、定常偏差もきわめて小さく、満足すべき性能で定電圧制御を行なっていることがわかる。上記のオシロは 3 脚にシリコン制御整流器を用いた場合の制御特性であるが、6 脚にシリコン制御整流器を用いた場合にも、制御特性にほとんど差異は現われていない。しかし、直流電動機を逆転または制動させるためには、シリコン制御整流器をインバータとして用いなければならない場合には、6 脚のすべてにシリコン制御整流器を接続せねばならないことはもちろんである。

今回試験を行なったのは、設備の関係上定電圧制御のみであるが、定電圧制御において計算値と実測値が良く一致すること、およびイグナイトロン整流器による速度制御、定電流制御などの実績により、速度制御、電流制御、その他の制御もきわめて高精度で応答速度を速く行なえることは疑う余地がない。

4.4 シリコン制御整流器の温度上昇

シリコン制御整流器は、その素子に流れる電流の通流角によって電流定格が変わってくる。すなわち、電流の通流角が小さくなるにつれて、電流の平均値も小さく選ばなければならない。この間の関係を調べるために、抵抗負荷について電流の通流角と素子の温度上昇との関係を調べたものを図 4.9 に示す。図 4.9 は、横軸に点弧角、縦軸にシリコン制御整流器の平均電流をとり、その接合部温度をパラメータにしたものであり、接合部の温度上昇の限界を 100°C とすれば、点弧角 80 度で平均電流 50 A 流しうることと

なる。また、直流電動機のようなリアクタンス負荷のあるものでは通流角が抵抗負荷の場合よりも大きくなり、また、注意して直流リアクトルを選定すれば、きわめて軽負荷のとき以外は電流は連続して流れると考えられるため、通流角としては、三相整流回路では 120 度であると考えてまちがいない。

図 4.10 は、シリコン制御整流装置の 1 脚について、1 個のシリコン制御整流器 (No.1) にのみゲート信号を与え、他の直並列に接続されたシリコン制御整流器には分圧コンデンサお

よび電流バラツキによって点弧させた場合の投入後の時間の経過によるシリコン制御整流器の温度上昇の推移を示したものであり、定格に十分の余裕を残していることを示している。

5. む す び

以上述べたように、シリコン制御整流器による静止レオナード装置を製作し、諸種の試験を行なって満足すべきその性能を確認することができたが、これを要約すれば次のとおりである。

(1) 静止レオナード装置として用いる場合には、シリコン制御整流器のゲート信号は 60 度以上の幅を有する急しゅんな立ち上がりの方波でなければならない。

(2) 直流電動機を一方に駆動させる場合には、シリコン制御整流器は三相全波整流回路の片方の 3 脚、たとえば U, V, W 脚にのみ用いて、ほかの X, Y, Z 脚には無制御のシリコン整流器を用いることによって十分に広い速度制御範囲を得ることができる。ただしこの場合には、直流電圧は三相整流波形に近い整流波形になること、零相陽極を有するに等しい動作をなすこと、および電流の継続により、電圧変動率が大きくなることなどなどに十分注意する必要がある。

(3) シリコン制御整流器を用いた制御回路では、回復時間 0.1 秒程度の応答の速い制御が可能である。また、同時にきわめて精度の高い制御も行なうことができる。

(4) 直流電動機の制御にシリコン制御整流器を用いる場合には、十分大きな位相制御角で用いる場合でも、直流リアクトルを注意して選定しておけば素子の通流角は三相整流回路の場合 120 度であると考えてよい。

参 考 文 献

- (1) 加藤、室賀、小林、岡：制御極付シリコン整流素子とその応用、「三菱電機」34, No. 12 (昭 35)
- (2) 加藤、細野、小林：半導体整流器の工業界への応用、「三菱電機」33, No. 8 (昭 34)
- (3) 細野：水銀整流器とその速応性制御回路の伝達関数、電学誌, 81, No. 874 (昭 36)
- (4) F. W. Gutzwiller ほか：General Electric Controlled Rectifier Manual.
- (5) 電気学会編：水銀整流器。

工業用データ処理装置の概要 (その 1)

松 元 雄 蔵*

1. ま え が き

データ処理装置とは、高速度の電子計算技術を駆使して、オンラインでプロセスのデータを処理する装置であるということができる。

しかしながら、オートメーションという言葉の解釈が人によってまちまちであるのに似て、データ処理なる言葉の解釈も、それほどはっきり定義づけられているとはいえない。

これは、一つにはデータ処理装置を導入すべき工業の分野がきわめて広く、そのプラントの要求する条件が異なり、データ処理装置の具備すべき機能や、構成が千差万別であるためで、やむをえないことと考えられる。

現在、ごく一般的に考えられているデータ処理装置の先駆をなしたものは、1954年頃アメリカにおいて、石油工業や化学工業に採用されたデータロガーであろう。ただデータロガーは当初は従来のアナログ計装に代わって、多くのプロセス変数を走査、監視し、記録や警報を発するために用いられていたが、その後これに計算回路を付加したコンピューティング・ロガー (Computing Logger*) が必要となり、最近ではさらに、これにコントロール機能を持たせるため Computing Control Logger* といったような言葉が説明のために用いられつづけてきており、従来考えられていたロガーが多分に電子計算機の機能を持つようになってきている。

一方従来主として事務用、あるいは科学計算用に使用されてきた般用のデジタル計算機は、その分野を逐次広げて、たとえば航空機の火器の自動管制に使用する特殊計算機などに発展し、これらの高度の要求を十分な信頼度をもって満たしうることが実証された結果、各種の工業プロセスの制御にとり入れることが考えられ、それらのプロセスのデータ処理装置として、さらには制御用計算機という名のもとにプロセス制御用機器として制御過程に導入されるようになってきている。

これらの制御用計算機は、プロセスのデータ処理装置として監視あるいは、運転指針をうるための計算に、きわめて有能であることが実証されつつあるが、その本来の目的とする閉ループの計算機制御を行なうにはなお幾多の問題を残している。

このように、いわゆるデータ処理装置と制御用計算機 (Process Computer or Industrial Computer) とは今や区別することが不自然のような状態であるが、本稿ではごく一般的に考えて、工業用データ処理装置の機能、構成ならびに制御用計算機の概要を説明することとし、稿をあらためて工業用データ処理装置の各種の工業分野における応用を解説する。

* Computing logger とか、Computing Control logger という言葉は本邦独自のもののようであるが、単なるロガーと区別するためには便利であるので使用した。

2. データ処理装置の概要

プロセス工業において各種の情報の迅速、的確な処理は、それが製品の品質やコスト、あるいは収益に影響するためきわめて重要である。

技術革新が進んで、各種のプロセスがより高度にまた、複雑になるにつれ、情報処理がとくに重視せられるようになってきているが、これを大きく発展させたものとして、電子計算機技術の急速な発達と、従来の空気式などにかわる多くの電気式検出器、変換器の開発、実用化をあげることができる。

従来の工業計器のみに頼る計測では、情報はすべてアナログ方式で与えられる。このアナログ情報も個々に人間がみてプロセスの状態を判断するには便利であるが、この情報によってさらに進んだ処理をしようとするときは不便である。すなわち流量の瞬時値の記録から1日の積算値を出そうとすると、あるいは測定した値から1日の平均値、最大値、最小値などを求めようとする、測定値を一度デジタルな形に直して必要な処理を行なう必要が生じる。さらにはデータを整理して運転の指針をうるための表、すなわち日報の製作といった処理などのため、現在でもかなりの労力を費やしている。これらを電子計算機の技術などにより自動化したいという要求が起るのは当然のことである。

このような状態からデータロガーがプロセスに導入されはじめたわけである。ただアメリカの例では、データロガーははなはだしくデビューしたにもかかわらず実際には、多くの測定点の値を、単に1枚の表にまとめるだけのために相当な規模の装置を必要とするということで、一時頭打ちの状態になった。

もちろん、データロガーはたとえば特殊な研究の分野での各種のデータの記録、作表には必要欠くことのできないものであり、たとえば超音速風洞のような研究設備で、瞬間的に変化する多くの重要な測定点の同時刻の記録に重点をおき、迅速正確な測定と作表により、それぞれの変数の正しい相互関係の解明を目的とするような場合には、きわめて役に立つものであることが証明されている。

さらに読みとりや、書きこみの際に生じる人為的誤りがまったくないデータが、個々の製品について必要で、かつその量が相当な量に上る薄板の圧延工程におけるコイルデータの作表、あるいは計測の集中管理が重要な意味を持つ設備などの場合には、きわめて有用であり、今後もそれらの規模に応じたいわば専門のデータロガーが発達することと思われる。

しかしながらデータロガーがはじめてその本来の価値を認識されるに至ったのは、何といっても電子計算の技術と密接に結合して運転に必要な計算を迅速、確実に行なうようになり、それがさらに進んで計算制御を行なう機能を持つものへと発展することがはっきり認識されてからであろうと考えられる。

データ処理装置は後述するように、その発達過程や、適応するプ

プロセスの状況により、高速監視や自動作表に重点を置いたもの、あるいは運転の指針をうるための計算などを行なうものや、制御を行なうものなどさまざまな形式、仕様のものが考えられているが、わが国においてはまだ監視、作表、計算を行なういわゆるコンピュータという中間段階にあるというのが適切なようで、やがては欧米やソ連でようやく着実に発展しつつある計算制御装置へと発達するであろうと考えられる。この過渡的な段階ではこれらの新しい手段を活用して、プロセスの数学的解析が十分に行なわれねばならず、一方またデータ処理装置自体もオンラインのコンピュータとなるために十分に高い信頼度を持つことを自ら実績をもって示す必要があり、それによってさらに計算機制御の普及が早められる結果となるであろう。

データ処理装置のプロセスへの導入による効果は、その規模により、いろいろに評価されるが、もっとも一般的な効果をあげるならばつぎのとおりである。

(1) 安全で合理的な運転

運転状態を高速走査により集中的に自動監視して安全な運転を行ない、起動、停止時の操作や、異常時の操作が、安全かつ迅速に行なえる。

(2) 正確なデータの記録

多くのプロセス変数について、同時性のある、正確なデータが自動的に得られる。

(3) 人件費の節約

データの採取、記録、日報作成、各部監視の労力がはぶけ、かつ熟練した運転員の不足を補うことができる。

(4) 品質、収益の向上

プロセス全般の効率をつねに最適値に保つような運転ができるので、製品の品質の向上、収益の増加を図ることができる。

(5) データの伝送、保存、I・D・Pとの結合

データが符号化されており、遠隔地へ伝送することができ、またテープなどに保存、再生することもできる。さらに集中的情報処理機構(I・D・P)と結合させて総合的な管理を有効適切に行ないうる。

以上の効果を経済的にどの程度に評価するかということは、なかなか簡単ではないが、たとえば、1957年に自社の火力発電プラントにデータ処理装置を導入したアメリカのGulf State UtilitiesのRiverside Stationでは、運転や保守に必要な32%の人手を節約できたことが報告されており、他の例においても、集計、作表、日報作成に要していた5人から25人の人間を節約することができたといわれている。

さらにこの装置の活用による各種の事故の防止や燃費の節約は莫大なものであると計算されているが、大形火力発電プラントの一例を示せば下記のとおりである。なおわが国とアメリカとの事情の相違にもよると思われるが、最近では事故の減少と高効率運転に重点を置き人件費の節約をあまり強調することなく、むしろ熟練せる運転員の不足を補うことや、運転保守に関する有益な情報の入手、さらには正しい運転による装置の長寿命化、補修費の減少などをより高く評価して導入に踏切る傾向が大勢をしめつつある。

自動化による利益(325 MWの例)

1. 燃料費節減 470×10^3 ドル

2. 利用率向上 100×10^3 ドル
3. 大事故減少 250×10^3 ドル
4. 人件費減少 395×10^3 ドル
(計) $1,215 \times 10^3$ ドル
5. 制御用計算機経費
計算機、その他 755×10^3 ドル
- ◎ 総合利益 460×10^3 ドル

3. 機能

工業用データ処理装置としては、前節にも概観したように対象用途によって特定の機能を強調したものもかなりあって、さまざまな形式が考えられるが、全般的に工業用データ処理装置(制御用計算機とか、コンピュータングローとよばれるものまで含めて)の有する機能を列挙すれば次のとおりである。

3.1 記録、作表

(1) 瞬時値データ

- i. 主要な温度、圧力、流量などのプロセスデータの定時作表
- ii. 指令による特定データの任意時刻作表(オンデマンド作表)

(2) 生産データ

- i. 積算、平均、最大、最小
- ii. 効率
- iii. 製造原価
- iv. 収益

(3) 管理データ

- i. 在庫管理
- ii. 製造手配
- iii. 出荷手配
- iv. 総合管理組織への入力データの作成

(4) 技術データ

- i. 入出力データの相関関係
- ii. 総合動作の解析
- iii. 既存制御系改善のための資料
- iv. 数学モデル作成のための資料

3.2 監視

(1) 警報

- a. 下記の限界をこえた場合に警報
 - i. 安全限界
 - ii. 品質管理限界
 - iii. 効率限界
 - iv. 供給限界
- b. 限界値への急激な接近の場合に警報

(2) 異常印字

- a. 異常点の瞬時値の印字
- b. 異常点の過去のデータの印字
- c. 異常点と関連ある他の変数の印字

(3) 操作指令

- a. 異常状態における運転員に対する指示
- b. 臨界運転状態(起動、停止など)における操作手順の指示

3.3 制御

(1) シーケンス制御

- a. 事故時
 - b. 起動，停止時
 - c. 動作様式の変更の時
 - d. パッチ，セミパッチプロセスの操作
- (2) プログラムによる制御
- a. 試行法（直接法）による最適化制御
 - b. モデルの改変
- (3) 多変数制御
- a. 多変数制御
 - b. 数学的モデルによる最適化制御
 - c. フィードフォワード制御

これらの機能のうちで記録作表に主体をおいて最初に出現したものがいわゆるデータロガーであり、初期のものは各種のプロセス変数を印字記録するだけであった。

その後これに計算能力を付加して生産、管理 データ などを作成するいわゆる コンピューティングロガー へと発展している。

監視の機能は多点式の温度監視装置にみられるような測定値に対する上下限の警報から発展してスキャンニングモタとなり、さらにデータ処理装置の高速計算および記憶能力を活用して前記のような各種の監視機能を発揮するようになり、現在のコンピュータ用ではほとんどがこの両者の機能を持つのが普通になっている。

現在 コンピューティングローガー と称されるものは、およそこの監視、作表の機能を果すもので、これはまた将来制御出力装置を付加することによって計算制御のステップへと発展しうるものである。

4. 構 成

4.1 スキャンニングモニタとデータロガー

データ処理装置はその使用目的、適応する対象によって各種の構成が考えられるが、その基本となる多点監視を行なうスキャンニングモニタ、およびデジタルに多点の計測記録の動作を行なうもっとも簡単なデータローガーの構成をそれぞれ図 4.1 および図 4.2 に示す。なおエレクトロニク的なデータ処理装置の入力はすべて電氣量に変換されていなければならない。

スキャンニングモニタは、プロセスの多数の測定点のデータがあらかじめ定められた限界値をこえているかどうかを連続的に走査監視するもので、スキャナは制御回路からの指令によって各入力のアナログ電圧を1点ずつ選択してこれを比較器に接続する。

一方その入力点に対応した限界値も スキャナにより選択されて、限界値に相当した電圧が比較器に与えられる。比較器は制御回路

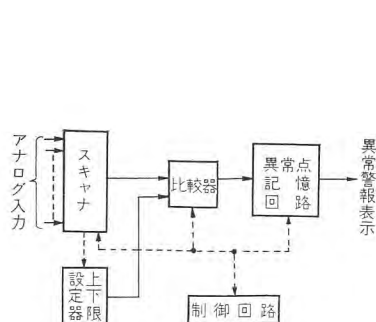


図 4.1 スキャンニングモニタの構成図

からの指令によって入力電圧と限界値とを比較して入力電圧が限界値をこえている場合には、異常点記憶回路に信号を送り異常状態を記憶させる。異常が記憶されれば、その内容はランプ（フリッカさせる）で表示されブザーなどにより警報を発する。異常を運転員が確認すれば警報はとまり、ランプは連続点灯状態にうつり、異常中であることを表示しつづける。一方 スキャナは 1 点の処理がすめば直ちに次の点を選択し同様の操作をくり返してゆく。

また以前異常になっていた点が正常状態に復帰したことが確認されると、比較回路からの信号によって異常点記憶回路の記憶はとかれて、ランプの表示はきえる。

このような操作をくり返すわけであるが、走査の速度は1秒1点程度のものから1秒数10点程度のものまであり、走査速度、入力の種類などにより構成要素はかなり相違する。通常よく用いられる1秒10点以下程度のものでは、スキャナに長寿命のリレーが採用されている。

比較は図示のようにアナログで行なう方式のほかに、入力アナログ電圧を A-D 変換した後デジタル量で行なう方式もある。上下限設定器にはピンポードとかポテンシオメータが使用される。ピンポードに限界値を設定するものでアナログ比較方式を採用した方式では、設定された内容を D-A 変換器によってアナログ電圧に直して比較を行なう。

つぎに、データローガーはプロセスの主要な温度、圧力、流量などをあらかじめ定められた様式で記録紙に一定時間間隔（30分とか1時間）ごとにタイプライタにより自動的に印字記録する。

また運転員の手動指令によって任意の時刻に、定時刻印字と同様に測定値を記録させることもできる。

通常 データロガー には監視の機能も付加されているが、これについては スキャンニングモニタ の項で説明したとおりであるからここでは省略して作表の機能を中心に説明する。

時計装置から定時刻の指令が与えられると スキャナ はまず第一の入力を選択して アナログ 入力電圧を増幅器に接続する。この増幅器は印字を $^{\circ}\text{C}$ とか、 kg/cm^2 、などのような実用単位で行なうためのスケール変換、入力の非直線性を修正する線形化回路、低レベル入力に対する増幅、大入力に対する減衰器などの機能を総称したもので入力の種類に対応したものが選定される。増幅器において適当なスケール変換をうけたアナログ電圧は、A-D変換器に与えられてここでデジタル量に変換され直ちにタイプライタ制御回路に与えられて電動タイプライタを駆動して測定値を印字する。一方スキャナは直ちに次の点を選択して以下同様の操作をくり返す。タ

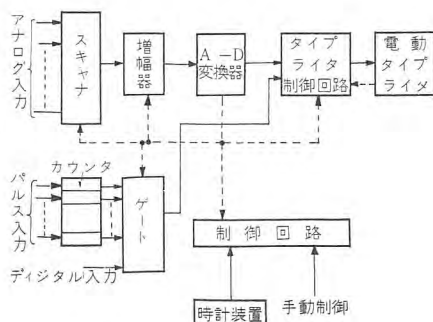


図 4.2 データロガーの構成図

イプライタ制御回路を独立制御とすれば A-D 変換後直ちにスタートをすめることができる。一般に タイプライタの動作時間はかなりおそく 1 秒 10 字程度であるので、このような方法をとることが望ましい。

このようにして全測定点についての印字を完了すれば制御回路は以前の状態に復帰して次の指令をまつ。手動指令によって任意の時刻に作表させる場合の動作も上記と同様である。なお測定値の中にはパルスで与えられるもの（たとえば電力量など）も

あり、このような場合にはパルスカウンタを設けて到来するパルス数を計数蓄積しておき印字指令によって順次その内容をタイプライタ制御回路にうつして印字していく。

増幅器の各入力に対応した選定とか、タイプライタによる作表の様式などは通常ピンボードを用いてプログラムできるようにしている。

このような構成のものはタイプライタの印字速度に制限されて、

全体の動作速度をあげることはできないが、タイプライタを使用せずに高速の紙テープパンチを用いたり、磁気テープなどの記憶装置を用いるなどすれば全体の速度を向上することができ、多数のデータを高速で正確に収集する必要がある特殊な試験設備などには効果的である。またこれらのテープは、別途オフラインで処理して作表させることももちろん可能である。

4.2 コンピューティングロガー

前項のべたようなデータロガーは単に瞬時値を記録作表するのみであって、特殊な試験設備（たとえば超音速風洞など）においてはその効果を発揮したが、一般のプロセス工業においては、あまり高く評価されなかった。

一方このようなデータロガーにさらに電子計算機技術を密接に結合することによりその能力は著しく高められ、運転の指針として必要な各種の複雑な計算も迅速確実に処理し得るようになった。これがいわゆるコンピューティングロガーである。このような考え方をさらに進展したものが制御用計算機とよばれるものであり、今日では両者の間にはほとんど差異はなく、制御用計算機をロガーとして使用し、プロセスの解析を十分に行なって後それに制御用付加装置を追加して、計算制御に移行しようとする例が逐次増加しつつある。

コンピューティングロガーではその中心となるのは、電子計算機であり、その構成の一例は図4.3に示すとおりである。ここに用いられているスキナ、増幅器、A-D変換器とか、各種出力機器はデータロガーに用いられるものと同様である。

ただし各部の制御は計算機のプログラムによって実行されるので複雑なデータ処理方法も自由に行なえ、きわめて柔軟性に富んだものとなる。従来人間の手によってこの種の計算を行なうには相当の人手と時間を要しており、時々刻々に運転指針をうることができなかった。さらにこの種の装置を活用することにより、プロセスの各変数の相関関係や、数学的モデルの解析が大いに促進される。

4.3 各部の構成

データ処理装置でその信号の形態について考えると入力側からスキナ、増幅器、A-D変換器まではアナログ信号であり、A-D変換器の出力以降はデジタルな信号となっていて一種のハイブリッドな計算機ともみなすことができる。ここではこのアナログ部分を主として説明する。

(1) スキナ (Scanner)

データ処理装置の第一要件は、その多重性にある。スキナは多数の入力信号を1点ずつ順次切替走査して、増幅器、A-D変換器

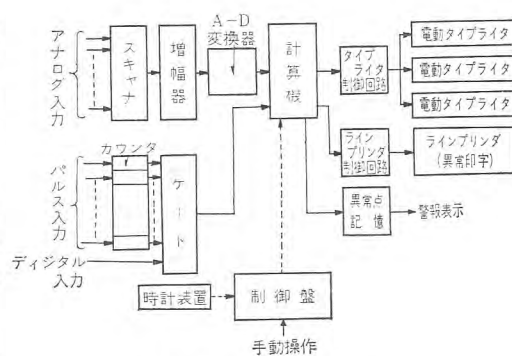


図 4.3 コンピューティング・ロガー

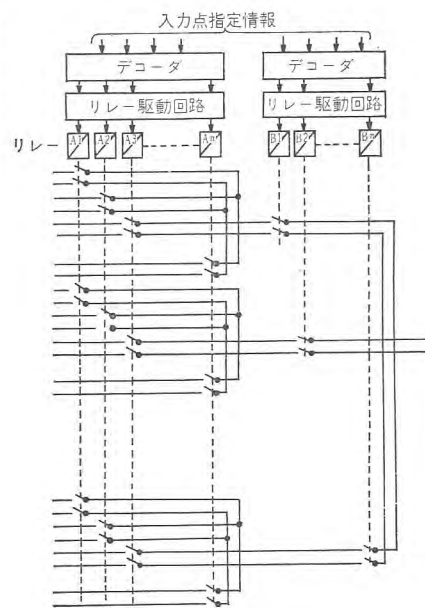


図 4.4 スキナの構成

に送りこむ役割をもつ。

スキナでもっとも重要なことは、on-off が確実に行なわれることであり、リレーの接点を開閉素子とするものが多い。使用されるリレーとしては、ワイヤスプリングリレー、リードリレー、水銀接点リレー等がある。ワイヤスプリングリレーは多数の接点を1個のリレーに収容できるので便利であるが、動作速度がおそい(10~40msくらい)ので、低速走査の場合にしか利用できない。これに比してリードリレーや水銀接点リレーは動作速度がかなり速い(約1ms)ので中速の走査に好適であり、接点部分は密封されているので外部条件の影響がなく、良好な接触が保たれる。とくに後者は接点の接触抵抗も十分低く(20~30mΩ程度)チャタリングも皆無であり、スキナに使用するリレーとしては、きわめてすぐれているが、両者とも接点数が少なく価格の高いのが難点である。

つぎにこれらの入力を用いて多入力の切替を行なう方法を示せば図4.4のようである。このような構成によればAグループのリレーにワイヤスプリングリレーを10個、Bグループのリレーにリードリレーまたは水銀接点リレーを10個用いた場合には、4ビットの符号2ケタで100入力の選択が任意に可能となる。この図では1入力当り2線を切替のものとしているが、1線のみ切替でよければ、最終段に1個のリレーを追加すればそのままで200入力の選択が可能となるが一般的には次の項でも述べるように2線式であることが望ましい。

このような構成で選択をシーケンシャルに行なえば1秒間に100点位の走査は可能である。ただし入力をランダムに選択しようすると、ワイヤスプリングリレーの動作速度がおそいため1秒間に10点程度しか使用できない。ランダムに高速で選択しようすれば各点ごとにリードリレーとか水銀接点リレーをそう入する必要がある。

なおこれより早い走査を行なう場合にはエレクトロニックな手法を用いる必要がある。

(2) 増幅器

ブロック図で増幅器として示したものは単純な増幅器ではなくて次のような機能を有する比較的簡単なアナログ演算回路的なもの

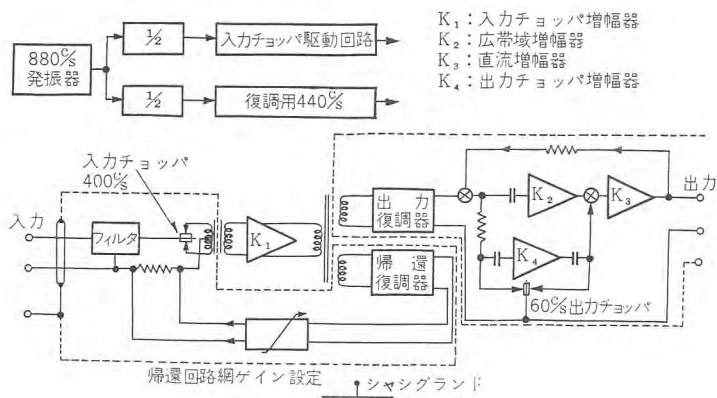


図 4.5 直流増幅器

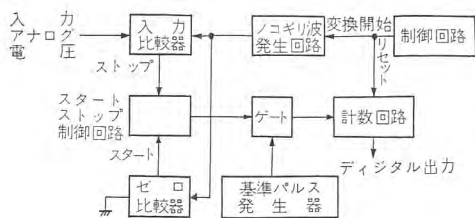


図 4.6 計数形変換器の構成原理図

であるが、検出器、変換器との接続を考慮したやや特殊なものが必要である。

- i. ゼロサプレッション
- ii. 入力信号の絶縁
- iii. 入力信号の増幅（スケールファクタ）
- iv. 入力信号の直線化

とくに低レベルの検出器または変換器が、遠距離に設置されているような場合には雑音とかハムの問題がつきものであり、検出端で接地されている場合には検出端と増幅器とのアース電位の相違によってかなりの電圧を生ずることがある。（たとえば 60 c/s で 1 V 程度）検出器からの信号レベルが数 mV 程度である場合にはこのために測定不能となることもある。この雑音は 2 入力線に同相であるため、コンモンモード電圧と呼ばれ、この妨害を除去するためには、増幅器の入力回路を完全にアースから絶縁することが望ましい。図 4.5 に示す増幅器はかかる点を考慮したもので、コンモンモードリジェクション比*は直流で 180 dB、60 c/s で 130 dB に達するといわれる。

なおこの増幅器の入力電圧を変化させた場合の応答は出力が最終値の 99.9 % に達する時間で表わして約 50 ms でありゲインは最大 1,000 まで使用できる。ゼロサプレッションはブリッジ回路のそう入によって行ない、また入力信号の直線化は入力信号の非直線とちょうど逆の特性をもった非直線回路を増幅器の帰還回路にそう入して行なうことができる。

(3) A-D 変換器 (Analog-to-Digital Converter)

A-D 変換器はアナログ入力をデジタル量に変換する装置であり、データ処理装置においてはきわめて重要な要素である。

* コンモンモードリジェクション比

$$= \left(\frac{\text{入力 0 で与えられた出力を出すに必要なコンモンモード電圧}}{\text{コンモンモード電圧が 0 で同一出力を出すに必要な入力電圧}} \right)$$

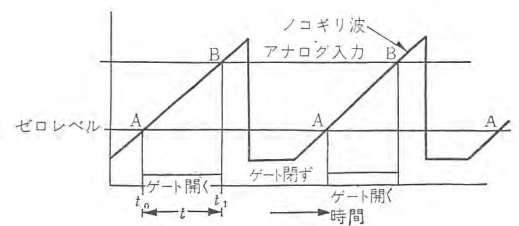


図 4.7 計数形変換器の動作原理図

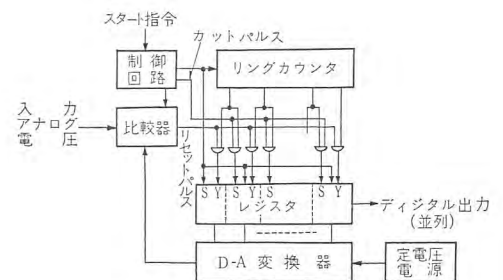


図 4.8 逐次比較形変換器の構成原理図

一般に A-D 変換器はデータ処理装置だけでなく各種の目的にも使用されその使用目的、取扱い対象、変換方式などによって種々に分類されるが、ここでは変換方式によって次の 3 種に分類して概説する。

- a. 計数形
- b. 比較形
- c. 符号板形

なおデータロガーには最近ほとんど逐次比較形のもので完全にトランジスタ化されたものが採用されており、その変換速度は 1-10 ms であり、0.1 % 程度の正確さをもっている。

a. 計数形変換器

計数形変換器では、入力電圧に比例する時間差を作りこれを一定周波数のパルスの数に変換して、アナログ電圧をデジタル化する。回路は図 4.6 に示すようにノコギリ波発生回路、基準パルス発生器、入力比較器、ゼロ比較器、スタートストップ制御回路、ゲートおよび、計数回路から構成され、図 4.7 に示すようにゼロまたは一定電圧 A からアナログ電圧 B に至るまでに、ノコギリ波の電圧が変化するに要する時間 t が、アナログ電圧に比例するので、ゲートを A の時刻にひらき、B の時刻で閉じるようにして、この時間中にゲートを通過するパルスの数を計算すれば、アナログ電圧をデジタル化することができる。ゲート閉閉を正確に制御するためには、図 4.6 のようにゼロ比較器と入力比較器を設け、ノコギリ波電圧がちょうどゼロ（または一定電圧）となった時刻をゼロ比較器により検出して、スタートストップ制御回路にスタートパルスを送り、それによってゲートを開き、また入力電圧とノコギリ波電圧がちょうど等しくなった時刻は入力比較により検出してスタートストップ制御回路にストップパルスを送ってゲートを閉じさせる。直線性のよい三角波発生回路としては一般にファンタストロン、ブートストラップ回路、ミラー積分回路あるいはアナログ計算機に用いる積分回路などが用いられ、計数回路にはトリップフロップ回路が用いられる。また比較器としては直流増幅器（とくに高感度高精度を望む場合にはチョップ式）とシュミットトリガ回路とかマルチ回路などが用いられる。また基準パルスの発生には安定性のすぐれた水晶発振器が用いられる。この形のものでは計数可能な最高周波数が数 Mc であるから、変換精度をあげ

ようとすれば変換速度は低下する。この方法は比較的簡単な回路で構成できるので、かなり用いられているが、その精度は三角波の直線性と、電圧比較回路の性能で定まり、変換に要する時間が入力電圧により変化し、変換速度にも限界があるなど問題も多い。

b. 比較形変換器

比較形には、逐次比較形と連続比較形とがあり、用途によりそれぞれ一長一短がある。後者は一つの入力を連続して測定するような場合に有利であるが、データ処理装置には、一般に前者がよく用いられるのでこれについて説明する。

逐次比較形の変換器は、テンピンで物の重さを計る時と同様の操作を電氣的に行なうもので、回路はやや複雑であるが変換速度は非常に速い。

この方式の構成は、図 4.8 に示すようにレジスタ、D-A 変換器、比較器、リングカウンタ、および制御回路よりなる。変換開始が指令されると制御回路が働いてリングカウンタ および レジスタ はリセットされ、まずレジスタの最高位のケタだけが 1 にセットされる。D-A 変換器からはこのケタに対応するアナログ電圧が比較器に与えられて、入力電圧と比較される。このとき入力アナログ電圧が D-A 変換器よりの電圧に比して、小さい場合には比較器よりリセットパルスが出て、レジスタの今セットしたケタをリセットする。また入力アナログ電圧が D-A 変換器よりの電圧に比して大きい場合には、比較器からはリセットパルスは出ず、レジスタの内容はそのままとして、次のケタがセットされる。リングカウンタはこのセットパルス、リセットパルスをレジスタのどのケタに与えるかを指定するためのもので、逐次上のケタから下のケタへと選択していく。

いま 2 進 7 ビット、最小単位 1 V の逐次比較形変換器について 59 V のアナログ電圧をデジタル化する場合の動作を図示すれば図 4.9 のようである。最初に D-A 変換器より 64 V の電圧が比較器に与えられるが、この場合には、D-A 変換器からの電圧の方が入力電圧より大きいので比較器からはリセットパルスが出て 64 V の電圧はリセットされ、直ちに次のケタの 32 V の電圧が D-A 変換器より比較器に与えられる。この場合には入力電圧の方が大きいのでリセットパルスは発生せず、次には 32 V + 16 V の電圧が比較回路に与えられる。この場合にも比較電圧の方が小さいからリセットパルスは発生しない。

以下同様の操作をくり返して前の比較のときに加えた電圧の $\frac{1}{2}$ の電圧を加えて入力アナログ電圧と比較しその結果、入力電圧の方が小さければリセットパルスを発生して、そのとき加えた電圧はリセットしまた入力電圧の方が大きければリセットパルスは発生せず

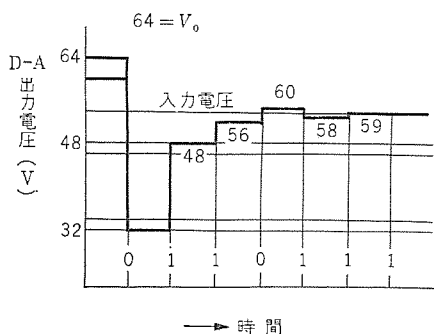


図 4.9 比較形変換器の動作原理

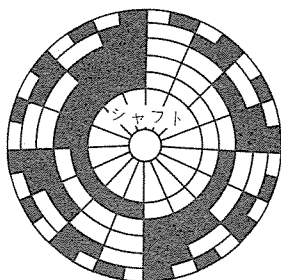


図 4.10 符号板原理図

レジスタの内容はそのままとして、その比較のときに加えた電圧の上にさらに $\frac{1}{2}$ の電圧を加えて比較を進めてゆく。このようにして最小ケタまで比較したときレジスタに残っている内容はちょうど入力アナログ電圧に対応した 2 進符号となる。すなわちこの例では 1110110 なる 2 進符号に変換されるわけである。

比較形変換器の精度は、D-A 変換器、定電圧電源、比較器の性能によって定まる。またこの形の変換は n 個の 2 進符号に変換するのに n 回の比較を行なえばよく、これを計数形で行なったとすると 2^n の計数を行なうことに相当する。したがって変換速度は計数形に比較してきわめて大で、高速度の変換を必要とする場合には、もっぱらこの方法が採用されており、最近のデータ処理装置にはこの方式で完全にトランジスタ化されたものが一般に採用されている。

c. 符号板を用いた変換器

この方法の変換器はもっとも直接的な方法で、図 4.10 のように符号を刻んだ円板を作り、これをブラシ接触、または光学的な方法によって読みとるもので、この場合には角度のアナログ量がデジタル化されることになるがアナログ電圧を変換する場合にはこの円板にサーボモータとポテンシオメータを取付けて図 4.11 のような回路を作り、電圧を角度に変換してやればよい。

この方法の特長はきわめて高精度の変換が可能であり小形で、かつ機械的な強度も強いことである。たとえば Librascope の一回転 128 ビットのものは直径 5 cm、長さ 8 cm 程度の大きさであるが、これを使用すると一回転フルスケールとすれば、分解能は $\frac{1}{128}$ すなわち 0.8 % となる。変換速度はシャフトの回転の慣性エネルギーなどの制約をうけるので、最大毎秒 10~30 回程度が限度である。一回転あたりのビット数をあげるには歯車を使用すればよく、2 進で 19 ケタにもおよぶデジタル化の不能なものもある。

符号板を用いる変換器では、各ビットに対してブラシを 1 個ずつたどると、境界のところで読み取り誤差を生ずることがあり、この誤差は 2 進符号の場合にはきわめて大きくなることもある。このため符号板では一般の 2 進符号によらず特殊な交番 2 進符号を用いることがある。しかしながら交番 2 進符号では演算のために符号変換を必要とする欠点に伴うので、普通の 2 進符号を用いて読みとり誤差を除去するために、最下位のビットを除き、すべてのビットに対してブラシを 2 個ずつ適当な間隔に設け、最下位のビットが 0 であるか 1 であるかによって、2 組のブラシのうちいずれか一方で読みとるようにする方法も用いられる。

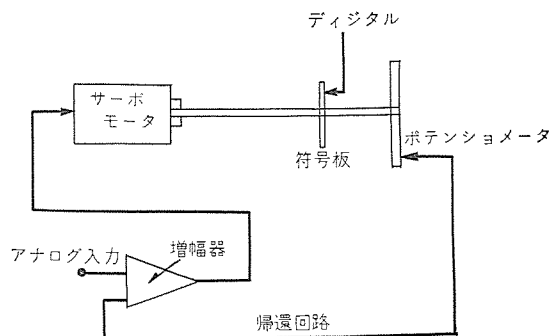


図 4.11 符号によるアナログ電圧のデジタル変換

5. 制御用計算機

すでに述べたように、今日いうところのデータ処理装置をここにいう制御用計算機と区別して考えることは、両者がその発展の道程を若干異にするとはいえ、近代の電子計算技術にその基礎をおいているものであるだけに無意味なことである。

したがってここでは、制御用計算機を、いわゆる事務用、あるいは科学計算用の電子計算機から工業用のデータ処理を主目的とするものに分岐、発展したものと考え、それらとの相違点についてとくに考察することとする。

計算制御とは、従来人間が行っていた、判断、計算、決定、制御、選択といった動作を、電子計算機を中心として行なわしめ、自動的にプロセスの運転を行なう制御方式である。このためには使用する電子計算機は必ずしも、デジタル計算機でなくてもよく、必要かつ十分な機能をもったアナログコンピュータ、あるいはハイブリッドな計算機でも良いわけであるが、ここでは一般の大形かつ複雑な

プロセスを対象とするものとしてデジタル計算機を考えることとする。

制御用計算機のプロセスとの関連を要約してブロック図で示せば、図5.1のとおりである。

この計算機の機能は、管理的制御のためのデータを提供する機能と、オペレータに制御指針を与えるための監視機能、さらに直接プロセスそのものへフィードバックされる制御信号を送り出す機能に大別される。

制御用計算機と、科学用計算機の間には本質的には差異はなく、両者ともそれぞれ

1. プログラムとデータのための記憶装置
2. 計算機そのものを制御するシーケンス
3. 各種のデータによる演算を行なうための計算回路
4. 他の装置、あるいは装置とオペレータとの間で必要な情報の授受を行なう、入、出力装置

などを持っている。

しかしながら制御用計算機が、科学用計算機ともっとも異なる点は、

- i. オンライン、コンピュータとして、リアルタイムの動作が要求されること。
- ii. 非常に多くのプロセス変数の情報を記憶するため容量の大きい記憶装置を必要とすること。
- iii. 多くの制御要素を統轄する必要のあること。

などである。

図5.2は制御用計算機のブロック図の一例であるが、いまいしく制御用計算機の特長について説明する。

5.1 アナログ入出力装置

温度、圧力、流量といった量はほとんどがアナログ量であり、しかも非

常に数が多いので、一般の計算機では必要のない入力切換器、A-D変換器を必要とする。また制御信号を出してこれらを制御しようとする場合も一般にアナログ量を必要とするから、計算機内部で取扱っていたデジタル量を、アナログ出力に変換するD-A変換器が必要である。

入力切換の速度は、プロセスの時定数、入力信号のレベルや雑音の程度によって、そう入すべきフィルタや増幅器などの時

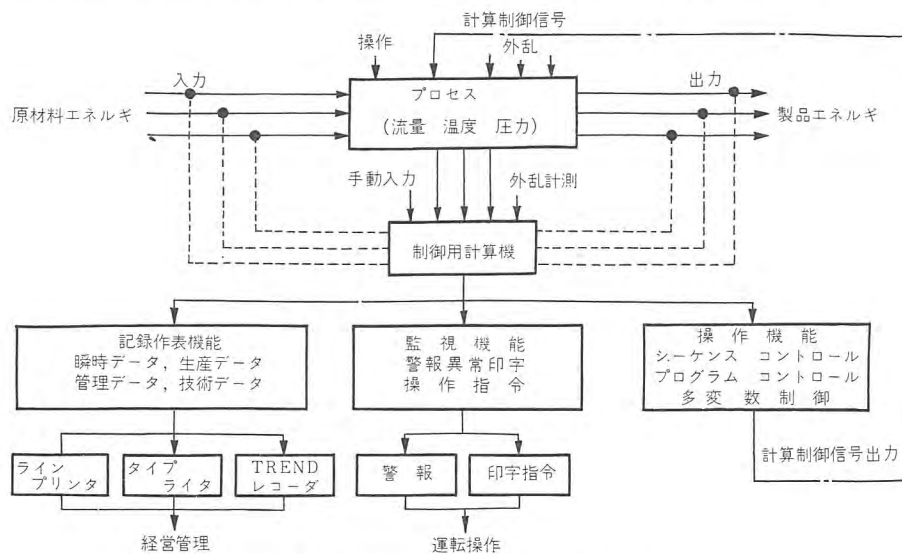


図 5.1 制御用計算機とプロセスの関連

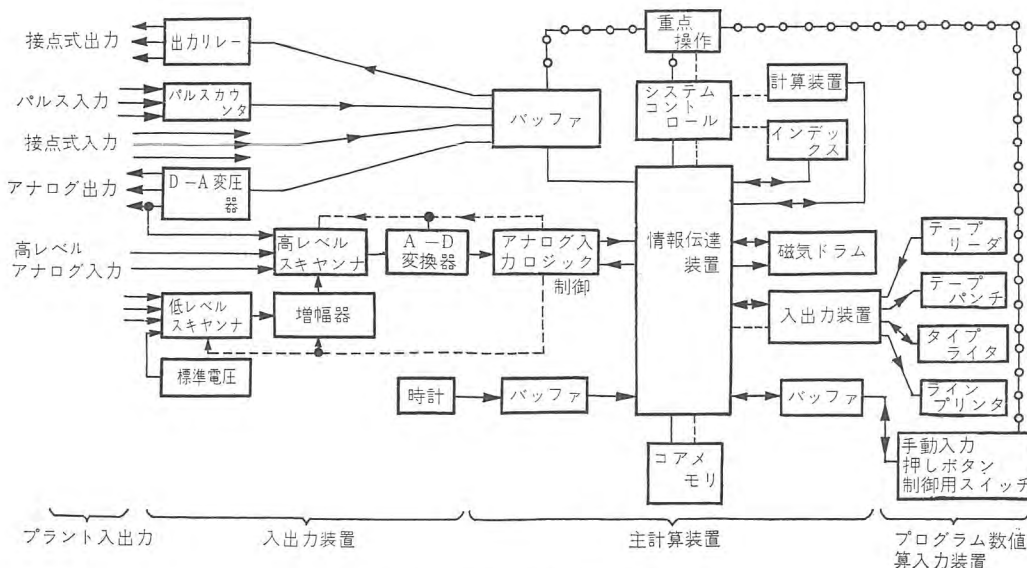


図 5.2 制御用計算機のブロック図

定数を含めて考える必要があるが、多くの変数を取扱うことを考えれば、50～300 点/sec 程度を必要とするであろう。このような比較的早い切換には前述のように水銀接点継電器、またはリードリレーが使用される。

A-D 変換の速度は、入力切換器の速度に追従できることが必要で、かつ実際の変換は切換用 リレー の過渡現象を避けることが必要である。現在実用化されつつある全 トランジスタ 式 A-D 変換器は、変換速度は大体 1～10 ms であるからこの点十分である。また A-D 変換器の精度は、検出器の精度を十分下回れば良いので 0.1% 程度あれば十分である。

出力用の D-A 変換器は継電器を使用したものや、トランジスタ、ダイオードを用いたものなどがあり、その出力レベルは、制御装置にもよるが、0～10 ないし 20 V 程度あれば十分である。

入出力装置と計算機本体の結合のしかたには二つの方法が考えられる。一つは計算機本体のプログラムとは無関係に、入力を高速走査し、A-D 変換したものをつぎつぎに記憶装置に記憶させておき、計算機は必要に応じて記憶装置から データ を読みだして処理する方法である。いま一つの方法は入出力装置を計算機本体の制御下におき、計算機のプログラムに従って入出力装置を動作させるものである。

これらもその適用する プロセス によりいずれを採るべきか簡単ではないが、ごく一般的には、前者の利点は計算機が故障しても、計算機を必要としない データ の集録が行ないうることであるが、装置が複雑になることが欠点である。

5.2 監視および異常点記録

制御用計算機は、当然監視の機能も持たねばならない。測定点に異常が出た場合は、ブザーを鳴らし、警報ランプを点灯すると同時に、ラインプリンタなどによりその時刻、測定点の番号、およびその数値を赤字で印字記録する。異常が復帰し正常となった場合は同様に時刻、番号、数値を黒字で印字することなどが行なわれる。

5.3 数値語

制御用計算機の入出力量は主としてアナログ量であって入力 A-D 変換されて記憶装置に記憶されるので、計算機を簡単にするため 2 進法を採用しているものが多い。

数値語の長さは検出器の精度が 1～0.5% 程度であるから、10 進数 3 ケタの数が処理できればよい。通常 10 進 5 ケタ か 6 ケタ、2 進数で 20～24 ケタ で十分である。

5.4 記憶装置

制御用計算機の記憶装置の特長は、多数の入力を取扱うため定数のわりには記憶容量の大きいものを必要とすること、記憶容量のかかりの部分は定数などを記憶しておく半固定のものが用いられること、プログラム も一度決定すればその後はあまり変更しなくてもよいので、ある部分は半固定の記憶装置に入れることができることなどである。さらに高速の データ 処理のために内部にとくに高速のプログラムを持つ方が有利である。

プログラムは半固定であっても、ある程度 スタッド、プログラム方式の特長は残しておかなければならないが、停電時などにプログラムが消滅しないような配慮が必要である。最近の傾向では 1 万語以上の容量を持つ磁気ドラムを外部に備え、高速メモリとしてはコ

アを内部に、さらに半固定の記憶装置を別に持つようになってきているが、この半固定の記憶装置については各種のものが提案されている。

5.5 重点操作

プロセスの制御においては、外部条件の変化や、異常発生の際に、とくに優先して重点的に操作することが必要となることが多い。このようないわゆる優先順位を持った割り込み操作を円滑に行ないうるようになってきていることも制御用計算機の特長である。

この優先順位はそのプラントの特性によって決められるべきであるが、火力発電所の例をとってその優先順位をあげればつぎのとおりである。

1. 異常事態発生……トリップ
2. 計算機故障……警報、手動操作へ切換え
3. 運転員の割りこみ操作
4. 外部制御 ルーラ 故障……計算機による ホールド
5. 通常の シーケンス……起動、運転、停止
6. 操作員の データ 要求
7. データロギング
8. プロセス 計算……熱効率、ボイラ 効率など
9. 計算機のセルフチェック、プログラム

5.6 信頼性

最初にのべたように、制御用計算機はオンラインでプロセスをコントロールすることを目的としている関係上、他のいかなる要件にもまして高い信頼度を持つことが必要である。このことは制御用計算機設計の基本的要求で、複雑かつ高級な機能を要求されるようになればなるほど、できるだけ使用部品の数をへらし簡素でがんじょうな設計を行なって信頼度をあげるよう、機構や、プログラミング、論理設計の面での配慮が必要である。

これらは具体的には、2 進法の採用や命令の種類の減少、パリティチェックを含む各段の完璧なセルフチェックと異常時の警報、エラーや計算機構におけるオーバーフローの検出、システムの故障検知などであり、さらには緊急の指令によって事故時には迅速に手動操作へと円滑に切換える機能などであり、プラント自動化にあたって避けがたい、装置の偶発的故障をつねに予測的に発見、処置する配慮が必要である。

以上が制御用計算機と、一般の事務用ないし科学用計算機の相違点ともいうべきものの概要であるが、ある面では制御用計算機の方が簡単化されうる要素も含まれているので、なるべく機構を簡単にして信頼性の高いものを製作、採用する必要がある。

今後の制御用計算機の方角としては種々論議されているが、本稿では言及しなかったハイブリッド計算機、あるいはオプコンを含む制御用アナログ計算機、マイクロプログラミングの導入による計算機の簡略化、あるいは全般的な処理の高速化などが考えられ、さらには計算機制御系の解析による新しい制御用計算機の開発などに至るであろうと考えられる。

以上制御用計算機に要求される特長などを含め、工業用データ処理装置の概要につき説明した。その応用についてはすでに一部本誌にも発表しているが、これらを取りまとめ稿をあらためて解説を行なうこととする。

新しい自動制御の動向

真鍋 舜 治*

1. ま え が き

最近の自動制御の動向を考える場合、二つの観点がある。系を構成する要素の問題と、構成法の問題である。要素の面からみると、トランジスタ、SCR など半導体素子の応用と、デジタル 計算機、ステッピングモータ など、デジタル 技術の大幅な導入の 2 点が、もっとも顕著なものであろう。

自動制御技術は、人間の行なってきた制御動作を、より多く自動化しようという要求にささえられて発展してきたが、前記のような制御要素の著しい改善の結果、より高級な制御動作を、安価に、信頼度高く実現する可能性が生まれてきたのである。

一方、制御系の構成法からいえば、開 ループ の制御系より、閉 ループ の制御系になって、制御の質は格段に進歩したのであるが、最近になって、より高度な人間に近い制御動作を行なわせるには、閉 ループ 制御系の考え方だけでは、実現困難なことが次第に明らかになってきた。このように可能性と要求とが一致して、新しい形の制御系、アダプティブ 制御系が問題となったのである。

新しい要素については他の文献にゆずることにして、以下、制御系の構成法についての動向を述べる。まず新しい制御方式として、アダプティブ 制御系の考え方が生まれる必然性を示し、つぎに、それらの例と特長を示した。さらに極値制御系との関連を述べ、最後に系が大きくなるために、必然的に問題となってくる、制御の協調の問題を論じた。

2. 制御系の種類

自動制御とは、一口にいえば人間の行なう動作を、機械にやらせることである。もちろん、人間の動作のなかでも簡単な手作業に属するものから、高度の判断を要求するものまで、各種の段階があり、自動化はより簡単なものから、複雑なものへと徐々に進められている。

たとえば、風呂に水を入れる場合を考えよう。経験を重ねれば水道のセツをいっぱい開いて、ほぼ、どれくらいの時間でいっぱいになるかがわかるから、適当な時間でセツをしめることにする。このようなやり方でも、ほぼ満足な結果がえられるのは、日常経験することであり、これを開 ループ 制御系 (Open loop control system) という。

しかし、風呂に水を、ほぼいっぱいというのではなく、正確にある量を入れたい場合 (精度の要求がきびしいとき)、また夏の水不足のときのように、水道セツをいっぱい開いても、必ずしも同じ量の水が出ない場合 (系に騒乱が加えられる場合) には、“適当な時間で”ではなく、風呂の水がどれくらいたまったかを見て、セツをしめなければ満足な結果がえられない。このように風呂 (制御対象) の水の量 (制御量) を見て (検出して、いっぱいかどうかを判断し)、セツをしめる (操作を行なう) ような制御系を、閉 ループ 制御系 (Closed loop control system) と呼ぶ。

別の例として自動車を運転する場合を考えよう。運転手は道路と自動車の進行方向を考えながら ハンドル を操作し、コースからあまり離れないようにする。この限りでは閉 ループ 制御系であるが、さらに詳細に観察すると、運転手はそれ以上のことを行なっている。熟練した運転手は、たとえ自動車が コース の上に乗っていても時々 ハンドル をわずかに動かし、自動車の機能が正常であるか、道路の状態がすべりやすくないかなど、不断に検査しながら安全を十分考慮して運転する。このように、系の特性 (自動車の機能・道路状態) の監視もあわせて行なう、より高度な制御系を、アダプティブ 制御系 (Adaptive control system) と呼ぶ。

現実の自動制御系は以上の 3 種の混合と考えてよい。しかし、従来、閉 ループ 制御系だけが強調され、それによって制御の問題が全部かたづくかのような錯覚を与えていた。しかし現実に自動制御系の設計に携わるものには、閉 ループ の自動制御系の理論と同じく、常識 (Common sense)⁽³⁾ が必要である。経験によって、やしなわれた常識の一つは、いわゆる非線形制御系の設計に関する理論であって、アダプティブ 制御系の思想は、これを体系化する一手段ともいえる。

いま一つの常識は制御の協調であって、全体として有機的な制御系を構成させるためには、以上 3 種の制御系を適当に組合わせることが必要である。すなわち、荒い制御は開 ループ で行ない、精密になるにしたがって、閉 ループ、アダプティブ というように、高級な制御が介入するような系を構成せねばならない。この意味で実際に制御系を設計する場合、開 ループ 制御系も同時に考えることになる。

3. 閉ループ制御系の行きづまり

閉 ループ の制御系は、制御の目的を達するのに非常に有力な手段であり、その設計理論は現在ほとんど完成されている。しかし現実に設計を進めていくと、ある種の系では行きづまりを感じ、さらに異った観点よりの設計の必要にせまられる。

<例 1> サーボ 系

図 3.1 に示すような サーボ 系で、 $r(t)$ として、大きな階段状入力がいけると、飽和が起って、ループゲイン が大幅に (たとえば 1:100) 減少する。

<例 2> アナコンの演算増幅器

図 3.2 (a) に示すような、電子管式 アナログ 計算機の演算増幅器は、図 3.2 (b) のような ブロック 線図で書き表わされる。演算の目的により、 $Z_i(s)$ 、 $Z_f(s)$ は大幅にかわるため、ループゲイン も大幅にかわる。このため、 $G(s) = \omega_c/s$ の形にして、ループゲイン の変化の影響を逃がしている。

	$Z_i(s)$	$Z_f(s)$	$Z_i(s)/\{Z_i(s)+Z_f(s)\}$
積分器	1 M Ω	1 μ F	$s/(1+s)$
符号変換器	1 M Ω	1 M Ω	1
定数倍(100倍)	0.1 M Ω	10 M Ω	1/100
微分器	1 μ F	1 M Ω	1/(1+s)

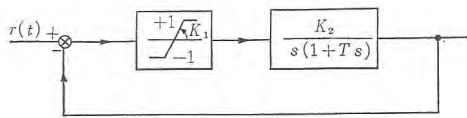
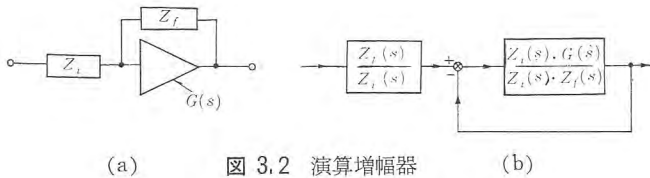


図 3.1 サーボ系



(a) 図 3.2 演算増幅器 (b)

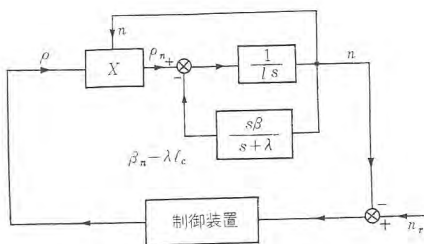


図 3.3 原子炉の制御系

<例 3> 原子炉の制御系, 遅発中性子の一群近似

原子炉の動特性を表わす式より, ブロック線図は, 図 3.3 のように, 表わされる.

$$\frac{dn}{dt} = \frac{\rho - \beta}{l} n + \lambda C$$

$$\frac{dC}{dt} = \beta n - \lambda C$$

n : 中性子密度

ρ : 制御棒によって加えられる反応度

C : 遅発中性子先行核の濃度

β, l, λ : 定数

ここで, n の変域は,

Power range 1~10⁻²

Start up range 10⁻²~10⁻⁵

ブロック線図より明らかなように, 原子炉の利得は n に比例する. そして n の変化範囲もきわめて大きい. したがって, 制御装置に特別な工夫を施さないかぎり, ルーゲインの変化が大きくなりすぎて制御できなくなる. 従来までの考え方では, $n \approx n_0$ として線形化して考え, 制御装置に $1/n_0$ なる要素を導入して, ルーゲインをほぼ一定に保つ方法が採られている. いずれにせよ, 閉ループ制御系では設計が困難な分野で, とくに Start up のときに問題が多い.

<例 4> 界磁による電動機速度制御

界磁制御の方程式は, つぎのとおり

$$E = R_i + K_v n \phi$$

$$J \frac{dn}{dt} = K_T \phi i - T_L$$

ここに

E : 電源電圧 i : 電流 R : 抵抗
 n : 回転数 ϕ : 界磁束 J : 慣性係数
 K_T : トルク係数 K_v : 電圧係数 T_L : 負荷トルク

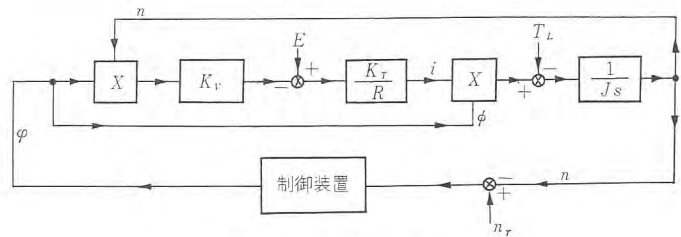


図 3.4 界磁制御

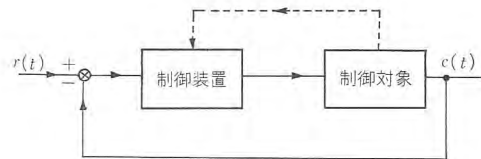


図 3.5 アダプティブ制御系

この系のブロック線図は図 3.4 のようになるが, 系は非線形で, ルーゲインは, n によって大幅にかわる. また Minor loop の利得は ϕ^2 に比例するので, n の変化幅 1~3 (すなわち ϕ も 1~3) につきほぼ 10 倍かわることになる. 現状では制御装置に非線形要素を入れ, 全体として線形となるようにしている.

以上の例で共通した問題点は ルーゲイン が大幅にかわることで, その原因は系自身が非線形であること, および使用条件がかわることである. そして解決法として採られている手段は

(1) ルーゲイン が大幅にかわっても支障がないように, 広い周波数領域について, 位相余裕を十分とっておく. (受動的解決法)

(2) ルーゲイン の変化を補償して一定に保つ. (能動的解決法)
 ここで (1) の程度なら, 現在の閉ループ制御系の理論の延長で何とか処理できるが, (2) となると新しい観点, アダプティブな観点が必要とされる.

このようなアダプティブ制御系の特長は, 図 3.5 のブロック線図に示すように, 制御対象より制御装置にいたる副ループが存在することである. すなわち, つぎのようになる.

閉ループ制御系 + 副ループ ⇒ アダプティブ制御系

4. アダプティブ制御系の定義

以上は筆者の経験を中心としたものであるが, 以下文献 (1) を中心にして, アメリカにおけるアダプティブ制御系の概略を紹介しよう.

自動制御系の理論は 1940 年代に十分消化され, Nyquist, Bode, Evans の方法は 1950 年代までには, 確立した技術となった. 1950 年代では新しい進展はあまりなく, 1940 年代の技術の普及と完成にとどまっております. 例外として サンプル値制御と非線形制御が話題となった. その後, 1956 年ころから少しずつ新しい制御の問題が脚光をあびるようになったが, その動きの原動力になったものは

(1) digital computer の導入

(2) 閉ループ制御系の考え方だけでは扱えない制御系の出現である. ここで, とくに (2) の問題の例は

(a) 2 周波数以上の共振系で, 周波数が変化する場合高度が

大幅に変化するときの航空機の縦振動など

- (b) 高次系 (30 階以上), 熱系など
- (c) 多数の入出力を有する系, プラントなど
- (d) 外部より制御しうるパラメータの数が少ないとき

などである。このようにしてアダプティブ制御系の実現に対する要請と, そのための手段がそろったのであった。

アダプティブ制御系の概念自身, 現状ではきわめてあいまいであって, 明確な定義を与えることはきわめて困難である。文献 (1) によればアダプティブ制御系とは, “アダプティブな観点より設計された制御系” である。アダプティブという装置があるのではなく, これは一つの観点, 一つの考え方を示すのにすぎない。たとえば“帰還”ということも, 帰還の道筋がなくても考え方の上で存在するのと同様である。

文献 (2) はアダプティブ制御系とは, つぎの 3 機能を有するものとして, より明確な定義を与えている。

(1) Identification problem

系の設計者は, index of performance (IP) をあらかじめ与える。IP の現在の値を測定する。たとえば, Process dynamics の測定など

(2) Decision problem

現在の IP を, その目標値 IP_r と比較し, どのように制御を行なうべきかを決定する。

(3) Modification problem

実際の制御が行なわれる。

これらの動作は図 4.1 のようになる。広義に解釈すれば, 検出・演算・操作に対応し, 従来の閉ループ制御系の考え方と同じである。ただ, このような副ループが従来の制御ループ (主ループ) の上加わる形となる点で, 大きな差ができる。

アダプティブ制御系の定義を上記のようにすると, 3 節に述べたような狭義のアダプティブ制御系 (パラメータアダプティブ制御系) の外に, 極値制御系 (Optimizing system) も包含されることになるが, これらの比較については後にゆずる。

5. アダプティブ制御系の例

アダプティブ制御系の例として文献 (1) には, つぎのようなものがあげられている。

(1) Optimizing control system

Draper, Li, ジェットエンジン 燃料費最小

(2) Adaptive control system (狭義)

制御対象の動特性を測定して, 制御装置の定数を変更

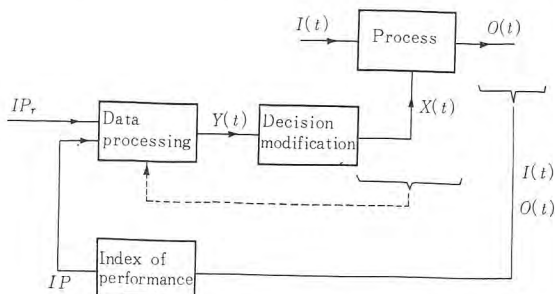


図 4.1 アダプティブ制御系

(3) Final-value-control system

航空機の着陸に際して, 接地点の位置とそのときの降下速度の制御

(4) Computer-controlled system

電力系統の制御などのように, 方程式をとき最適設定を行なうもの

なお Computer-controlled system は, computer を制御に用いている系を一般的にさすのであるから, アダプティブ制御系とは同義語ではない。

これらのうち, 制御対象の伝達関数を測定する形のアダプティブ制御系の典型的なものをつぎに示す。図 5.1 は MIT で開発された方式で, モデルの出力 $C_i(t)$ と対象の出力 $C(t)$ の差で, $G_c(s)$ のパラメータを制御するものである。IP は C そのものをとり, IP の目標値は C_i である。

図 5.2 は Sperry 社で開発された方式で, インパルス列 $P(t)$ を系に与え, 制御装置の出力 $m(t)$ を検出し, これを用いて, 可変利得要素の利得を変化するものである。

ここで図 5.1 をまとめれば図 5.3 のようになる。点線内の部分は一般に非線形であるから, 結局, アダプティブ制御系を設計するということは, 非線形制御系 (正確には intentionally nonlinear system) を設計することと等価である。図 5.2 についても同様であるが, 非線形制御装置内に signal $P(t)$ を発生する機構がある

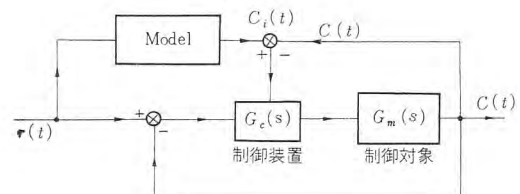


図 5.1 MIT 方式

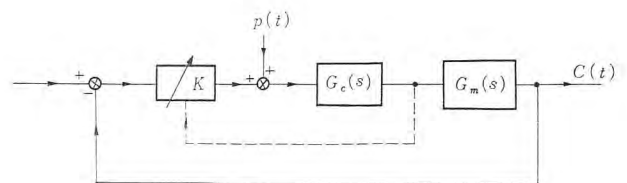


図 5.2 Sperry 方式

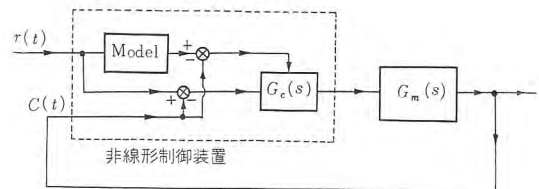


図 5.3 MIT 方式

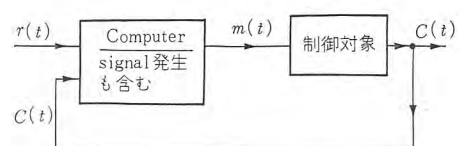


図 5.4 アダプティブ制御系

点が異なる。また非線形制御装置は、computer で置き換えられるから結局 図 5.4 のようになる。

このように computer を制御 ルー-の中に入れる方法について、一般的な設計原理があれば、アダプティブ 制御系という思想は不要なわけであるが、現状ではこれがないため、図 5.3, 5.4 を、いきなり考えるまえに、図 5.1 を考えるのである。

6. 極値制御系とアダプティブ制御系

アダプティブ 制御系と呼ばれるもののなかで、狭義の アダプティブ 制御系 (System-characteristic adaptive control system, パラメータアダプティブ 制御系) と極値制御系 (Extreme adaptive control system, Optimizing system) が最も重要と思われる。

前節までは前者に重点をおいて解説が試みられたが、以下これらと比較し、おのおのの問題点について考察を進めよう。まず、アダプティブ 制御系の動作を、数式で記述すればつぎのようになる。

$$O = F_1(I, A, X) \quad \text{System} \dots\dots\dots (6.1)$$

$$IP = F_2(I, O) \quad \text{Index of performance} \dots (6.2)$$

$$Y = F_3(IP, IP_r, I, A, X, O) \quad \text{Data Processing} \dots\dots (6.3)$$

$$X_F = F_4(X, Y) \quad \text{Decision, Modification} \dots (6.4)$$

ここに

IP : Index of performance

IP_r : IP の目標値

I : 入力 の ベクトル

O : 出力 の ベクトル

A : 系の定数の ベクトル

X : 操作量の ベクトル

Y : 補助変数の ベクトル

X_F : つぎの時点での操作量の ベクトル

式 (6.1) は制御対象の特性を示すもので、出力 O は外部信号または入力 I 、系の定数 A 、および操作量 X の関数であることを示す。式 (6.2) は一般に、 IP は入力 I 、出力 O の関数であることを示す。このような IP とその目標値 IP_r を比較すれば、何らかの操作 X_F が必要か否かなどはわかるが、現実には X のどの成分をどれだけ動かすべきかというような詳細な情報をうるためには、また何らかの形で データ 処理が必要となる。そして、その結果えられた補助的な変数が Y であって、この関係を式 (6.3) に示す。式 (6.4) は Y と現在の操作量いかんによって、つぎの操作量が与えられることを示す。これらは抽象的なものであるが、極値制御系、パラメータアダプティブ 制御系について、具体的な例を示す。

極値制御系

$$\begin{cases} O_1 = (x_1 + i_1)^2 + (x_2 + i_2)^2 \\ IP = O_1 \\ IP_r = O \\ Y = (y_1, y_2) = \left(\frac{\partial IP}{\partial x_1}, \frac{\partial IP}{\partial x_2} \right) \\ X_F = (x_{1F}, x_{2F}) = (x_1 - h y_1, x_2 - h y_2) \end{cases} \dots\dots\dots (6.5)$$

パラメータアダプティブ 制御系

$$\begin{cases} O_1 = (a_1 x_1) i_1 + (a_2 x_2) i_2 \\ IP = O_1 \end{cases}$$

$$\begin{cases} IP_r = O_r = K_1 i_1 + K_2 i_2 \\ Y = (y_1, y_2, y_3, y_4) = (a_1, a_2, K_1, K_2) \\ X_F = (x_{1F}, x_{2F}) = (K_1 a_1, K_2 a_2) \end{cases} \dots\dots\dots (6.6)$$

このように、この二つの制御系では、System の方程式が具体的な形では全然異なったものになり、その結果 IP は同じ形であるが、補助変数がまったく違うことに注意せねばならない。その意味で、極値制御系とパラメータアダプティブ 制御系は異種のものといえる。

極値制御系を特長づけるものは、補助変数が $\partial IP / \partial x_1$ などの偏微係数であることである。そのため、一つの定常状態のままで計測ないし データ 処理が困難で、系への何らかの刺激が必要になってくる。その与え方によって、ほぼつぎのように分かれる⁽⁶⁾。

(1) 探索信号法

x_1 などに、微小正弦波信号を重畳させ、出力からその成分を復調器を通して抽出し、 $\partial IP / \partial x_1$ などを求める。したがって連続的に偏微係数が求められる。

(2) 試行法

x_1 などを順次微小量変化させ、出力の変化より $\partial IP / \partial x_1$ などを求める。したがって偏微係数は一定周期で、離散的に求められる。

一方、パラメータアダプティブ 制御系を特長づけるものは、補助変数が制御対象の係数であることである。すなわち、伝達関数を何らかの方法で測定、あるいは認識しなければならない。伝達関数の認識の方法を分類すれば、つぎのようになる⁽²⁾。

(1) 完全な認識: 伝達関数を全部認識する

- (a) 予備知識なし
- (b) 予備知識あり

(2) 部分的認識: 伝達関数の重要な部分のみ認識する。このときは当然予備知識がある。

- (a) パルス伝達関数を仮定して、係数を決定
- (b) 二次系として仮定して、 ζ , ω_n を検出
- (c) 過渡応答の特別な尺度を用いる。

7. 制御の協調の問題

前述のようにより高次の制御動作が、自動制御系に求められてくると、必然的に制御系が大きくなる。そして大きな制御系が、全体として有機的な働きをするためには、各部の協調が問題になってくる。たとえば、非常に高性能の モータ を出力装置に用いた結果、応答は改善されたが、歯車や軸の機械的強度がもたなくなったり、デジタル 検出器を用いた結果精度は上がったが、応答速度が下がってしまったなどの例がある。

過去においても、たとえば電力系統で絶縁協調の問題があった。落雷によって送電線の ガイシ が、しばしばセン 絡するので、その絶縁強度を増すと、その結果変電所の シャ 断器などの機器が故障し、さらにそれらの絶縁強度を増すと、変圧器が絶縁破壊することになる。結局供給信頼度をそこなわないで、最も経済的に落雷の事故を防ぐには、むしろ ガイシ を セン 絡させて事故回線の シャ 断、再投入を行なった方がよい。同様の考え方は自動制御系の構成においてもあてはまる。

ここで制御の協調を考える場合に具体的には、たとえばつぎの点を考慮しなければならない。

(1) 機器の問題

- (a) 飽和または機器の容量
- (b) 精度
- (c) 周波数帯域

(2) 制御系の方式

アナログ系とデジタル系をいかに組合わせるか

(3) 制御系の種類

開ループ、閉ループ、アダプティブ制御系をいかに組合わせるか

そして制御系全体として

- (1) 仕様を満足する範囲にある
- (2) 信頼度が高い
- (3) 経済性のよい

ものが、協調のとれた制御系ということになる。

図 7.1 は直流電動機速度制御の例である。(a) は閉ループ制御系の考え方の上に立つもの、(b) は制御の協調を考えた場合である。電動機 M の回転数を n_r に保ちたいとき、当然、M から逆起電力に打ち勝つだけ、発電機 G の電圧を上げねばならない。(a) ではそのための励磁電流を全部、磁気増幅器 MA から供給しているので、MA の容量は、かなり大きくなければならない。一方、(b) では励磁電流のかんりの部分を、 n_r で直接制御されている電源から供給しているから、MA は、残りの部分のみを補償すればよく、容量はかなり小さくてよい。その結果、制御装置が故障した場合、(a) では G の電圧がゼロになって、過大な逆電流を生じ停止するが、(b) では n_r で直接制御されている励磁電流はそのまま残るから、精度は悪くなるが運転にはさしつかえない。

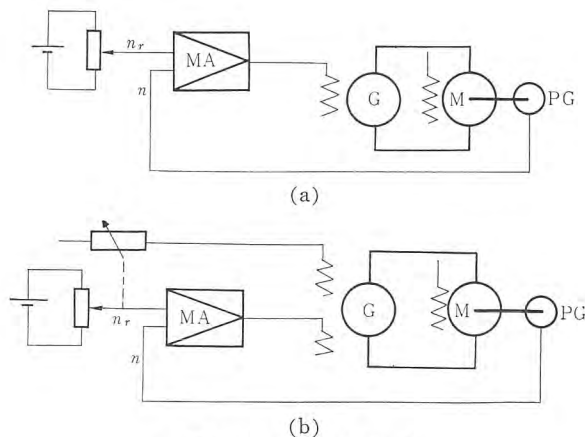


図 7.1 速度制御系

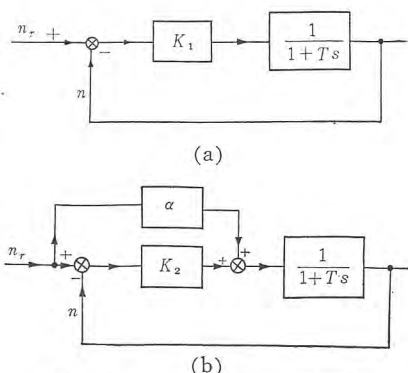


図 7.2 速度制御系ブロック線図

かえない。

これをブロック線図にかけば図 7.2 のようになる⁽⁴⁾。定常偏差 ε は、それぞれ $n_r/(1+K_1)$ 、 $(1-\alpha)n_r/(1+K_2)$ であるから、同じ偏差を与えるには、

$$K_2 = (1-\alpha)K_1 \dots\dots\dots(7.1)$$

すなわち、(b) のほうが制御装置の利得が低い、したがって安定度のよい制御装置で、しかも (a) と同等の質の制御を行なうことができる。

このような原理は非常に古くから知られていたもので、さらに一般化したものは図 7.3 のようになる⁽⁵⁾。すなわち制御対象は目標値 $r(t)$ 、負荷 $d(t)$ によって発生する、 $G_a(s)$ の出力信号によって開ループ的に制御され、 $G_c(s)$ の出力 $c(t)$ は、ほぼ目標値に近い値を保つ。しかし多少の偏差は残るので、これを検出して制御装置 $G_c(s)$ により、閉ループ的な制御を加えるのである。この方式は、対象 $G_m(s)$ がゼロ形（定位性のもの）に、きわめて有効で、ミルモータの制御・発電機の周波数制御⁽⁷⁾などに应用されている。

図 7.4 は、風洞速度制御系で、アナログ形、デジタル形の 2 系統の速度検出系の協調を取ることにによって、全体として信頼度、精度の向上をはかったものである。すなわちアナログ系統には不感域、低い利得、高い飽和レベルをもたせ、デジタル系統には高い利得と、低い飽和レベルをもたせる。アナログ系統の出力はドリフトの誤差で移動し、時には不感域をこえて誤った偏差信号を発生することもあるが、デジタル系統よりの信号が優勢に働いてこれを補償してしまうので、結局、デジタル系統のみのような制御が行なわれる。一方、デジタル系統が故障のときは、飽和レベルまでの信号はでるが、それが割合低い値に押えられているので、アナログ信号によって補償される。多少偏差はふえるが、アナログ系統ではほぼ制御を行なうことが可能である。その結果、全体としてはアナログ形の信頼度で、デジタル形の精度が実現されることになる。

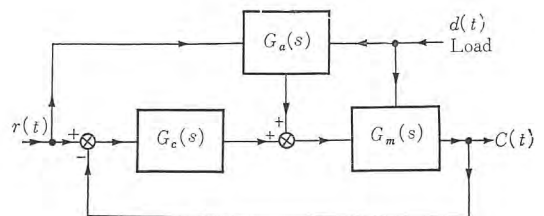


図 7.3 開、閉ループ制御系

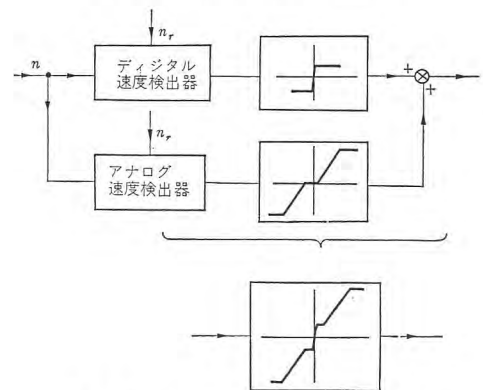


図 7.4 デジタル・アナログ速度検出系

以上の例から、制御の協調の原理として、

(1) 精度は低いが、信頼度の高い機器ほど、飽和レベルを高く周波数帯域を広くする。

(2) まず開ループで制御して、不満足なら閉ループ制御を付加し、それでもだめならばアダプティブ制御を考える。

ということがいえよう。

つぎに、アナログ系とデジタル系の組合わせについて考えてみよう。各種の制御動作とそれに適する方式はつぎのようになる。

積分 速いもの : A

おそいもの : D

加減算 速いもの : A

精度を要するもの : D

乗算 : DA 混合, D, A

記憶 : D

論理 : D, DA 混合⁽⁸⁾

したがって系の構成にあたって、これらの特長を十分生かして使うのが得策であろう。たとえば PID 制御を付ける場合、PD をアナログ系にもたせ、I をデジタル系で行なうなどである。I 制御のみならばデジタル系のサンプル周期 T を、かなり大きくとってもよく、したがって1台のデジタル計算機で、多数の機器を多重制御でき、経済性がよく信頼度の高い系が実現できる。

一般に、デジタル系とアナログ系を組合わせる場合、デジタル系のサンプル周期 T の選択がきわめて重要になる。サンプル・ホールド回路は、 $T/2$ のムダ時間と等価であるため、 T を大にしすぎると閉ループで不安定になりやすい。一方、 T を小にしすぎると、デジタル計算機の計算回数がふえ、信頼度が落ち経済性が悪くなる。一般にケタ数に限度があるので、丸め誤差の影響で、全然計算が不能になる。したがって T の選択の原理として、

(1) 短いサンプル周期が要求される制御ループ(比例、微分など)は、なるべくアナログ系にする。

(2) そのうち、安定度に余裕をもたせた上で、なるべく長いサンプル周期を選ぶ。

ということが出来る。

8. むすび

以上、新しい自動制御の動向について、系の構成法の観点から略述したが、主要な点をまとめればつぎのようになる。

(1) 自動制御系には開ループ、閉ループ、アダプティブ制御系がある。アダプティブ制御系は、閉ループで制御困難な系の設計の要請から必然的に生まれた。

(2) アダプティブ制御系は一つの思想であって、現在行きづまっている、非線形制御系の設計の問題の解決に、方向を与えるものと思われる。

(3) 極値制御系とパラメータアダプティブ制御系の差異を明らかにした。

(4) 制御系が高級になればなるほど、制御の協調が重要となる。協調のとれた制御系の実現の原理を略記した。

新しい自動制御の動向を装置の面から見れば、デジタル計算機の応用面の拡大ということに集約できよう。しかし、そのためには系の構成法に関して、一つの明確な方針がなければ十分な効果は期待できない。この解説が、制御系設計者各位の考え方および方針を作るのに、いくらかでも役立てば幸いと思う。

(昭 37-9-3 受付)

参考文献

- (1) Mishkin, Braun: Adaptive Control Systems, Chapt 1, Book, McGraw-Hill (1961).
- (2) Gibson, J. E.: Adaptive and Learning Automatic Control Systems, アメリカ自動制御視察団講演会, 日本自動協会 (昭 36-5).
抄訳: 自動制御 8, 5, 328-329 (昭 36-10).
- (3) Chang, S. S. L.: Synthesis of Optimal Control System, Preface, Book, McGraw-Hill (1961).
- (4) Chestnut, Mayer: Servomechanisms and Regulating System Design, II, 41, Book, John Wiley & Sons, (1955).
- (5) Moor, J. R.: Combination Open-Cycle, Closed-Cycle Control Systems, Proc. IRE, 39, 1421-1432 (Nov., 1951).
- (6) 福永: 最適化制御における探索信号法と試行法の比較 計測自動制御学会, 第一回学術講演会, 124, (昭 32-10).
- (7) 大電力系統用原動機の電気式调速装置, 特許公報, 昭 37-9618 (東芝特許, 出願中).
- (8) 真鍋: 論理と非線形の統一的表示, 研究報告 995 (昭 36-7).

連続ダイジェスタの自動制御

R. F. Boozer; E. C. Fox: Automatic Control of Continuous digesters, (Westinghouse Engineer, Vol. 23, No. 3, May, 1962, pp. 82—86)

現在あらゆる産業において、プロセスに計算機が導入されているが、この報告は製紙工業のパルピング工程のダイジェスタにプロセス計算機を導入して最適運転を行なおうと試みて、そのシステム・スタディを行なった結果である。

製紙工業の連続ダイジェスタはパルピングを行なう一連の装置であるが、このパルピングはそれ以後に続く、汜過、漂白、リファイニング、抄紙などに大きく影響するのでその制御は重要なものである。その特性は数個の変数をもつダイナミック特性であるから、いったん定常値からずれると最適プロセスに戻すことはほとんど不可能に近い。また真の意味の定常状態も、制御できない変数や生産比やパルプの質の変化によりほとんど存在しない。システムを解析するため得られた情報はそれらプロセス変数間に相関があるかどうか、またあれば線形か非線形かなどを統計的に調べる。相関が確立されると、独立入力と従属出力の間の伝達関数を決める。最初のうちはこれはあらい近似であるが、実際の運転データなどからさらに詳しいものとする。このようにして作られた伝達関数はプロセスの水力学的、熱力学的、化学的の三つの特性をもっている。たと

えば、化学的伝達関数を模擬しているモデルにおいては、出力のパルプの品質(Kナンバ)にもっとも影響を与える変数は活性アルカリと木材(AAW)比、Slifidity, cooking zoneの温度(TCZ)およびその持続時間(RCZ)であることが実験によりわかった。これらの関係は図1に示されている。また図2は補償のない制御系においてチップ比が100%から80%に変化したときの応答を示したものである。これによると、RCZが上昇し、それによりKナンバが減少しているがこのときKナンバを元に戻すにはAAWか、TCZか、または両方を変化してやらねばならない。けれどもそのときはすでにcooking zoneにあるので、AAWとTCZを変化しても新しい持続時間の補償はできない。

これを可能ならしめるように試みたのが以下に述べる予測制御である。計算機プログラムは模擬されたプロセスを四つのモードに分けて書かれている。つまり図3に示すようにオープンループ運転、生産比変化を考慮しない手動運転、考慮した手動運転、W社の予測制御である。

前もってチップ比の変化がわかれば、モデルを使い各変数の変化の大きさ、つまりAAW比とTOH(熱交換器の温度)との変化に対する定常値が計算できるからKナンバを一定に保つためそれを補償するように制御する。このとき一方だけで十分ならばTOHだけで行なわれる。不十分ならばTOHをその限界まで動かして、さらにAAW比の変化を傾斜的に行なう。このように予測制御をもったシステムの応答が図4に示されている。

このように制御およびプロセスのシミュレーションを行なうことによりダイジェスタも他の連続プロセスのように予測制御を行なうことによりその性能が一段と上昇すると結んでいる。

(研究所 外山守城訳)

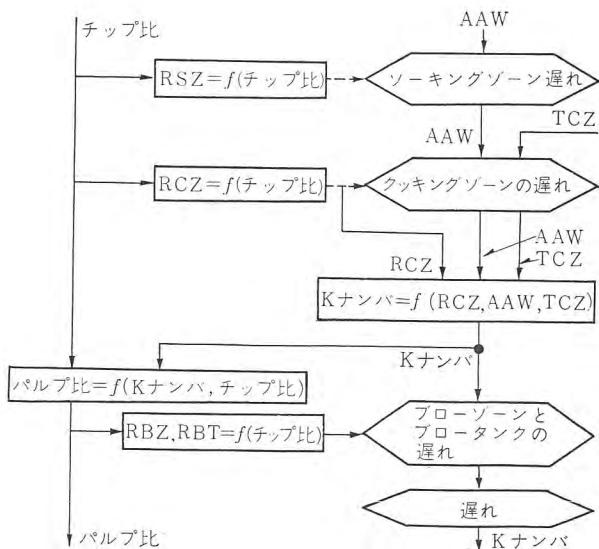


図1 連続ダイジェクション・プロセスの数学的モデル

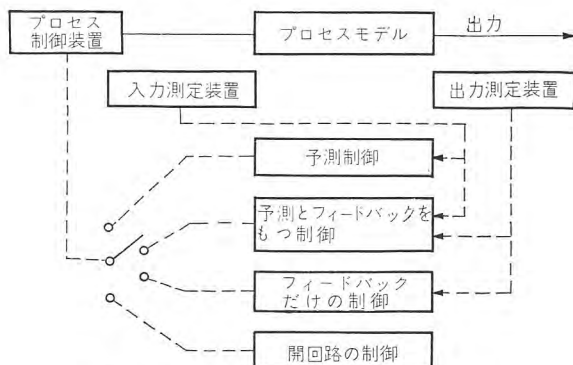


図3 プロセスを制御している四つのモード

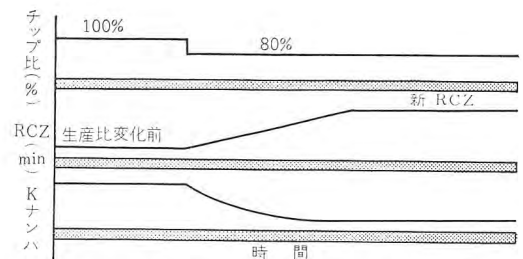


図2 補償なしの制御のときチップ比を100%から80%にステップ状に変化したときの応答特性

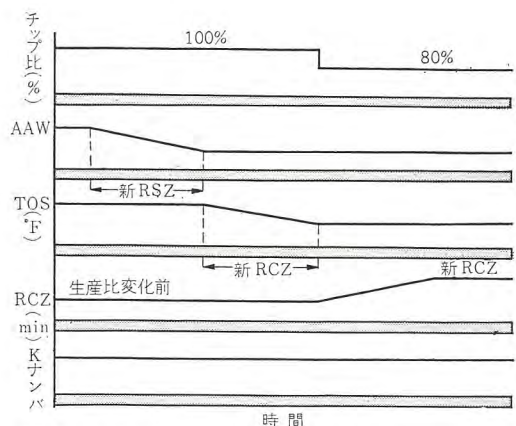


図4 予測制御を行なったときの各変数の応答特性

■ マイクロ波用気球アンテナ試作品遂に完成

かねてから開発中であった当社の気球 アンテナ（米国では Paraballoon Antenna と呼ばれている）が完成した。

これは研究所、相模製作所、無線機製作所共同のもとに完成をみたもので業界に大きな反響を呼ぶものとして期待されている。

気球 アンテナ の特性

- | | |
|-------------|-----------------------------|
| 1. 周波数範囲 | 6,500~6,900 Mc |
| 2. 利 得 | 38 dB |
| 3. 半値幅 | $1.6^{\circ} \pm 3^{\circ}$ |
| 4. サイドローレベル | -23 dB 以下 |
| 5. 電圧定在波比 | 1.2 以下 |
| 6. 有効径 | 1.7 mφ |

特 長

- 可搬性にすぐれている

軽量である	約 60 kg
組立が容易	組立時間 15 分以下
折りたたみばきわめて小さい容積になる	
- 電気性能は金属製のものと同等である



気球 アンテナ 正面

■ 東北電力蓬萊発電所納め 70-Y-250 形空気シャ断器完成

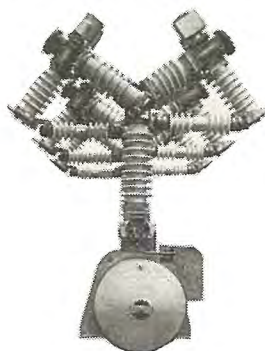
当社では昭和 31 年、関西電力小曾根変電所において実施された 70 kV 級 シャ断器の現場試験で良好な成績を収めて、内部断路形空気 シャ断器の改良研究を続けた結果、昭和 36 年には 84 kV、および 168 kV 空気 シャ断器の最終的な試作試験が完了し、本年度よりその生産に着手した。今回その 1 号機が完成し東北電力蓬萊発電所に納入した。

主要な定格は下記のとおりである。

定格電圧 84 kV、定格電流 800 A、定格 シャ断容量 2,500 MVA

（ただし、定格電圧 72 kV においても保証）、開極時間 0.07 秒 投入時間 0.11 秒、定格 シャ断時間 5 サイクル、操作気圧 15 kg/cm²-g.

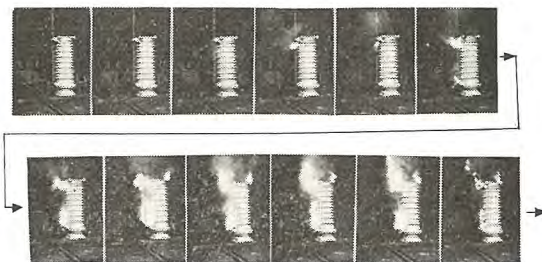
高圧空気中で開離し、断路を行なう内部断路器を有しているため、シャ断部には約 1 kΩ の並列抵抗が使用され、クロメートル故障や、局所電力の シャ断のような高い再起電圧上昇率の回路においても、良好な電圧分布とシャ断性能が保証されるほか、励磁電流 シャ断時の過電圧発生がいちじるしく低いなどの特色を有している。



東北電力蓬萊発電所納め 84 kV
2,500 MVA、800 A 空気 シャ断器

■ SSV 形避雷器 300~42,000 A 防爆試験成功

当社 SSV 形 オートパルプ 避雷器は内部要素を三円柱に分割並置し、直列に接続して超高压まで自立形とした永久磁石消弧式高性能避雷器で、すでに関西電力、電源開発の形式試験を完了し各地に納入され好評を博しているが、このほど東京電力五井火力向けとして超高压の形状での汚損動作責務試験や 300 A から 42,000 A に及ぶ短絡電流範囲の防爆試験を行ない良好な成績を収めた。写真は 300 A、5 秒の流通試験におけるガス噴出状況を 1 秒 4 コマで撮影したものである。



■ 避雷器放電度数計

避雷器の動作を、放電電流の大小、波形のいかんにかかわらず確実に表示する装置は、避雷器保守上きわめて有益な役目を果すものであり、当社では従来とはまったく異なった新しいアイデアにもとづく、AI-E 形動作表示器と VI-E 形動作検出器とからなる動作表示装置を製作し好評を博しているが、今回この表示装置の姉



避雷器放電度数計

妹品として、同じ原理にもとづく AI-F 形避雷器放電度数計を完成した。この放電度数計は、3 点 ギャップ、分路抵抗、度数計、コンデンサ、積層乾電池を半密封構造の鉄箱内に入れたもので避雷器の下部に設置し、接地回路中にそう入して、避雷器の放電回数を鉄箱側面の窓から読みとれるようにしている。動作原理は、積層乾電池によって度数計を通して充電されているコンデンサが、避雷器の放電によって生じる 3 点 ギャップ 部のアークで短絡され、それが再充電されるときに充電電流で度数計が動作するようになっていく。また、簡単に内部および動作の点検ができ、3 点 ギャップ の状況から避雷器 ギャップ の損傷程度を知ることでもある。

AI-E 形動作表示器は、VI-E 形検出器と組合せて用いられ回数記録だけでなく表示灯で表示を行ない警報回路を付属させることもできるので、配電盤などに取付けられるものであるが、警報が不要の場合は今回開発した放電度数計を用いるほうが経済的であり、避雷器各相の放電回数を計数する場合にも便利である。

■ ハートレートメータ（心ばく数計）

当社は、さきに医学用 テレメータを開発し、スポーツ選手、激動中の労働者などの心電図（または脳波）を、遠隔記録することに成功し、現在各所で活躍中であるが、心電図のほかに脈はく数の刻々の変化および長時間の積算値を計測したいという要求を満たすために、この装置を開発した。

この装置の特長は、心電図のほかに、筋電図などのノイズが混入した場合でも、ノイズをおさえる回路をもっているのも、その影響をうけることはほとんどないことである。したがって、医学用 テレメータと組合せて、スポーツ選手の効果的トレーニングに、また労働医学の研究、健康管理に、その他各方面の用途が期待される。なお被測定者の行動範囲が、きわめて狭い場合、または被測定者が静止している場合（病人など）には、この装置だけでも計測できると同時に、レコーダを接続すれば、心電図の記録もでき



ハートレートメータ 外観

る。この装置の仕様の概略はつぎのとおりである。

- 表示値 1. 脈はく数/分の瞬時値（指針によりアナログ表示）
2. 1 秒～60 分の積算値（カウンタによりデジタル表示）

- 計測範囲 1. 瞬時値 50～300 回/分
2. 積算値 1～9,999 回/設定時間

- 所要電力 交流 100 V 50 または 60 c/s
電力 120 W

■ 多点デジタル指示装置など受注

四国電力新徳島火力発電所用として、送電線、母線、所内、など各部の電力、無効電力、電圧、電流、計 100 点までを押しボタンによって任意に呼出し、デジタル表示することのできる多点デジタル指示装置 1 式を受注した。この装置は全トランジスタ化された AD 変換器 AD-501D を中心に構成されていて、中央制御盤には、選択呼出し用押しボタンとデジタル表示器だけを設ければよいので、従来の多数の指示計を盤面に配列するのに比べれば、その所要盤面積はいちじるしく縮小が可能であり、また指示は数字で得られるから、よみとりの誤りのおそれもなく、巡回によって計器を一つ一つみてまわる必要もなくなり、1 個所で押しボタンを次々に操作して全データをよみとることができ、運転員にとってはきわめて便利な装置である。

また多点デジタル指示装置と共に、このプラントの発電効率を指示記録する発電効率計 1 式も受注し、目下製作中である。この発電効率計はプラントへの入力（燃料）とプラント出力（発電電力）とからアナログおよびデジタルの両技術をたくみに活用して高い精度で効率を算出し指示記録するもので、効率の変化がすみやかにわかるからプラント効率のモニタの役割をはたし、効率低下の場合にも異常個所の発見を可能にし、また運転条件を変更して効率への影響を直ちに知ることができるので、プラントを常に最高の効率で運転することを可能にする。

この装置はまったく新しい構想のもとに設計されたもので、装置自体はきわめて簡易なものであるが、とくに誤差の問題については十分な考慮をはらい、測定精度の向上をはかっている。

これら両装置とも明春早々には完成し、納入される予定であり、火力プラントの最適自動運転方式確立のための一手段として、その成果が大いに期待されている。

■ 国鉄信越線用 EF63 形直流電気機関車受注

国鉄信越線の難所である急こう配区間（66.7%，横川～軽井沢間）は老朽化したので新線への取換えを機会に従来のラック軌条（2 本の走行レール間にラックを設けて機関車側の電動歯車とかみ合わせるによりスベリを防ぐようにした方式、アプト式と称していた。）を廃止し、同じく 66.7% の急こう配ながら進歩した新設計の電開を投入し、そのままで粘着運転を行なうことにより近代化するという根本方針が決定され、新線工事が現在着々と進められており、昭和 38 年 6 月ごろから新線の開業が予定されてい

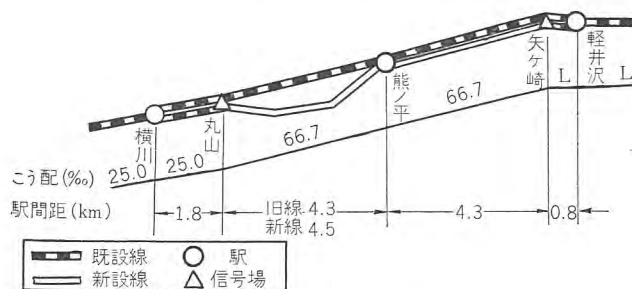
る。この急こう配区間の粘着運転は信越全線を通し運転する本務機 (EF62 形) に横川-軽井沢間の急こう配区間専用の補機 (EF63 形) が付けられて重連総括運転によって行なわれるが、当社はそのうちの EF63 形直流電気機関車 7 両を受注した。その特長および要目はつぎのとおりである。

特 長

1. 引張装置として逆ハ リック と引張 バリ を用いた台車構造を採用し、車輪空転の原因となる軸重移動を最小におさえている。
2. 電磁吸着 ブレーキ を備え、必要な時粘着力の付加が行なえる。
3. 空転した場合、再粘着を強制ないし促進するため発電 ブレーキ 時には界磁分路制御を、力行時には電機子分路制御を行なうようになっている。
4. 速度検出用遊軸を設け、これに交流発電機を取付け、その出力の一部を過速度検出装置に供給して、下降時正確な制限速度を保つのに利用すると共に、補償器を通じて速度計を動作させるようにしている。
5. 通話装置により本務機 (EF62 形) と連絡をとりながら重連総括運転ができ、またこの通話装置により機関車と基地間の通話ができるようになっている。
6. こう配上での長時間停留の時は、転動防止用 ブレーキ として、各台車ごとに設けた空気式 ロックシリンダ を運転台に設けた停止操作弁により操作するようになっている。

要 目

用 途	客貨両用
電気方式	直流 1,500 V
運転整備重量	108 t
軸 配 置	B ₀ -B ₀ -B ₀
形 式	箱形両運転台
車体長さ	17,000 mm
車 体 幅	2,800 mm
車体高さ	4,100 mm
車 輪 径	1,120 mm
1 時間定格出力	2,550 kW
1 時間定格速度	40.5 km/h
1 時間定格引張り	22,600 kg
制御方式	重連、ワタリ 3 段直並列組合せ、弱め界磁軸重移動補償、パーニア 制御
ブレーキ方式	EF14AS 形空気ブレーキ、発電ブレーキ、電磁吸着ブレーキ、非常停留装置、ネジ手ブレーキ



横川-軽井沢間新線計画略図

■ 近鉄新車用電機品受注

近畿日本鉄道では輸送力増強のため、大阪線特急車用および南大阪線通勤車用として合計 34 両 (うち電動車 24 両) の車両を新造されることとなった。このうち当社が受注したおもな電機品は次のとおりである。

ビスタ・カー	主電動機、駆動装置、制御装置、空制装置、各 2 編成分
エース・カー	主電動機、駆動装置、制御装置、空制装置、各 6 編成分
ラビット・カー	主電動機、駆動装置、制御装置、空制装置、集電装置、各 4 両分
新ラビット・カー	主電動機、駆動装置、空制装置、集電装置、各 2 編成分

ビスタ・カー は大阪・名古屋間の特急車として現在使用されているものとはほぼ同一仕様である。ビスタ・カー が観光的な性格を多く持つのに対して、エース・カー は大阪・名古屋、大阪・宇治山田間を走る ビジネス 的色彩の強い特急車であって、MMT あるいは MMTT の編成で高速度運転できるように、主電動機は 145 kW と私鉄電車用としては最大の容量を有し、これに伴って制御装置も従来の ビスタ・カー 用をさらに大容量化したものとなる。

ラビット・カー は南大阪線用として、当社がすでに数度にわたって電機品を納入した車両の各停車としての優秀な性能が認められて、再び同一仕様の電動車 4 両の電機品を製作することとなった。このほかに新しく計画されたラビット・カー は MMT あるいは TMMT の編成で高加減速度を確保できるように、主電動機は 135 kW と狭軌の WN 駆動では最大の容量を有している。この新ラビット・カー は従来の ラビット・カー と併結運転ができるように計画されている。

■ 阪神電鉄急行車用制御装置受注

このたび、阪神電鉄急行車用制御装置 10 編成分を受注した。この基本編成は McT 車で急行車用として的高速性能を有するもので、直流変流器ならびに磁気増幅器による完全無接点回路により制御されるコンパクトなパッケージ形である。なお架線電圧が 600 V から 1,500 V に昇圧されるときは短時間に切換えるよう考慮されている。

おもな性能要目はつぎのとおりである。

Mc 車	自重 35 t	定員 140 人
T 車	自重 25 t	定員 140 人
加速度	2 km/h/s	
制御容量	110 kW 主電動機 4 台	
形 名	ABF-114-6MA 形	
形 式	電動カム軸式 (パイロットモータ 完全無接点制御)	
	直列	9 ステップ
	並列	7 ステップ
	弱め界磁	5 ステップ



自 励 式 同 期 機 の 励 磁 装 置

発明者 甲 斐 高

この発明は電圧の確立が容易で、しかも安定した端子電圧が得られる同期機の励磁装置に関するものである。すなわち、図1に示すように同期機(1)の出力回路に設けた変流器(2)により得た負荷に関する電流と、リアクタンス体(3)により得た負荷に無関係な電流とを合成し、整流器(4)を経て同期機界磁巻線に給電する。上記リアクタンス体(3)は蓄電器(5)と可飽和リアクトル(6)とから成り、並列共振点を同期機の定格周波数より下に設定され容量性リアクタンスに構成される。

図2は縦軸に同期機端子電圧(E)、横軸に励磁電流(I_f)をとり、同期機の無負荷特性ならびに上記リアクタンス体のインピーダンス特性を示す。同期機の無負荷特性は鉄心ヒステシスのため曲線(A_1)、(A_2)のように環状となり、一方リアクタンス体は容量性となすことにより曲線(B)に示すように(P)点の上方で誘導性、下方で容量性となる。

したがって曲線(A_1)、(A_2)と曲線(B)とは互いに逆向きの傾斜方向をもって交差し、端子電圧が図示鎖線のように変動した場合に励磁電流の変化が大となって電圧変動を十分に抑制する。また初期励磁の際の曲線(A_1)と曲線(B)との間の幅が広がるので電圧確立が容易で、初期励磁に補助励磁手段を

別設する必要がない利点を有する。図中点線は容量性リアクタンス体を持たない従来の励磁装置のインピーダンス特性を示す。

(特許第291426号)(山田記)

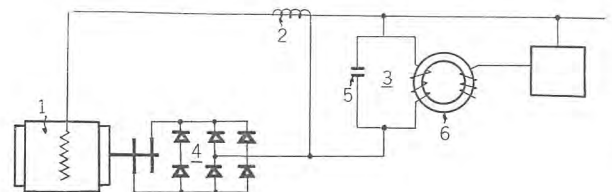


図 1

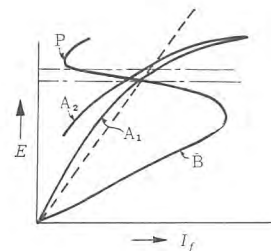


図 2

冷 蔵 庫 の ト ビ ラ 開 閉 装 置

発明者 加 藤 庸 夫・柳下 儀 兵 衛

この発明は、冷蔵庫用トビラの開閉装置に関するもので、図1に示すように、筐体(1)またはトビラ(2)のいずれか一方に永久磁石(3)を、また他方に上記永久磁石(3)に対応する電磁石(4)をそれぞれ配置し、押しボタンスイッチ(7)による上記電磁石(4)の付勢いかんにより、上記トビラ(3)を開放または閉合させる型のものにおいて、上記電磁石(4)の付勢回路の開閉を筐体外部から脱されるキー(8)により行なわせることを特長とするもので、従来の操作ハンドル、ならびにこの操作ハンドルに

よって作動される構造複雑な錠止機構を使用したものと比較して、トビラの構成を容易にし、かつ不時にトビラが開かれることを防止しようとするものである。

なお、図2は、図1のものにさらにブザー(12)、およびこのブザー用の常閉接点(13)を設け、かつキー(8)の導電部(11)の先端に非導電体の部分(14)を付加することにより、キー(8)がそう入されていない時にトビラ開放用の上記押しボタンスイッチ(7)が押圧されると、ブザー(12)が鳴るようにも簡単に構成し得られることを示し、また図3は、図2

のものにさらにトビラスイッチ(15)を付加し、このトビラスイッチ(15)をたとえばトビラのチョウツガイ側に装着してトビラの開放時に閉合するようにしておけば、トビラ(2)がキー(8)によらないで無理に開かれると、上記スイッチ(15)が閉合してブザー(12)が鳴り、急を知らせるようにすることも容易に実施できることを示すものである。

(特許第287860号)(土居記)

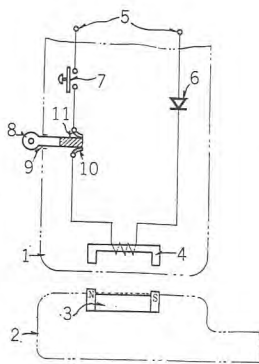


図 1

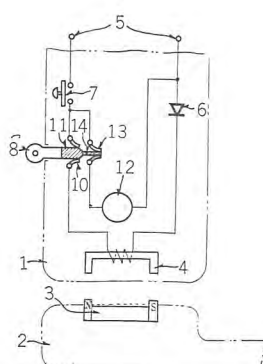


図 2

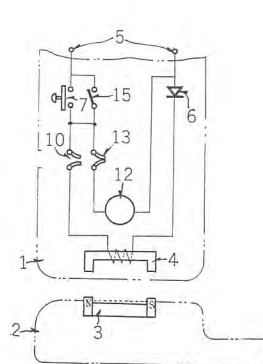


図 3

最近における社外講演一覧

年月日	主催または開催場所	演 題	講 演 者	所属場所	年月日	主催または開催場所	演 題	講 演 者	所属場所
37-5-26	非破壊検査第4分科会	ホーンフレクタアンテナ前面板の応力	村山 邦彦 土方 明彦	研究所	37-7-25	東北電力青森支店	商店照明と商店街の照明	小堀富次雄	本 社
37-5-26	東京産経会館	プレス作業技術と型設計	服部 大勝	名古屋	37-7-26		旅館と観光照明	小堀富次雄	本 社
37-5-29	電気学会	Ag-W 接点の消耗移転	政本 淑八	研究所	37-7-27	国鉄浜松工場	ED30 形交流電気機関車説明会	中 川 敏	伊 丹
37-5-29	電気学会	W 接点の消耗移転	森田 義男	研究所	37-7-28	機械学会	回転円板の繰返し回転停止の強度	森 原 智	研究所
37-6-4~5	生産性九州地方本部	九州現場監督講座災害防止と安全衛生	福田 孟芳	福岡	37-7-31	中国電力	HK 形デマンドメータ AG 形季節別時間帯別料金測定装置技術説明会	武田 克己	福 山
37-6-5	早稲田大学	エンジニアリングエコノミ	高田 真蔵	本 社	37-8-3	生産性本部主催講演会	投資効果の予測的検討	高田 真蔵	本 社
37-6-6	規格協会大阪支部	抜取検査, 検査, 品質設計	吉川 洗	本 社	37-8-6~7	規格協会福岡支部	管理者のための QC コース	前田 幸夫	本 社
37-6-12	東京 IE 協会	メソッドエンジニアリング	吉川 洗	本 社	37-8-6~9	名古屋, 仙台	AG 形季節別時間帯別料金測定装置技術説明会	武田 克己	福 山
37-6-14	日本生産性本部 IE 基礎研究会	方法研究	奈川 敏雄	本 社	37-8-7	企業研究会	管理会計とエンジニアリングエコノミ	高田 真蔵	本 社
37-6-18	原子力学会関西支部	三菱研究用原子炉の概要	岸田 公治	伊 丹	37-8-10	溶接学会	アルミニウム薄板の溶接	中根 守久	伊 丹
37-6-18	9th National Vacuum Symposium	Behavior of Residual Oil Vapor and Back Diffusion of Diffusion Pumps	藤 永 敦 花 坂 孝 鳥 取 浩	研究所	37-8-10	溶接学会	炭素ガスアーク溶接における溶滴移行現象について	山本 利雄	研究所
37-6-19	原子力技術研究発表会	東工大核分裂実験装置設計製作上の問題点	岸田 公治	伊 丹	37-8-20	近畿地区電気教育研究会	半導体材料	杉岡 八十一	研究所
37-6-19	原子力技術研究発表会	臨界実験装置等に使用する急速ダンパバルブ	阿部 康宏	伊 丹	37-8-20	近畿地区電気教育研究会	半導体物性	浅川 俊文	研究所
37-6-19	原子力技術研究発表会	加速スクラム制御棒駆動装置	渡辺 聡	伊 丹	37-8-21	生産性関西地方本部	“生産管理と包装” “予算と包装”	堀 直 昌	本 社
37-6-21	9th National Vacuum Symposium	Several Problems in Metal High Vacuum System and the Background of High Vacuum Mass Spectrometer	後藤 正之	研究所	37-8-22	中部電力本社	MZ 形 R.W.H.M. および HK 形デマンドメータ	林 正之	福 山
37-6-25	IE 協会主催	プラントレイアウト	高田 真蔵	本 社	37-8-23	九州地方電力利用合理化協議会	最近の電子工業機器の応用	大島 幸太郎	無線機
37-6-25	原子力計測制御委員会	UTR 形原子炉の臨界実験と特性測定	岸田 公治	伊 丹	37-8-24	大宮市役所商工会議所	照明, 陳列と色彩について	小堀富次雄	本 社
37-6-27	近江八幡電気技術研究会	工場照明の技術的諸問題	小堀富次雄	本 社	37-8-24	東京電力	水銀灯技術説明会	小堀富次雄	本 社
37-7-4	名古屋通ビル	近代の生産技術と経営	高田 真蔵	本 社	37-8-27	日本能率協会	WF 分析法 WF 動作時間表作業の標準要素 WF 分析法適用上の注意事項	奈川 敏雄	本 社
37-7-5	大阪農林会館	近代の生産技術と経営	高田 真蔵	本 社	37-8-29	International Symposium on Space Technology & Science	Large Antenna facility in Kagoshima Space Center	森 川 洋	無線機
37-7-9	日本産業訓練協会主催	IE	前田 幸夫	本 社	37-8-29	電気通信学会アンテナ研究会	多段構造ユニボールアンテナの広帯域化	喜連川 隆	研究所
37-7-10	大阪府立工業高校	磁気材料	野口 英男	研究所	37-8-30	電気化学協会	高温燃料電池	秦 卓 也	研究所
37-7-12	ソフトウェア訓練コース	MAMA プログラムシステムの概要 MUSE プログラムシステムの概要	首 藤 勝	研究所	37-9-3	中部自動車調協	機械工作の自動制御	小島 一男	本 社
37-7-12	四国電力	HK 形デマンドメータ AG 形季節別時間帯別料金測定装置技術説明会	武田 克己	福 山	37-9-6	生産性本部	ミドルマネジメントセミナー	前田 幸夫	本 社
37-7-14	情報処理学会	MAMA Programming System の入出力命令	木村 孝之	研究所	37-9-6	応力学会	回転円板の回転停止による応力ひずみループ	森 原 智	研究所
37-7-16	大阪工業会 EE 分科会	OPCON について	福永圭之介	研究所	37-9-6	福島商工会議所照明普及会	新しい照明のあり方および商店の照明計画	小堀富次雄	本 社
37-7-18	四国地方非破壊検査研究会	最近の超音波探傷について	東田 孝彦	無線機	37-9-18	中国地方電力利用合理化委員会	アナログコンピュータのシミュレータへの応用	大島 幸太郎	無線機
37-7-19	分析化学会	質量分析装置の最近の傾向	後藤 正之	研究所	37-9-19	日本物理学会	有機シンチレータによる中性子とガンマ線の識別	田 中 修	研究所
37-7-20	大阪電子会館	インダストリアルデザイン	高井得一郎	本 社	37-9-25~26	生産性中国地方本部	Method Engineering	奈川 敏雄	本 社
37-7-23	近畿鉄道	保安用自停装置現車試験報告会	北 岡 隆	伊 丹	37-9-26	規格協会関西支部	品質管理応用コース	小島 井 繁	本 社
37-7-24	電子協メカニカルオートメーション技術委員会	工作機の数値制御用プログラム方式	首 藤 勝	研究所	37-9-26	日本工業技術協会	三菱 DIAX 放電加工機	東田 孝彦	無線機
37-7-24, 26	大阪市教育委員会	魔法の小道具——半導体素子	竹田 俊幸 藤林 幸次	研究所	37-9-27	規格協会関西支部	設備投資のエンジニアリングエコノミ	高田 真蔵	本 社
37-7-24	東北電力青森支店	店舗の照明	小堀富次雄	本 社					

最近登録された特許

名 称	登 録 日	登録番号	発 明 者
ビーム指向性空中線装置	37- 5- 7	298548	吉田武彦・上村康雄
透導形継電器	37- 5- 7	298562	北浦孝一
充電発電機の制御装置	37- 5- 7	298564	浅野哲正
無接点開閉装置	37- 5- 7	298565	吉田 太郎
巻線故障検出装置	37- 5- 7	298566	藤山長三郎・川根 清
結合多重同調帯域濾波器	37- 5-19	298913	北垣成一
カプラン水車の調速装置	37- 5-19	298939	尾畑善行
距離継電器の脱調鎖錠装置	37- 5-19	298943	尾畑善行
自動制御装置	37- 6- 9	299411	真鍋舜治
カード分類方式	37- 6- 9	299413	大島 幸太郎
光源方向直視装置	37- 6- 9	299416	三谷尚正・石井 茂
直流電動機の増速運転装置	37- 6- 9	299420	細野 勇
酸化物陰極用基本ニッケル合金	37- 6- 9	299421	立原芳彦・吉本正二 秦 卓 也
真空蒸着用蒸発源の製作方法	37- 6- 5	299307	西岡 直
水溶性粘結剤の製法	37- 5- 7	298536	河合 登・山本莊司 井手平三郎・依田 功

最近登録された実用新案

名 称	登 録 日	登録番号	考 案 者
積算量差測定装置	37- 5-15	570105	加藤義明・林 正之
ゼンマイ自動巻込装置	37- 5-15	570106	加藤義昭・林 正之
テレビキャビネット	37- 5-15	570107	中村元男
発信装置付積算電力計	37- 5-15	570108	林 正之
エレベータのガイドレール用注油器	37- 5-15	570126	天田守弥
操作開閉器	37- 5-21	570227	上原利夫
切換スイッチの操作軸回転割出装置	37- 5-21	570229	神本明輝
抵抗加減装置	37- 5-21	570233	矢野美幸・藤方賢一
電動ミシン速度調整用摺動抵抗器	37- 5-21	570234	矢野美幸
ソリッド抵抗器	37- 5-21	570235	宇高 賢・西田英則
巻上げ巻下げ停止装置	37- 5-31	571140	藤木博愛
半導体整流装置	37- 5-31	702272	加藤又彦
注型コンデンサプッシングの電界調整電極	37- 5-31	702274	岸田 光弘
シャ断器引き外し装置	37- 6- 8	702402	武藤 正・松尾昭二
電気機器の防爆装置	37- 6- 8	702405	山懸 満

三菱電機技報 昭和 37 年 第 36 巻 総目次

第 1 号 昭和 36 年度回顧特集

巻頭言	取締役社長 関 義長	17
発電機器		19
火力発電		19
ディーゼル発電		28
水力発電		30
送配電機器		34
変圧器		34
交流シャ断器および直流シャ断器		43
避雷器、断路器および変圧器その他		45
変換機器		58
イグナイトロ整流器・イグナイトロ整流器制御装置・化学用および工業用シリコン整流器・電鉄用シリコン整流器・シリコン整流器		
制御装置・直流変電所用配電盤・計算機用電源装置・周波数および相数変換機・正弦波発電機		
工業用電機品		64
製鉄その他金属工業用電機品		64
繊維および製紙工業用電機品		77
化学・石油およびガス工業用電機品		74
セメントおよびゴム工業用電機品		81
荷役・運搬および建設機械用電機品		82
工作機械用電機品および電動工具		86
一般工業用電機品		90
三相誘導電動機・単相誘導電動機・特殊小形回転機・直流動力計・電磁ブレーキおよびクラッチ・制御器具・開閉器・起動器および制御装置・ノーヒューズシャ断器および分電盤・高周波溶解および焼入用電源ならびに装置・電気溶接機・溶解用電気炉および電機品・通風機		
鉱山用電機品		110
鉱山用誘導電動機・巻上機用電機品・耐圧防爆形三相誘導電動機・防爆形乾式変圧器・集団切羽開閉器・ホーベル制御装置・EX-D 形防爆形電磁開閉器・NX 形防爆形ノーヒューズシャ断器・磁気選別機・金属検出装置		
船用電機品		114
船用交流発電機・船用配電盤・交流機間室補機・機間室補機用制御装置・交流甲板補機・直流甲板補機・液漕船用電機品・潜水艦主電動機 SM-2・潜水艦主発電機 SG-2・防衛庁向け掃海艇電源装置・船用直流電機品・船用データロガー		
車両用電機品		120
電気機関車・交直両用電車・主電動機・WN 駆動装置・補助回転機・制御装置・自動列車制御装置・ブレーキ装置・直流避雷器・電気機関車用 AQB 形シャ断器・戸閉装置・連結装置・速度計装置・列車電話装置・ケイ光灯・通風装置・冷房装置・暖房器・電車電動機試験装置		
電 装 品		134
航空機用電装品・自動車用電装品・スタータ・二輪車用マグネトー・農用マグネトー・半導体整流器を内蔵した充電発電機・自動車用半自動変速機・新しい点火装置・三菱オートラジオ		
エレベータ・エスカレーター		142
エレベータ・エスカレーター用直流電動機・電動直流発電機・エスカレーター・ロープウェイ用電機品		
空調機・冷凍・空気清浄装置		147
大形冷凍機・開放形小形冷凍機および応用品・冷凍機(ユニテヤ・ウインデヤ)・小形応用品・クリネヤ(電気式空気清浄装置)・トリエチレングリコールによる液体脱湿装置・施設工事		
通信機器および電波応用機器		157
新形トランジスタ VHF/FM 無線電話装置・WT-5 形携帯用無線機・日本国有鉄道向け VHF/FM 無線機・日本国有鉄道向け列車電話装置・警察庁 VR-1 A 形受令機・警察庁 P-10 形・P-10 A 形トランジスタ電源装置・MAR-3 形航空機用短波無線機・新機種車両無線機・試験装置 J/URM-9・新形選択呼出装置・26 Mc 帯 SSB 無線電話装置・誘導無線電話装置・超短波および極短波多重通信装置・自動誤字訂正(ARQ)装置・PT-210 形医学用テレメータ装置・医学テレメータ用無線刺激装置・マイクロ波空線・RC-4 形気象用レーダ・ミリ波レーダ・観測用ロケット追尾レーダ(GTR-1 形)・気象観測ロケット用電子機器・ECM 装置・硬質ラドーム NCW-6/GPS		
電子応用機器		174
デジタル電子計算機とその応用機器		175
工作機械自動制御装置		177
データ処理装置		178
アナログ電子計算機とその応用機器		181
オートメーション機器		183
電子工業機器		186
電子管および半導体関係		194
電子管		194
半導体関係品		197
計 測 器		201
電気計器・工業計器および応用装置・科学測器・放射線計測器		
ランプ・照明器具および照明施設		213
ケイ光ランプ・電気ルミネセンス(電発光板 EL)・水銀ランプ・安定器・照明器具・自動点滅器・照明施設		
家庭用電気品		221
三菱テレビジョン受像機・三菱ラジオ・三菱トランジスタラジオ・音響機器・扇風機・ミシン・編機・電気冷蔵庫・電気洗たく機・電気掃除機・電気ジュースミキサー・電気カミソリ・家庭用暖房器・厨房用電熱器・家庭用 TG-16 形タイムスイッチ・三菱家庭ポンプ		
材 料		243
絶縁材料		244
磁性材料		246
構成材料		249
その他		252
原 子 力		255
核分裂実験装置試作品・磁気ジャック形制御機駆動装置・加工器の試作・研究用原子炉制御盤・動力用原子炉プラント制御盤・原子炉用安全増幅器・原子炉制御用中性子検出器・臨界未済実験装置・原子炉熱模型試験装置・動的腐食試験装置・VC-3 形パン・デ・グラフ形加速器・線形電子加速器用集束偏向装置・500 keV コック・クロフト形加速器・300 kV 中性子発生装置・大電流イオン源・ベータ線スペクトログラフ・中性子モノクロメータ作表装置・中性子回折装置・中性子速度選択器・パイル・オシレータ・機械式マスター・スレイブ・マニプレータ・電気式マスター・スレイブ・マニプレータ・Co ⁶⁰ 照射装置・ヒューマン・カウンタ・ハンドフット・クローズ・モニタ・中性子線エリア・モニタ(ND-6301)		
研 究		266
電力関係		266
電力系統における短絡電流に関する研究・電力系統における並列リアクトルの適用・強制並列に関する研究・発電機内部の磁束分布・シャ断器等個試験の実施と各種測定装置の開発・シャ断器ノズルにおける高速気流の研究・アークの基礎的諸特性についての研究・低圧シャ断器の消弧室に関する研究・SF ₆ の消弧特性に関する研究・真空スイッチの研究・衝撃電圧試験・コロナ試験・水銀整流器の研究・電力用シリコン整流器の特性研究・電力用シリコン整流器の応用研究・静止形自動式周波数変換器の研究		
超高周波関係		271
アンテナの研究・超高周波伝送路の研究・マイクロ波におけるフェライトの応用・パラメトリック増幅器		
原子力関係		273
高温プラズマの研究・高速中性子チョップ・高性能中性子回折装置の試作・半導体放射線検出器の開発・加速器の研究・パルスイオン源の研究・VE-3 形パン・デ・グラフによる照射実験・速中性子用シンチレーション・カウンタの関係・放射線を応用した重油燃料分析・原子灯		
計測関係		275
高周波磁気演算増幅器・磁気増幅器形調節計・避雷器動作表示器・質量分析法の研究・干渉分光法・赤外領域の分光研究・分光測定の自動化・化学分析法の研究		
制御関係		277
外乱さう入法による多変数最適化制御・論理と非線形をふくむ制御系・逆 Z 変換について・無接点制御装置		
電気計算機関係		278
デジタル電子計算機・磁心トランジスタ多数決論理演算回路・記憶用磁心のパルス特性直視装置・同期スイッチ式アナコン非線形素子の半導体化・マイクロ・プログラム方式を用いた万能論理回路・電力系統の過渡現象計算法の確立・研究所設置の電子計算機		
電子管および半導体関係		280
熱陰極の研究・冷陰極の研究・ケイ光体の研究・大電力進行波管・モレクロニクス製品の試作・リボン状結晶・エビタキシャル・グロス・電気冷凍素子・シリコン・カーバイドの研究・正温度係数サーミスタ・量子エレクトロニクス・メーザの研究・光電導物質・光電導セル・電気ルミネセンス(EL)・電子写真・燃料電池		

機械および加工関係	283
構造物の応力解析・回転体の振動・鋼材の疲労強度・大形ラドームの形状・塑性加工の研究・放電加工・電解加工・無電気メッキ・電車用超高速電動機・ヘリウム液化装置の開発・吸収式調湿機	
材料関係	286
Fe-Al合金の加工性・マンガン系フェライトの生成反応・シュランク・ガラス・デビトロ・セラミックス・超音波の鋳造への応用・Ag-WおよびAg-WC接点の研究・電子顕微鏡による材料の直接観察・各種材料の低温試験・機器の絶縁構成に関する研究・絶縁材料の熱劣化の研究	
商品研究所の概況	288
機器商品関係・電子商品関係・材料関係・意匠デザイン関係・電化教室	
《最近登録された当社の特許》	63
《表紙》	
1. 製作途上の大形タービン発電機	
2. ブラジル・ミナス製鉄所向け 120 in プレートミル用電機品完成	
3. スロットミラー稼働開始	
4. 三菱ステレオ	

第 2 号

電源開発株式会社 滝発電所用水車	福田 稔・安藤錠治	2
電源開発株式会社 滝発電所納め 50,000 kVA 水車発電機、運転制御装置および配電盤設備	井関 巖・田附和夫・梅名茂男	10
電源開発株式会社 滝発電所納めランナベーン開度自動調整装置	安藤錠治・渡辺 宏・長沢保明・関 晃	18
関西電力株式会社 南大阪変電所納め照光式配電盤	長町恒資	25
4,000 Mc 回転形単相管型フェライト	山森末男・野口英男・政木淑人・喜連川隆・中原昭次郎・中村 弘	30
サーボ機構の設計	真鍋舜治	37
MIB 複合工作機電機品	谷 忠久・生原春夫・岩垂邦昭	44
高圧発電機絶縁の機能試験	原 仁吾・平林庄司・川上 剛・水野邦男	51
CM-44 形ネットワークプロテクタ	横浜 博・森 健	58
2S-208 形複合 2 ウェイスピーカ装置	藤木 一・進藤武男・佐伯多門	62
MSP 形低圧限流リアクトル	高見 滋・丸地謙二	71
低圧バスダクト	高見 滋・堀田滋矩	76
坑内冷房 (1)	大門敬始	83
通信機パネ用洋白材料の溶解時における炉底に加える溶剤	尾島学二・小倉志利	88
飛体径路の制御と系構成の理論	渡部 優	90
《技術解説》		99
高周波誘導加熱装置 (I) 加熱電源の周波数、電力とその概要		
《文献抄訳》		
圧延工程用精密デジタル形測定装置・電力用変圧器の革命期一銅損のない変圧器も可能一新しいヒステリシスモータ・搜索用レーザシステムの進歩・半導体装置による電力制御		109
《ニュース・フラッシュ》		
日本電子工業振興協会 関西電子計算センタ開所 当社デジタル電子計算機 MELCOM-1101 計算業務を開始・8分1の波長広帯域ブレードアンテナ完成一航空機の VHF 通信用一・コックピットワルトン加速器・固体試料分析用質量分析器・自動車走行テスト用テレメータ実験成功・わが国初の国際線航空機用救命いかに完成・CK 形切換スイッチ・北陸線用 ED 30 形交直両用電気機関車電機品および ED 74 形交流電気機関車受注・西日本鉄道 (大牟田線) 新車用電機品受注・タイ国より CSP 形配電用変圧器大量受注		112
《特許と新案》		
タービン発電機の保安装置・電動機制御装置		116
《最近における当社の社外寄稿一覧》		117
《最近における当社の社外講演一覧》		117, 118
《最近登録された当社の特許および実用新案》		29, 50, 87, 119
《表紙》		
1. 電源開発株式会社 滝発電所全景		
2. 国鉄技術研究所納め列車運行シミュレータ		
3. 銅板フレーム製新形モートル		
4. 三菱シンシ		

第 3 号

インド輸出向け超高压変圧器	村上 有・田村良平・谷中頼朝・竹内 実	2
最近のエレファント変圧器	印藤義雄・菅 寿郎	9
自動車用リヤアークスルシャフト高周波焼入装置	東田孝彦・中村謙三・門内正治・広瀬徹男	13
不平衡負荷時の横流補償器付 AVR の特性	久松章三	21
航空機用 VHF 帯小形広帯域ブレードアンテナ	喜連川隆・武市吉博・水沢丕雄・平岡敏也・浜口道雄・大林愛弘	26
サーボ式計算機コンポーネント (2)	吉田武彦・三好一賢・柴田忠泰	31
トランジスタ・スイッチを利用した高効率サーボ増幅器	大野栄一	40
自動追尾レーダの性能限界 (1)	渡部 優	46
AD-201 形デジタル電圧計	松元雄蔵・石田哲爾	51
サーミスタ風速計	明石克寛・荻野 治・神頭徳治	55
吸収式調湿機	佐藤 真	64
坑内冷房 (2)	大門敬始	72
《技術解説》		
高周波誘導加熱装置 (I) 加熱電源の周波数、電力とその概要 (2)	馬場文夫・東田孝彦	79
《文献抄訳》		
静止インバータによる可変周波数交流電動機駆動方式・誘導加熱・制御用計算機を適用するに当たって・デジタル制御の機能		83
《ニュース・フラッシュ》		
ブラジル ミナス製鉄所納め 120 インチプレートミル用電機品出荷・ロケット追尾レーダ成功 (GTR-1 形観測ロケット追尾レーダ)・川崎製鉄納め新形条鋼ミル電機品完成・新幹線試作車用電機品完成・全閉外扇 SF-A 形誘導電動機・15 t 電気ホイスト生産開始・19 形テレビ受像機完成・クーリングタワー用送風機・バス用換気扇 (E-25F)・カーファン (DC-15A)・インド国鉄向け交流機関車 28 両を受注		86
《特許と新案》		
(新) タイムスイッチの調節装置・(新) インバータ		91
《最近における当社の社外寄稿一覧》		71, 78, 92
《最近における当社の社外講演一覧》		30, 93
《最近登録された当社の特許および実用新案》		94, 95
《表紙》		
1. 224,000 kVA 内部冷却タービン発電機 (東京電力横浜発電所 2 号機)		
2. 電源開発株式会社田子倉発電所の成容		
3. 広範田三菱アーク溶接機完成		
4. 三菱お座敷クラ		

第 4 号

三菱鉱業 古賀山鉱業所納め選炭場総括制御装置	武田英夫・藤井二郎・中野久夫	2
高圧ガス循環ブロウ用 180 kW 二極三相誘導電動機 (モグラモートル)	藤山辰之・奥 勝	7
添加剤による耐熱絶縁紙の開発	白井万次郎・大杉 肇・神谷友清・菅 寿郎・木野崎泰三	10
変圧器用接着鉄心 (1)	伊藤公男・清水英雄	15
自動車装置交流発電機用シリコンダイオード	多田昭晴・長谷川透・平田 毅・諸永茂雄	22
自動追尾レーダの性能限界 (2)	渡部 優	27
6,000 Mc 帯各種導波管	東野義夫・香川 哲	34
中性子回折装置用プログラムコントロール装置	三宅静雄・星壁慎男・鈴木和郎・桂木久雄・吉江高明・弘中一光・茂木 充	39
イオン・電子切換形パン・デ・グラーフ形加速器 (VC-3 形)	今村 元・滝口高志	46
電力系統過渡現象の解析法	馬場準一・芝滝寿宏	53
《技術解説》		
ファンシリーズの解説	宮内貞夫	61
原子炉の計測制御 (3)	八島英之	67
《文献抄訳》		
設計に対する実験心理学の応用・電子計算機の 2 進数演算・制御用計算機の設計・火力プラント制御用計算機		75

《ニュース・フラッシュ》

阪神電鉄納めわが国最初のシリコン整流器移動変電所完成・近畿日本鉄道団体車完成・4.16 kV/3.6 kV 250 MVA 1,200 A 2,000 A 磁気 シャ断器の完成・手動パネ投入式 DB 形中圧遮断器・川崎製鉄納め三相交流式 20 t 電気機関車完成・100 kV 計器用変圧器完成 ・船用発電機の強制並列・AGC (自動板厚制御) 装置完成・ASDE 実用試験 羽田空港において実施	78
--	----

《特許と新案》

(特) 原子炉制御装置・(新) 卵の錠止装置	82
《最近における当社の社外寄稿一覧》	83
《最近における当社の社外講演一覧》	83
《最近登録された当社の特許および実用新案》	9, 66, 84, 85
《表紙》	
1. 中性子回折装置	
2. 北陸トンネル用 EF 70 形交流電気機関車完成	
3. NP 形, NQ 形電動油ポンプシリーズ完成	
4. 三菱換気扇	

第 5 号 エレクトロニクス特集

巻頭言	更田健彦	2
12 Gc 帯簡易多重通信装置	阿部 修・室田 慎・尾形むつを・沼田敏男	3
ホーン・リフレクタ・アンテナ	大橋啓吾・加藤修助・沼野雄司・森川 洋・東野義夫・喜連川隆	9
観測用ロケット追尾レーダ (GTR-1 形)		
地上大形硬質レードーム	香取由之・野並志郎・前田祐雄・馬波 久・喜連川隆	23
相関装置による S/N 比の改善	井上義男・御法川秀夫・岩部 昭	28
トランジスタ化産業用テレビジョン装置	上田重夫・藤原謙一・堀 高明	34
プロダック制御装置	斎藤 豊	39
シリコン制御整流素子による電動機制御	吉田太郎・高岡明雄	46
MELCOM-1101F 計数形電子計算機 (2)	馬場文夫・渡辺文明・嶋村和也・磯崎 真・梶山 裕	54
YAC (操車場自動制御用計算機)	市川邦彦・東 昭・渡辺文明・嶋村和也・高橋幸四郎・曾我正和	58
データ処理装置 (1)	松元雄蔵・竜田直紀	64
過渡安定度計算機	柴谷浩二・松本孝郎・真鍋舜治	72
MAMA 自動プログラム方式	吉江高明・首藤 勝・関本彰次・木村孝之・魚田勝臣	78
UHF 帯テレビコンバータ	柳川 滋	86
三菱トランシーバ	藤木 一・岡本春樹・高橋利清・高石 敏	90
《技術解説》		
電子機器の超小型化の現状と将来	小林信三	95
最近のフェライトとその応用	中村 弘・井手平三郎・吉田 弘	100
《文献抄訳》		
製鉄工業における計算機制御・シリコン整流器の出力電圧制御法・未開発地域用の太陽エネルギーを利用した熱発電装置・火力発電所のシ ミュレーション・Apple Grove 試験送電線 775 kV に架電		108
《ニュース・フラッシュ》		
電信回線に使用するデータ伝送用自動誤字訂正装置 (TZ-11)・スペース・ダイバシティ用マイクロ波高速度位相調整器—世界最初の純電 氣的フェライト無限移相器を利用—電車の自動運転装置完成・セミスタ・八幡製鉄光製作所納め電弧炉用 10,000 kVA 同期調相機 ・国士総合開発株式会社 6,000 kW 浸漬船用 13,529 kVA タービン発電機完成・大形浸漬船カッタ用 1,500 kW 直流電動機完成・ Re-BaO モーランド形熱陰極・14 形カラー受像管 360CB22		111
《特許と新案》		
(特) 送電線保護継電方式		114
《最近における当社の社外寄稿一覧》		115
《最近における当社の社外講演一覧》		116, 117
《最近登録された当社の特許および実用新案》		77, 85, 117
《表紙》		
1. RH-3 形空港地表面監視レーダ		
2. エレクトロニクス製品紹介		
3. 躍進するエレクトロニクス製作所紹介		
4. 三菱テレビ・トランシーバ・オートラジオ		

第 6 号

工場防爆機器特集

工場電気設備の防爆	平野琢磨・林 昇寿	2
工場用防爆形三相誘導電動機	秋吉俊男・藤山辰之	8
工場用防爆形制御装置	平野琢磨・下城 勇	18
工場用防爆形電気ホイス	藤木博愛・武谷勝次	28
防爆構造電気機器の爆発試験設備	林 昇寿・中尾伊三郎・佐藤勝治・小井川茂	33
トレーラ式・シリコン整流器移動変電所	糸岡義太郎・亀山三平・横島洋志・佐野善之助・左近一郎・新名昭吉	38
北陸線向け EF 70 形交流機関車	荻野 脩・米沢輝雄・相田茂夫	44
列車自動運転のシミュレーション	小原太郎・白庄司昭・真鍋舜治・上村勝彦	52
RH-3 形空港地表面監視レーダ (ASDE)	樫本俊弥・井上義男・森川 洋・植田英雄・種田方寿・近藤輝夫	59
低周波制御巻上機用誘導機の過渡トルク	片山仁八郎・甘粕忠男	65
新形電動油ポンプ	杉山昌司・岩田鋼二	70
TA 形交流アーク溶接機	竹内友彦・中山梅雄・嶋村 順	76
エア・カーテンの研究	斎藤春雄・杉原正浩	81
過渡現象解析機 (同期スイッチ式アナコム) の付属装置の半導体化	馬場準一・森本英男	86
マイクロ・プログラム方式による万能論理回路	福永圭之介	95
中性子速度選択機	大野善久・岡本浩一・篠原 智・大野栄一・太田和年	102
イオン・電子切換形パン・デ・グラフ形加速器 (VC-3 形) (2)	今村 元・滝口高志	109
通信機パネ用洋白材料の溶解時における亜鉛の損失	尾島学二・小倉忠利	112
《技術解説》		
高周波誘導加熱装置 (V) —高周波用整合変圧器、コンデンサ溶解炉	中村幸雄・荻野 脩・南角英男	116
《文献抄訳》		
高効率、変換器回路中のモータ電流でトランジスタを開閉する新方式・宇宙飛行士用電力系統・内部冷却式電力用変圧器・立坑巻上機 の自動制御		120
《ニュース・フラッシュ》		
八幡製鉄戸畑製造所納め第 4 冷間圧延機稼働開始・台湾石門発電所納め 57,500/50,000 kVA 水車発電機・若松製鉄納め 2,250 kW 500 rpm スベリ電磁カップリング完成・1,500 kW レクタフロードライバ・電子軌道追跡記録装置完成・新形交流ウインチの完成・高性能の高速 中性子チョッパ・セレン化カドミウム光導電セル PZE-3103・AS ブレーキ		123
《特許と新案》		
(特) 高速度シャ断器		127
《最近における当社の社外講演一覧》		58, 101
《表紙》		
1. 防爆実験室全景		
2. 圧延補機用 KM 形大形直流電動機完成		
3. 防爆形電気ホイス		
4. 八幡製鉄 新潤滑発電所納め水素冷却タービン発電機		

第 7 号 研究特集

研究の現況	石黒克己・小原敬助	2
直流試験による発電機巻線の破壊電圧の予知	原 仁吾・平林庄司	6
シリコン制御整流素子の応用	岡 久雄・板東修三・大島征一	12
高速度フェライト・スイッチを用いた送受共用回路	喜連川隆・中原昭次郎・近藤輝夫	19
パラメトリック増幅器の位相特性	喜連川隆・白幡 潔	22
300 keV 中性子発生装置	小倉成美・近藤達夫・準田公彦・迎 正弘・今村 元・藤田超太・井上功一・横田寧博・後藤正之・秋葉裕光・永井昭夫	28
ヘリウム液化装置	明石克寛・荻野 治・神頭徳治	37
高周波コッククロフト・ワルトン形加速器 (CW-501)	笠 典生・葉佐博巳・藤永 敦・中村 貢	45

CdS・CdSe 固溶体結膜の光導電特性	伊吹順章・吉沢達夫・安川 武	50
シリコン制御整流素子	清水潤治・杉本和彦・中田佐祐	54
橋かけ高分子の粘弾性とガラス転移	柴山恭一	63
注型用樹脂の熱衝撃試験	穴山光夫・寺谷 宏	68
塩基性と酸マグネシウムケイ光体におけるマンガンの挙動	神田真之助・秦 卓也・栗津健三	72
マンガン・マグネシウム フェライトの生成および焼成ふんい気の影響	山森末男・竹内守久・橋本康男	78
電機回転子の繰返し回転停止による破壊	前田祐雄・森原 智・川面恵司	84
プラスチックの応力クレーピング	前田祐雄・村上 晃・土方明男	89
暖房器とその問題点	武藤 正・岩村武志・小原英一	94
暖房器用赤外線インスタントヒータの効果	平塚 篤・杉本 賢・林 次郎	100
電気冷蔵庫内における殺菌灯の効果	祖父江晴秋・沢崎俊幸	104

《文 献 抄 訳》		
実験的なモレキュラ エレクトロニクス機能ブロック・ナイヤガラ発電所・水素ガス系統の自動化・交流発電に対するプラシレス励磁方式		
・電力用変圧器のレジニ注型コイル・SF ₆ シャ断器の現地試験・全閉形電動機に採用した熱交換器使用の冷却方式・静止形ライン電圧調整器・航空機用始動発電機・シリコン整流器サージ電圧吸収器		111
《ニュース・フラッシュ》		
1,500 V, 3,000 kW 屋外形風冷式シリコン整流器完成・三菱スーパーライフ水銀ランプ完成・セラミック形 EL 板を完成・新形単動式戸閉機械完成・特殊銅板製グリッド抵抗器・銅板フレーム製コンデンサ起動形単相モートル SC-R 形, 300 W, 400 W, 4 極・シリコンホール発電機素子・西武鉄道納め電気連結器 100 台受注		114
《特 許 と 新 案》		
飛しょう体誘導方式・マイクロ波用無指向性円偏波アンテナ		118
《最近における当社の社外講演一覧》		103
《最近登録された当社の実用新案》		119
《表 紙》		
1. 環状プラズマ基礎実験装置		
2. 強化プラスチック薄板構造物の応力測定		
3. 線形電子加速器用束束偏向装置		
4. ヘリウム液化装置		

第 8 号

電車の自動運転装置	宇田川銑造・北岡 隆・柴谷浩二・竹内康太郎	2
電気船艇用耐燃性積層板“レダルト”	小山二郎・長谷川謙三	8
ガラス布基材エポキシ樹脂積層品の高電圧機器への適性	小山二郎・長谷川謙三	13
変圧器用接着鉄心(2)	伊藤公男・清水英範	19
線測用ロケット追尾レーダ(GTR-1 形)	榎本俊弥・森川 洋・上村康男・渡辺 俊・遠藤義昭	27
MELCOM EA-7402 形全トランジスタ式アナログ計算機	大鳥羽幸太郎・柴谷浩二・多田 淳	33
磁心とトランジスタによる計数回路	浜岡文夫・阪尾正義	41
最近の特殊甲板補機	有働星一・熊本 永・富永隆弘	48
3t 差動歯車ウィンチ	和田義勝・熊本 永・新良由幸・元木智春	56
AS ブレーキ	新良由幸	61
大形ベータ線スペクトログラフの試作	後藤正之・下地貞夫	65
小形保護ガス発生装置	佐藤 真・小幡時治	71
SF ₆ ガス中のアーク動特性	潮 恒郎・宮本紀男・鎌谷章博	75
電力潮流のデジタル計算の一方法	馬場準一・芝崎寿宏	88
銅合金バネ材料のバネ特性	竹内守久・矢吹真之助	91
《技 術 解 説》		
系統短絡容量とシャ断器の適用	潮 恒郎	99
《文 献 抄 訳》		
電子式遠隔監視装置・固体通倍器とらせん共振器・バンド支承方式指示計器の新しい応用・パワーアイランド・タンデム形発電機の容量増加		103
《ニュース・フラッシュ》		
ペルー国鉄向け 725 PS 電気式ディーゼル機関車完成・2,250 kW 500 rpm 電磁継手完成・DB 形気中シャ断器箱—三段引出式—マイクロプログラム方式による万能論理回路・GM-2 形直動式ペン書記録計・ヒズミ定量ビューワー販売開始		105
《特 許 と 新 案》		
電車キ電区間における混触保安装置・飛しょう体誘導方式		107
《表 紙》		
1. コッククロフト・ワルトン形中性子発生装置		
2. 八幡製鉄納め冷間圧延設備用データ処理装置 MELDAP-5211 完成		
3. わが国最大容量の三相抵抗溶接機完成		
4. ベトナム ダム第一発電所向け 45,000 kVA 水車発電機完成		

第 9 号

大形しゅんせつ船用電機品特筆

わが国最大の最新鋭 6,000 kW ボンプ式しゅんせつ船“国栄丸”	三菱造船株式会社 広島造船所造船設計部	2
国土総合開発株式会社納め 6,000 kW ボンプ式しゅんせつ船の電機品	池田徳二・甘粕忠男・有働星一	5
国土総合開発株式会社納め 6,000 kW ボンプ式しゅんせつ船の電機品用制御装置	富永隆弘・元木知春	12
しゅんせつ船とその電機品	富永隆弘・元木知春	18
電磁継手	高原洋介・元木知春	26
しゅんせつ船用レクタフロードライブ	新良由幸・元木知春・長良 高	32
配電線用柱上電圧調整器(ステップレグ)	清田 浩	38
電解加工	前田祐雄・斎藤長男・荒井伸治	43
マイクロ波回路の広帯域整合	喜連川隆・立川清兵衛	51
高周波真空増幅器を用いた電圧形演算増幅器	大野栄一・浜岡文夫	59
高速中性子チョッパ	前田祐雄・森原 智・川面恵司・大野栄一	67
照明経済に関する二、三の考察	小堀富次雄	74
《技 術 解 説》		
広帯域伝送マイクロ波アンテナの歩み	喜連川隆	80
《文 献 抄 訳》		
超電導材料コイルによる強大磁場の発生・米国初めての 500 kV 送電系統・“タイフォン”艦載レーダ		87
《ニュース・フラッシュ》		
追尾レーダあいだいで誕生・ターボ冷凍機・西鉄大牟田線新車用電機品完成・NL 形スーパーリフタ(電動油圧上機)・高速運転用 ZS-A 形ゼロスピードスイッチ・HK 形電磁クラッชนリーズの完成・RH-4A 形空港面探知レーダ(ASDE)受注		88
《特 許 と 新 案》		
内燃機関の燃料ポンプ・着火断続器レバー		91
《最近における社外寄稿一覧》		92
《最近における社外講演一覧》		37
《最近における特許および実用新案》		93
《表 紙》		
1. わが国最大の最新鋭 6,000 kW しゅんせつ船 国栄丸の全容		
2. 若松築港納めディーゼルボンプしゅんせつ船 大洋丸 2,250 kW 500 rpm 電磁継手		
3. 国栄丸のカッタ用 1,500 kW 直流電動機		
4. 三菱ドリルキット		

第 10 号 新鋭火力発電所特集

将来の火力発電所の展望	佃 俊雄	2
最近の超大型火力発電所のさう勢	加賀直広	10
大型タービン発電機の現状と将来	志岐守哉	14
大型ボイラの現状と将来	金子三郎	22
大型タービンの現状と将来	飯田庸太郎	30
大型変圧器の現状と将来	田村良平	36
火力発電機器および変圧器の保護方式	森 健・堀謙二郎	44
火力発電所におけるシャ断器の傾向	潮 恒郎	52
発電所内補機とその制御に対する最近の傾向	中野光雄・宮内貞夫・甘粕忠男・九村 稔・林 徹	57

火力発電所の全自動化	新宅三喜男	67
データ処理装置——火力プラントへの適用例——	松元雄蔵・竜田直紀・貴田篤志	70
火力発電所の監視——電気関係の監視——	堀謙二郎	76
《技術解説》		
人間工学と製品の外觀設計	若林弘章	78
《文献抄訳》		
溶接用ユニバーサル タングステン電極・ビッツバーク会館の可動屋根駆動装置にリアクトル制御・T 接続三相変圧器・S, C, R, 回路はいかに設計すべきか・効率 1.5 倍の新形水銀ランプ		88
《ニュース・フラッシュ》		
大日電線向け 2,600 kVA 正弦波発電機完成・飛躍的に改良された電解加工機試作完成・近畿地方建設局大阪一淀川回線に 12 Gc 帯簡易マイクロ多重通信装置を納入・DU 形ダイヤパワー交流発電機シリーズ完成・大電流切換開閉器・ヒューズ断線時の継電器誤動作防止用新形継電器・ホール素子を使ったガウスメータ・256 チャンネル・パルス波高分析器		90
《特許と新案》		
追弧検出継電器・冷陰極表示放電管		94
《最近における社外寄稿一覧》		9
《最近における社外講演一覧》		95
《最近登録された特許および実用新案》		51
《表紙》		
1. 関西電力姫路第二発電所向けタービン発電機（巻線完了した固定子）		
2. 八幡製鉄所用データ処理装置 MELDAP-7371 完成		
3. 東京電力横浜発電所納め 224 MVA 3,000 rpm 内部冷却タービン発電機		
4. 三菱ジェネレータ		

第 11 号

国鉄新幹線試作車用電機品特筆・圧延用電機品特筆

整流器式電気車における電圧変動率曲線	阿部久康・坂東修三・山田郁夫・河村寿三	2
国鉄新幹線試作車用変圧器	荻野 脩・坂田邦寿・沖本邦夫	8
国鉄新幹線試作車用シリコン整流器	横島洋志	14
国鉄新幹線試作車用自動運転装置	小原太郎・北岡 隆	20
国鉄新幹線試作車用低圧タップ切換器	北岡 隆・白庄司 昭	27
国鉄新幹線試作車用主電動機	浅越泰男・河村寿三	33
国鉄新幹線試作車用電機品の組合せ試験	相田茂夫・八木重一	39
八幡製鉄所製製造所納め 6 スタンド冷間連続圧延電機品	伊藤剛郎・茶谷三郎	43
最近のスキンスミル電機品	茶谷三郎・久保田伸夫	49
線材ミル電機品	茶谷三郎・久保田伸夫・香川重光・細野 勇・城塚慎一	53
八幡製鉄所製製造所納めインゴット・バギー用電機品	久保田伸夫	60
スーパーイン D 直流機	小山建次・茶谷三郎	64
乗用車用油圧エレベータ	瀬原田三郎	69
運転指令装置	室田 慎	72
4,000 Mc 垂直水平偏波共用空中線	東野義夫・香川 哲・高松泰男	81
大日電線株式会社納め 500 kV 試験用変圧器	印東義雄・森本治夫・菅 寿郎	87
真空スイッチ	伊藤利朗・大倉敏幹	91
有機シンチレータを用いた速中性子検出器	田中 修・池田 洋	99
放電における SF ₆ ガスの化学的特性	潮 恒郎・宮本紀男・鎌谷章博	104
《技術解説》		
高周波誘導加熱装置 (II)——真空管式高周波発生装置——	馬場文夫・東田孝彦	112
電子機器の信頼度 (I)	市田 嵩	120
《文献抄訳》		
薄板半導体結晶の製作・航空機用静止周波数コンバータ・五つの避雷器電流・多融通式プレートミル		125
《ニュース・フラッシュ》		
新幹線列車無線電話装置モデル線区で実用試験に入る・東洋最大の別府鶴見岳ロープウェイ向け電機品完成・X 線厚み計・電気ルミネセンス板による「未来の照明」ミニチュアセットの展示・高効率緑白色ケイ光ランプの完成・東京工業大学核分裂実験装置完成・トランジスタ化 5 W 移動用 400 Mc/FM 無線機完成納入・銀行用選択呼出装置完成納入・サーボ弁 1 形完成		126
《特許と新案》		
磁気選別機・ジルコニウム合金		131
《最近における社外寄稿一覧》		32
《最近における社外講演一覧》		59
《最近登録された実用新案》		86
《表紙》		
1. 国鉄新幹線試作交流電車 A 編成		
2. 列車自動運転装置 (ATO)		
3. 帝都高速度交通営団日比谷線用 CB-54C-3 形主制御器		
三菱 新形電気連結器		
三菱暖房器		

第 12 号 計測と自動制御特集

X 線厚み計	吉山裕二・白石 疆・芥和 弘・村西有三	2
車輛用周波数方式誘導形速度計	走井貞雄・小野連男	7
ディーゼル機関用指示平均有効圧力計	吉田正一・渋谷 裕・金野隆徳	14
パルス波高直電圧計	八島英之・金田 昭	18
無線テレメータ	吉田武彦・谷 貞昭・松山 宏・山内才胤	23
多回路総合電力測定装置	武田克己・佐藤安俊	31
データ処理装置 (3 報)——冷間圧延工程への適用——	松元雄蔵・竜田直紀・松岡宜雄	36
列車運行シミュレータ計算機 (TTS)	間野浩太郎・渡辺文明・嶋村和也・磯崎 真・樋田俊一	45
最適化制御における探索信号法と試行法の比較	福永圭之介	50
オペコンによる石油ナフサ分解炉の最適化制御——9402 形 OPCON の概要と応用例——	河合義雄・宮崎誠一・大島羽幸太郎・柴谷浩二・小泉寿男・福永圭之介	55
冷間圧延機用自動板厚制御装置	伊藤剛郎・斎藤 豊	63
自動歯切機の無接点方式によるナライ制御装置	浜岡文夫・小島一男・俵口久元・野田為藏	70
プレイバック制御のできるフライス盤数直制御装置——MELDAS-1313——	馬場文夫・小島一男・中嶋 碧・西 信	76
ガス切断器自動曲線追跡装置——MELDAS-1032——	小島一男・金森剛明	83
電気・油圧サーボ装置 (1 報)——サーボ弁の解析——	香取由之・金子敏夫・吉田和彦・藏殿武司	92
シリコン制御整流器による直流電動機の制御	細野 勇・山村隆司	97
《技術解説》		
工業用データ処理装置の概要 (その 1)	松元雄蔵	103
新しい自動制御の動向	真鍋舜治	111
《文献抄訳》		
連続タイジェスタの自動制御		117
《ニュース・フラッシュ》		
マイクロ波用気球アンテナ試作品遂に完成・東北電力蓬萊発電所納め 70-Y-250 形空気シャ断器完成・SSV 形避雷器 300~42,000 A 防爆試験成功・避雷器放電度数計・ハートレートメータ (心ばく数計)・多点ディジタル指示装置など受注・国鉄信越線用 EF 63 形直流電気機関車受注・近鉄新車用電機品受注・阪神電鉄急行車用制御装置受注		118
《特許と新案》		
励磁同期機の励磁装置・冷蔵庫の扉開閉装置		121
《最近における社外講演一覧》		122
《最近登録された特許と実用新案》		122
《表紙》		
1. 千代田化工建設反応塔と OPCON		
2. 鉄道技術研究所納め Train Traffic Simulator		
3. X 線厚み計装置		
4. 商品関係		

本社	営業所	研究所	製作所	工場	所在地
本社	東京都千代田区丸の内2丁目3番地(東京ビル内)	(電) 東京 (201)	大代表	1611	
本社商品事業部	東京都千代田区丸の内2丁目20番地(三菱商事ビル内)	(電) 東京 (211)	代表	2511・2531	
本社施設部	東京都千代田区丸の内1丁目8番地(仲27号館)	(電) 東京 (211)	代表	1261・1271・1281	
東京商品営業所	東京都千代田区丸の内2丁目20番地(三菱商事ビル3階)	(電) 東京 (211)	代表	2511	
大阪営業所	大阪府北区堂島北町8番地1	(電) 大阪 (312)	代表	1231	
大阪商品営業所	大阪府北区堂島北町8番地1	(電) 大阪 (312)	代表	1231	
名古屋営業所	名古屋市中区広小路通り2の4	(電) 本局 (23)	代表	6231	
" " 商品部	名古屋市中村区広井町3丁目88番地(大名古屋ビル内)	(電) 名古屋 (56)	大代表	(5311)	
福岡営業所	福岡市天神町58番地(天神ビル内)	(電) 福岡 (75)	代表	6231	
札幌営業所	札幌市北二条西4丁目1番地(北海道ビル内)	(電) 札幌 (6)	大代表	9111	
仙台営業所	仙台市大町4丁目175番地(新仙台ビル内)	(電) 仙台 (2)	代表	6101	
富山営業所	富山市総曲輪490の3(明治生命館内)	(電) 富山 (3)	代表	3151	
広島営業所	広島市八丁堀63番地(昭和ビル内)	(電) 広島 (2)	4411~8		
高松営業所	高松市寿町1丁目4番地(第一生命ビル内)	(電) 高松 (2)	代表	5021 4416 (直通)	
小倉出張所	小倉市京町10丁目281番地	(電) 小倉 (52)	8234		
静岡出張所	静岡市七間町9番地10	(電) 静岡 (2)	2595 (3) 2962		
金沢出張所	金沢市田丸町55番地1	(電) 金沢 (3)	6213		
長崎出張所	長崎市江戸町30	(電) (2)	0293		
岡山出張所	岡山市上石井174番地(岡山会館4階)	(電) 岡山 (3)	2948 (2) 2564		
研究所	尼崎市南清水字中野80番地	(電) 大阪 (481)	8021		
商品研究所	鎌倉市大船782番地	(電) 大船 (6)	代表 3131		
神戸製作所	神戸市兵庫区和田崎町3丁目(電)兵庫(67)	代表	5041		
伊丹製作所	尼崎市南清水字中野80番地	(電) 大阪 (481)	8021 伊丹局 代表 2481		
長崎製作所	長崎市平戸小屋町122番地(電)長崎(3)	代表	3101		
無線機製作所	尼崎市南清水字中野80番地	(電) 大阪 (481)	8021		
名古屋製作所	名古屋市中区矢田町18丁目1番地(電)名古屋(73)	1531			
静岡製作所	静岡市小島110番地	(電) 静岡 (3)	0141~0145		
中津川製作所	中津川市駒場928番地2	(電) 中津川	2121~8		
和歌山製作所	和歌山市岡町91番地	(電) 和歌山 (3)	代表 1275		
福岡製作所	福岡市今宿青木690番地	(電) 福岡 (88)	代表 0431		
福山製作所	福山市沖野上町6丁目709番地	(電) 福山 (2)	代表 2800		
姫路製作所	姫路市千代田町840番地	(電) 姫路 (23)	1251		
大船製作所	鎌倉市大船800番地	(電) 大船 (6)	代表 2121		
相模製作所	相模原市小山字久保224の224	(電) 相模原 (7)	代表 3231・3241		
郡山製作所	郡山市字境橋町1番地	(電) 郡山 (2)	1220~1223		
北伊丹製作所	伊丹市大鹿字主ヶ池1番地	(電) 伊丹	大代表 5131		
鎌倉製作所	鎌倉市上町屋325番地	(電) 大船 (6)	大代表 4141		
京都製作所	京都府乙訓郡長岡町大字馬場小字岡所1	(電) 高槻 (5)	1607 神足401		
相模製作所	東京都世田谷区池尻町437	(電) 東京 (414)	代表 8111		
世田谷工場	東京都世田谷区池尻町305	(電) 東京 (421)	4783		
東京工場	札幌市北二条東12丁目98番地	(電) 札幌 (2)	3976		

次号予定

三菱電機技報 Vol. 37 No. 1

昭和37年度回顧特集

- 発電機器
- 送配電機器
- 交換機器
- 工業用電機品
- 鉱山用電機品
- 船用電機品
- 車両用電機品
- 電装品
- エレベータ・エスカレータ
- 空気調和・冷凍・空気清浄装置
- 通信機器および電波応用機器
- 電子応用機器
- 電子管および半導体関係品
- 計測器
- ランプ・照明器具および照明施設
- テレビ・ラジオ・音響機器
- 家庭用一般電気品
- 材料
- 原子力
- 研究

三菱電機技報編集委員会

委員長	小倉弘毅	委員	岩原二郎
副委員長	宗村平	"	大野寛孝
常任委員	安藤安二	"	片岡高示
"	北川和人	"	櫻本俊弥
"	小堀富次雄	"	篠崎善助
"	高井得一郎	"	堀真幸
"	中野光雄	"	前田祐雄
"	馬場文夫	"	向井徳樹
"	山田栄一	(以上50音順)	

昭和37年12月22日印刷 昭和37年12月25日発行
「禁無断転載」 定価1部 金100円(送料別)

編集兼発行人

東京都千代田区丸の内2丁目3番地 小倉弘毅
印刷所 東京都新宿区市谷加賀町1丁目 大日本印刷株式会社
印刷者 東京都新宿区市谷加賀町1丁目 高橋武夫
発行所 三菱電機株式会社内「三菱電機技報社」
東京都千代田区丸の内2丁目3番地 電話 東京 (201) 1611
発売元 株式会社オーム社書店
東京都千代田区神田錦町3の1 電話 (291) 0915・0916 振替東京 20018

X線厚み計

鋼板や各種合金の薄板製作工程において、圧延作業中に厚みを正確に測定することは自動厚み制御や製品検査上、必ず要望されることであるが、この装置は高速度圧延や熱間圧延中でも無接触測定により使用できるよう X 線吸収の原理を用いた厚み計である。

2 ビームサーボ方式を使用し、特殊のサーボ回路を用いて、この種の厚み計としては高精度で応答速度の速い利点を有している。

すなわち測定対象のストリップは、鋼板、黄銅板、銅板、アルミ板などの各種合金および金属板に適用でき、厚み範囲は鋼板換算 0.2~2 mm が標準であるがさらに厚い板にも使用できる。精度は鋼板 1 mm に対し $\pm 2 \mu$ 、感度は $\pm 0.1 \mu$ 、応答速度は偏差範囲全移動時間 1 秒以内である。厚み計は X 線発生器、制御盤、操作盤、指示計から成り、遠隔操作、遠方指示、連続記録ができるようになっている。

この種の計測装置の完成により高性能の全自動厚み制御も可能となり、今後の利用が期待される。

