

MITSUBISHI DENKI GIHO

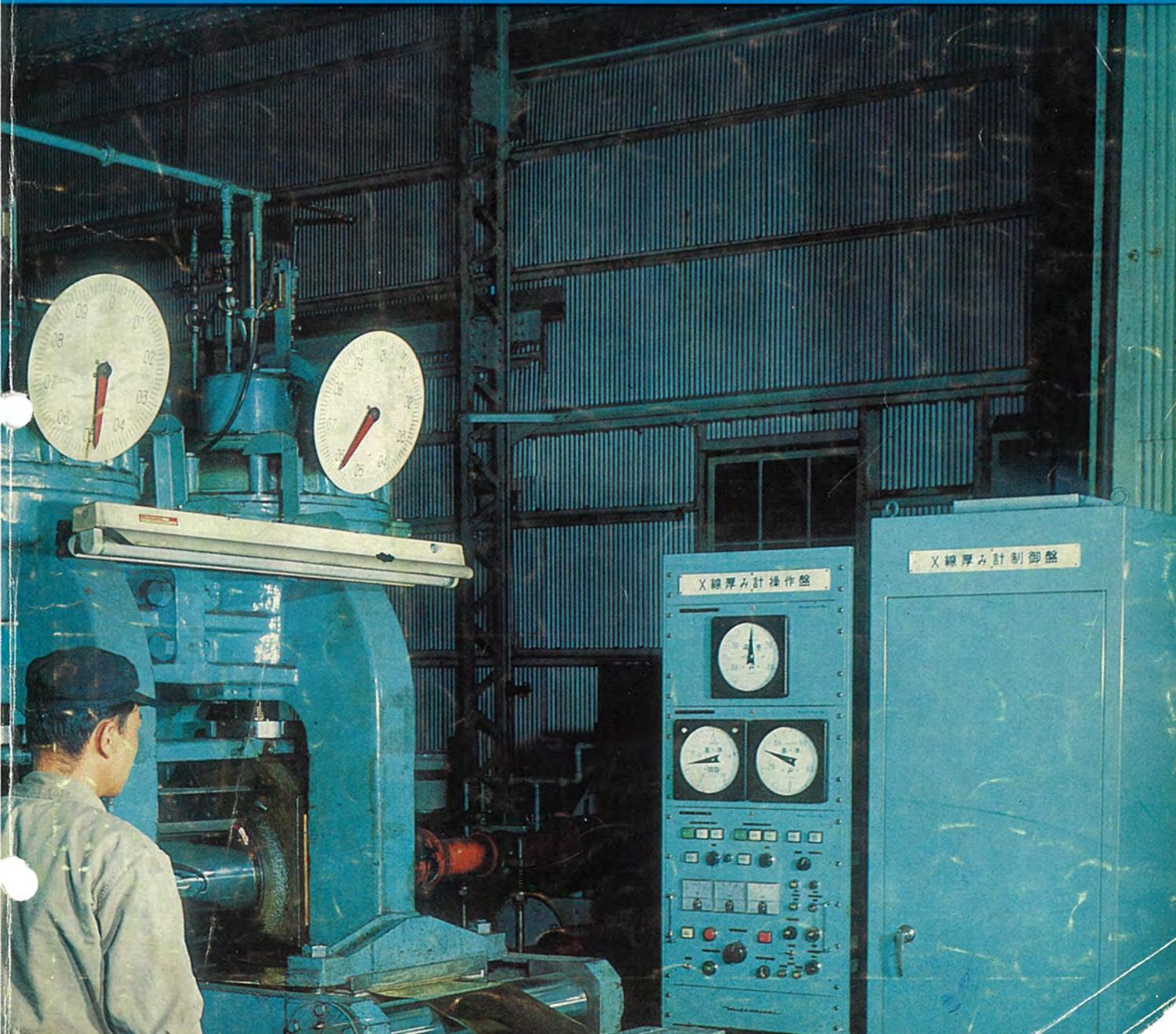
三菱電機技報

Vol. 38 February 1964

2

工業計測器特集

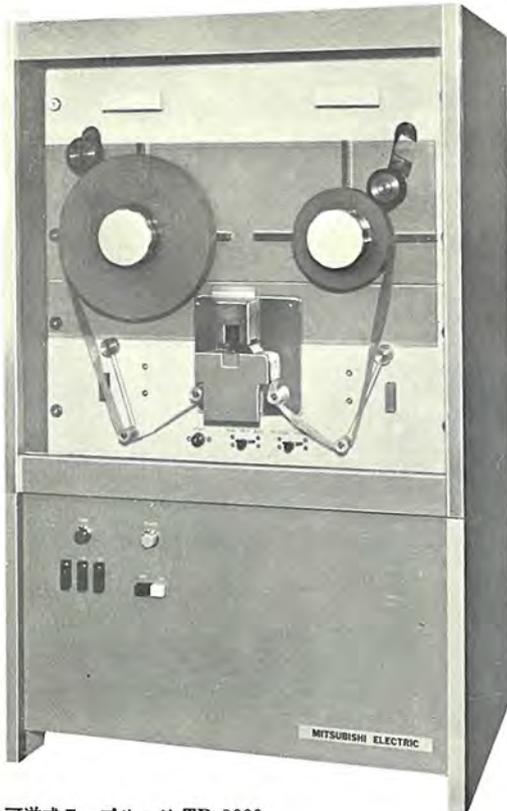
富士伸銅株式会社納め MD-101 形 X 線厚み計





デジタル情報の読取装置

三菱可逆式テープリーダ完成



可逆式テープリーダ TR-2000

デジタル情報の読取装置として、38年11月に開催された計測工業展に可逆式テープリーダを出品し、関係者の注目を引き、好評を博した

デジタル技術の発展に伴い、デジタル情報は電子計算機のみならず各種の自動制御系に用いられてきたが、本機はこのような広範囲な用途に適するよう信頼性と安価に留意して設計されている。

■ 特 長

- (1) 読取速度が高速で、しかも可逆両方向とも読取りができる。
- (2) 瞬間起動停止が可能であり、1文字以内で最大テープ送り速度で起動停止ができる。
- (3) 読取、巻取、電源の各パネルは、単独でも使用することができ、融通性に富む。
- (4) テープの巻取が必要でなく、取扱容易である。
- (5) 構造が簡単で、信頼性が高く、安価である。

■ 応 用 面

- (1) デジタル情報の入力機器。
- (2) データ処理装置、工作機械数値制御装置、シーケンス制御装置。
- (3) 教育関係および研究開発機関の実験機器。
- (4) 各種自動制御装置。

■ 仕 様

パンチテープ	標準 6 単位 (7/8", 22.2 mm 幅) または 標準 8 単位 (1", 25.4 mm 幅)
テープ送り速度	508 mm/sec
読取速度	最大 200 ch/sec (10~200 ch/sec の間 調整可能)
起動特性	200 ch/sec
停止特性	1 文字以内で停止 (200 ch/sec で)
駆動方式	可逆 ステッピングモータ (スプロケット 穴送り)
読取方式	フォト トランジスタ
テープ長	最大 100 m
出力信号	マーク -10 V, スペース 0 V
制御入力信号	外部信号 -10 V (正方向起動, 逆方向 起動, 停止)
外形寸法	(横)515×(奥行)380×(高さ)820 mm
重 量	110 kg
電 源	AC 100 V 50/60 c/s 200 W

新しい工業技術を推進する 1964年計測工業展開かる！

昭和 38 年 11 月 19 日から 23 日までの 5 日間、東京晴海の国際貿易 センターで、恒例の計測器工業展が開催された。

当社は、各種工業計器、放射線計測器、電子計算機、ロジックトレーナ、超音波探傷機、積算電力計などを出品し好評を博した。





表紙説明

富士伸銅株式会社に納入したMD-101形 X線厚み計の制御盤と操作盤を示している。これは圧延中の黄銅板を無接触で、連続測定指示するもので2ビーム方式を用いており高精度である。測定範囲は0.08~1.5mmで、精度はドリフトを含めて、0.7mm以下は被測定厚みの0.9%、0.7mmをこえると被測定厚みの1%である。圧延速度は毎分120m。応答時間は偏差指示計の目盛 $\pm 50\mu$ の変化に対し、 $\pm 40\mu$ の指示するまでに要する時間は、レンジ全域で1.2sec以下である。



三菱電機技報

昭和39年 第38巻 第2号 (工業計測器特集)

目次

三菱プロセス計測器—Aシリーズ(I)	岡本孝治・板倉信郎・渡辺 宏・田井昌輝・金田 明・吉島宇一	2
三菱プロセス計測器—Aシリーズ(II)	八島英之・平山博英・吉島宇一・坂本文雄・杉本 弘	11
IA-212, IA-213 形赤外線 ガス分析計	安東 滋・西岡忠臣	25
東北電力新潟火力発電所納めデータ処理装置	竜田直紀・貴田篤志・深尾忠一郎・西 信	30
γ 線の透過を利用したベルトコンベヤ上の高炉用原料検出装置	笠原美三・岩井 優・朝日照夫	37
X線厚み計	岡本孝治・村西有三	42
磁気誘導形トルク計	八島英之・田井昌輝・長谷川雅言	46
精密角度符号板とその応用	吉山裕二・白石 彊	52
電油操作器	金子敏夫・三好一賢・渡辺秀也・破魔武司	57
内部冷却タービン発電機の進相運転	成藤英利・宮原茂悦・甲斐 高	60
タービン発電機軸材の磁性に及ぼす合金元素の影響	阪部喜代三・志岐守哉・山野辺二郎	70
強磁性薄膜記憶装置	前田良雄・浦生容仁・酒井勝也	78
油拡散ポンプにおける逆拡散	藤永 敦・鳥取 浩	88
〈技術解説〉		
電力用リアクトル	山内 敦	92
〈技術講座〉		
プラズマ(その1)粒子の運動および衝突現象	河合 正・伊藤利朗・近藤博通	99
〈新製品紹介〉		
三菱工業計測器(Aシリーズその3)・三菱電気掃除機TC-280形“クリーンエース”新発売		109
〈ニュース・フラッシュ〉		
通信衛星によるテレビ中継成功・新幹線量産電車用電機品あいついで完成・東北本線向け試作ED75形交流電機関車完成・光磁気共鳴による弱磁場測定器の開発に成功・三菱WS-100-SJ形双頭式電気抵抗溶接機完成・競馬場用テレビ設備完成・わが国最初の南米(コロンビア)向けエレベータを受注		111
〈特許と新案〉		
複数電動機の運転表示灯装置・複数電動機の起動装置・複数電動機の序相起動装置		115
〈最近登録された特許と実用新案〉		24
〈最近における社外講演一覧〉		117
〈表紙〉		
2. 三菱可逆式テーラリター完成		
3. ブラジル・ミナス製鉄所納め厚板圧延機電機品完成		
4. 三菱カラーテレビ6CT333形完成		

三菱プロセス計測器—Aシリーズ (I)

岡本孝治*・板倉信郎*・渡辺 宏*
田井昌輝*・金田 明*・吉島宇一*

Mitsubishi Instruments—A Series (I)

Kōbe Works Takaharu OKAMOTO・Shinrō ITAKURA・Hiroshi WATANABE
Masateru TAI・Akira KANEDA・Uichi KICHISHIMA

Newly developed instruments are described here in brief and self-balancing type electronic recorders, indicators and controllers in detail. Output current of converters and controllers of A-Series is 4~20 mA DC. Instruments under A-series are all transistorized and made compact. Medium-sized self-balancing recorders are built in two groups, one is of 6 point type and the other of 1 point type. Their charts are both 120 mm wide. Miniature-sized self-balancing recorders are provided with a linearizing scale mechanism of special development and use recording charts of 100 mm wide. Circuits of the controller consist of a forward circuits containing amplifying circuit and a backward circuit involving differential and integral circuits. Input circuits and output circuits of the controller are isolated each other.

1. ま え が き

近年、産業の各分野の中において進められている技術革新の動きのなかで、プロセスオートメーションはとくに注目すべきものがある。プラントに結びついた各種計測器と、これによって得られたプロセス諸量の情報を処理して、適切な自動制御操作を施すための各種の自動制御機器からなる計装が必要である。

このたび開発された三菱プロセス計測器 A-シリーズは、このようなオートメーションのための基本計測器の体系である。これには6打点中形自動平衡形記録計、1点中形自動平衡形記録計、小形自動平衡形記録計、自動平衡形指示計、調節計、圧力発信器、差圧発信器、起電力-電流変換器、電流電圧変換器、空電変換器、電空変換器が含まれる。本報告においては上記のうち記録計、指示計、調節計について述べる。

2. Aシリーズの特長

A-シリーズは全電子回路方式で構成せられ、次のような特長をもっている。

(1) 全トランジスタ化し、可動部分や真空管のような発熱部分を極力減らし、装置の寿命、信頼度の向上をはかっている。半導体を使う場合に最も問題になるのは温度であるが、温度補償を十分に行なって温度による特性の変化を押え、また素子の選択に考慮を施して広い温度範囲で使用できるように設計されている。

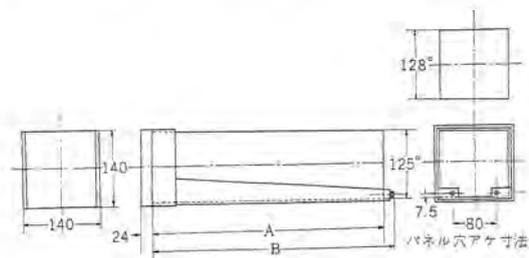
(2) 系全体の信号レベルを4~20 mA DC に統一してある。現在作られている電子式プロセス計器において、この伝送信号には交流電圧、直流電圧、直流電流と種々あり、また直流電流方式の中にもいろいろのレベルのものが採用されている。伝送線その他を通じて入る誘導雑音の影響を少なくし、信号の位相のズレをなくするために直流伝送方式が選ばれ、また、伝送線や負荷側の抵抗変化の影響を消去するために電流方式が採られた。さらにそのレベルを4~20 mA としたのは、信号伝送の S/N 比を高め、伝送による損失をできるだけ少なくし、さらに受信側の設計を容易にすることと、半導体素子の特性上の限界からこの値が選ばれた。

(3) 機器相互間の互換性、あるいは他の方式の計測器系との互換性を考慮して設計してある。系内の統一信号は上述のように4~20 mA DC にとっており、かつ、これらの機器の入力、出力特性を規定し、相互接続がいつでも可能なようになっている。また、各種信号変換器を用意し、空気圧式計器から入力を取り、あるいは空気圧式操作端を動かすことができる。そのほか、データロガ、テレメータ装置との結合も容易にできるように配慮されている。

機器本体のみならず、機器を構成する要素、たとえば増幅器、変換器を始め各種部品もできるだけ標準化し、互換性をもたせてあるので、保守、サービスに便利である。

(4) 記録計、指示計、起電力-電流変換器などは上記の4~20 mA DC の統一信号以外の10 mV または2.5 mV DC の入力でも働くようになっているので、たとえば熱電対、光電池のような低いレベルの入力信号でもそのまま加えることができ、プロセス工業以外の各種用途に対し応用が可能である。

(5) 検出変換要素には主として力平衡形変換器が、受信部には自動平衡方式が採用されているので、測定精度、記録、指示の



計 器 名	A	B	摘 要
AR-300 形 自動平衡形記録計	516.5	527.5	
AR-600 形 自動平衡形指示計	472.5	483.5	警報接点付
〃	356.5	367.5	〃 無し
AC-300 形 調節計	430.0	441.0	
AE-241 形 起電力電流変換器	415.0	424.5	

図 2.1 小形自動平衡形計器、調節計、起電力-電流変換器外形寸法図

Fig. 2.1 Outline dimensions of small balanced type meter, adjustment meter, electromotive force-current converter.

精度が高い。

(6) 調節計、変換器などの入力回路と出力回路は絶縁されているので、接地点のとり方、機器の相互接続が任意にできる。

(7) 全機種が小形、かつコンパクトにまとめるように工夫されている。とくに小形記録計、指示計、調節計などは同じ体裁の統一されたケースに納められる。その前面から見た大きさは140×140mmとなっており、グラフィックパネルに配置したとき、パネル占有面積が小さくできる。また、この大きさは一般に電子機器で使われている標準パネルに3個並べて配置できるので、この種の電子機器との組み合わせに便利である。

表2.1にAシリーズの各機種の形名および機能を示す。

表 2.1 A シリーズ 形名一覧

形名	機 器 名
AR-206	6 打点中形自動平衡形記録計 (電位差計方式, 熱電対入力)
AR-216	＊ (ブリッジ方式, 測温抵抗体入力)
AR-201	1 点ペン書自動平衡形記録計 (電位差計方式, 熱電対入力)
AR-211	＊ (ブリッジ方式, 測温抵抗体入力)
AR-261	中形 1 点ペン書自動平衡形記録周波計
AR-271	回転子温度記録計
AR-300	小形自動平衡形記録計 (電位差計方式, 熱電対入力)
AR-310	＊ (ブリッジ方式, 測温抵抗体入力)
AR-600	小形自動平衡形指示計 (電位差計方式, 熱電対入力)
AR-610	＊ (ブリッジ方式, 測温抵抗体入力)
AC-300	調 節 計
AE-241	起電力-電流変換器 (入力電圧 DC-100 mV)
AE-241A	＊ (＊ DC-2.5 mV)
AP-100	圧力-発信器
AP-600	差圧-発信器
AV-100	空電変換器
AV-600	電空変換器
AE-114	電流電圧変換器

3. 中形自動平衡形記録計

中形自動平衡形記録計 AR-200 形はプロセス計装用、あるいは一般の測定において検出器から送られてきた電気信号を直接に帯状記録紙上に記録してゆくもので、測定部に自動平衡方式を採用しているので、きわめて高精度の記録が得られる。

3.1 自動平衡形の原理

測定回路には電位差計式とブリッジ式の二つの方式があるが、

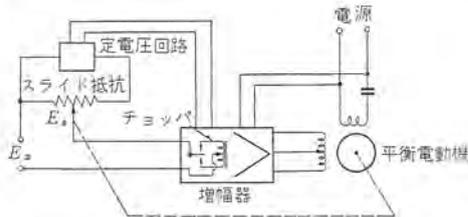


図 3.1 電位差計式の原理図

Fig. 3.1 Block diagram of potentiometer type recorder.

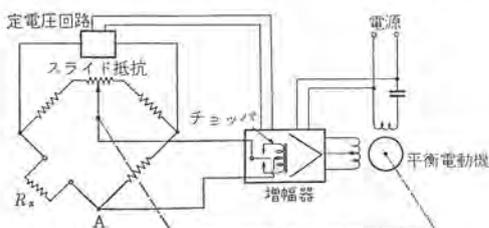


図 3.2 ブリッジ式の原理図

Fig. 3.2 Block diagram of bridge type recorder.

いずれも零位法による測定方式で、増幅器入力が零となるようにスライド抵抗のブラシ位置を移動させる方式である。

3.1.1 電位差計式

図3.1は電位差計式の原理図である。測定電圧 E_x とスライド抵抗上のブラシの電圧 E_s との差電圧がチョップにより交流に変換されて増幅器に入り、増幅されて平衡電動機の駆動コイルに印加される。平衡電動機の励磁コイルには駆動コイルの電圧と90°の位相をもつ電圧が印加されているので平衡電動機は回転する。この回転がスライド抵抗のブラシに連動しており、チョップ、したがって増幅器への入力が零になるように動作する。そして

$$E_x - E_s = 0$$

となると平衡電動機は停止する。平衡電動機には指針と記録ペンを連動させているので指示・記録が行なわれる。

3.1.2 ブリッジ式

図3.2はブリッジ式の原理図である。直流ブリッジにおいて測定抵抗 R_x の値が変化すると点Aの電位が変化するが、この点Aの電位とスライド抵抗のブラシの電位の差がチョップに入り、増幅器を経て平衡電動機に入り、平衡電動機を回転させスライド抵抗のブラシを動かす。そして両電位が等しくなった位置で平衡電動機は停止する。

3.2 構成

この中形自動平衡形記録計の構成は大別すると、ケース、カバー、可動フレームと可動フレームに取り付けられた平衡機構、記録紙送り機構、回路切換機構、記録機構およびトランジスタ増幅器(サーボ増幅器)などからなっている。

図3.3は外観を、図3.4は外形寸法を示す。

3.2.1 ケース、カバー、可動フレーム部

カバーおよび可動フレームはアルミ鋳物とし、ケース本体は薄鋼板を使用している。カバーを開くと各機構を取り付けた可動フレームを回転式に前に引き出すことができる。

3.2.2 平衡機構

平衡機構は平衡電動機とスライド抵抗などからなるが、平衡電動機には起動電圧が低くトルクの大きなものを使用している。ま



図 3.3 AR-216 形自動平衡形記録計
Fig. 3.3 Type AR-216 recorder.

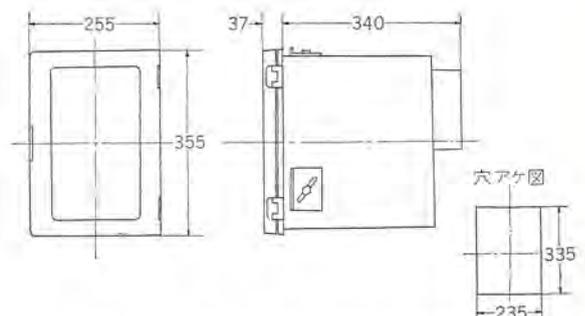


図 3.4 AR-200 形記録計外形寸法図

Fig. 3.4 Outline dimensions of type AR-200 recorder.

たスライド抵抗は精密巻線形の密閉形とし、ふんいにより抵抗が変わらないよう考慮するとともに、分解度は0.1%以下とし感度を高めている。

3.2.3 記録紙送り機構

記録紙送り機構は記録紙を正確な速度で送り出すための機構で多点式用と1点ペン書き用との2種類あり、前者は4rpm後者は1rpmの同期電動機を使用し、歯車列で減速し、記録紙送りドラムを連続回転させている。記録紙送り速度は25, 50, 100 mm/hの歯車交換による3段変速式を標準としている。

記録紙は折りたたみ式で、折りたたみ幅は75mmで折り目に従って自然に折りたたまれるようになっている。記録紙は全幅140mm、有効幅120mmで送り速度25mm/hで1ヵ月分が収納できる。

3.2.4 回路切換機構

多点式記録計の測定回路切換用で回転形である。この機構は、前述の記録紙送り用の同期電動機により、ゼネバ歯車を介して間欠的に回転されるが、接触抵抗、熱起電力を小さくするために、銀、銀グラファイト接点を使用している。また接点は油浸式とし接点の劣化を防いでいる。

3.2.5 記録機構

1点ペン書用はステンレス鋼製のペンを使用し、ポリエチレンのインクペンから毛細管でインクをペンに供給する。記録紙交換の時などにはペンを記録紙から離すためのペンリフトをつけてある。

多点用は2点、3点および6点用があるが、いずれも測定回路ごとに色別打点を行なう。インクはインクパッドにしみ込ませてあり、このパッドと打点針との接触により打点針の先にインクをつけるが、両者の回転は同期電動機により駆動されるゼネバ歯車およびピン車により間欠的に行なわれる。打点動作はこの機構をカムにより持ち下げて行なう。打点が終わるとこの機構を持ち上げるとともに測定回路表示板を回転させる。打点間隔は5秒である。図3.5は打点機構の構造を示す。

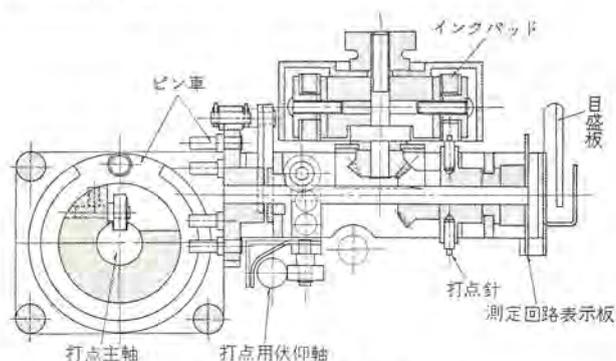


図 3.5 打点機構の構造
Fig. 3.5 Structure of pointing mechanism.

3.2.6 警報機構および発信スライド

警報機構としては平衡電動機に連動して回転するカムにより動作する接点を付加することができる。また発信スライドは標準として直線特性のものを1本付加することができる。

3.3 サーボ増幅器

サーボ増幅器は、駆動するサーボ増幅器によって直流サーボ増幅器(直流サーボ系)と交流サーボ増幅器(交流サーボ系)に大別することができる。前者は比較的容易にサーボ系を安定化することができる。しかし、増幅器のドリフトが大きく微小電圧信号を増幅することがむずかしい欠点がある。このため微小信号を取り扱う

自動平衡形計器には、一般に交流サーボ増幅器が使われる。現在製品化している自動平衡形計器には、交流サーボ増幅器を使っている。サーボ増幅器は、単に微小電圧を増幅するだけでなく、サーボ系として次の条件が要求される。

- (a) 微小電圧信号を増幅しサーボモータを駆動するに十分な電圧利得をもつこと。
- (b) 電力増幅段は、負荷すなわちサーボモータを駆動するに十分な電力容量をもつこと。
- (c) サーボモータの応答をよくするためできるだけ出力インピーダンスを小さくすること。
- (d) 信号源インピーダンスによる影響をなくすため入力インピーダンスを高くすること。また感度をあげるため入力換算雑音電圧を小さくすること。
- (e) 搬送周波数 f_c 、信号周波数 f_s とした場合、周波数範囲 $(f_c - f_s) \sim (f_c + f_s)$ 間は利得、位相差が一定であること。
- (f) 周囲条件の変化に対して安定に動作すること

以下サーボ増幅器についての概要であるが、本器は性能、大きさ、形状などを統一して、AR-300形小形自動平衡形記録計、AR-600形小形自動平衡形指示計にも使用しており、相互に互換性をもたせている。

3.3.1 前置増幅器

図3.6は実際に使用している自動平衡形計器のサーボ増幅器を示す。回路は、真空管よりも利点の多いトランジスタを用いて小形化を計り、チョップ、入力トランス、4段C-R結合増幅器からなっている。チョップは商用電源で励磁され、微小直流信号を60c/sあるいは50c/sの変調信号に変換する。変調信号はC-R増幅器によってサーボモータの駆動電圧まで増幅される。

一般にC-R増幅器の各段の電圧増幅率は次式によって表わされる。

$$A_v = \frac{Z_L}{Z_{in}} \cdot \frac{\alpha}{1 - \alpha}$$

- ただし Z_L : コルタの負荷インピーダンス
 Z_{in} : 入力インピーダンス
 α : 短絡電流増幅率

すなわち1段あたりの最大電圧増幅率が決っているから、所要の電圧利得を得るには各段をカスケードに接続すればよい。今全目盛10mV、感度0.1%の記録計を考えると、10mVの0.1%すなわち10μVでサーボモータが回転しなければならない。サーボモータの起動電圧を0.1Vと仮定すると(ドライバートランスの一次側電圧)、上記性能を満足するための交流増幅器の電圧利得は、約80dB以上必要である。実測ではこのサーボ増幅器の電圧利得は約105dBであった。とくに利得、位相差を一定に保つため各段に電流帰還を行なってその安定化を計っている。また電源電圧の変動に対しては直流電源を安定化してその安定化を計っている。一方電圧利得とともに問題になる入力換算雑音電圧は2μV以下に押えている。それらはチョップの接点、各部品の接合点に発生する熱起電力雑音、チョップ、入力トランスに生ずる誘導雑音、トランジスタ雑音からなっており、大部分はトランジスタ雑音である。

図3.7は温度に対する電圧利得の変化を表わしたグラフである。図に示すように、温度-10~+50°Cの範囲では、電圧利得の変動は±1.5dB以内である。温度が上昇するにつれ電圧利得が増加しているのは、トランジスタの短絡電流増幅率が増加したためで

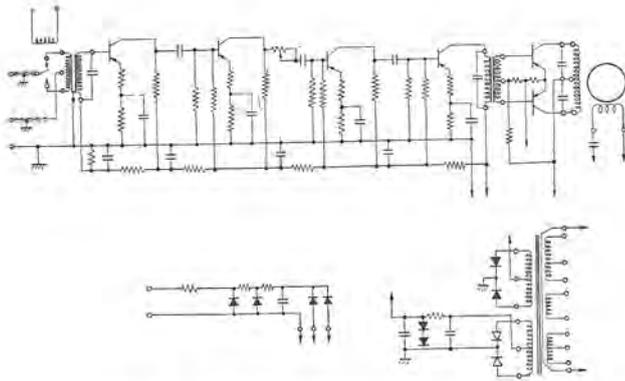


図 3.6 自動平衡形計器用 サーボ増幅器
Fig 3.6 Servo amplifier for recorder.

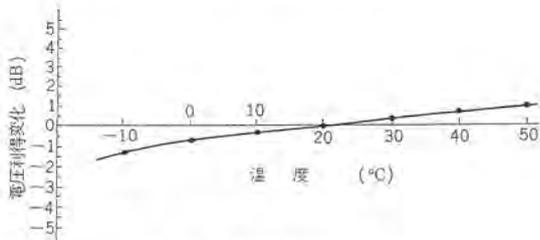


図 3.7 温度-電圧利得特性
Fig. 3.7 Voltage gain vs temperature characteristic.

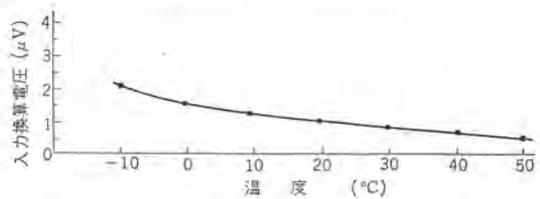


図 3.8 温度-入力換算雑音電圧特性
Fig. 3.8 Input noise voltage vs temperature characteristic.

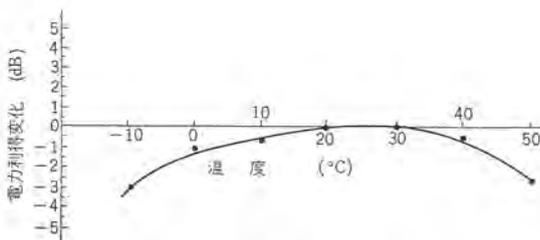


図 3.9 温度-電力利得特性
Fig. 3.9 Power gain vs temperature characteristic.

ある。

図 3.8 は、温度-入力換算雑音電圧の関係を示したもので、温度範囲 $-10 \sim +50^{\circ}\text{C}$ では約 $2.2 \mu\text{V}$ 以下である。

3.3.2 電力増幅器

前置増幅器によって増幅された変調信号でサーボモータを駆動するのが本回路である。図 3.5 に示すようにパワートランジスタ 2SB138 を使用した AB₁ ラッシュ・ラル増幅器である。その負荷はサーボモータであるから波形ヒズミはあまり問題ではない。温度によって電力利得が変化しないようにエミッタに高抵抗を入れ大量の電流帰還をかけて、その安定化を計っている。電力利得は約 27 dB で、その温度特性は図 3.9 に示す。

3.3.3 ブリッジ用電源

ツェナーダイオードを使った DC 安定化電源を使用している。2 段目のツェナーダイオードは温度変化によるドリフトを少なくするため、温

度補償したものを使っている。出力電圧の温度係数は $\pm 0.006\%$ / $^{\circ}\text{C}$ 以下で、また電源電圧の変動による変化率は $\pm 0.01\%/V$ 以下である。

3.4 特性および仕様

表 3.1 に特性および仕様を示す。

表 3.1 中形自動平衡形記録計仕様

入力信号	AR-200 形 (電位差計式) 0~10 mV DC または 4~20 mA DC
	AR-210 形 (ブリッジ式)
記録方式	1 点用 ペン書き式 多点用 色別打点式 (2, 3, 6 点)
目盛長さ	120 mm
精度	0.2 % $\pm 0.5\%$
平衡速度	2 秒
打点間隔	5 秒
記録紙	捲状 全幅 140 mm 記録幅 120 mm 折りたたみ式
記録紙駆動機	同期電動機
記録紙速度	25, 50, 100 mm/h
付加機構	発信スライド 直線特性 1 本 警報接点 1 点用 上下限用各 1 多点用 全 6
電源	AC 100 V 50/60 c/s
消費電力	約 20 W
周囲温度	0~45 $^{\circ}\text{C}$

3.5 応用

記録計は種々の工業的な量が 10 mV 幅以上の直流電圧または抵抗値変化に変換器で変換できさえすれば、温度、圧力、流量、液位、pH、濃度、濁度、粘度、湿度、ガス成分、回転数、電力、電圧、電流などいかなるものの計測にも使用できる。特殊な応用として次のものがある。

3.5.1 回転子温度記録計 (AR217 形)

発電機の回転子温度を測定するためには、回転子巻線の抵抗変化を直接回転子を一边として組み込んだブリッジで測定する方法がある。回転子の巻線抵抗は非常に小さいのでケルビンのダブルブリッジ回路を用いている。図 3.10 はその原理図である。

平衡条件は

$$a = A, b = B \text{ とすれば}$$

$$X = \frac{A + r_1 + r_2}{B + r_1} \cdot R_8$$

ただし X: 回転子巻線抵抗

R₈: 分流器抵抗

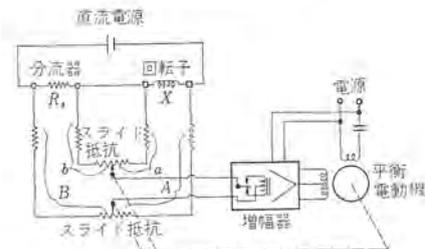


図 3.10 回転子温度記録計の原理図
Fig. 3.10 Connection diagram of rotor temperature recorder.

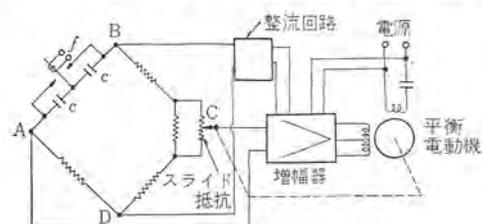


図 3.11 記録周波計の原理図
Fig. 3.11 Connection diagram of frequency recorder.

- r_l : リード線抵抗
- r_b : スリップリング・ブラシの抵抗
- A, B : ブリッジの辺の抵抗

3.5.2 周波数記録計 (AR-261 形)

商用周波数の計測には、有極継電器を使用したマクスウェルブリッジ回路を用いている。図 3.11 はその原理図である。有極継電器に加わる周波数を f とすれば AB 間の等価抵抗は

$$r = \frac{1}{2cf}$$

となる。したがって AC 間の電圧が零となるよう平衡電動機でスライド抵抗のブラシを動かすとブラシの位置から周波数を知ることができる。

4. 小形自動平衡形記録計

小形自動平衡形記録計 (AR-300 形) は、計録幅 100 mm の带状記録紙を有する自動平衡方式の記録計であり、とくに、プロセス



図 4.1 AR-300 形小形記録計外観図
Fig. 4.1 Outside view of type AR-300 recorder.

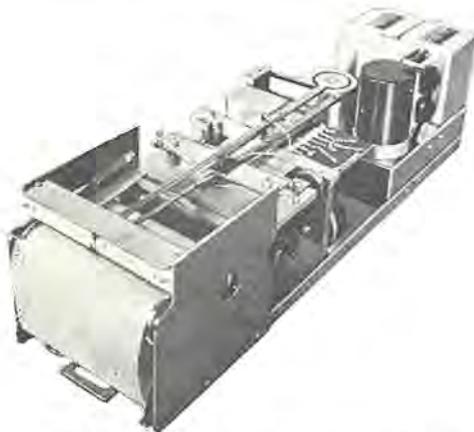


図 4.2 AR-300 形小形記録計内部構造図
Fig. 4.2 Construction of type AR-300 recorder.

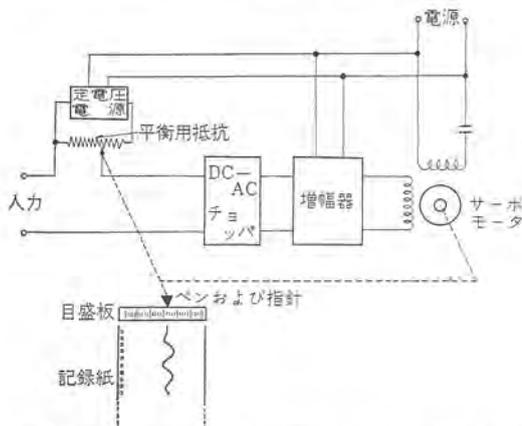


図 4.3 AR-300 形小形自動平衡形記録計構成図
Fig. 4.3 Block diagram of type AR-300 recorder.

計装用として開発したものであるが、プロセスの記録のほか、一般のあらゆる測定量の記録指示に用いることができる。図 4.1 はその外観を、図 4.2 はその内部構造を示す。

4.1 構成および機構

構成は図 4.3 に示すように、AR-200 形中形自動平衡形記録計とまったく同一であり、測定原理も、電位差計式およびブリッジ式ともまったく同じである。

本小形記録計の特長は

- (a) 小形
- (b) ペン機構——リンク機構による直線書き
- (c) 大容量警報接点 2 点の取り付け可能
- (d) 設定機構の付加
- (e) 発信スライドの付加

である。

次に各項について説明する。

4.1.1 パネル占有面積

パネル占有面積の減少に努力の結果、100 mm の記録紙目盛幅を有しながら、正面外形寸法が 140×140 mm であり、これは、自動平衡形記録計では、わが国最小の寸法である。したがってプロセス計装用およびグラフィックパネル用計器として最適である。

4.1.2 ペンの駆動機構

ペンの駆動機構は、記録が円弧書きになるのを防ぐため、図 4.4 に示すようなリンク機構を採用して直線書きとし、記録の読み取りを容易にしている。

リンク機構採用による時間軸誤差 Δx は、ペンの振れに対し A 点を中心線上を動くことと仮定すれば、図 4.2 から

$$\Delta x = l_1 \cos \theta - r \cos \alpha - (l_1 - r) \dots \dots \dots (4.1)$$

$$r \sin \alpha = l_2 \sin \theta \dots \dots \dots (4.2)$$

式 (4.1), (4.2) から α を消去すると、

$$\Delta x = l_1 \cos \theta - (l_1 - r) - \sqrt{r^2 - l_2^2 \sin^2 \theta} \dots \dots \dots (4.3)$$

で表わされる。ここで θ があまり大きくない範囲では、リンクの長

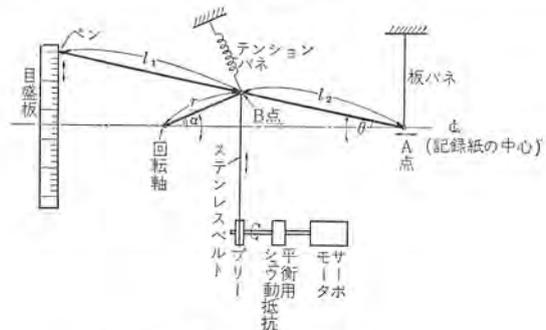


図 4.4 ペン駆動機構
Fig. 4.4 Pen movement mechanism.

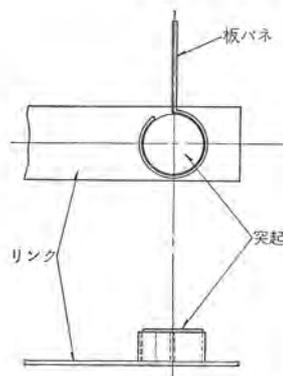


図 4.5 リンク A 点詳細図
Fig. 4.5 Detail of link mechanism.

さを適当に設計することにより、誤差をきわめて僅小にすることができる。

この記録計の時間軸誤差は

ペン先が中心線から 17 mm の位置において	-0.003 mm
〃 34 mm 〃	+0.052 〃
〃 51 mm 〃	+0.0015 〃

(ペン先が中心線上にあるときの誤差を0とする)

であり、十分無視できる大きさである。

なお、工作精度と支点部のガタによる誤差の増大が考えられるが、その影響は

l_1 の誤差が 0.05 mm のとき	0.0011 mm
l_2 〃	0.0043 〃
r 〃	0.0057 〃

であり、工作上さして問題とならない。

また、初期のクリアランス および摩擦による支点部のガタを防ぐため、次の考慮を払っている。

A点——A点の移動量はわずかであり中心線上を動く必要があるが、ガイドを用いるとガイドとの摩擦、クリアランスなどのために誤差が増大するので、板バネを使用しリンクにつけた突起を軽くはさんでガタを防いでいる。(図 4.5 参照)

B点——B点は テンションバネ によって常に一方に引張っているため、少しのガタは問題とならない。

また、ペン位置によってテンションバネの張力が変化すると、これはサーボモータの負荷トルクの変動となり感度の変化となって現われるから、全スパンにおいて、バネの張力がほとんど一定となるように考慮している。なお、ベルトにはステンレス鋼板を用い、温度、湿度による伸縮を防いでいる。

ペン駆動部分は以上のような機構であるから、プーリの形状を適当に設計することにより、流量指示のとき開平して直線目盛にするなどのように、目盛を任意に選ぶことが可能である。(特許出願中)

4.1.3 警報機構

警報接点は、上限下限用各 1 個装着可能で、マイクロスイッチを使用しているため、大容量の負荷を直接開閉することができ、単なる警報用としてのみならず、応範な ON-OFF 制御に利用することができる。(接点容量 AC 250 V 5 A)

表 4.1 小形自動平衡形記録計仕様

入 力 信 号	(1) AR-300 形 (電位差計方式) 0~10 mV または 4~20 mA (2) AR-310 形 (ブリッジ方式)
記 録 幅	100 mm
記 録 紙 速 度	20 mm/h または 25 mm/h
記 録 方 式	1 点ペン書き
精 度	±0.5%
感 度	0.1%
応 答 速 度	3 秒
入力インピーダンス	25 kΩ (電位差計式不平衡時)
周 囲 温 度	0~45°C
付 加 機 構	上限 下限警報接点 各 1 個 設定機構 発信スライド抵抗 1 個
電 源	AC 100 V ±10% 50 c/s または 60 c/s
消 費 電 力	20 W
外 形 寸 法	正面寸法 140×140 mm, 奥行 528 mm

4.1.4 設定機構

これは、電子式調節計と組み合わせて プロセス の自動制御を行なうためのもので、ペン 駆動機構と同じ機構を用いている。設定は、設定 ツマミ を回すことによって行ない、設定値は目盛板上に設定指針で表示される。

4.1.5 発信スライド抵抗

発信スライドは、データロガの入力源として、あるいは、テレメタリングなどに利用するためのもので、平衡用 シュウ 動抵抗と連動させている。

4.2 特性および仕様

表 4.1 に特性および仕様を示している。

5. 小形自動平衡形指示計

小形自動平衡形指示計 (AR-600 形) は、プロセス工業の計装、あるいは一般の測定において、検出器から送られてきた電気信号の測定量を制御盤上に表示するための自動平衡方式の指示計であり、同時に自動制御のための基準値の設定および警報設定の機能を持たせたものである。図 2.1 はその外観を図 5.2 はその内部を示したものである。

5.1 構成および機構

構成は図 5.2 に示されるように、前項中形記録計および小形記



図 5.1 AR-600 形小形自動平衡形指示計外観図
Fig. 5.1 Outside view of type AR-600 electronic indicator.



図 5.2 AR-600 形小形自動平衡形指示計内部構造図
Fig. 5.2 Construction of type AR-600 electronic indicator.

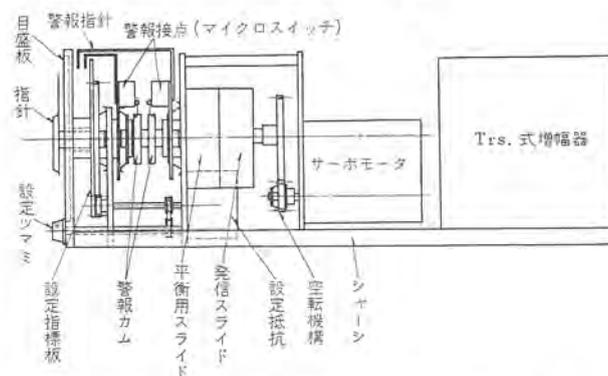


図 5.3 AR-600 形小形自動平衡形指示計構造図
Fig. 5.3 Detail of construction of electronic indicator.

録計と同じ自動平衡方式を採用しており、異なる所は記録部分がない点である。

指示計にも電圧を測定する電位差計方式と抵抗温度計、ストレインゲージ、差動変圧器などの検出器と組み合わせて使用するのに便利なブリッジ方式とがある。

この指示計の特長は

- (a) 小形
- (b) 設定機構の付加
- (c) 大容量警報接点 2 点の付加可能
- (d) 発信スライドの付加

であり、これは小形記録計の項に述べてあるとおりである。

小形であるにもかかわらず目盛板直径は 90φ と大きく、目盛長 236 mm で大形計器なみの読取精度を有する。

機構は図 5.3 に、側面から見たところを示してある。

指針は、平衡用スライド軸と同軸となっているため、歯車列などの伝達機構による誤差が全然なく、非常に精度が高く、かつ振動などにも強い利点がある。

また、発信スライドも平衡用スライドと同軸連動機構としているため、発信精度は高い。

設定部は正面の設定ツマミの回転をスラックベルトを介して設定用抵抗を調整し、歯車によって設定指標板を動かしている。

設定指標および警報指針は立体的に配置されており、目盛板表面に出ない構造としてあるため、指針位置と重なっても、何の影響もなく、明瞭に指示を読み取ることができる。

5.2 特性および仕様

表 5.1 に特性および仕様を示している。

表 5.1 小形自動平衡形指示計仕様

入力信号	(1) AR-600 形 (電位差計方式) 0~10 mV DC または 4~20 mA DC (2) AR-610 形 (ブリッジ方式)
目盛板直径	90 mmφ
目盛板角度	300°
精度	±0.5%
感度	0.1%
応答速度	2 秒
入力インピーダンス	25 kΩ (電位差計式不平衡時)
周囲温度	0~45°C
付加機構	上限、下限警報接点 各 1 個 設定機構 発信スライド抵抗 1 個
電源	AC 100 V ±10% 50 c/s または 60 c/s
消費電力	15 W
外形寸法	正面寸法 140×140 mm, 奥行 483.5 mm (警報付) 367.5 mm (なし)

6. 調節計

ここに述べる調節計 (AC-300 形) はプロセス入量の測定信号と設定信号の偏差値を入力信号とし、これに比例、積分、微分のいわゆる PID 演算操作 (あるいは 3 項動作) を施し、4~20 mA の直流電流の制御信号を作り出し、これを操作端に伝送し調節動作を行なうものである。その回路構成はすべてトランジスタ素子を使用した静止回路で構成されており、また PID 演算も電子的に行なわれ、可動部がないため長寿命が保て信頼度が高い。図 6.1 はその外観を示したものである。

6.1 動作原理

一般に PID 調節計は前述したように入力信号にある演算を施して出力信号を作り出すものであり、一種の簡単な計算機と見な



図 6.1 AC-300 形調節計外観
Fig. 6.1 Outside view of type AC-300 controller.

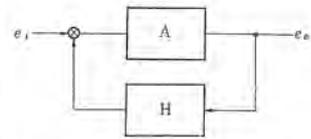


図 6.2 帰還増幅器
Fig. 6.2 Diagram of feedback amplifier.

してよい。その回路構成には種々のものがあるが、特性の安定化をはかるために高利得の増幅器に帰還回路を付した帰還増幅器を使用する。図 6.2 のような増幅回路の入出力関係を求めてみると次式で表わされる。

$$e_o/e_i = A/(1+AH) \dots\dots\dots (6.1)$$

e_i : 入力電圧

e_o : 出力電圧

A : 増幅器利得

H : 帰還回路伝達関数

ここで増幅器の利得 A を大きくすれば次式のようになる。

$$e_o/e_i \approx 1/H \dots\dots\dots (6.2)$$

この帰還回路には受動回路網 (Passive Network) によるものと、能動回路網 (Active Network) によるものがあるが、普通調節計の場合には前者によるものが多い。ここで抵抗、容量素子を適当に組み合わせることにより比例動作 (P)、積分動作 (I)、微分動作 (D) を作り出すことができる。(調節計に使用した回路網とその特性については後述する)

これら P, I, D 動作の制御装置へ及ぼす機能について説明しよう。

比例動作はサーボ系における利得調整に相当し、出力信号は偏差信号に比例している。比例動作では突発的な外乱に対しては、ただちに除去することができるが、連続的な外乱に対しては定常状態である偏差を残す。これをオフセットという。このオフセットは比例動作を強く、すなわち利得を大きくすれば小さくすることができるが、系が不安定になるおそれがある。(比例利得が極端に大きくなった場合は ON-OFF 制御に相当するが、これは制御動作として振動 (サイクリング) がかならず付随する) オフセットは制御系の自己平衡性によるものともいうべきもので、比例動作のみでは利得をいかに大きくしようとも除くことはできない。

このオフセットを除くためには、偏差信号が存在する限り、常に調節操作部を修正方向に動かし続ける必要がある。そこで調節計の出力信号が偏差信号の時間積分に比例するようにしておく。これが積分動作である。すなわち、積分動作は速応性を高め、オフセットを除くものである。

しかし、積分動作は比例動作よりも遅れをもつため積分動作を加えることにより制御系全体として遅れをもつことになる。そのため負荷の変化がしばしば急激に起こるような系や、伝達遅れ、むだ時間の大きいプロセスで使用する場合にはぐあいが悪くなる。この補償としては微分動作が必要となってくる。微分動作は出力が偏差信号の微分に比例している動作であり、制御系に進み補償を加えることと同等である。この微分動作はまた、現在の状態から将来の状態を予想して修正動作を行なっていると考えられることも

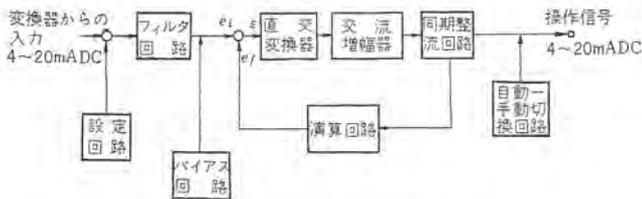


図 6.3 調節計ブロック線図
Fig. 6.3 Block diagram of controller.

できる。

この3動作を利用して、P動作、PI動作、PID動作などの制御が行なわれる。普通I動作、D動作は単独で使用されることはない。

6.2 回路構成

図 6.3 は調節計のブロック線図を示すものである。

6.2.1 入力回路

受動回路網 (Passive Network) によって構成された入力回路へは、測定信号と設定信号との誤差信号 e_i がはいる。この信号中には、伝送距離の増大化とともに商用周波数の誘導信号が最も生じやすいため、並列 T 回路により誘導信号を除いている。誘導信号が除かれた誤差信号 e_i と帰還回路からの帰還信号 e_f とを比較し、その差信号 ε を検出する。比例演算は入力回路側および帰還回路側に取り付けられ連動する可変抵抗器により行なわれる。調節計の基準点を定めるバイアス信号は、ツェナーダイオードを使用し、銅線抵抗を併用することにより電源電圧変動および温度変化に対して十分安定化されてこの入力回路に加えられる。

6.2.2 増幅部

6.1 節に記したように式 (6.2) が成立するようにするためには、増幅器の利得 A を十分大きくしなければならない。入力信号 e_i と帰還信号 e_f との差信号 ε は直流成分として与えられるが、高利得の増幅器の作りやすさや、安定性などの点からチョップにより交流変換して交流増幅器によって増幅される。本調節計ではドリフト、オフセット電圧、温度特性などの点を考慮して機械式チョップを使用し、増幅器入力段には三菱低雑音トランジスタ 2SB134 を使用し、トランジスタの使用条件を検討し、入力段における雑音を最小限に抑えたソリッド状 4 段増幅器を使用している。一般に増幅利得は 80~120 dB 度のものが要求される。

6.2.3 帰還回路 (演算回路)

図 6.4 はこの調節計の演算回路を示すものである。R, C による比例演算、積分演算、微分演算回路網のカスケード接続によって構成される。

この回路の伝達関数 $H(s)$ を求めれば次式で示される。

$$H(s) = \frac{R_{P2}}{R_{P1}} \times \frac{1 + \frac{r_2 T_D' S}{r_1}}{F_a' \left(1 + \frac{1}{F_a' T_I' S} + \frac{T_D' S}{F_a' S} \right)} \quad \dots \dots \dots (6.3)$$

$$\begin{aligned} \text{ここに } F_a' &= 1 + (R_D/R_{P1}) + (C_D R_D / C_I R_I) + (C_D / C_I) \\ T_I' &= \{ R_I R_{P1} / (R_I + R_{P1} + R_D) \} C_I \\ T_D' &= R_D C_D \end{aligned}$$

ここで、この調節計の伝達関数 $G(s)$ を求めてみると次式のようになる。

$$G(s) = A / (1 + AH(s)) = \frac{R_{P1}}{R_{P2}} \times \frac{F_a' \left(1 + \frac{1}{F_a' T_I' S} + \frac{T_D' S}{F_a' S} \right)}{1 + \frac{R_{P1} F_a'}{AR_{P2}} + \frac{1}{AR_{P2} T_I' S} + \left(\frac{R_{P1}}{AR_{P2}} + \frac{r_2}{r_1} \right) T_D' S}$$

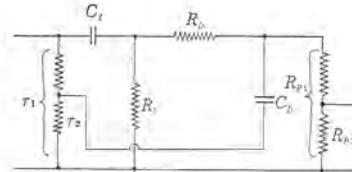


図 6.4 演算回路
Fig. 6.4 Operational circuits.

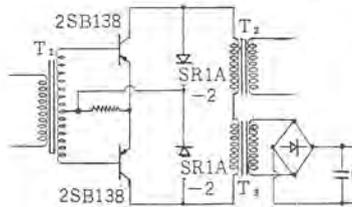


図 6.5 同期整流回路
Fig. 6.5 Synchronous rectifying circuit.

$$= K_P' \frac{F_a' \left(1 + \frac{1}{F_a' T_I' S} + \frac{T_D' S}{F_a' S} \right)}{1 + \frac{R_{P1} F_a'}{AR_{P2}} + \frac{1}{K_I' T_I' S} + \frac{T_D' S}{K_D' S}} \quad \dots \dots \dots (6.4)$$

見かけ上の相互干渉係数 F_a を導入して

$$\begin{aligned} 2F_a &= F_a' \\ T_I &= 2T_I' \\ T_D &= T_D' / 2 \\ K_I &= K_I' / 2 \\ K_D &= K_D' / 2 \end{aligned}$$

とすれば次式のようにになる。

$$G(s) = 2 \times \frac{R_{P1}}{R_{P2}} \times \frac{F_a \left(1 + \frac{1}{F_a T_I S} + \frac{T_D S}{F_a S} \right)}{1 + 2 \frac{R_{P1} F_a}{AR_{P2}} + \frac{1}{K_I T_I S} + \frac{T_D S}{K_D S}} \quad \dots \dots \dots (6.5)$$

このことから、この調節計の各演算項目は次のように表わされる。

比例項	$K_P \approx 2(R_{P1}/R_{P2})$
積分項	$T_I \approx 2\{R_I R_{P1} / (R_I + R_{P1} + R_D)\} \times C_I$
微分項	$T_D \approx (1/2) \times R_D C_D$
積分利得	$K_I \approx (1/2) \times (AR_{P2}/R_{P1})$
微分利得	$K_D \approx (1/2) \times (r_1/r_2)$
相互干渉係数	$F_a \approx 1 + 2(T_D/T_I)$

6.2.4 同期整流回路および自動手動切換回路

チョップによって交流に変換される直流信号 ε は、正であるか負であるかによって交流増幅器の出力は π だけ位相を異にするため同期整流回路によってその位相を検出して出力電流の増減を決定する。回路としては図 6.5 に示すように三菱 パワートランジスタ 2SB138 の並列使用により効率を上げている。

制御系に計装した場合、始動時、危険状態、故障時などに手動で系の操作を行なわなければならない場合が生ずる。そのため、この調節計では自動手動切換機構を備えている。自動操作から手動操作へ切り換える場合は、自動バラスにスイッチを切り換えて、指示メータの指示により自動操作出力と手動操作出力を一致させてから手動操作状態に切り換えるようになっており、また手動操作時には自動操作出力は手動操作出力に追随するようになっていないため、系に切り換えによるジョウ乱を与えることはない。

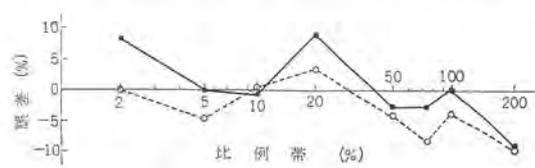


図 6.6 比例帯目盛誤差
Fig. 6.6 Error of proportional band scale.

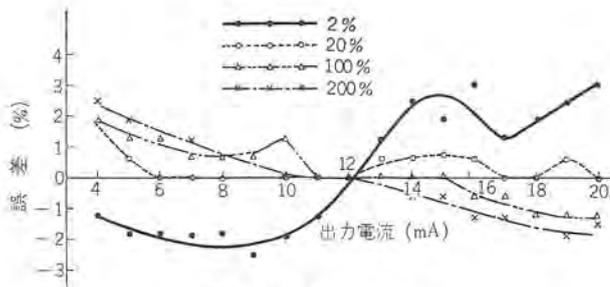


図 6.7 比例帯直線性
Fig. 6.7 Linearity proportional band.

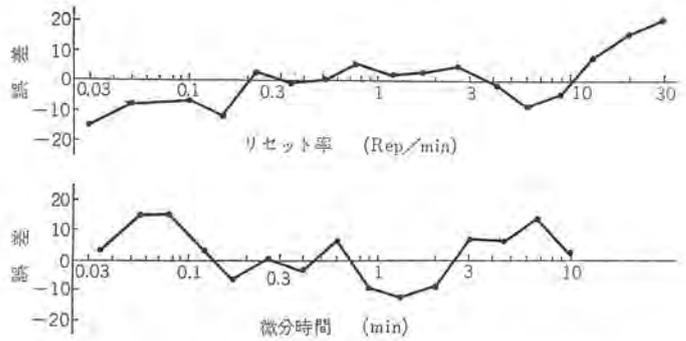


図 6.8 積分および微分特性
Fig. 6.8 Error of reset rate and differential time.

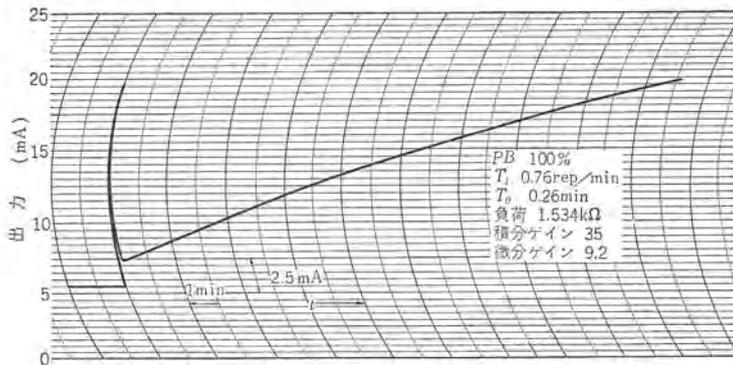


図 6.9 PID 演算例
Fig. 6.9 Example of PID operation.

表 6.1 調節計仕様

入力信号	4~20 mA DC または 1~5 V DC
入力インピーダンス	250 Ω (4~20 mA の場合) 100 kΩ (1~5 V DC の場合)
出力信号	4~20 mA DC
最大負荷	600 Ω
調節動作	比例+積分 比例+積分+微分
比例帯	2~200%
リセット率	0.03~100 rep/min
微分時間	0.03~10 min
周囲温度	0~45°C
電源	100 V ±10 V 50/60 c/s
消費電力	15 W

6.3 特性および仕様

この調節計の特性を示せば図 6.6~6.8 のようになる。図 6.6、6.7 は比例帯の特性を示す。一般に $\pm 10\%$ の誤差は許される。調節計においては、積分時間および微分時間の相当長いものが要求されるため高安定な抵抗、漏れ電流の小さい大容量、小形なコンデンサが要求される。ここでは電解液含浸形の tantalum コンデンサを使用し、漏れ電流による積分時間および微分時間の誤差を最小にするように考慮している。図 6.8 は微分特性および積分特性を

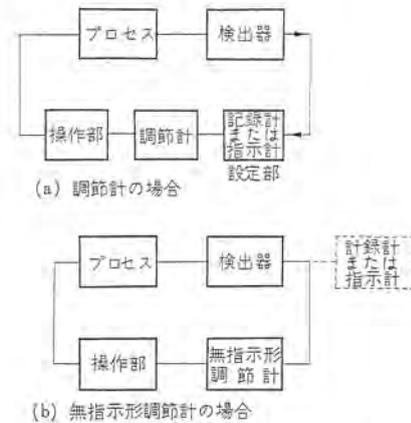


図 6.10 系統図
Fig. 6.10 Block diagram of system.

示すものである。一般にこれらの値の誤差は $\pm 20\%$ 程度認められている。図 6.9 に階段状入力を入れて PID 演算を行なわせた例を示す。

表 6.1 に調節計 (AC-300 形) の仕様を示す。

6.4 応用

以上にしてきた調節計は他の記録計などの設定機構と組み合わせて使用されるが、調節計自体に設定機構を有する無指示形調節計もある。設定部には定電圧ダイオードを使用し、銅線抵抗によって温度補償を施している。

実際にプロセス系に調節計を使用する場合のブロック図を図 6.10 に示す。

7. むすび

自動平衡形記録計、指示計、調節計について述べたが、今後さらに性能および信頼性の向上、原価の低減に努力したい。開発にあたり種々有益なデータをいただいた中央研究所その他関係各位に、謝意を表する次第である。

三菱プロセス計測器—Aシリーズ(II)

八島英之*・平山博英**・吉島宇一**
坂本文雄**・杉本 弘**

Mitsubishi Instruments—A Series (II)

Kōbe Works Hideyuki YASHIMA・Hirohide HIRAYAMA・Uichi KICHISHIMA
Fumio SAKAMOTO・Hiroshi SUGIMOTO

Transmitters and signal converters in the Mitsubishi process instruments A-Series are described herein. There are two types of transmitter: pressure transmitter and differential pressure transmitter, both being used for measurement and transmission of process variable as unified signals (4-20 mA DC). Of signal converters, electromotive force-to-current converters transmit signals from detecting elements such as thermocouples changed to unified signals, whereas current-voltage converters are employed for a just reverse conversion to the former so that they are coupled with telemeters and data loggers. Aside from them, there are pneumo-electric and electro-pneumatic converters. They have function of mutual conversion in pneumatic type instruments.

1. ま え が き

この報告では三菱プロセス計測器Aシリーズのうち、プロセス諸量の検出發信器および信号変換器について述べる。プロセスプラントにおいて測定される諸量はきわめて種類が多いが、普通のプロセス工業の基本的情報量としては温度、圧力、流量、液位といった物理量で、これらの計測制御がプラントにおける計装の70~80%を占めているのが現状である。

さらに、これら4種類の基本量も普通のプロセス・プラントでは次のような測定方式に分類される。

温度検出器—電気的方式 (熱電対, 抵抗測温体)	
圧力	検出器—機械的方式 { 圧力計, 絶対圧力計 差圧計およびオリフィス 差圧計, 圧力計
量流	
液位	

実際にはこのほかの方式、たとえば流量計では面積式、容積式などのものが使われているが、上に記したような基本的検出器を用意しておけば、かなり広範囲の計装を実施できることがわかる。したがって、圧力、流量、液位の計測には圧力あるいは差圧の検出部に検出変換器(Transducer)を組み合わせた圧力発信器または差圧発信器を使って4~20 mA DCの統一信号を伝送する。温度の計測には温度検出部からの信号を起電力-電流変換器を通して同じく4~20 mA DCの信号に変えて伝送すればよい。したがって、上の4種類の基本量に対しては圧力発信器、差圧発信器、起電力-電流変換器を用意することとした。

次に、プロセスの計装には空気圧信号が広く行なわれているが、プラントの機能を向上させるためには各種方式の長所をとり出して計装計画をたてるべきである。この場合信号の形態がまったく異なるので相互の変換を行なう必要があり、信号変換器が要求される。このため電空変換器、空電変換器が開発された。

さらに、プロセス計装とテータロガ、テレメータなどを組み合わせる場合には、後者の入力信号は一般に電圧ベースになっているので、電流信号を変換しなければならない。この目的のために、電流-電圧変換器が作られている。

以下、これらの発信器、信号変換器の個々の機器について詳しく述べることとする。

2. 圧力発信器

圧力発信器(AP-100形)はプロセスの圧力を、圧力検出要素で変位として取り出し、力平衡形変換器によって4~20 mA DCの統一電流信号に変換して伝送する。圧力発信器はプロセスの圧力の計測伝送のほか、液面レベルの測定などにも応用される。

2.1 圧力発信器の構成

図2.1は圧力発信器AP-100形の外観を示すものである。その構成は図2.2に示すように、ブルドン管、ベローズなどの圧力検出要素で変位として検出し、これをコイルバネ、ウズ巻きバネなどの変位-力変換素子を介して力平衡形変換器に結合し、4~20 mA DCの統一電流信号を得ている。すなわち、圧力の範囲や測定対象の流体の種類によって圧力検出要素と結合バネ(入力バネ)を置き換えるだけで、力平衡形変換器はすべての圧力発信器に流用できる。また、各検出端からの伝送信号は中央制御室で集中管理されることが多いことを考え、圧力発信器用の電源(24 V DC)は一括して負荷側に置くようにしている。



図2.1 圧力発信器外観
Fig. 2.1 Exterior view of pressure transmitter.

2.2 力平衡形変換器

力平衡形変換器は上に述べたように力を信号電流に変換するもの

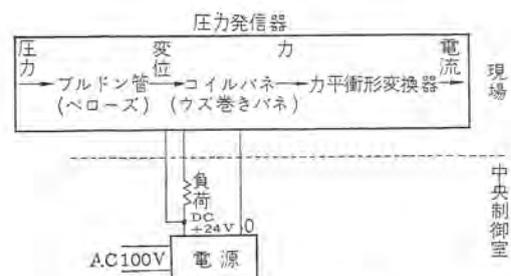


図2.2 圧力発信器の構成
Fig. 2.2 Composition of pressure transmitter.

である。その動作原理は図 2.3 に示すごとく、圧力変化による入力 F_i がビームに加わるとこれが回転して、ビームに対向して固定されている発振コイルと金属板であるビームとの間隔が変化して発振強度が変化し出力電流が変化する。出力直流電流の一部は定磁界中にあるビームに直結した帰還コイルに流れるため F_i に対抗する帰還電磁力 F_f を生ずる。変位を検出する発振増幅器のゲインが高ければ、ビームの平衡位置は事実上ほとんど変わらず、入力 F_i と帰還電磁力 F_f によるトルクがつりあうことになる F_i と F_f の比例性、したがって入力 F_i と出力 I_0 の比例性が得られる。この関係を図 2.4 のブロック線図から求めてみる。

$$\left. \begin{aligned} (ms^2 + rs + k)\theta + l_2 K_M \rho K_A l_2 \theta &= F_i l_1 \\ I_0 &= \theta l_2 K_A \end{aligned} \right\}$$

$$\therefore I_0 = \frac{l_2 K_A l_1}{ms^2 + rs + k + l_2 K_M \rho K_A l_2} F_i \quad \dots\dots\dots (2.1)$$

平衡状態すなわち $s \rightarrow 0$ のときは

$$I_0 = \frac{l_1}{\rho K_M l_2 + k/l_2 K_A} F_i \quad \dots\dots\dots (2.2)$$

となり $\rho K_M l_2 \gg k/l_2 K_A$ なるごとく定数を選べば

$$I_0 = \frac{l_1}{\rho K_M l_2} F_i = \frac{l_1}{\rho B l l_2} F_i \quad \dots\dots\dots (2.3)$$

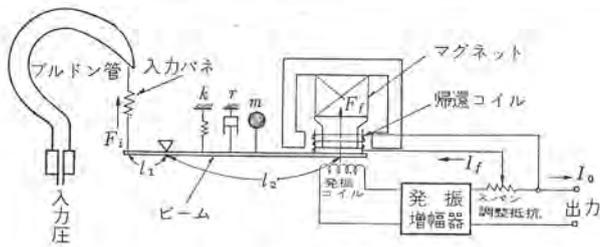
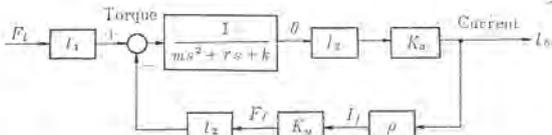


図 2.3 力平衡形変換器原理図
Fig. 2.3 Schematic of force balance type transducer.



- F_i : 入力バネを介してビームに加わるプルドン管の変位による力
- F_f : 帰還電磁力
- $F_f = B l I_f$ (B : 磁束密度, l : 帰還コイル長)
- l_1, l_2 : ビーム長 (図 2.3 参照)
- m : 可動部の慣性性能率
- r : ダンピング抵抗 (主として帰還コイル用アルミ製ボビンによる)
- k : ビーム支持バネの強さ
- θ : ビームの支点のまわりの角変位
- K_A : 発振増幅器の変位検出ゲイン (出力電流/変位)
- ρ : 帰還率 $I_f = \rho I_0$
- K_M : 電磁部のゲイン $K_M = B l$

図 2.4 力平衡形変換器ブロック線図

Fig. 2.4 Block diagram of force balance type transducer.

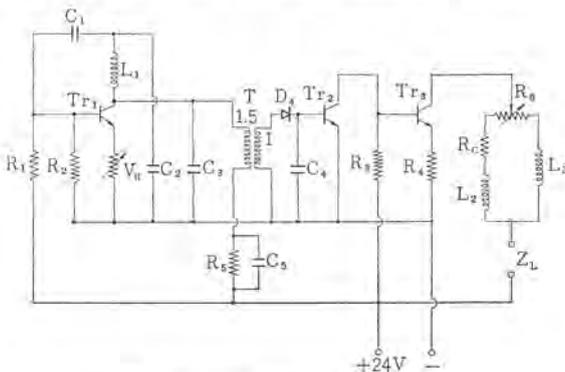


図 2.5 力平衡形変換器回路図
Fig. 2.5 Electronic circuit of transducer.

となり入力 F_i と出力 I_0 の比例性が成立する。しかもその比例定数は帰還率 ρ (ポテンショメータにより設定)、磁束密度 B 、帰還コイル長 l 、ビーム長 l_1, l_2 なる静的要素でさまじり外乱に対して安定となる。このような力平衡の原理はこの種の発信器にも広く応用されているがここに開発したものの特長は、電磁部に強力な三菱 MK100CG 磁石を使用し、変位検出に安定高感度なインダクタンス法を用い、また発振増幅の電子回路(図 2.5)にシリコン半導体を使用して安定化をはかっていること、また負荷、電源、帰還コイルを直列接続とし負荷変動に対しても強い点である。おもりに使用して試作に力を加えた場合の力平衡換換器としての特性は、再現性、ヒステリシス、直線性を含めた静特性がフルスケールの 0.5% 以内に入っている。温度特性については図 2.6 に示すとおりで、出力電流は正の温度係数を持っており、0~50°C の範囲で誤差はフルスケールの $\pm 1\%$ 程度である。そこで図 2.7 のごとく銅線とマンガニ線を用いて帰還率 ρ に換換器とは逆の温度係数を持たせることにより図 2.6 のごとく $\pm 0.5\%$ の誤差に押えうる。

今まで黄銅、リン青銅、ステンレス鋼を材料とした最高圧力 1~6 kg/cm² の各種のプルドン管と組み合わせて総合特性を測定した中からおもなものを報告する。なお総合特性は表 2.1 にかかげる。

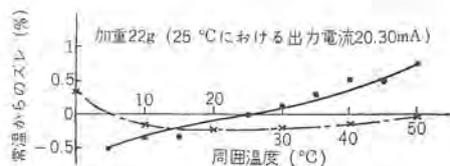
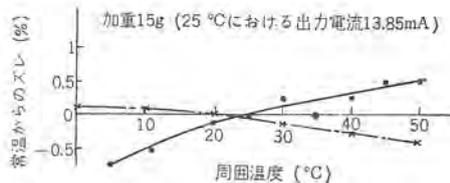
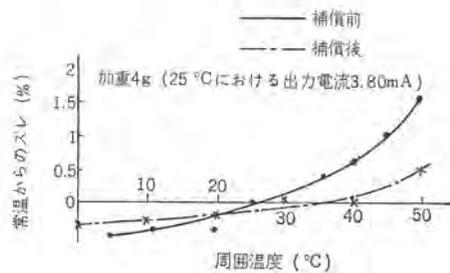


図 2.6 力平衡形変換器の温度特性
Fig. 2.6 Temperature characteristic of force balance type transducer.

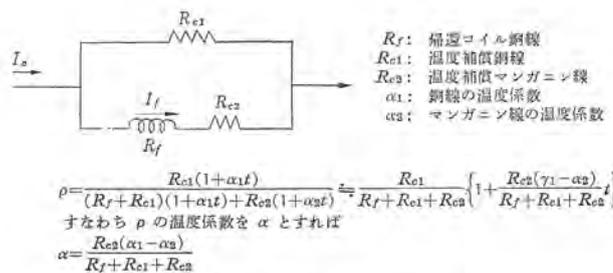


図 2.7 温度補償回路
Fig. 2.7 Temperature compensation circuit.

(1) 直線性とヒステリシス

直線性はフルスケールの 0.5% 以内、ヒステリシスはブルドン管により大きく左右されるが大体 0.5% 程度である。

(2) 温度特性

温度特性に影響を与える要素としては、ブルドン管、入力パネの温度特性、磁束密度の温度係数、膨張による電磁変換部の形状変化などが考えられるが、補償なしの場合の I_0 の温度係数を求め図 2.7 の回路で ρ にこれと逆の温度特性を持たせた結果、図 2.8 のごとくなり、0~60°C の範囲で誤差はフルスケールの $\pm 0.75\%$ 程度に収めうる。

表 2.1 標準仕様

作 動 原 理	力平衡式
入 力 力	-1~+1, 3, 6, 10, 20, 50, 100, 250, 500 kg/cm ²
出 力 信 号	DC4~20 mA
出力インピーダンス	0~600 Ω
直 線 性	±0.5% 以内
ヒステリシス	1% 以内
感 度	0.1% 以上
電源電圧変動の影響	±10% 変動に対して 0.5% 以内
周囲温度の影響	0~50°C の範囲で常温からのズレがフルスケールの ±1% 以内
リップル含有率	3% 以下
電 源	DC24V 内蔵または別置
消 費 電 圧	約 3W

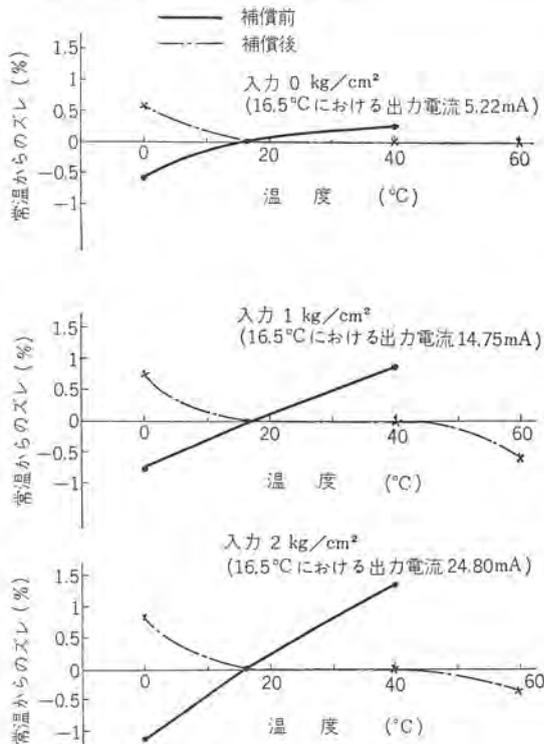


図 2.8 圧力変換器の温度特性

Fig. 2.8 Temperature characteristics of pressure transmitter.

3. 差圧発信器

差圧発信器 (AP-600 形) はオリフィスと組み合わせて流量計に、また タンクの水頭を測ることにより液位計として用いることができる。図 3.1 は差圧変換器本体を、図 3.2 は交直変換器を示す。

3.1 差圧発信器の原理

図 3.3 は差圧発信器の原理図を示すものである。低圧室および高圧室にそれぞれ圧力が加えられた場合、ベローズ自体に作用する圧力は高圧と低圧の差圧となる。この差圧によってベローズは、ベローズ自体のパネ特性による力およびレゾンスプリングによる力と平衡する位置まで偏位する。この偏位は高圧室と低圧室の圧力差に比例し、ベローズに直結された差動変圧器鉄心の偏位となる。差動

変圧器鉄心は、ベローズの偏位がゼロの場合、すなわち差圧がゼロの場合に差動変圧器の中心点にあり出力は現われない。差圧の増大に比例して鉄心も中心点から偏位し差動変圧器二次側出力が増大する。この差動変圧器出力電圧はベローズに作用する差圧に比例していることから、出力電圧の大きさから差圧を知ることができる。偏位—電気信号変換器として差動変圧器を使用した場合の出力信号は交流電圧信号であり、統一電流信号に変換するため全ブリッド化された交流電圧直流電流変換器を用いて 4~20 mA DC の伝送信号を得ている。

3.2 差圧検出部の構成

一般に差圧検出素子としてはダイヤフラム、ベローズなどが使用され、これらによって圧力信号は偏位信号に変換される。最もよく使用される材料はリン青銅製のものであるが、耐腐食性を要求される場合にはステンレス製のものが使用される。受圧面積が大きく低差圧の測定も可能であるが、ダイヤフラム、ベローズ自身の弾性によって使用した場合は直線性が悪く不安定になる恐れがあるためスプリングを併用しなければならない。本装置では図 3.5 に示すごとくベローズとスプリングの併用によっている。

ベローズの有効面積 A_e は概略次式で表わされる。

$$A_e = \pi(A^2 + B^2)/8$$

ここに A : ベローズの山の外径

B : ベローズの山の谷径

このベローズに ΔP なる圧力 (差圧) が加わった場合に生ずる力 W は

$$W = \Delta P A_e$$

となる。ベローズが δ 偏位しているときの力 W' は次式で示される。

$$W' = \delta(K_b + K_s + K_c)$$

ここに K_b : ベローズのパネ定数



図 3.1 差力変換器
Fig. 3.1 Differential pressure converter.



図 3.2 交直変換器
Fig. 3.2 AC/DC Converter.

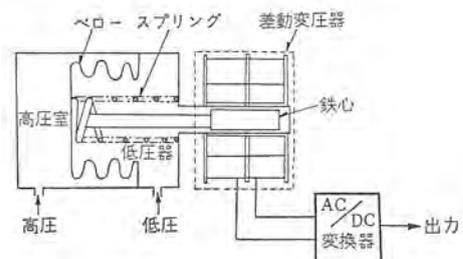


図 3.3 差圧発信器原理図
Fig. 3.3 Principle of differential pressure transmitter.

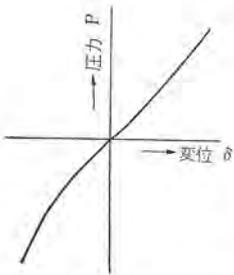


図 3.4 ベローズの特性
Fig. 3.4 Bellows characteristic.

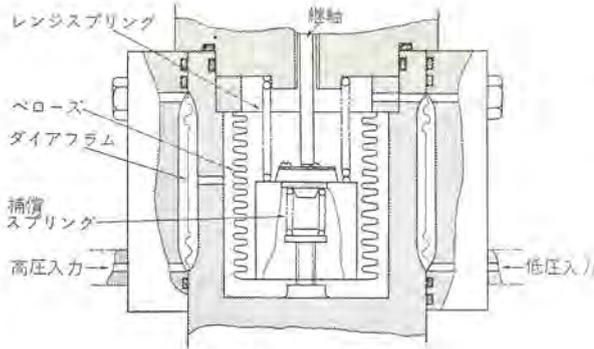


図 3.5 差圧検出部
Fig. 3.5 Differential pressure detector.

K_s : レンジスプリングのバネ定数

K_c : 補償バネのバネ定数

このことからベローズが平衡している状態では

$$\delta = K \Delta P$$

$$ここに K = \pi(A^2 + B^2) / 8(K_s + K_b + K_c)$$

となり、ベローズの偏位 δ は差圧 ΔP に比例している。

一般にベローズの直線性は十分満足できるものではなく、最大ストロークでは 2~3% 程度の直線性しか得られないため、許容ストローク範囲のごく一部分を使用することによってベローズのバネ定数 K_b の変化を無視するか、レンジスプリングのバネ定数 K_s をベローズのバネ定数 K_b より十分大きくすることによって、 K_b の変化を無視して使用しなければならない。

この検出部分は非腐食性流体の場合は直接流体に接触させるが、腐食性流体や固形物を含有する流体の差圧測定を行なう場合は、図 3.5 に示すごとくシールダイアフラムを使用し、高圧室および低圧室に封入液を充填することにより、直接差圧検出部が測定流体に接触しないようにされている。この場合、高圧室および低圧室の容積を厳密に等しい状態にして温度変化の影響を防がなければならない。差圧範囲を変更する場合にはレンジスプリングおよび補償スプリングを取り換えればよい。そのほかに系の始動時や故障時に生ずる過負荷に対する保護装置、流体の脈動に対するダンピングなどについても考慮されている。

3.3 変位—電気信号変換

ベローズによって差圧は偏位信号に変換されたが、これを電気信号に変換するために差動変圧器を使用する。

差動変圧器は図 3.6 (a) に示すように一次側を商用周波数で励磁し、二次側は逆相に接続された出力コイルで、両コイルに誘起される電圧の差電圧を取り出す。二次側の両コイル巻数を同数としておけば、鉄心が差動変圧器の中心にあれば両出力コイルの電圧は等しく二次側出力は現われない。鉄心が中心から偏位すれば偏位方向により位相が 180 度異なった、偏位に比例した商用周波数電圧が図 3.6 (b) に示すように生ずる。

いま一次励磁電流を I_p 、負荷抵抗を R_L とすれば、二次電圧 V_s は

$$\dot{V}_s = (R_L / R_L + R_s + j\omega L_s) j\omega M_x \dot{I}_p$$

ここに R_s : 二次巻線抵抗

L_s : 二次巻線インダクタンス

M_x : 相互インダクタンスで、鉄心が中心にあるときゼロ。中心からの偏位に比例して増大する。

一般に $R_L \gg R_s + j\omega L_s$ の状態で使用されるから次式で近似で

きる。

$$V_s = j\omega M_x \dot{I}_p = K \delta$$

ここに δ : 差動変圧器中心からの鉄心の偏位

K : 定数

この差動変圧器を使用すれば 10μ 程度の変位は容易に検出することができる。差動変圧器の欠点として、鉄心、トウ管のウズ電流損による二次出力巻線の電圧の位相差、ボビン工作上的の不平等、周囲条件の非

3.4 交流電圧—直流電流変換器

差動変圧器の出力は、差圧の大きさに比例した商用周波数の電圧信号として取り出される。この電圧信号はそれ自身で十分な値をもっているため、とくに大きな増幅度を有する増幅器は必要でなく、負帰還を大きくかけることによって利得の安定化を図るとともに、選択増幅器として他の周波数信号による誤差を防いでいる。出力部には同期整流回路の使用により差圧の方向を検出することもでき、流量測定時の逆流検出も可能となっている。

3.5 特性および仕様

差圧発信器は差圧変換器、交直変換器を組み合わせたものであ

表 3.1 差圧発信器仕様

差圧検出器本体	
被測定流体	気体または液体
測定範囲	0~500 mm, 1 m, 5 m Aq
精度	フルスケールの $\pm 1\%$
感度	フルスケールの 0.2%
出力	0.5 V AC 50/60 c/s
周囲温度	-10~+60°C
最高使用圧力	100 kg/cm ²
プロセス流体接触面材料	本体: 炭素鋼またはステンレス鋼 シールダイアフラム: テフロン フランジおよびアダプタ: ステンレス鋼
導管接続口	
1/4 NPT	
交直変換器	
入力	0~0.5 V AC 50/60 c/s
出力	4~20 mA DC
最大負荷	600 Ω
精度	フルスケールの $\pm 0.75\%$
周囲温度	0~45°C

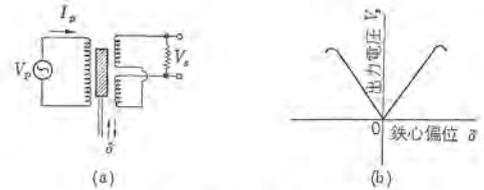


図 3.6 差動変圧器
Fig. 3.6 Differential transformer.

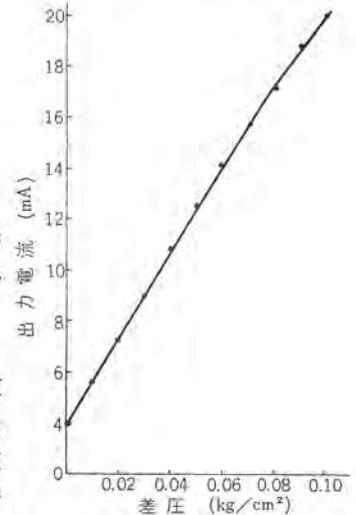


図 3.7 差圧発信器特性
Fig. 3.7 Differential pressure transmitter's characteristic.

対称、励磁電流波形のヒズミ、その他による残留電圧のため零付近の測定に不都合を生ずることがある。本器では零差圧のときにおいて、すでに鉄心は差動変圧器中心から偏位しており、その出力電圧は後述するバイアス信号の一部として利用しうるため、まったく残留電圧の影響を受けることはない。

る。AP-600 形差圧発信器の総合特性を図 3.7 に示す。
また仕様を示せば表 3.1 となる。

4. 起電力電流変換器

起電力電流変換器は、工業計測器の中で、熱電対や光電池、その他の起電力を A シリーズの共通信号である直流電流 4~20 mA に、変換して伝送する役目を持っている。これには入力信号がフルスケール 2.5 mV の高感度形およびフルスケール 10 mV の一般形とがある。図 4.1 はその外観を示したものである。

4.1 起電力電流変換器の原理

この変換器は基本的には、図 4.2 の特性を持った電圧入力→電流出力形の直流増幅器であるが、一般に工業計測制御器系の検出端に使用されることが多い関係から、下記のような種々の条件が要求される。

- (1) 使用する場所や目的により、入力信号の幅やレベルが種々異なる場合にも出力信号としては一定の 4~20 mA を得られること。
- (2) 熱電対出力を増幅する場合のために、周囲温度に応じたバイアス電圧（冷接点補償電圧）を加え得ること。
- (3) 工業計測器一般として入出力回路およびアース回路が、互いに、直流的に絶縁されていること、また入力および出力インピーダンスが共に高いこと。
- (4) 周囲条件の変化による増幅器のドリフトが少ないこと。寿命が長く信頼性が高いこと。雑音指数が小さいこと。

以上の条件を満たすために、入力回路には信号バイアス回路を、増幅器にはメカニカルチョップを使ったトランジスタ同期増幅器を用い、全体に直列の負帰還をかける。そのブロック線図を示したものが図 4.3 である。

4.1.1 バイアス回路

図 4.4 は信号バイアス回路の原理図で独立した定電圧電源 E はツェナーダイオードと温度補償素子により構成される。ブリッジ各辺の抵抗値を適当に選択すれば、任意のバイアス電圧を信号電圧に重ねることができる。また一辺の抵抗を温度補償素子とすれば、周囲温度に応じたバイアス電圧を加えることができるから、熱電対などの冷接点温度補償を行なうことができる。R_s は入力端が開放となったとき、たとえば熱電対が焼け切れたときなどに出力が 0 となつては不都合な場合、たとえば炉温制御中などにあらかじめ



図 4.1 起電力電流変換器
Fig. 4.1 mV/I Converter.

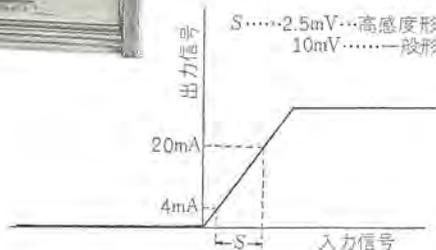


図 4.2 基準入出力特性
Fig. 4.2 Input-Output characteristic.

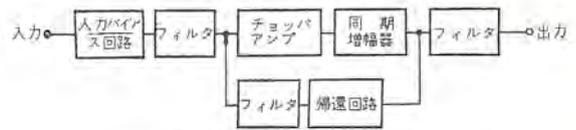


図 4.3 ブロック線図
Fig. 4.3 Block diagram.

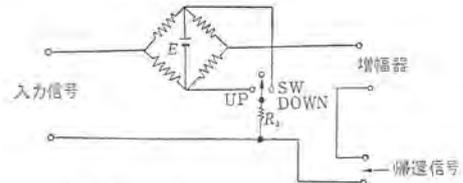


図 4.4 入力バイアス回路原理図
Fig. 4.4 Input bias circuit.

め SW を UP または DOWN にセットしておき、最高出力または 0 信号を発信するための安全装置である。

4.1.2 チョップ同期増幅器

この変換器の主増幅器は 50/60 c/s のメカニカルチョップとトランジスタによる同期増幅器からなっている。必要な利得は高感度形で 80 dB、一般形で 70 dB 程度であるが、開回路で 110~120 dB 程度のゲインの増幅器に負帰還をかけて使用する。

一般に前向き利得 G の増幅器に帰還率 F の負帰還をかけた増幅器では、総合利得 A は下記で示される。

$$A = G / (1 + FG) \quad \dots\dots\dots(4.1)$$

このような増幅器のドリフトが G および F の変化によるのは当然であるが、一般には G を十分大きく取って G の変化のみを無視できるように設計される。しかし F のドリフトを 0 にすることは困難であり、また G は安定性の点から上限が存在する。F の変化および G の変化に対する A の変化は

$$dA/dF = -A^2 \quad dA/dG = A^2/G^2$$

となるが、一般にドリフトが変化量でなく変化率で示されることから、A の変化率を ΔA、G および F のそれを ΔG、ΔF とすれば

$$\Delta A = dA/A = (dA/A)G + (dA/A)F \\ = \Delta G \cdot A/G + \Delta F \cdot (A-G)/G \quad \dots\dots(4.2)$$

一般には ΔG は ΔF の 10~100 倍程度であるから

$$\Delta G = N \cdot \Delta F \quad \text{とすれば} \\ \Delta A = \Delta F \cdot \{A(N+1) - G\}/G \quad \dots\dots\dots(4.3)$$

したがって ΔG および ΔF について検討した上で、G を A(N+1) 程度に止めることが大切である。

以上からすれば ΔG (G の変化率) を ΔF (F の変化率) の数倍とし、G を A の数倍程度にしておけば十分なようにも思われるが、入力インピーダンス Z_{in} が帰還をかけないときの値 R_{in} に対し

$$Z_{in} = R_{in} \cdot G/A \quad \text{で示されることから}$$

G/A を必要な程度に大きくし N (=ΔG/ΔF) を (G/A)-1 の程度に調節すれば、無理をして G を大きくし、不安定になることなく、ドリフトの少ない安定な増幅器が得られるのである。

ドリフトに対する考えは、そのまま直線性についてもあてはまるが、出力側から帰還回路へ送られる波形の周波数成分が出力レベルにより変化することを利用して、帰還回路の交流部分(図 4.7)の応答時間を調節し、完全な直線の上でかなり自由に直線性を変化させることができる。

この結果増幅器安定度、直線性入力インピーダンスは、いずれも初めの 100 倍程度に改善され、十分仕様を満足するものとなる。

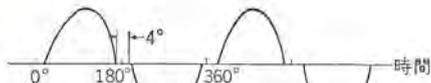


図 4.5 同期増幅器、同期信号波形
Fig. 4.5 Reference signal of phase sensitive amp.

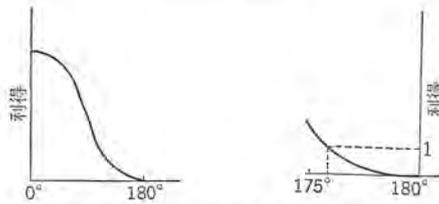


図 4.6 同期信号と入力信号との位相ずれ角と利得
Fig. 4.6 Gain for the phase difference.

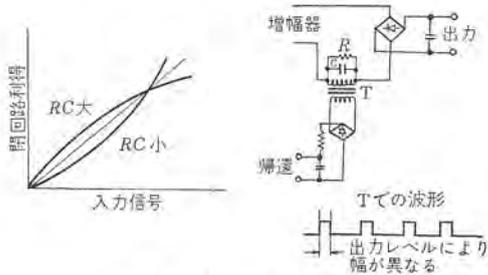


図 4.7 直線性の調整
Fig. 4.7 Calibration of linearity.

増幅器内部の問題としては、チョップの位相と同期増幅器の位相とのずれが問題になる。このずれが大きいと、負の入力信号に対し増幅器のゲインが1以上となり負帰還は正帰還となって、出力は発散してしまう。同期増幅器の同期時間には図4.5のように数度の不感帯が作っており、図4.6に示すようにこの範囲内での位相ずれはまったく問題にならないし、増幅器のゲインが1以上となるには常に3°程度のずれが必要である。実際にはゲインが10以上にならないと発散現象は表われないので使用中に位相ずれが問題になることはまったくくない。

帰還回路のRCフィルタの定数を選んで、増幅器全体の応答特性を調節し最適の応答特性を得る。また帰還回路に温度補償抵抗をそうし、増幅器以外の部分の温度補償を行なっている。

4.2 構成

図4.3のブロック線図において、信号バイアス回路、増幅回路および帰還回路と出力フィルタ部はそれぞれ1枚のプリント基板に組み込まれているので、点検、取り換えが容易である。とくに信号バイアス回路は、種々の仕様のもと簡単に取り換えが可能である。各プリント板およびチョップは、防振ゴムにより浮かされたシャーシに取り付けて、寿命を増加し事故を減少させることを計っている。先に示したスパンや0レベルの調節は、増幅器を動作させたま

表 4.1 起電力-電流変換器標準仕様

入力信号 (幅)	高感度形	0~2.5 mV
	一般形	0~10 mV
出力信号	1.5 kΩ の負荷に対し	4~20 mA
精度	ドリフト直線性を含み	最大出力の ±0.5%
入力信号バイアスのドリフト		バイアス電圧の ±0.2%
応答時間	ステップ入力に対し	63% 応答 0.2 秒
入力直流抵抗	入力信号最大値において	50 kΩ 以上
出力直流抵抗	出力信号最大値において	20 kΩ 以上
雑音指数	50/60 c/s に対し	-60 dB 以上
出力リップル含有率		1% 以下
電源		100 V 50/60 c/s 15 W
使用温度範囲		0~45°C 短時間 50°C まで

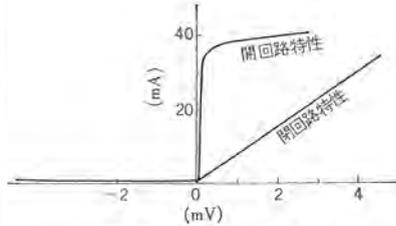


図 4.8 入出力特性
Fig. 4.8 Input-Output characteristic.

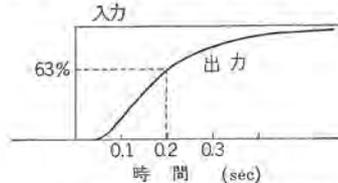


図 4.9 ステップ入力、出力応答特性
Fig. 4.9 Indicial response.

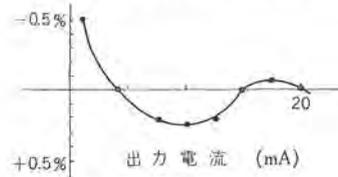


図 4.10 直線性特性の一例
Fig. 4.10 The characteristic of linearity.

を増幅する高利得高安定な増幅器として利用できる。この変換器で負帰還回路に適切な非線形要素を使えば、特定の関数特性を持たせることも可能である。このようにして現在本変換器は、一般のプロセス工業計測器として、広い応用分野が期待されている。

5. 電流-電圧変換器

温度、圧力、差圧、流量などのプロセス量は変換器によって、統一信号 4~20 mA DC に変換している。これらのプロセス信号は、データロガー、計算機、自動平衡形計器によって指示記録されるが、その入力信号が 0~10 mV の直流電圧の場合がしばしばある。このような場合本器を使用して統一信号 4~20 mA DC を 0~10 mV DC に、あるいはその他の電圧レベルに変換することができる。図5.1はその外観図である。

5.1 構成

図5.2はこの変換器の回路を示したもので直流安定化電源とフィルタ回路からなっている。その動作原理は次のとおりである。発信器からの 4~20 mA DC 電流は電源からのリップルと伝送線に生ずる誘導雑音によって脈流信号となっている。この信号は C-R フィルタによって平滑にされ、出力抵抗 r_0 に電圧降下を生ずる。このフィルタは周波数 60 c/s に対して約 -70 dB の減衰量があるから、ほぼ完全な直流信号にすることができる。信号電流 4 mA DC のとき出力電圧を 0 にするため、出力抵抗 r_0 と直列にバイアス用電源をつないでいる。バイアス用電源はツェナーダイオードを用いた直流安定化電源でその出力電圧は、電源電圧の変動に対して $\pm 0.01\%/V$ 、温度変化に対して $\pm 0.006\%/^{\circ}C$ である。

5.2 性能

この電流-電圧変換器の性能は表5.1のとおりである。

6. 空電変換器

空電変換器 AV-100 形はプロセス計装において、空気圧方式を採用しているものと組み合わせて使用するためのユニットで、0.2~



図 5.1 AE-114 形電流-電圧変換器外観図
Fig. 5.1 Exterior view of current-voltage converter AE-114.

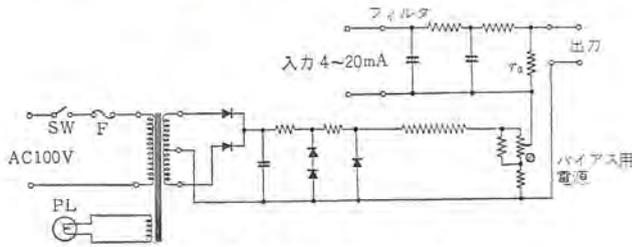


図 5.2 電流-電圧変換器
Fig. 5.2 Current-voltage converter.

表 5.1 電流-電圧変換器の性能表

入 力	カ	4~20 mA DC
出 力	カ	0~10 mV, 100 mV, 0~1 V, 5 V, 10 V
精 度		±0.1%
安 定 度		(a) 電源電圧 (100 V) 変動に対して ±0.01%/°C (b) 温度変化に対して 0.006%/°C
出力インピーダンス		3 Ω (100 mV の場合) 2 k Ω (10 V の場合)
周 圍 温 度		-10 ~ ±50°C
電 源		100 V 50/60 c/s
消 費 電 力		1.5 W

1 kg/cm² の空気圧信号を 4~20 mA の統一信号に変換する。すなわち空気圧信号をうけて、調節、記録あるいはデータ処理装置への導入などの機能を果す。

6.1 空電変換器の構成

図 6.1 は空電変換器 AV-100 形の本体を示したものである。その構成要素は図示のごとく、空気圧信号検出部たる ベローズおよび平衡バネ、電流信号変換部たる力平衡形変換器および検出信号ベローズ変位を力に変え力平衡形変換器に入力を与える引張バネである。この内力平衡形変換器に関しては、すでに圧力発信器のところで詳述されているので省略し、空気圧信号検出部について述べることにする。

図 6.2 は検出部の側面図である。図の左側にある圧力導入口から導かれた圧力 P は、ベローズの有効面積を A として $W=PA$ なる力 W で変位検出板を押し、この検出板の下端は弱い板バネで止められているため、検出板自身は θ なる角度だけ回転した位置で平衡バネとつり合いを保つ。したがってもし圧力 P が θ に比例し、かつ θ が検出板上端変位に比例しておれば、検出板上端には P に比例した変位を生じ、この変位をツル巻きバネに与え、電流変換器に入力として与えるならば空気圧に比例した電流信号が得られる。この間の比例関係を少し詳しく述べると次のごとくである。

図 6.3 は空気圧検出部をモデル的に描いたものである。バネおよびベローズの取付位置は CO から見て等しい高さに取り付けられている。すなわち、 $AC=EO=L$, $BC=DO=s$, また $CO=r$ とおく。簡単のため圧力信号零のとき検出板は垂直位置 (CO から見て) にあるものとし、圧力 P が加わったとき微小角 θ だけ検出板は回転したとする。このとき E 点には図示の方向に

$$\vec{F} = \Delta x k \quad \dots \dots \dots (6.1)$$

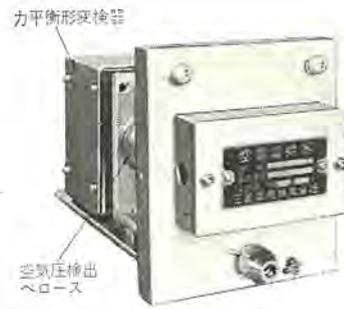


図 6.1 空電変換器の内部
Fig. 6.1 Interior of pneumo-electric converter.

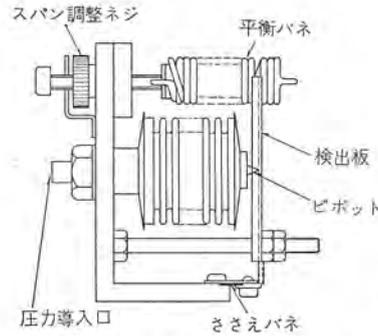


図 6.2 空気圧信号検出部 (側面図)
Fig. 6.2 Pressure signal detector (side view).

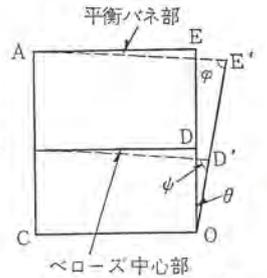


図 6.3 空気圧信号検出部の説明図
Fig. 6.3 Principle of pressure signal detector.

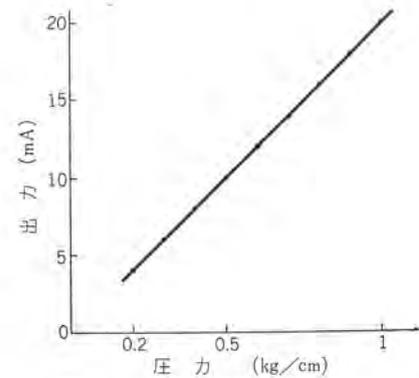


図 6.4 空電変換器入出力特性
Fig. 6.4 Input-Output characteristic.

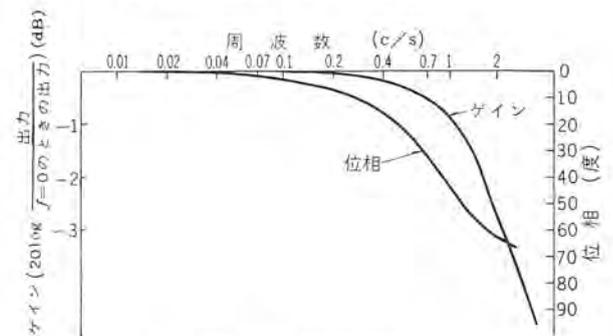


図 6.5 周波数特性
Fig. 6.5 Frequency response characteristic.

ただし Δx : バネの伸び

k : バネ定数

なる力が働き、この力 F と、圧力 P により生じた力 $W=PA$ がつり合っている。すなわちベローズの弾性は無視し

$$Fl \sin \varphi = Ws \sin \psi \quad \dots \dots \dots (6.2)$$

すなわち

$$\theta l k \sin \varphi = PAs \sin \psi \quad \dots \dots \dots (6.3)$$

θ は微小であるので $\sin \varphi \approx \sin \psi$ がなりたち、 P と θ の比例関係が示される。以上は検出板が垂直位置から回転したものとした

が、垂直位置から若干ずれた場合については、回転角 θ と検出板上端に一端を持つ平衡バネの伸び dx の関係を数値計算してみたところ、 $\pm 4^\circ$ の θ の変化に対してフルスケールの $\pm 0.06\%$ の誤差を生ずることがわかった。ただし初期角度 $= 80^\circ$ 、 $l=6\text{ cm}$ 、 $r=6\text{ cm}$ の場合について行なった。これから θ が $\pm 4^\circ$ の変化では初期角度を $90^\circ \pm 10^\circ$ に保てば、圧力 P とバネの伸び dx の間には比例関係がなりたつとして十分であることがわかる。

6.2 空電変換器の特性

空電変換器 AV-100 形について入出力特性、周波数応答を試験した結果を図 6.4 および図 6.5 に示す。図 6.5 の Bode 線図から、自動制御系としての空電変換器は一次おくれ要素を持ち、かつ 0.1 c/s まではゲインの低下はなく、 0.2 c/s にいたって 0.1 dB の低下が見られる。この範囲までは十分許容誤差内に入っているが 0.4 c/s になると 0.25 dB の低下があるが、この変換器がプロセス制御系に用いられることを考慮すれば使用周波数としては 0.2 c/s で十分である。

表 6.1 に空電変換器 AV-100 形の標準仕様をかかげる。

表 6.1 空電変換器 AV-100 形仕様

作 動 原 理	力平衡式
入 力 力	$0.2\sim 1\text{ kg/cm}^2$ 空気圧
出 力 力	$4\sim 20\text{ mA DC}$
精 度	$\pm 0.5\%$
負 荷 抵 抗	$800\ \Omega$
周囲温度の影響	$0^\circ\sim 50^\circ\text{C}$ セルススケールの $+1\%$
消費電力	約 2 W
使用周波数	0.2 c/s 以下
圧力接続口	$1/4\text{ NPT}$

7. 電空変換器

空気圧信号によるプロセス計装を行なう場合、電気的信号を空気圧信号に変換して空気圧式操作端を駆動させる必要がある。電空変換器はこのような電気的信号を空気圧信号に変換する機能を持っている。すなわち $4\sim 20\text{ mA}$ の直流電流信号を $0.2\sim 1\text{ kg/cm}^2$ の空気圧に変換する。

7.1 電空変換器の構成

図 7.1 に電空変換器 AV-600 形の内部を示す。その構成要素は電気信号を力に変換する力平衡形変換器とこれを空気圧信号に



図 7.1 電空変換器の内部
Fig. 7.1 Interior of electro pneumatic converter.

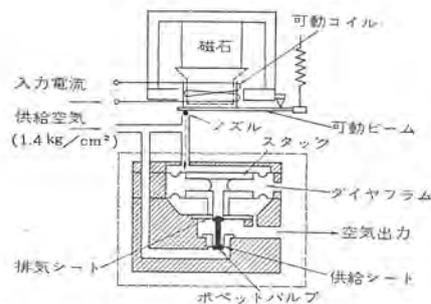


図 7.2 空電変換器の動作原理図
Fig. 7.2 Principle of E-P converter.

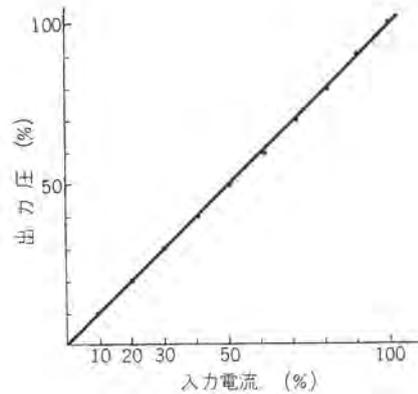


図 7.3 入出力特性

Fig. 7.3 Input-Output characteristic of E-P converter.

変換する空気圧変換部からなる。動作原理を述べるために図 7.2 に動作原理図を示す。

調節計などの出力として与えられた $4\sim 20\text{ mA}$ の電流信号は、変換器への入力として永久磁界内におかれた可動コイルに与えられる。したがってコイルおよびこれを取り付けている可動ビームは、その下方にあるノズルに近づき（もちろん逆動作も可能である）、このためノズル背圧は上昇する。この結果出力圧力は増加し、ビームは入力電流による力とノズルから吹き出す空気圧力とが平衡して静止する。このようにノズルにより検知された圧力は下方ラスタのチェンパに入力圧力として導入される。この入力圧力はダイヤフラムにより検知されたスタックを下方に押し、ポペットバルブを押し、供給シートを離れる。空気は入力圧力と出力圧力とがつり合う（すなわち力平衡形になっている）まで流れ、つり合うときポペットバルブはもとの位置にもどり、供給シートを閉じる。このようにして供給圧力は閉ざされ、所要の出力が得られる。逆に入力が減少した場合スタックは上方に動き、排気シートを開き、出力圧が入力圧に等しくなるまで排気し、つり合った状態で排気シートは閉ざされる。このようにして入力電流に比例した出力圧が得られる。この方式は信号が変わるときだけ空気が流れるものでラブリード形と呼ばれ、空気消費量が少ないのが特長である。

図 7.3 に電空変換器 AV-600 形について入出力特性を試験した結果を示す。

表 7.1 電空変換器 AV-6 形仕様

入 力	$4\sim 20\text{ mA DC}$
出 力	$0.2\sim 1\text{ kg/cm}^2$ 空気圧
精 度	$\pm 1\%$
空気接続口	$1/4\text{ NPT}$
空気消費量	$0.57\text{ m}^3/\text{h}$

8. む す び

圧力その他の発信器について述べたが、さらに性能および信頼性の向上および原価の低減に努力するつもりである。種々有益なデータをいただいた中央研究所および関係各位に謝意を表すものである。

多点温度調節装置

田井昌輝*・竜田直紀**

Scanning Temperature Controllers

Kōbe Works

Masateru TAI

Kamakura Works

Naonori TATSUTA

Scanning temperature controllers are devices to monitor and control the temperature at many points of measurements by scanners. The advantages of the devices are that only one amplifier is good enough, the device is small sized and inexpensive installation cost, results in at each point so as to make central control easy.

Now the controllers with 96 points of temperature measurements are produced for use with heating furnaces. Their composition, operation and performance are explained herein. Special attention being paid to the dependability of the apparatus, a self-checking device is provided to change over spare amplifier immediately by itself when faults occur and no trouble in operation will results in. The scanning speed is one point per second. The accuracy is $\pm 0.5^{\circ}\text{C}$ and control sensitivity is above 0.05°C .

1. ま え が き

多点温度調節装置 (Scanning Temperature Controller) は、1台の装置で多数の測定点を順次切換走査して、温度の監視および制御を行なうものである。近年化学工業、窯業、食品工業などにおける加熱炉や各種処理装置で、ますます質の良い温度制御が要求されるようになり、また、制御点の数も非常に多くなってきた。従来の制御方法では各測定点ごとに、指示計、記録計、調節計を設けて監視、制御を行なわなければならなかったが、この方法では測定点数の増加に比例して、調節計の数も増し、またスペースも大きくなり、管理が面倒になる。一方ここに述べる走査方式を採用すれば調節計は1台ですみ、したがって高精度の偏差検出器を用いることができ、小形キャビネット内に多数点の監視制御装置および表示装置をまとめることができるので、1点あたりの計装費が安くなり、総合的な管理が容易になるという利点がある。

ここでは多数 (96点) の温度測定点を有する加熱炉用として製作した多点温度調節装置 (AM-501-T形) の構成および性能について報告する。

2. 装置の概要

この装置の構成は図2.1に示されるとおりで、その主要な構成

要素は次のとおりである。

- (1) 入力切換器
- (2) 調節用および警報用増幅器
- (3) 温度設定器
- (4) 制御および操作リレー部
- (5) 異常点記憶器、表示回路
- (6) 温度指示計および選択呼出回路
- (7) タイミング回路

図2.2はその外観を示したものである。

2.1 入力切換器

検出端は入力切換器に接続される、入力切換器は入力を順次切り換えて増幅器へ接続するもので原理的にはロータリスイッチと同じものであるが、接点の接触不良、接触抵抗の変動、接点の消耗が性能上重大影響を与えるので接点の特性には高い性能が要求されまた動作ひん度が多いためとくに長寿命が必要である。

ここでは寿命が数億回といわれているワイヤスプリングリレーを使用した。接続可能入力点数は最大100点でデータロギに使われているスキャナとまったく同一のものである。走査速度は毎秒1点が標準となっている。

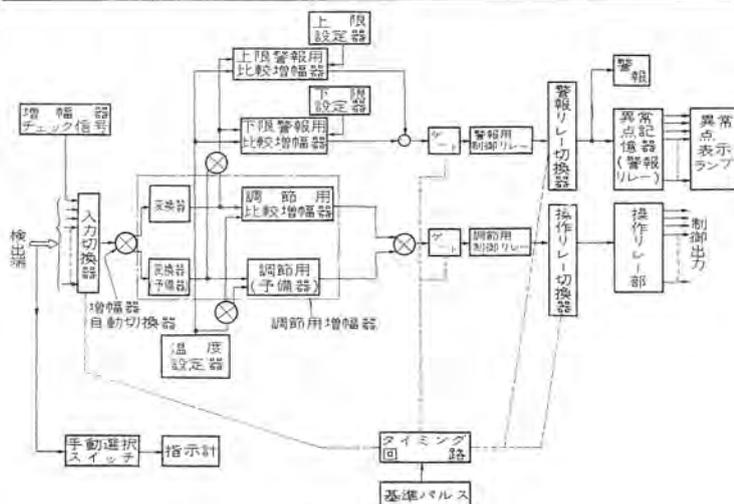


図 2.1 構成図
Fig. 2.1 Block diagram.



図 2.2 外観図
Fig. 2.2 Exterior view.

2.2 調節用増幅器

入力切換によって選択された入力は、増幅器自動切換器を経て調節用増幅器に接続される。調節用増幅器には常用器および予備器を備え、常用器が故障の場合には自動切換器によって自動的に予備器に切り換えられ、装置の運転は支障なく継続される。調節用増幅器は入力（熱電対起電力または測温抵抗体の抵抗値）を1~5Vに変換する変換器ならびにその変換器の出力電圧と設定温度に対応した設定電圧とを比較しその大小を判別する比較増幅器とから成っている。

2.3 警報用増幅器

警報用増幅器は調節用増幅器と類似の回路で測定温度が設定温度から上限および下限設定器の設定温度幅を越えた場合に出力信号を出す、上限警報用比較増幅器と下限警報用比較増幅器より成っている。

2.4 温度設定器

これは各点の温度を所望の温度に設定するためのもので1°Cステップに設定可能なペンポット盤、DA変換器および関数発生器の三つから構成されている。関数発生器は検出器（測温抵抗体）の特性が温度と比例関係にないため温度・設定器の出力電圧を検出器の温度特性に合わせ、調節誤差を小さくするためにそう入されたものである。

2.5 制御リレー部

調節用増幅器および警報用増幅器からの出力信号はそれぞれゲートを経て制御リレー部へ送られる。警報用制御リレーは異常点記憶器に温度が正常であるか否かを記憶させる信号を出し、調節用制御リレーは操作リレーにONかOFFかの指令を与えるものである。制御リレーには超長寿命の水銀接点継電器を用い動作の確実を期している。警報リレー切換器および操作リレー切換器は入力切換器と同期して切換動作を行ない、入力点に対応したそれぞれの警報リレーおよび操作リレーを選択して制御リレーからの信号を伝達するもので入力切換器とまったく同一のものである。

2.6 操作リレー部

入力点に対応した操作リレーは操作リレー切換器によって選択され制御リレーの出力信号によって動作する。この動作は1サイクル後の調節動作の時まで保持されており、炉のヒータを直接ON-OFFできるようにパワリレーを用いている。

2.7 異常点記憶器および表示回路

警報リレーは操作リレー部と同様に警報用制御リレーの出力信号によって、測定温度が警報限界を越えた場合、それぞれ記憶保持し、表示ランプを点灯するとともに警報を発して警告する。図2.2の中央操作パネルの右上半分がこの異常点表示ランプである。

2.8 タイミング回路

切換器の走査、ゲート回路、スキナのチェック、リレーのチェックなどの時間的規制指令信号を出すもので、カード式のトランジスタ論理回路を用いて作られている。このタイミングの基準時間としては余り高精度を要しないので商用電源周波数を用いている。図2.3にタイミング回路の構成図を示す。電源周波数は図2.3に示すように（図は60c/sの場合を示す）ダイオードDでクリップされた後ゲート回路を経てフリップ・フロップ回路で1/2に落とし、さらに10進カウンタおよび3進カウンタによって、1/30となり、毎秒1個のパルスが次の10進カウンタ（1位）へ送られる。各種のタイミングパルスは各10進カウンタおよび3進カウンタの出力を用いて行なっている。入出力切換器の走査は1位および10位の10進カウンタ出力によって

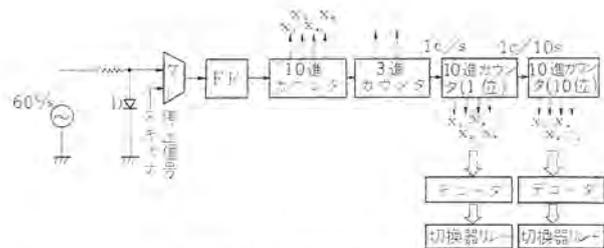


図 2.3 タイミング回路
Fig. 2.3 Timing circuit.

行なっている。10進カウンタ出力は2進符号であるため、デコーダによって10進に変換後、切換器のリレーを駆動している。ゲートパルス、リレーの動作チェックなどのタイミングは、図4.1動作タイムチャートに示してある。なお、走査速度を0.5秒点にしたいときにはフリップ・フロップ回路を省略して、2倍にする。

2.9 温度指示計、手動選択スイッチ回路

温度指示計には中形の自動平衡形指示計を用い任意の測定点を手動で呼出して温度を読みとることができる。指示計の入力抵抗は無限大ではないので指示点と調節点とが合致した場合には調節動作に悪影響を与えないよう、指示計入力回路を自動的に切りはなすと同時に指示計自体は指示をそのまま保持するよう考慮してある。

2.10. 装置の動作の監視

装置の信頼度を高めるためセルフチェック機能を有しており、自動的に次のようなチェックを行なっている。

- (a) 調節用増幅器および警報用増幅器の感度、ドリフト
- (b) 切換器の動作チェック
- (c) 操作リレーおよび異常点記憶リレーの動作チェック

以上の故障の他、切換器の走査停止、ヒューズ断線などの故障が発生した場合、ただちに警報を発し、故障個所の表示を行なうとともに適当な処置を講じて、プラントの操業に支障を及ぼさないよう細かい配慮がなされている。

3. 主要回路

3.1 温度設定器

温度設定はアナログ式の抵抗ダイヤル方式のものとデジタルのペンポットのものに大別される。この装置では運転員による設定の個人差を防ぎ、設定値の再現性を高めるとともに集中監視に都合のよいようペンポット盤を採用した。図2.2の操作パネル右下半分がペンポット盤で9mm間隔にあけられた孔にピンをそう入することによって電気回路を閉じ、設定を行なう。設定には図3.1, 3.2, 3.3に示すように

- (a) 純2進法によるもの
- (b) 2進化10進法によるもの
- (c) 10進法によるもの

などがある。

純2進法では設定孔数が少なく、装置内で2進符号を使っている場合には符号変換の必要がなくそのまま使えて簡単になるが、設定内容が理解しがたい欠点がある。このため、2進化10進にすると純2進法に比べてかなり見易くなり、10進法に比べて孔数は半分以下になる。図3.3は10進法による設定例でダイオード数およびピン数は大幅に減小し、非常に見易くなる利点があるが、孔数が多くなり、パネル占有面積が増大する。以上一長一短があるが10進法または2進化10進法が多く用いられ、この多点温度調

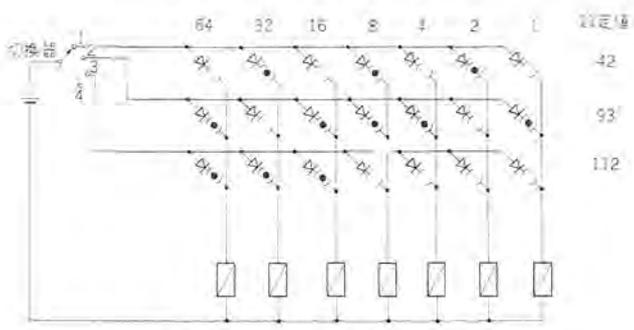


図 3.1 2進法によるピンボード設定
Fig. 3.1 Setup of pin board by binary scale.

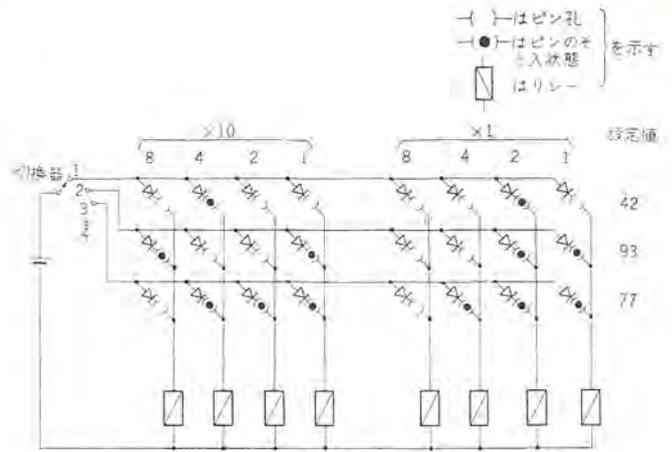


図 3.2 2進法10進によるピンボード設定
Fig. 3.2 Setup of pin board by binary-coded decimal notation.

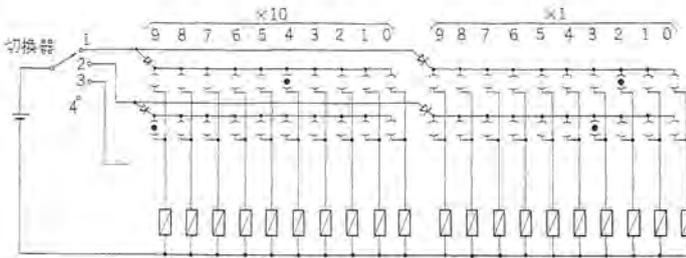


図 3.3 10進法によるピンボード設定
Fig. 3.3 Setup of pin board by denary scale.

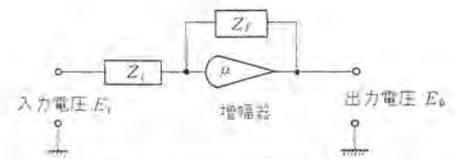


図 3.5 演算増幅器ブロック線図
Fig. 3.5 Block diagram of operation amplifier.

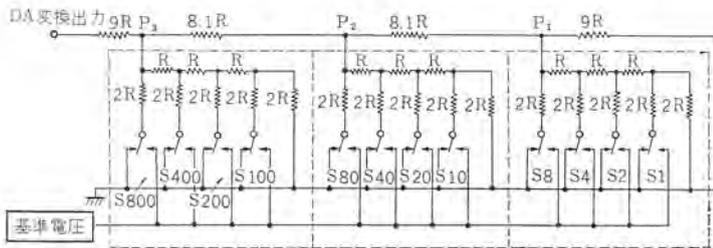


図 3.4 DA変換回路
Fig. 3.4 DA conversion circuit.

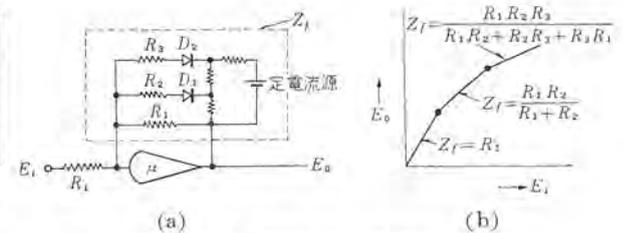


図 3.6 関数発生器原理図
Fig. 3.6 Principle of function generator.

節装置では2進法10進法を採用している。温度の調節および監視動作を休止させたい時には当該点の休止用ピン孔にピンをそう入することによってその点に関する動作を止めることができる。DA変換器には図3.4に示すような定電圧方式テイ(梯)子形DA変換器を用いており、図中のスイッチは図3.2のリレーの接点を用いる。点線で囲まれたブロック内の抵抗回路網は純2進法のもと同様で各スイッチS1x, S2x, S4x, S8xの各ブロックのDA変換出力に対する効果は1:2:4:8であるが、2進法10進にするため各ブロックのDA変換器出力に対する効果はP₁:P₂:P₃=1:10:100となっている。(1)

3.2 関数発生器

関数発生器は一種の演算増幅器で、増幅器の利得μが非常に大きい場合には演算増幅器の出力電圧E₀は

$$E_0 \doteq -\frac{Z_f}{Z_i} E_i \dots \dots \dots (3.1)$$

で表わされる。(図3.5)

ここで図3.6(a)に示すようにZ_fにダイオードと抵抗を用い定電流源によりバイアスをかけると図3.6(b)のごとく、Z_fが入力電圧E_iによって変化し、折線近似曲線が得られる。この装置では測温抵抗体の非直線性を補償するため3本の直線で近似し精度をあげている。折線による近似精度の一例を表3.1に示す。

増幅器はトランジスタ式の差動直流増幅器であり図3.7, 3.8にこの関数発生器の特性を示してあるが周囲温度変化0~+40°Cおよび

び電源電圧±10%変動に対して出力変動は±0.1%以下である。

3.3 比較増幅器

比較増幅器は図3.9に示すように変換器の出力電圧+eと、DA変換器からの電圧-Eとを比較し、それを差動直流増幅器で十分増幅した後、NOR回路を働かせ|e|<|E|の時出力端子より“1”の信号を、また|e|>|E|の時“0”の信号を出すのである。上限および下限警報用比較増幅器は調節用比較増幅器とはほぼ同じもので、上限用比較器は下限用比較器に対して逆極性の出力信号が出るようになっている。比較増幅器の利得は70dB以上あり入力温度に換算して約0.05°C幅でON・OFFの信号を出すことができる。

周波数特性はDC~3kcまで平坦であり、図3.10に示すように温度特性も満足すべきものである。この比較増幅器の外観は図3.11に示してある。変換器は入力信号を比較回路を働かせるだけの電圧(約5V)まで増幅する目的のもので図3.12に示すような力平衡形変換器を用いている。またここで力平衡形変換器を採用した理由の一つには入力側に生ずる誘導雑音を消去するフィルタ特性が良好であるためである。入力(図の場合は測温抵抗体)の変化によってブリッジ出力AB間に電圧が発生し、この電圧によりバランス入力コイルに電流が流れるのでビームの位置が変化する。ビームが偏位するとビームに対向した発振コイルのインダクタンスが変化し、増幅器の出力電流が変化する。この出力電流によって抵抗

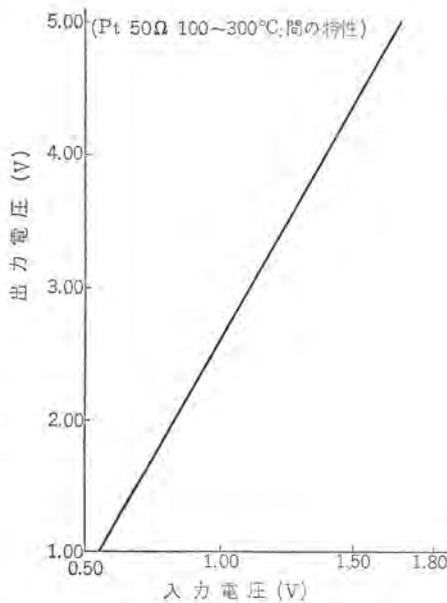


図 3.7 関数発生器入出力特性
Fig. 3.7 Function generator input characteristic.

表 3.1 折線近似による近似精度
(Pt. 50Ω 100~300°C 間)

折線数	最大誤差
折線近似なし(直線近似)	±0.785°C
2本	±0.211°C
3本	±0.098°C

R の両端に生じた電圧と フリッカ の出力電圧とが等しくなった時ビームは平衡する。このような力平衡の原理を用いているので、精度が高く、電源電圧などの変動の影響がほとんどなく、また出力電流が大きいため利得も大きくとれる。

3.4 操作リレー回路

操作リレー回路は図 3.13 のようになっている。CN および CO は制御リレーの接点で Qn リレーを動作、復旧させるに必要な時間だけ ゲート 回路が開き比較増幅器の出力によって動作する。ゲートが閉じている場合には両接点とも OFF となっている。この時間的關係は図 4.1 の動作タイムチャートに示してある。今走査切換器 S によって n 番目の操作リレー Qn が選択されているとする。n 番目の入力測定温度が設定温度よりも低い時には比較増幅器の出力によって制御リレー 接点 CO が閉じ、操作リレー Qn のコイルを励磁する。したがってその接点 qn1 および qn2 が閉じ qn1 により自己保持回路が形成されるので CO 接点が開き走査切換器 S が次の操作リレーへ移ってしまってもその動作は保持される。また入力測定温度が設定温度よりも高いときは、制御リレー 接点 CN が閉じて、リレー Qn の励磁コイル両端を短絡して復帰させる。外部負荷への ON, OFF 制御は接点 qn2 によって行なわれる。

3.5 異常点記憶器および表示回路

異常点記憶器の記憶リレー An の回路の動作は操作リレー回路とまったく同一である。その他に図 3.14 のように表示灯のフリッカ点灯および連続点灯への切換回路がある。表示ランプ PLn は測定温度が正常時には抵抗 R を通じて微点灯しており、ランプの断線事故が早期に見出されるようになっている。測定入力温度が設定温度に対して、上下限設定器の警報限界を越えた場合、制御リレー CO が動作しリレー An が動作保持される。すなわち温度の異常点が発見されるとリレー An が動作し、接点 an3 によってフリッカ装置と警報装置を起動させ、フリッカ接点 FI によって表示ランプ PLn は

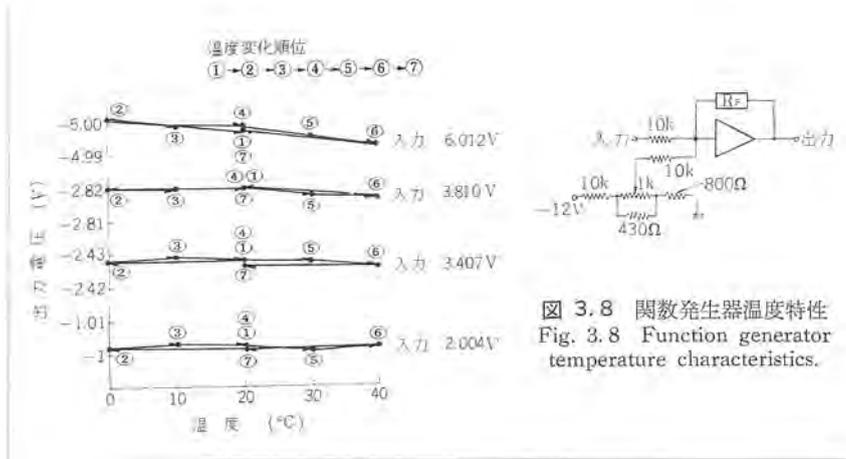


図 3.8 関数発生器温度特性
Fig. 3.8 Function generator temperature characteristics.

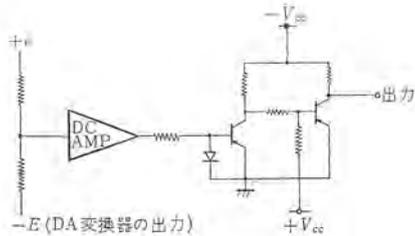


図 3.9 比較回路
Fig. 3.9 Comparison circuit.

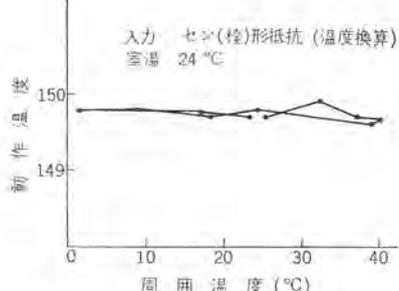


図 3.10 調節用比較増幅器温度特性
Fig. 3.10 Temperature characteristic of comparison amplifier for control.

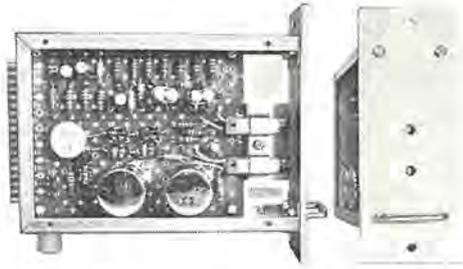


図 3.11 比較増幅器外観図
Fig. 3.11 Comparison amplifier.

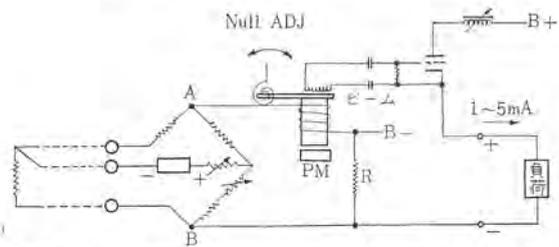


図 3.12 力平衡形変換原理図(測温抵抗体入力の場合)
Fig. 3.12 Principle of dynamic balance type transducer (in case of temp measurement resistor input).

フリッカし、温度異常発生箇所が一目でわかるようになっている。確認押しボタンスイッチ PB (全点に対して共通に 1 個だけ設けてある) を押すことによって、リレー Bn が動作し、フリッカおよび警報は停止すると同時に表示ランプは接点 bn2 により抵抗 R が短絡されて連続強点灯となる。温度が正常値に復した場合には制御リレー接点 CN が閉じるのでリレー An は復帰し、接点 an3 が開くのでリレー Bn も復帰し、表示ランプ PLn は微点灯にもどる。

3.6 操作リレー、警報リレーのチェック

操作リレーおよび警報リレーは比較増幅器の出力によって動作するが、各リレーが指令どおりに働いたかどうかをスキナの 1 周ごとにチェックしている。リレーのチェック用出力回路は図 3.15 の

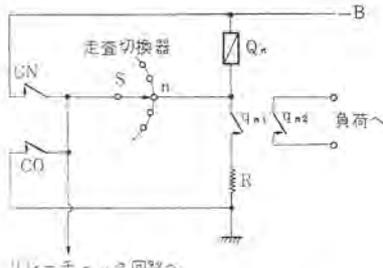
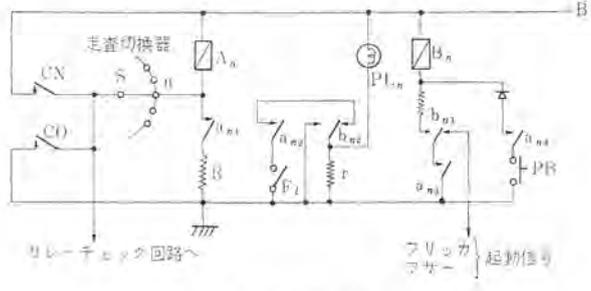


図 3.13 操作リレー回路
Fig. 3.13 Operation relay circuit.



PB: 確認押しボタン
FI: フリッカ接点
図 3.14 異常点記憶回路 (警報リレー回路)
Fig. 3.14 Abnormal point memory circuit (alarm relay circuit).

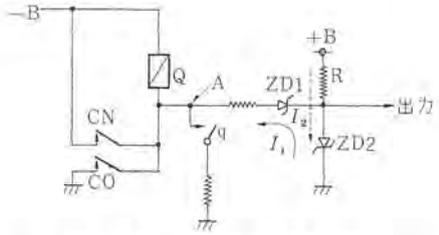


図 3.15 リレーチェック用出力回路
Fig. 3.15 Output circuit for relay checking.

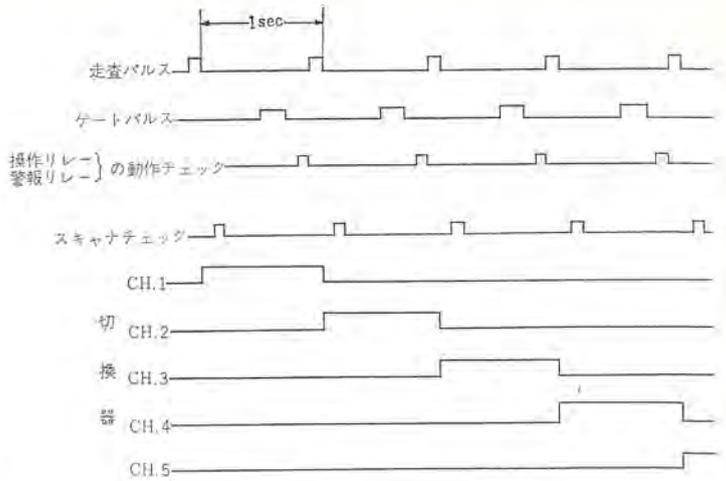


図 4.1 動作タイムチャート
Fig. 4.1 Operation time chart.

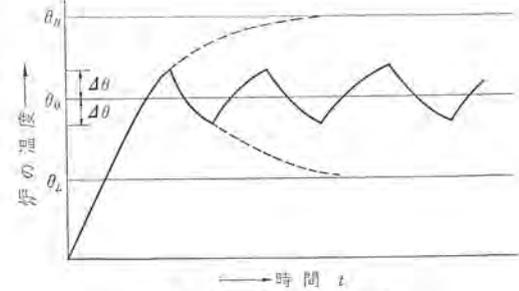


図 4.2 温度制御状態図
Fig. 4.2 Temperature control state.

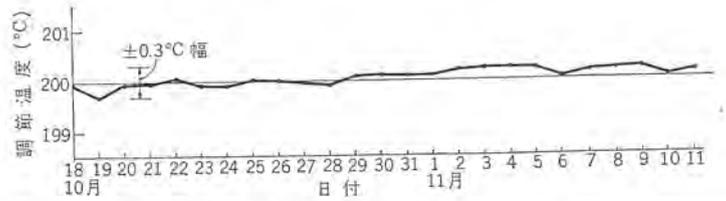


図 4.3 温度調節特性
Fig. 4.3 Temperature control characteristic.

ごとくなっている。

リレーチェックのタイミングの時は接点 CO および CN は開放しているため、リレー Q が復帰している場合 ツエナ電流 I_1 が流れ出力端子には定電圧ダイオード ZD2 のツエナ電圧が現れる。また、リレー Q が動作して自己保持している場合 A 点の電位は $(ZD1 \times + ZD2)$ のツエナ電圧以下となるためツエナ電流 I_1 は流れず +B 電源より抵抗 R を通じて電流 I_2 が流れる。したがって出力端子には ZD2 の順方向電圧降下 ($\approx 0V$) が現れる。この出力を故障表示回路へ導き、リレーの動作指令信号と比較して指令どおりリレーが働いていない時には、故障表示を行なう。

4. 多点温度調節装置の動作

4.1 動作のタイムチャート

切換器の切換動作とゲートの開閉時期およびリレーチェックなどのタイミングの関係を図 4.1 の動作タイムチャートに示している。走査パルスによって、切換器が順次切り換えられ、入力が増幅器に接続された後、増幅器の出力が安定になった時点でゲートパルスにより、操作リレーおよび警報リレーが動作、復帰するのに十分な時間だけゲート回路を開く、そしてその後すぐにリレーが指令どおり動作したかどうかをチェックするため、操作リレーおよび警報リレー

動作チェックパルスによりチェックし、リレーの故障を早期に発見するよう考慮されている。また走査パルスのあとすぐにスキナチェックパルスにより切換器が正常に動作しているかどうかを切換ごとにチェックし万全を期している。監視、制御の走査周期の選択は制御対象の特性、外乱の種類および大きさ、設定温度の許容偏差などによって定められる図 4.2 において炉温 θ が $\theta < \theta_0 - \theta_s$ の時 (θ_s は増幅器の ON, OFF 感度に相当する温度) 比較増幅器出力により操作リレーが ON となり、 $\theta \geq \theta_0$ の時 OFF となるよう、制御するとする。n 点が走査され、その温度が上昇途中で $\theta = \theta_0$ となる直前であったとすると、制御出力は ON となり、次の走査まで温度の上昇が継続する。また、逆に温度の下降時において $\theta < \theta_0 - \theta_s$ となる直前であったとすると制御出力は OFF であり次の走査まで温度の下降が続くことになり、図のようなサイクリングが生ずる。炉の時定数を T とすると温度の上昇、下降の傾斜

$\frac{d\theta}{dt}$ は

$$\frac{d\theta}{dt} = \frac{\theta_H - \theta_L}{T}$$

である。走査周期を T_s とすると

$$\Delta\theta \geq \frac{\theta_H - \theta_L}{T} \times T_s$$

$$\text{または } Ts \leq \frac{\Delta\theta}{\theta_H - \theta_L} \times T$$

となるよう走査周期を定めればよい。

この装置の走査速度は毎秒1点であるが、これでは走査周期が長過ぎる場合には、定査周期 T_s は

$$T_s = (\text{入力点数}) \times (\text{走査速度 点})$$

であるから T_s を短くするには入力点数を減らすか走査速度を速くすればよい。しかし走査速度を速くすることは増幅器の応答速度およびリレーの作動時間などにより限界があるので、この場合には制御対象を数グループに分け並列走査を行なって、実質的に走査周期を短くして温度偏差が小さくなるように考慮される。

4.2 温度調節特性

温度調節特性の実測値を図4.3に示す。これは設定温度200°Cに対する調節出力のズレを25日間にわたって実測したものである。図からわかるように調節精度は±0.3°C以内であり、非常に高精度で安定であり、オンライン機器として十分信頼できるものである。また調節用増幅器は0.05°C以上の感度を有しており、現在非常に安定に動作している。

5. む す び

以上、走査式の多点温度調節装置についてその概要を述べた。

この装置の製作、運転にあたっては、日本ビロコ株式会社より多大のご援助を賜わり、また製作、調整には、神戸製作所計測器製造部および鎌倉製作所品質管理課の方々のご協力、ご指導を賜りましたことを深く感謝します。

表 5.1 AM-501T 形多点温度調節装置標準仕様

検出器	測温抵抗体
入力数	100 点
走査速度	1 秒/点
制御	オンオフ制御
出力	AC 200 V, 7.5 A トランスフェ接点
設定	0~800°C, 1°C ステップ
	各点個別, ピンボード方式
精度	±0.5°C
警報設定	上, 下限個別, 各点共通
温度指示	自動平衡指示計, 全点呼出指示
寸法	1,200(W)×1,080(D)×2,000(H)
重量	約 850 kg
消費電力	400 VA 以下

参 考 文 献

- (1) 竜田, 塚原: 全トランジスタ逐次比較形 AD 変換器 AD501 「三菱電機技報」 Vol. 37 No. 2 (昭 38)

◆◆◆最近登録された実用新案◆◆◆

名 称	登 録 日	登 録 番 号	考 案 者
回路シャ断器	38-9-30	724527	松尾昭二・兼本成則
裏板を有しないエレベータの階床扉	38-10-16	725125	三尖周夫・丸岡亮一
油圧上機の復帰速度調節装置	38-10-16	725405	松本昌雄
中性子速度選択機のロータ	38-10-16	725418	藤原 智
熱交換器	38-9-11	723080	河合照男・池田日登志
水冷式凝縮器	38-9-11	723085	池田日登志
換気扇用軸流羽根の取付装置	38-9-23	724019	曾我武夫・成木利正
足踏スイッチ	38-9-23	724020	服部信道・岩田高之
円形放電管用ソケットカバー	38-9-23	724021	船田淳三・高田 弘
放熱管(412090の新案変更)	38-9-30	585577	河合照男・福島一隆
放電管(412097の新案変更)	38-9-30	585578	河合照男・福島一隆
放電管(412004の新案変更)	38-9-30	585579	河合照男・福島一隆
熱交換管(412249の新案変更)	38-9-30	585580	石川嘉孝・河合照男
溶融装置	38-9-30	724357	綱島芳和
温度ヒューズ	38-9-30	724358	武藤 正・黒川憲造
防水型足踏スイッチ	38-9-30	724359	服部信道・岩田高之
放電灯のゆるみ止め装置	38-9-30	724360	山下源一郎・柳下儀兵衛
商品陳列箱	38-9-30	724361	河合照男・沖水政夫
扇風機リード線固定装置	38-9-30	724362	市岡 洋・糸魚川佐富
扇風機支柱上下装置	38-9-30	724363	市岡 洋
扇風機	38-9-30	724364	新倉宗寿
電気ポット	38-9-30	724365	野畑昭夫・町原義太郎
電気ポット	38-9-30	724366	加藤義明・野畑昭夫
電気煮炊具	38-9-30	724367	小原英一・石塚幹夫
温度計付電気ポット	38-9-30	724368	加藤義明
温度計付電気ポット	38-9-30	724369	加藤義明・岡部 勇
電気煮炊具の感温装置	38-9-30	724370	小原英一・石塚幹夫
温度ヒューズ	38-9-30	724371	小原英一・石塚幹夫
電気煮炊具の温度制御装置	38-9-30	724372	加藤義明・畑野明夫
温度ヒューズ	38-9-30	724373	祖父江常雄・内田武士
暖房器用平面発熱体	38-9-30	724519	武藤 正・遠藤吉隆
換気扇用油受け	38-9-30	724520	入沢淳三
換気扇シャッター開閉装置	38-9-30	724521	入沢淳三
電気ヤグラコタツ	38-9-30	724522	武藤 正・小原英一
電気こたつ	38-9-30	724523	穴沢 正・小島三雄
電気掃除機	38-9-30	724524	武井久夫・加藤 悟
電気掃除機	38-9-30	724525	武井久夫・加藤 悟
電気掃除機	38-9-30	724526	武井久夫・加藤 悟
電気ブラシ機	38-9-30	724528	武井久夫・服部信道

◆◆◆最近登録された実用新案◆◆◆

名 称	登 録 日	登 録 番 号	考 案 者
電動鋸切り機	38-9-30	724529	服部信道・森田清司
扇風機の油切り装置	38-10-14	725073	白石和雄・田口幹雄
厨介物処理機の投入口封塞装置	38-10-14	725074	服部信道・岩田高之
陳列用ケース	38-10-14	725075	酒井孝三・長谷川 厚
二重管形放熱管	38-10-16	585755	河谷照男
扇装置	38-9-11	723351	梶田保雄・中西伝一
回転電機の整流子ライザ	38-9-11	723353	山下 浩
ツマミの取付装置	38-9-11	723356	伊東 璋・近藤 勇
超小型水晶片ホルダ	38-9-11	723357	小林信三
回転界磁型交流発電機	38-9-11	723363	諸永茂雄・岩城良之
開閉器用化粧板	38-9-11	723364	和田宏康
電気カンナの削屑排出装置	38-9-11	723371	佐々藤男・入江 厚
全閉型回転電機	38-9-11	723373	藤田淳治
冷凍装置用四方弁	38-9-12	855489	垣見太郎・加藤敏夫

◆◆◆最近登録された特許◆◆◆

名 称	特 許 日	特 許 番 号	発 明 者
エレベータ制御装置	38-9-23	410836	白村義郎・鶴垣光正 金野武司
自動同調装置	38-9-26	311006	松村長延
追値制御サーボ機構	38-9-26	311008	渡部 優
マイクロ波アンテナ	38-9-26	311011	森川 洋・立川清兵衛
位相調整タップ付変圧器保護方式	38-10-7	411709	森 健
パルス位相制御方式	38-10-7	411710	岡 久雄
距離離電装置	38-10-7	411721	北浦孝一
直流制御母線地絡検出継電装置	38-10-7	411725	藤井重夫
扇風機首振装置	38-9-26	411097	市岡 洋・成瀬 勇
温度調節装置	38-9-28	311136	木下忠男

IA-212, IA-213 形 赤外線ガス分析計

安東 滋*・西岡 忠臣*

Models IA-212 and IA-213 Infrared Gas Analyzers

Research Laboratory Shigeru ANDŌ・Tadaomi NISHIOKA

An infrared gas analyzer, an apparatus measuring the concentration of specified components in gases, is very essential to the automatic process control of chemical plants because of its generality, versatility and high sensitivity. Mitsubishi has developed the analyzer of high sensitivity in the past with type designations of IA-211 and IA-222. Then efforts have been made to extend the range of application through the cutting down of the cost with its performances retained the same as the original device, and new models IA-212 and IA-213 have been brought to completion. This report deals with its construction, principle, performance and features.

1. ま え が き

最近化学工業などの分野における生産工程の合理化に伴ない、種々のガス中の特定成分の濃度値を連続測定し、さらに生産工程の自動制御を行なうことが必要となっている。プロセスの計装化が進むにつれて計器に課せられる条件もきびしくなり、構造堅ろうで高精度はもとより長期間の連続使用に耐え保守が簡易でかつできるだけ安価な価格の計器が要求されるに至っている。一方最近のガス分析計の進歩には著しいものがあるとはいえ、温度、圧力、流量などの工業計測器と比較した場合最も開発の遅れている部門といわれている。

ガス分析計にはいろいろの方式のものがあるが、連続測定可能な分析法としては熱伝導法、電磁濃度法、密度法、音響法、導電度法などがあるが、いずれも特定成分に対する選択性に欠けるかまたは特定ガスのみしか測定することができず、多成分中の1成分を測定することはなかなかむずかしい。その他よく利用されているものにオルガットの分析装置やガスクロマトグラフがあるが、いずれも連続分析は困難である。赤外線ガス分析計はガスの赤外吸収を利用しているため選択性にすぐれ、また測定対象ガスの種類も多い。

さきが高い信頼性とすぐれた特性を持つ高感度形赤外線ガス分析計を36年度の通産省補助金を受け完成させたが、このたび性能は前者とほとんど変わらず、しかも価格が安価なはん(汎)用形の赤外線ガス分析計を開発したので報告する。

2. 赤外線ガス分析計の一般論

2.1 原理

図2.1に示すような赤外吸収スペクトルは分子の振動および回転状態のエネルギーにより生ずるものでほとんどのガスが1~10 μ の赤外領域にその分子固有の吸収スペクトルを有しており、分子構造の差異はもとより、構造異性体、同位元素による差などわずかの相違も明確な吸収波長の相違として表われる。単体ガスであるN₂, O₂, H₂, Ar, Xeなどは赤外領域に吸収スペクトルを持たないが、それ以外のCO, CO₂, CH₄, C₂H₂, C₂H₄, HCN, H₂Oなどのほとんどのガスは赤外領域にその分子構造に応じた吸収スペクトルを示す。

したがってこのような赤外吸収のあるガスに赤外線をあてると

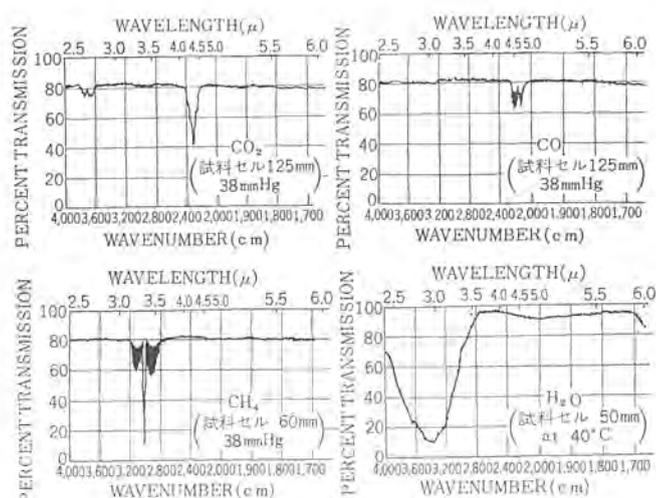


図 2.1 CO₂, CO, CH₄, H₂O の赤外吸収 スペクトル
Fig. 2.1 Infrared absorption spectra of CO₂, CO, CH₄, H₂O

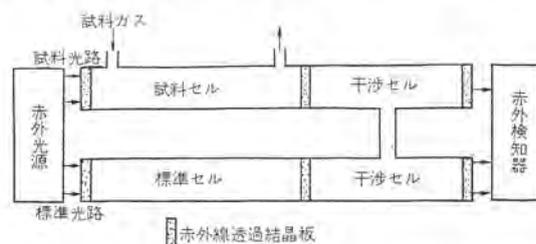


図 2.2 赤外線ガス分析計の原理図
Fig. 2.2 Principle of infrared gas analyzer.

ある特長波長の赤外線が吸収され、そのガス濃度の大小は吸収スペクトルの強弱としてあらわれる。それを検出するにはいろいろの方法が考えられているが、われわれは差圧形の検出方法を採用し、その強弱を圧力変化の大小に変換しそのガス濃度値を知ろうとするものである。

図2.2のように、赤外線ガス分析計は赤熱ニクロム線のような赤外光源、差圧を検出する赤外検知器および赤外線光路にガスを流通させる2本のパイプすなわち試料セルと標準セルから構成される場合には干渉セルを使用する。試料セルに赤外吸収のある被測定ガスを流し、標準セルには赤外吸収のないN₂などのガスを満たせば赤外検知器に入る両光束の赤外線の強さに赤外吸収体の濃度に応じた差が生じる。それを測定ガスの吸収波長だけに

感度のある差圧形の赤外検知器で検出するものである。したがって試料ガス中の被測定ガスの濃度変化だけが赤外検知器の出力変化として表われる。

2.2 赤外吸収スペクトルの干渉

各ガスの赤外吸収スペクトルにはその濃度に応じたある程度の幅があり、これが他種のガスのそれと重複する場合がある。図 2.1 の CO_2 と H_2O の赤外吸収スペクトルを見てもわかるように、 2.7μ 付近で一部重複しているのが見受けられる。試料ガス中に被測定ガス以外にこのようなガスが存在するとその濃度変化が見かけ上被測定ガスの濃度変化としてあらわれる。そのような現象を“干渉”と呼び、そのガスを“干渉ガス”と称している。この場合干渉セルに高濃度の干渉ガスをみだし、その吸収帯を飽和させて干渉の影響を少なくすることができる。干渉セルの長さを l 、封入する干渉ガス濃度を c とすれば $c \cdot l$ を大きくすればそれだけ効果がある。しかし被測定ガス濃度に比べ干渉ガスの濃度変化が著しく大きい時は干渉を防ぐことは困難となる。図 2.1 のような赤外吸収スペクトルはほとんどのガスについて測定されており、多成分中のある 1 成分を測定したい場合はその成分はもとより共存ガスの赤外吸収スペクトルも調べなければならない。それによって分析に使用する波長帯と干渉する波長が明らかとなり、適当な結晶板の選択によってなるべく干渉スペクトルの付近をカットするようにする。ただしこの場合注意すべきことは、これらの赤外吸収スペクトルは赤外分光器で測定されたものであり、その赤外分光器の分解能には限度があるため見掛け上干渉するように見えても実際はそれほどでもないことがあり、その逆の場合も起こりうる。したがって干渉の有無およびその大きさは実験によって確かめた方が安全である。

2.3 特長

赤外線ガス分析計の特長として次のような諸点があげられる。

- (1) 測定成分に対する選択性が高い、したがって多成分中の 1 成分の測定にはとくに有効である。
- (2) ガス濃度の瞬間的、連続的測定が可能なのでラオス制御、危険ガスの濃度監視、ガス濃度変化の自動記録など応用分野が広い。
- (3) 測定濃度範囲が広く、また自由に変えることができる。セルの長さを適当に選ぶと 0~100 ppm 程度から 0~100% まで可能である。
- (4) 希薄濃度で感度が高い。 CO_2 の場合 0~0.05% をフルスケールとして精度フルスケールの $\pm 1.0\%$ で測定することは容易である。
- (5) 測定対象ガスがきわめて多い。 N_2 , O_2 , H_2 , He , A などの単体ガス以外はほとんど全部測定できる。

3. 赤外検知器

赤外検知器には選択性のあるものとそうでないものがあり、前者には Luft 形検知器、スペクトロフォンの検知器、後者には熱電対、ホモメータなどがあるが、赤外線ガス分析計には Luft 形が最も適しているようである。

Luft 形検知器とは図 3.1 のようなもので、差圧形と単一セル形の 2 種があり、いずれも検出部にはマイクログラムによるコンデンサマイクروفオンを使用している。両形とも内部に被測定ガスを満たし、赤外線が入射するとその吸収波長だけを吸収して温度、圧力が増し、それをコンデンサマイクروفオンで検出する。したがって波長選

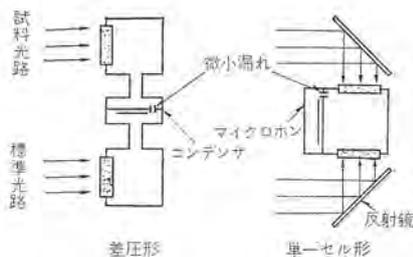


図 3.1 Luft 形赤外検知器
Fig. 3.1 Luft-type infrared detector.

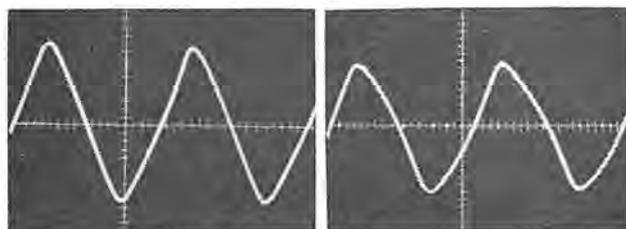


図 3.2 Luft 形検知器の出力波形
Fig. 3.2 Output waveform of Luft type detector.

択性があり、被測定ガスの吸収波長以外の赤外線には感度を示さない。赤外線ガス分析計の選択性がすぐれているのはこのためである。一般の検知器と同じように Luft 形検知器でもゼロ点移動の影響を打ち消すために入射赤外線を一定の周波数で断続する。差圧形の場合には試料光路と標準光路の両赤外線を同時に断続する。したがって両赤外線の強さに差がなければ周期的容量変化(便宜上これを出力と呼ぶ)はなく、差があると断続周波数の出力が現われ、両光束の強弱関係が逆転すると出力の位相も反転する。

単一セル形の場合には両赤外線を交互に入射するように断続する。強さに差があればやはり断続周波数の出力が現われ強弱関係による位相反転も同様である。

このような Luft 形検知器ではマイクروفオン振動板でさかいされる 2 部分のセルは、検知器材料の吸蔵、吸着ガス放出、漏れ、周囲温度変化などにより圧力変動をうけやすい。それを緩和するため両セル間にわずかな漏れをつけておく。この微小漏れの調整も割合に問題で、これが大きくなりすぎると図 3.2 右のように出力波形が変わり振幅が小さくなっていく。極端に大きくすると波形は方形波に近づき振幅は 0 に近くなる。漏れが小さすぎると圧力の平衡がとれなくなり不安定となる。

Luft 形検知器の時定数 τ は比較的大きく数秒にも達する程度であるので断続周波数 f をあまり大きくできない。時定数 τ の検知器に周波数 f で断続された赤外線が入射すると定常状態の振幅は図 3.3 に示すように $(1 - e^{-1/2f\tau}) / (1 + e^{-1/2f\tau})$ に比例する。この振幅比と積 $f\tau$ の関係は図のようになり、無限におそく断続した場合の振幅を 1 とすると、たとえば $\tau = 1$ 秒、 $f = 1$ c/s の場合振幅は 0.24 と小さくなる。われわれの実験した一例では各内容積約 40 cc の差圧形検知器の時定数は 1~1.5 秒程度であった。一方断続周波数は実際上数サイクルが限度で、それ以下では電子回路による増幅が困難となる。図 3.3 で明らかのように積 $f \cdot \tau$ をできるだけ小さくして出力振幅を大きくしたいが、結局われわれは $f = 2$ c/s を選んだ。 $f \cdot \tau = 2$ の付近では検知器出力波形は図 3.2 のような三角波になる。

検知器にとってさらに重要なことは検知器の感度の波長幅の問題である。図 2.1 のような赤外吸収スペクトルは細いスペクトル線の

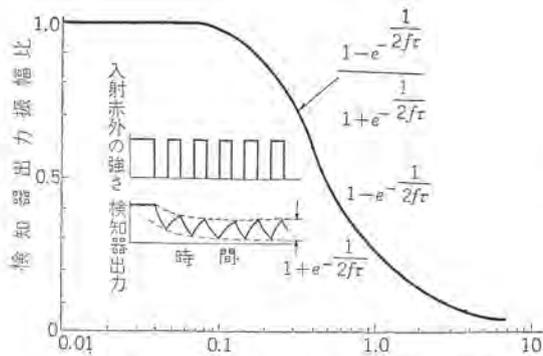


図 3.3 積 $f \cdot \tau$ と検知器出力の振幅の関係
Fig. 3.3 Relation between product $f \cdot \tau$ and amplitude of detector output voltage.

集りであるが、これは濃度が大きくなると透過率が下がらただけでなくスペクトル線の幅も広がってくる。これはガスの分子間の衝突、とくに赤外吸収ガス分子同志の衝突に起因する圧力ひろがり (pressure broadening) と呼ばれる効果である。したがって試料ガスのスペクトル線の幅と検知器の吸収線とをできるだけ近くすることが望ましい。このことは 500 ppm 以下の希薄濃度のときにはとくに必要である。すなわち希薄濃度で分析計の感度を上げるためには検知器内の赤外吸収ガスの濃度、共存単体ガスの種類などを適当に選ばなければならない。この条件を見いだすことがもっとも重要な問題である。また検知器に最適濃度を充てた後 1 年以上もその濃度が変化しないことが当然要求される。検知器の材質、処理方法などに適当な考慮がなされていないと、濃度が増減し分析計校正値の狂いとして現われている。検知器材料としてはステンレス鋼なども用いていたが、このたびガラス製の検知器を開発した。これはコンデンサマイクロフォン部は金属性のそれと変わらず、その他の部分をガラスに置き換えたもので、内面は赤外線の反射をよくすると同時に熱伝導性をよくするため金メッキをほどこしてあり、窓材の取り付け、その他の接合部は気体拡散の少ない接着剤で接合してある。金属性の検知器と比較した場合感度はやや劣るようであるが、吸蔵ガス放出が少なく、低価格であるのが大きな長所である。

4. 構 成

赤外線ガス分析計の方式は偏位法によるものと光学的ゼロ位法によるものの二つに大別される。偏位法は光量の変化を直接指示させる方式のもので構造は簡単であるが光源の強さ、検知器感度増幅器の増幅度などの変化が直接指示値の変化としてあらわれる点に注意を要する。

光学的ゼロ位法は光束の変化量をゼロ位法によって測定するもので構造は多少複雑になるが、上述のような変化に対して直接指示値に影響を与えないという利点がある。このような理由で光学的ゼロ位方式を採用した。

図 4.1 に構成を示す。赤外光源は 700~800°C のコイル状赤熱ニクロム線を使用しており、消費電力は 20~30 W である。光源セルは赤外放射エネルギーを効率よく利用するため、焦点(光源をおく)共通で反対方向に開口している回転二次曲面鏡を用いている(特許出願中)。またこの赤外光源部は防爆のため密閉形のものも準備されている。光源セルを出た 2 本の赤外光束は同時に 2c/s で断続される。各吸収セルは内径 20 mm で赤外線の反射をよくするため内面に金メッキをほどこしたガラス製のパイラと、赤外線を透過する単結晶板の窓からなり、窓の材質としては吸湿性が

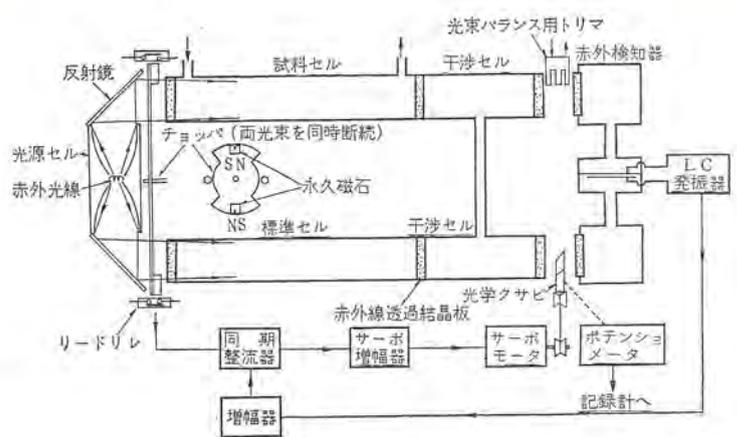


図 4.1 赤外線ガス分析計の構成図
Fig. 4.1 Composition of infrared gas analyzer.

少なく機械的にじょうぶなものが選ばれる。被測定ガス、干渉ガスの吸収スペクトルを考慮して使用波長範囲を決め 1~6 μ では LiF, 1~8 μ では CaF₂, 1~12 μ では AsS₃, 1~20 μ では AgCl などであるが、LiF の結晶板が最も多く使用される。各セルの長さは干渉セルも含めて最大 400 mm で、ガラスパイラと窓材の接合は検知器同様気体拡散の少ない接着剤で接合してある。

赤外検知器のコンデンサマイクロフォン容量変化を電気信号にかえるには 7 Mc の LC 発振器を用いた。もし両光束に強さの差があると LC 発振器は 2c/s の図 3.2 のような信号を出し、これが増幅され同期整流器で位相弁別された後サーボ増幅器に加えられる。両光束いずれが強いかによって 2c/s 信号は位相を反転し、サーボ増幅器はサーボモータを正転逆転させる。光学クサビは一種の光量調節器でサーボモータの正転逆転に対して標準光束の検知器に入る量を強めたり弱めたりする。同期整流器で位相弁別する基準信号はリードリレーによって送られる。これはチョップに取り付けられた 2 個の永久磁石とそれによって働く二つのリレーを組み合わせたもので、この 4 個の位置関係を適当に調節することによって 2c/s の方形波を出すことができる。以上により位相関係を適当に調節しておけば光学クサビは試料光束の強さ、すなわち測定ガスの濃度変化に自動調節し、その変位量を機械的、あるいは電的に検出すれば濃度の指示記録が可能となる。

光学クサビ付近の構造は図 4.2 のようなクサビ形板を 2 枚重ね、その重ね方で校正曲線を自由に変化できる方式のものである(実用新案)。試料セルの長さを l 、測定ガス濃度を c とすると試料セルを透過した測定ガス吸収帯の赤外線の強さは $\sum_{i=1}^n k_i e^{-k_i c l}$ に比例する。ただし k_i, k_i' は各吸収線についての定数である。また光学クサビ、吸収セル窓などの形などによっても濃度と光学クサビの変位量は比例関係にならない。図 4.2 のような 2 枚のクサビ形板を用いると何回か実際の校正とクサビ形の修正を繰り返して校正曲線を直線に近づけることができる。また光学クサビの傾斜は測定ガス濃度対分析計の振れの曲線の勾配を決めるもので、図 4.2 のように一方の端を支点とし他方の端を押すことによってゼロ点を動かさずに傾斜が自由に変えられるので校正時には非常に便利である。

図 4.3 に赤外線ガス分析計の回路図を示した。LC 発振器からの 2c/s の出力信号は利得約 40~50 dB の増幅器で増幅され、同期整流器で直流にされた後 DC-AC チョップで 50c/s または 60c/s の交流信号に変換されサーボ増幅器に加えられる。サーボモータを働かせる。サーボモータの励起コイル側に切換スイッチを入れ、必要に応

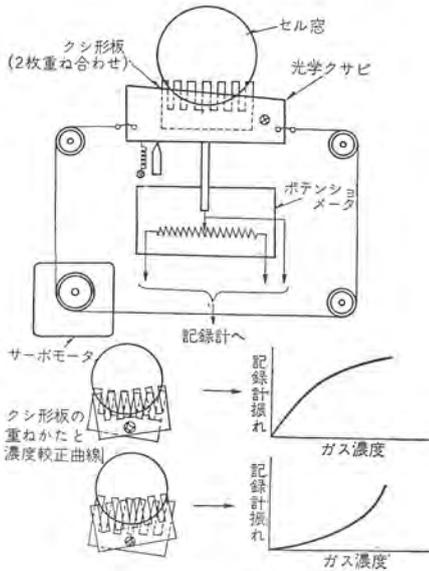


図 4.2 光学クサビの構造
Fig. 4.2 Construction of optical wedge.

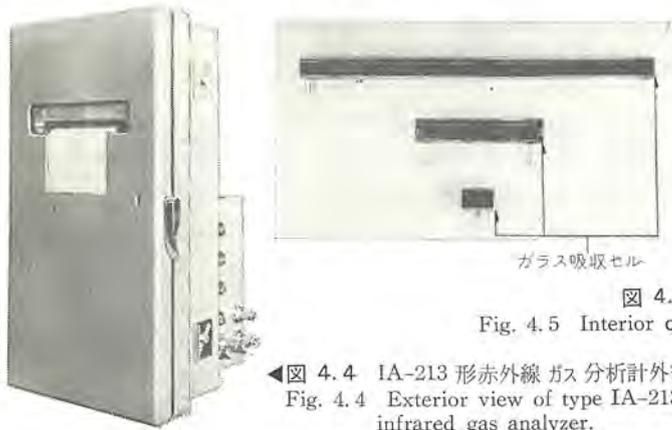


図 4.4 IA-213 形赤外線ガス分析計外観
Fig. 4.4 Exterior view of type IA-213 infrared gas analyzer.

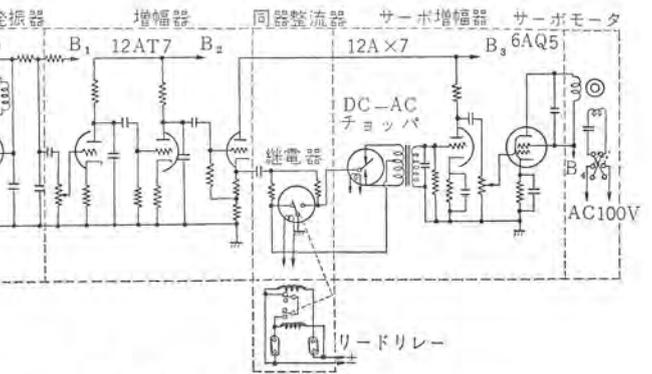


図 4.3 赤外線ガス分析計回路図
Fig. 4.3 Circuit diagram of infrared gas analyzer.

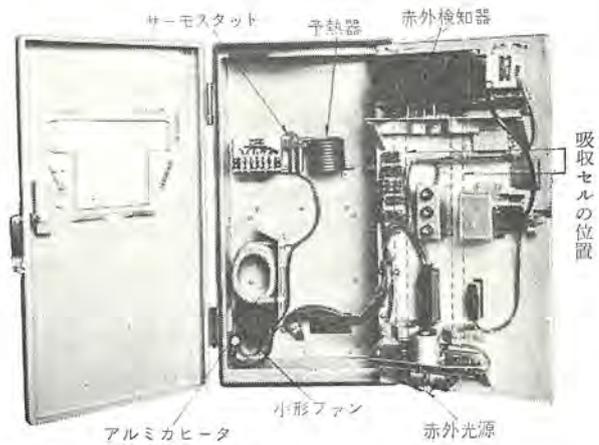


図 4.5 赤外線ガス分析計の本体内部
Fig. 4.5 Interior of the main assembly of infrared gas analyzer.

じて正転、逆転できるようにしてある。

図 4.4 ははん用形赤外線ガス分析計の外観で、図 4.5 はその内部構造を示す。分析計のケースは気密構造になっており、周囲の温度変化による影響を受けないようにしてある。IA-213 形とは図 4.4 のように分析計本体に記録計を内蔵し計器の大幅な価格引き下げを目的としたものである。IA-212 形の方は従来の指示記録方式と同じで、分析計本体と指示記録部を分け、分析計より遠隔操作に必要な信号を出しているものである。

5. 性能

5.1 応答

赤外線検知器の項でも述べたようにわれわれは分析計の感度を上げるため赤外断続周波数を 2c/s に選んだ。この値は分析計の応答をいう点から考えると問題のあるところでこのため分析計の応答はかなりおそい。しかしながら サンプリグ 系統と試料セルの中のガスが入れかわる時間は数 10 秒から 1 分近くかかるのと、化学工場などにおける実際の濃度変化がそれほど早くないことなどから実用上支障はない。

図 5.1 は分析計にガスを導入してからフルスケールに振れるまでの応答時間を示したものである。図 5.2 は試料ガスの流速と応答速度の関係を示したもので、流速を早くすればするほど応答速度は分析計自身の応答に近づくことを示す。

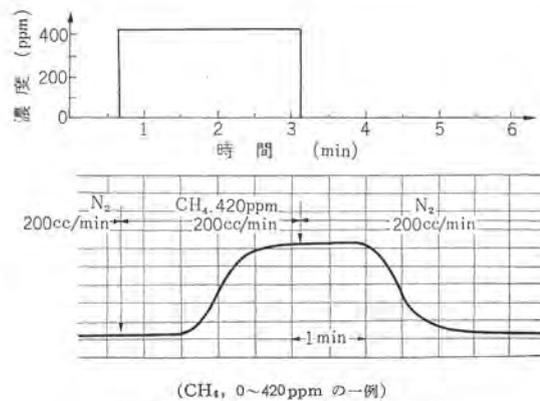
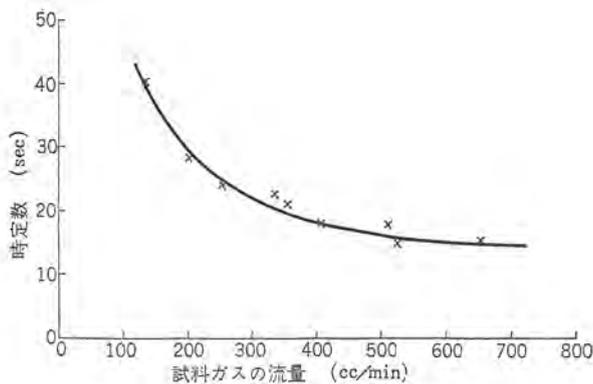


図 5.1 赤外線ガス分析計の応答
Fig. 5.1 Response of infrared gas analyzer.

5.2 較正

赤外線ガス分析計の較正、性能試験はガス濃度が 0.5% 以上の場合はガスだめの中に混合ガスをつくり、それを分析計に流して較正を行なうことができるが、0.1% 以下になるとこの方法はまったく不可能となる。ガスだめ容器の表面のガス吸着、ガス交換による濃度変化が大きく影響するからである。

われわれは次のような方法で希薄濃度の較正を行なっている。まずよく真空熱処理したポンプに N₂ 中測定ガス 100~1,000 ppm の混合ガスを調整し、100~150 気圧ぐらいに充填する。次にこの濃度値を化学分析、質量分析、ガス検知器など、できれば 2, 3



(図 5.1 の立上りを $1 - e^{-\tau/L}$ と仮定した時の時定数 τ)

図 5.2 サンプルガス 流速と応答速度

Fig. 5.2 Sample gas flow speed vs response speed.

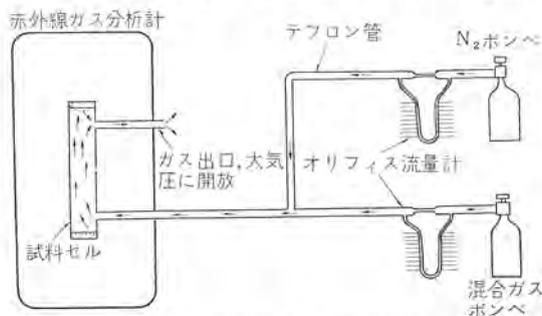


図 5.3 赤外線 ガス 分析計の較正

Fig. 5.3 Calibration of infrared gas analyzer.

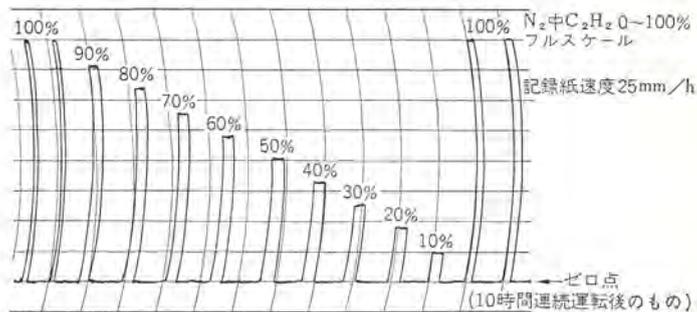
の方法を併用して正確に決定する。この混合ガスと高純度の N_2 とを用いて図 5.3 のように較正を行なう。ガス出口を大気に開放しているため二つの流量計の流量比で値を決めることができる。オリフィス流量計はシリコン・オイルを用い、途中の導管はテフロン管、塩化ビニール管などを用いる。ゴム管はガスの拡散があるので使用できない。このような較正により直線性が悪い場合はさきに述べたように二つのウツ形板を調節すれば改良することができる。

5.3 分析データの一部

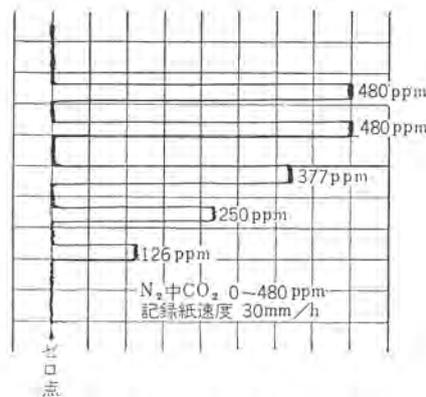
高感度形赤外線ガス分析計においては、最低フルスケールレンジを CO_2 の場合 $0 \sim 50$ ppm, CO, CH_4 はそれぞれ $0 \sim 100$ ppm とすることができたのであるが、この形においては現在の段階では CO_2 を例にとるならば $0 \sim 150$ ppm ぐらいが実用可能な最低濃度である。図 5.4 はその一例を示すもので、精度はフルスケールの $\pm 1.0\%$ 以内である。

6. 恒温装置

赤外線ガス分析計においては温度変化による指示変動が大きいため内部を恒温化する必要がある。とくに赤外検知器は温度変化の影響を受けやすい。これはダイアフラムでさかいされている2部分のセルの吸着ガス放出の相違、コンデンサマイクロフンの容量変化および LC 発振器の発振周波数の変化などによるものである。したがって検知器の温度制御にはとくに注意を要する。今までの実験結果では検知器温度が $3^\circ C$ 変化することにより約 1% の指示



(a) $C_2H_2, 0 \sim 100\%$ フルスケール



(b) $CO_2, 0 \sim 480$ ppm フルスケール

図 5.4 分析記録結果の一例

Fig. 5.4 Example of analyzed record.

変動があったようである。恒温装置は $55^\circ C$ 付近に設定されたサーモスタット、250 W のヒータ、および小形ファンよりなり、検知器温度が一定になるには 1.5 時間 ~ 2 時間かかり、その他の部分は約 30 分で恒温化される。

7. むすび

低価格で性能のよい計器は誰もが望むところであるが、本分析計はこのような計器を目的として開発されたものである。性能、価格は一応満足された結果が出たのであるが、高感度形に比べるとやはり制約を受ける。今後はできるだけこの高感度形の性能に近づけ、よりいっそうの信頼性を示すようにしたいと思う。

(昭 38-12-26 受付)

参考文献

- (1) R. Bowling Barnes: Infrared Spectroscopy, Reinhold Publishing Corporation (1944), N. Y., U. S. A.
- (2) Raymond H. Pierson: Catalog of Infrared Spectra for Qualitative Analysis of Gases, Anal. Chem. 28, 8, 1218 (1956).
- (3) 森一夫: 赤外線分析計の検出器についての基本的考察, 科学研究所報告 36, 6, 385 (昭 30).
- (4) 安東滋, 西岡忠臣: 赤外線ガス分析計「三菱電機」, 35, No. 5 (臨時増刊) (昭 36).

東北電力新潟火力発電所納めデータ処理装置

竜田直紀*・貴田篤志*・深尾忠一郎*・西 信*

A Data Processing System for Niigata Thermal Power Plant, the Tōhoku Electric Power Company

Kamakura Works

Naonori TATSUTA・Atsushi KIDA・Chūichirō FUKAO・Makoto NISHI

A data processing system for Niigata thermal power plant unit no. 1 of the Tōhoku Electric Power Company was delivered to the site in June, 1963, completed of its assembly and adjustment in a short period and entered into perfect working condition with the commencement of commercial operation of the plant in July, 1963. Since then it has been operating so successfully that it proves perfect practical use of the system in the thermal power plant. In the system composition the concept of parallel operation is added and each function is made into a separate system as much as possible. This promotes the system reliability and facilitates adjustment and maintenance. This article describes special considerations paid to the design of the system, outline of the device and the programs, dealing with the operation results in the end.

1. ま え が き

最近新設される火力発電所においては、なんらかの形でデータ処理装置または電子計算機の導入が考慮されつつあり、火力プラントの自動化に対して着実な進歩が行なわれているが、頭初にはその導入にあたり種々問題がおきていたようである。

周知のごとく、従来水主火従といわれた日本の電力系統も年々大容量の新鋭火力発電所の建設が行なわれて次第にその様相を一変し、火主水従へと移行する形勢にあり、それに伴って火力発電所が電力系統に及ぼす影響は単位容量の増大につれて急速に増大しつつある。また一方では電力の質的管理が強く要望されるようになり、従来水力によって調整していた部分も、火力の比重が強まるにつれて火力発電所で分担する必要が生じ、急激な負荷変動、あるいは大幅な負荷変動を要求されるようになりつつある。このような情勢下では火力発電所の効率の向上、安全確実な運転、しかも大幅な負荷変動に対する追従などの要求をみたすためには、従来の計装のみでは不十分であり、ここに電子計算機の導入による新しい運転制御方式が望まれるわけである。

東北電力新潟火力発電所1号用データ処理装置は、38年6月現地に搬入し、ほかに例を見ないほど短期間にすえつけ調整を完了し、同年7月プラント営業運転開始とともに完全操業状態に入って、以後好調に運転を継続しており、火力プラントへのこの種のシステム導入も、もはや完全に実用化の域に達したことを実証した。



左 MELDAP-5141
中央 MELDAP-6261 およびタイプライター
右 MELDAP-1141

図 1.1 新潟火力発電所納めデータ処理装置の全景

Fig. 1.1 Data processing system applied to Niigata power station unit No. 1.

本稿ではすでに発表したもの⁽¹⁾⁽²⁾⁽³⁾⁽⁴⁾⁽⁵⁾に引き続き、東北電力新潟火力納めデータ処理装置につきシステム設計上とくに考慮した点、機器の概要ならびにそのプログラムについて述べ、さらに最後に運転実績について述べることにする。

2. 計画上の要点—特長⁽⁵⁾

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以上、第1に要求されることはプラントの安全性と運転の確実性を保証するに足る高度の信頼性である。このためにこの装置では、設計上次のような点をとくに考慮した。

(a) 並列構成の概念を加味して各機能ごとに別系統とし、一つの機器の故障が他の機器に影響を及ぼさないようなシステム構成を採用するとともに、各系統を極力簡素化し、信頼度の向上をはかり、調整保守を容易にした。

(b) 基本回路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⁽⁶⁾を採用した。この基本回路による MELDAP カード⁽⁸⁾はすでに各方面で多数の使用実績を有するものである。

(c) 記憶装置としては、磁気ドラムのような回転体で、しかも精密調整と特殊な取り扱いを要するものは避け、完全にスタティックなコアメモリを採用した。

(d) 計算機についてはいたずらに速度を上げることはせず、命令の種類も少なくして回路の簡素化をはかり、入出力については特異な命令を設けた。

(e) 各種入力回路から機器内部に侵入する雑音を軽減するため、入力回路は必ず内部と絶縁されるよう考慮し、とくにコモンモードノイズの除去を効果的ならしめた。

(f) 各機器に関しては完全なセルフチェック方式を考慮した。

(g) 熱精算に必要なエンタルピーの算出についても当社独自の算式⁽⁴⁾⁽⁵⁾⁽⁷⁾を採用して計算の能率化をはかった。

さらに機器設置上は次のような注意を払った。

(h) 中央制御室に隣接してデータ処理装置専用

の部屋を設け、十分な空調を施すよう配慮した。

(i) 熱電対などの低レベル検出端からの配線は銅鉄2重シールド線を使用して誘導の侵入を除去するよう努めた。

(j) 変換器類は一括して変換器盤にまとめ、データ処理装置室内に設置したので温度条件もよく、他機器からの電気的雑音を拾う恐れもなく、保守調整にもきわめて好都合である。

(k) データ処理装置の安定な運転のためには、安定した電源の供給が不可欠であるため、MMG方式の無停電電源装置を設置した。

3. 方式と機能—構成

図3.1に示すごとく、このシステムでは機能別に構成を分離している。これらはそれぞれ独立の機器名称を有しており、それらの実行する機能は大略次のごとくである。

(1) 高速連続走査監視

プラント各部の温度を高速に連続走査して監視を行ない、中央制御盤に設けられた警報表示器を動作させる。またとくに重要な点については2段監視を行ない、第2段目の限界値を越えた場合には制御出力(トリップ指令)を出す。この高速連続走査監視機能はプラントの集中監視、安全運転に大いに役だつものであって、この機能は MELDAP-1141 によって実行される。

(2) 計算監視およびデジタル表示

プラントの起動時とくに重要な各部温度差および温度上昇率については、各部温度を1秒1点の速度で連続走査して自動的に計算を行ない、この計算の結果得られる温度差とか上昇率が、規定の限界値を越える場合に警報表示器を動作させる。

このほか運転上とくに重要なデータについては、中央制御盤に計測結果をデジタル表示し、表示された数値は1走査ごとに更新される。これらの監視は運転操作上きわめて重要な量であるにもかかわらず、従来の単純な計装では実現できなかったもので、安全運転、とくに起動停止あるいは負荷変動の場合、運転の安全迅速化に効果を発揮するものである。これは MELDAP-5141 により実行される。

(3) 性能計算および運転実績表の作成

性能計算に必要な入力点については、1時間ごとに計測を行ない、流量とか電力量など積算値を必要とするものについては1時間ごとの積算を行なって、ボイラ効率、タービンプラント効率、熱効率

表 3.1 機器機能一覧

		MELDAP-6261	MELDAP-5141	MELDAP-1141
入 力 方 法	温度	(A) 17点	(A) 27点	(A) 42点
	圧力	(A) 8点	(A) 1点	
	流量	(A) 4点 (D) 9点	(A) 1点	
	電圧	(D) 10点	(A) 1点	
	分折	(A) 1点		
合 計	点	(A) 11点 (D) 6点	(A) 30点	(アナログ) 42点
	合計	(アナログ) 41点 (デジタル) 30点	(アナログ) 30点	(アナログ) 42点
出 力	ロギングタイプライタ	1台		
	テープパンチ	1台		
	テープリーダー	1台		
機 能	各種性能計算		温度差、温度上昇率の監視	温度の監視
	運転実績表の作成		数値表示器6組(各3ケタ) 警報用接点出力 8点	警報用接点出力 34点 制御用接点出力 3点
			温度差、温度上昇率の監視 主要データの数値表示	温度の監視 異常トリップ指令
計 算 項 目	ボイラ効率		カン(節)厨上下温度差	
	タービンプラント効率		カン厨内外温度差	
主 要 仕 組 機	送電端熱効率、発電端熱効率		飽和蒸気温度上昇率	
	燃料消費率、蒸気消費率		給水ポンプケーシング温度差(3点)	
	再熱蒸気流量、所内電力量		復水器平均温度差	
	送電電力量、補給水率		主蒸気温度上昇率	
	所内率、利用率			
	負荷率、6時間の小計			
	24時間の合計、平均			
	走査速度	1点/1秒	1点/1秒	5点/1秒
	メモリ	コア 2,000語	レジスタ 19ケタ	
	プログラム	ストアードプログラム方式	ピンボード方式	
計算機	10進6ケタ 加減乗算	10進5ケタ 加減乗算		
機 組 成	トランジスタ数	5,800個	3,150個	300個
	リレー個数	53個	116個	100個
	MTBF 計算値	213 Hr	350 Hr	631 Hr

などを算出する。さらにこれらのデータおよび計算結果を運転実績表として自動記録作表する。これらの機能は MELDAP-6261 によって実行される。

以上の各機器の機能を一覧表に示すと表3.1のごとくである。

4. 検出変換方式

このシステムで処理される入力数は計143点であり、その入力信号としては各種のものがあるが、これらは変換器によってそれぞれ次のように変換される。

(a) 空気圧信号(3~27 psi)は空電変換器により1~5mAに変換。

(b) 熱電対(IC, CA)については温度変換器により、1~5mAに変換。

(c) 発信スライド抵抗のあるものについては、その抵抗の両端に直流電圧を与えて0~5Vに変換。

(d) 電力については、サーマルコンパタを用いて直流mVに変換。

(e) 積算パルス信号、ON-OFF信号については絶縁をかねた中継用リレーで受信。

以上の変換器のうち温度変換器は各入力ごとに1台ずつ設置するものと、いくつかの入力に対して共用するものがある。その他の項目については1項目ごとに交換器を設けてある。

5. 計算項目

MELDAP-6261 によって行なう計算にはいろいろあるが、とくに重要なボイラ効率、タービン効率、ならびに熱効率について簡単に述べる⁽⁴⁾⁽⁵⁾。

まずボイラ効率の算出については周知のごとく入力出

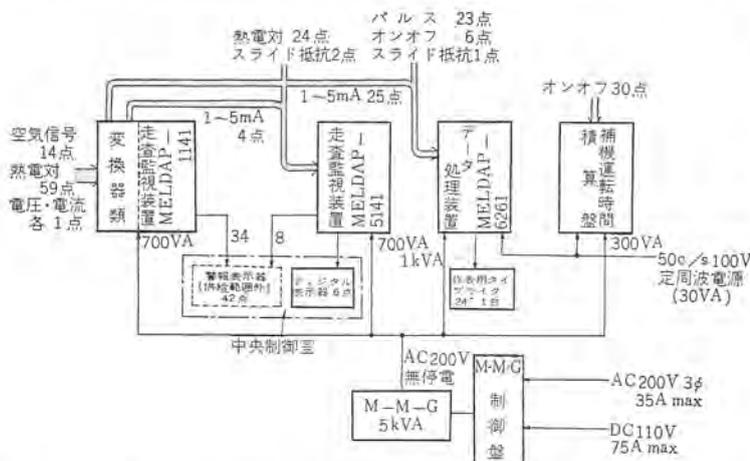


図 3.1 新潟火力発電所データ処理装置総合系統図
Fig. 3.1 System block diagram of data processing system applied to Niigata power station unit No. 1.

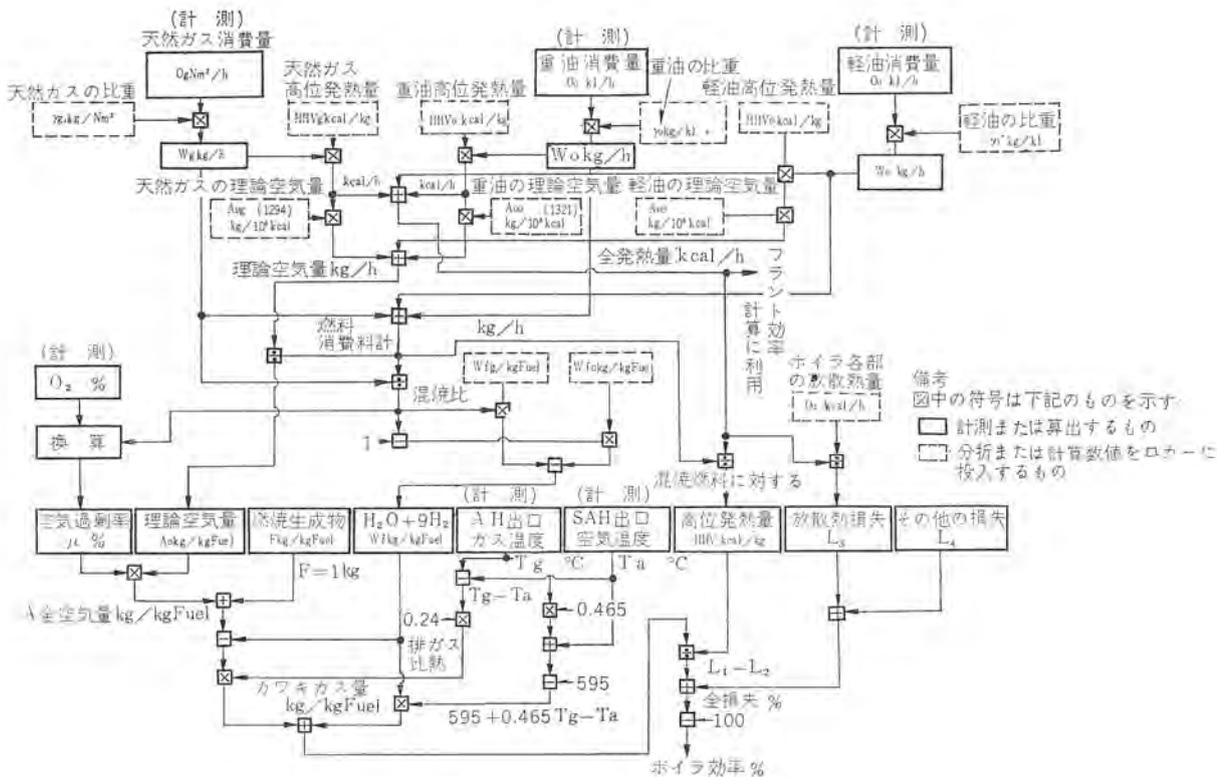


図 5.1 ボイラ 効率計算法
Fig. 5.1 Boiler efficiency calculation procedure.

方法と損失法とがあるが、この場合損失法を採用した。損失法では計測によって求めるのが損失であり、最近建設されるボイラでは諸損失の和が入力の 10~15% 程度であるため、現在の計測方法によってもかなり高い精度で効率の算定が可能である。

新潟火力発電所では燃料に重油と天然ガスが使用されているが、両燃料の混焼比のいかにかわらず正確な数値が得られるよう考慮して算式を決定した。

ボイラ 効率の計算式は次のとおりである。

$$\text{ボイラ 効率: } \eta_B = 100 - (L_1 + L_2 + L_3 + L_4) (\%) \dots (5.1)$$

ここに L_1 はカワキ (乾) 排ガス損失

L_2 は燃料中の水分および水素分による損失

L_3 は放射熱損失

L_4 はその他の損失

である。この計算過程を図示すれば図 5.1 のようになる。

次にタービンプラント効率は図 5.2 に示すタービンサイクルから次式により求める。

- ① 圧力計
- ② 温度計
- ③ 流量計

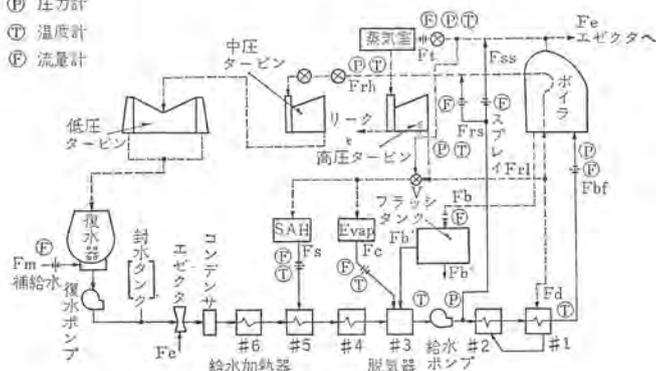


図 5.2 125 MW タービンサイクルと効率計算用検出点
Fig. 5.2 Turbine cycle of Niigata power station unit No. 1

$$\text{タービン 効率: } \eta_T = \frac{860 \times \text{発電機出力}}{\text{総熱消費量}} \times 100 (\%) \dots (5.2)$$

$$\text{ここに 総熱消費量} = \text{熱入力} (H_{in}) - \text{熱出力} (H_{out}) \dots (5.3)$$

であり、熱入力、熱出力ともそれぞれ 5 項目の熱量について算出し、各熱量はそれぞれの流量にその温度、圧力から求めたエンタルピを乗じて求めている。また蒸気の流量は給水流量を基準にとり、主蒸気、低温および高温再熱蒸気流量は給水流量から換算して求める。エンタルピの算出は蒸気表のデータをもとにして精密に算出、確認された独自の近似式⁽⁴⁾⁽⁵⁾⁽⁷⁾を用い、簡単な式でありながら、その対象とする範囲内においては十分の精度を有するものである。

また発電端熱効率は次式により算出する。

$$\eta_p = \frac{860 \times \text{発電機出力 (kW)}}{\text{供給燃料の全発熱量 (kcal)}} \times 100 (\%) \dots (5.6)$$

以上のほかに蒸気消費率、燃料消費率、補給水率、所内電力量、送電端熱効率、負荷率、利用率、所内率などを算出する。

6. MELDAP-6261

6.1 装置の概要

MELDAP-6261 はいわゆるコンピュータログに属するもので、監視、作表などの機能をもつだけでなく、記憶装置を内蔵して収集した各種のデータを用いて効率などの計算をオンラインで行なうものである。

本装置は構成上からは磁心記憶装置を内蔵する中央処理ユニットを中心として、入力ユニットおよび出力ユニットに大別され、そのブロック線図を図 6.1 に示す。

6.1.1 入力ユニット

入力ユニットは多数のロケツ変数を統一された電気信号、パルス信号、オンオフ信号として受け入れ、これらのデータに一

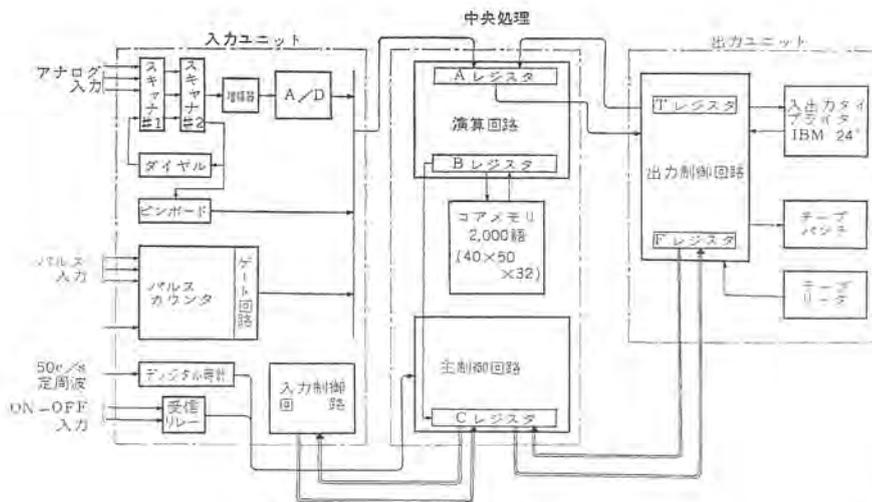


図 6.1 MELDAP-6261 ブロック線図
Fig. 6.1 Block diagram of MELDAP-6261.

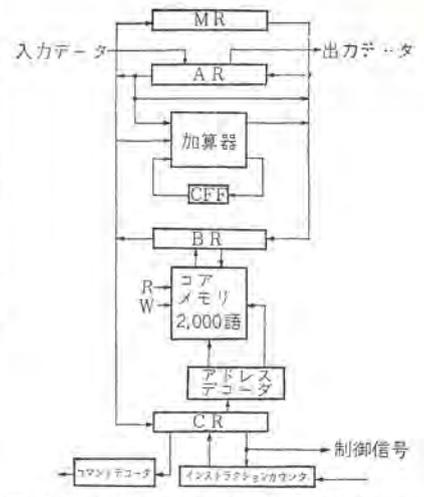


図 6.2 MELDAP-6261 演算制御ユニット
ブロック線図
Fig. 6.2 Arithmetic and control unit of
MELDAP-6261.

次の処理を施して中央処理装置で取り扱える信号に変換する部分であり、スキャナ、A-D変換器、パルスカウンタなどから構成される。

スキャナは開閉素子としてワイヤスプリングリレーを用い、どの点を選択するかはプログラムによって指定され、まったくランダムな走査が可能である。また各入力はいずれも2線が開閉されるようになっている。

増幅器は入力 1~5mA を 0~5V に変換するもので

- (a) ゼロサレーション
- (b) 入力信号の絶縁

を行なうものである。この増幅器は電源周波数の入力に対して 60dB 以上の減衰を与え、入力に混入してくる誘導を除去することができる。また、入力の2線と大地間に誘導される雑音に対してもコモンモードリジェクション比が 120dB 以上あり、雑音、誘導などの影響は出力側にほとんど現われない。

A-D変換器は A-D501D 形⁵⁾を採用しており、その性能は次のごとくである。

- 変換方式：全トランジスタ化逐次比較方式
- ケタ数：2進10進3ケタ
- 変換精度：0.1%
- 入力電圧：0~5V
- 変換速度：2.8ms

流量、電力量など積算を要するパルス入力についてはパルスカウンタを設け、またシャ断器とかスイッチなどのオン・オフ信号は受信リレーでいったん受信後、中央処理ユニットの割込用フリックフロップに接続する。

さらにダイヤルとかピンボードなどは、効率計算などに必要な各種定数を与えるものである。

6.1.2 中央処理ユニット

中央処理ユニットはこのデータ処理装置の中核をなす演算制御部であり、コアメモリを中心とするプログラム内蔵式の小形計算機である。またデータ処理装置として必要な各種入出力機器との接続が容易に行なえるよう考慮してあり、また入出力機器と中央処理ユニットとは互いに独立制御になっている。

この装置のブロック線図は図 6.2 に示すごとくで、主要部は演算用の A レジスタ (AR)、B レジスタ (BR)、M レジスタ (MR) 加算器、補数回路、また記憶装置としてのコアメモリ、制御用としての

C レジスタ (CR)、インストラクションカウンタ、命令デコーダ、アドレスデコーダなどである。

この装置のおもな仕様を列挙すれば次のとおりである。

プログラムおよび演算方式：ストアプログラム方式で、その進行順序は逐次式、演算は直並列方式

数値：2進10進、固定小数点方式で符号+6ケタ

命令：1アドレス方式、命令の種類は 29 種 (表 6.1 参照)

演算速度：加減算 2ms

乗算 61ms 平均

除算は使用ひん度が少ないのでプログラムにより行なう。

記憶装置：方式 電源一致方式磁心記憶装置

容量 2,000 語

1語はパリティビットを含み 32ビット

入力：タイプライタ、テープライタ、および A-D 変換器など入力ユニットから可能で、入力点の指定は命令のアドレス部で行なう。

出力：タイプライタおよびテーラパンチが接続され、出力の様

表 6.1 MELDAP-6261 命令表

分類	略号	コード	動作	
演算	CAD	11	A レジスタをクリアして [n] を加算	
	ADD	12	A レジスタの内容と [n] を加算	
	ADA	13	A レジスタの内容と [n] の絶対値を加算	
	CSU	14	A レジスタをクリアして [n] を減算	
	SUB	15	A レジスタの内容から [n] を減算	
	SUA	16	A レジスタの内容から [n] の絶対値を減算	
	STR	21	A レジスタの内容を n 番地へ記憶	
	MUL	30	M レジスタの内容に [n] を乗算	
	転送	LMR	17	[n] を M レジスタへ転送
		LAR	18	[n] を A レジスタへ転送
シフト	SAR	63	A レジスタ右シフト	
	SAL	64	A レジスタ左シフト	
飛越し	JUN	41	無条件ジャンプ	
	JPG	42	A レジスタ ≥ 0 の場合 n 番地へ飛べ	
	JNG	43	A レジスタ < 0 の場合 n 番地へ飛べ	
	JZR	44	A レジスタ = 0 の場合 n 番地へ飛べ	
	JS1	51	FF1 がセットされていれば n 番地へ飛べ	
	JS2	52	FF2 がセットされていれば n 番地へ飛べ	
	JS3	53	FF3 がセットされていれば n 番地へ飛べ	
	JS4	54	FF4 がセットされていれば n 番地へ飛べ	
	JS5	55	FF5 がセットされていれば n 番地へ飛べ	
	JS6	56	FF6 がセットされていれば n 番地へ飛べ	
FFn	70	FFn をセット		
入出力	RED	22	入力データを n 番地へ記憶する	
	PTI	23	タイプライタからの入力を受付ける	
	INS	84	入力点を選択 (アドレス部で入力点指定)	
	OUT	85	出力指令 (アドレス部でフォーマット指定)	
HAL	90	ホールド (計算中断)		
NOO	00			

式は命令のアドレス部で指定する。

本装置の命令表は表 6.1 に示す。

6.1.3 出力ユニット

出力ユニットは情報処理の結果を電動タイプライタを用いて作表を行なうとともに、テープパンチの駆動およびタイプライタ、テープリーダーからのプログラムやデータを受け入れる部分である。そのおもな構成は、Tレジスタ、Fレジスタ、ディジットカウンタ、ファンクションデコーダ、フォーマットデコーダ、駆動用リレーからなる。

(a) 電動タイプライタ

IBM社製 Input-Output Writer で、本装置で自動的に制御されるキーは数字、小数点、-, Space, Tab, Carriage Return, 赤リボン、黒リボンの17種であり、キャレットの長さは24インチのものを使用している。またこのタイプライタから情報を入力することのできるキーは数字、-, U, Zの13種である。

(b) テープパンチリーダー

タイプライタに出力しうるデータはすべて紙テープに取り出すことができ、このテープのデータをふたたびタイプライタで作表用紙上に印字することもできる。

テープリーダーはプログラムをコアメモリに読み込む際に使用するものである。

6.2 プログラム

6.2.1 運転プログラム

本装置の1日24時間の動作を規制する運転プログラムは、図 6.3 に示すフローチャートのとおりである。このフローチャートについて各ボックスの内容を説明すれば大略次のごとくである。

- ボックス3: 1日の作表が終了すると計算のフローはここに戻ってすべての累算カウンタをリセットする。
- ボックス4: 定刻動作終了後、ここでセットされていたフリップフロップ1をリセットし次の定刻信号を待つ。
- ボックス5: 定刻動作終了後、次の定刻信号が来るまでローは機器のセルフチェックを繰り返し実行し、異常があれば

警報を出して停止する。

- ボックス6: 定刻を判定する。
毎時59分に定刻検出のフリップフロップ1がセットされて、プログラムは定刻動作のフローに入る。
 - ボックス7: アナログ入力20点、パルス入力21点、ダイヤル設定々数18点、ピンボード設定々数33点を順次走査して読み込み、スケール変換の後所定の番地に記憶する。効率を除く計算、すなわち再熱蒸気流量、所内電力量、送電々力量、給水ポンプ出口温度、圧力の計算はこの項で行なう。
 - ボックス8: 発電々力量が20MW以下に下がった場合効率計算は行なわず、所定の効率印字欄には赤字の0を印字する。
 - ボックス10: プログラムの主部に相当する所で、ここでボイラ効率、タービン効率、蒸気消費率、燃料消費率および発送電端熱効率を計算する。
 - ボックス11: 1時間ごとのデータの印字。
 - ボックス12: 小計値および合計値印字のために1時間ごとのデータの累算を行なう。
 - ボックス13: 小計を印字すべき時刻をここで検出する。毎日0時、6時、12時、18時の4回フローはボックス14に進む。
 - ボックス14: 小計値および合計値の印字。
 - ボックス15: 合計値および平均値を印字すべき時刻を検出する。
 - ボックス16: 毎日0時に1日間の合計値を印字する。
 - ボックス17: 各項目別に平均値を計算する。
計算項目の中、1日1回行なう補給水率、所内率、負荷率および利用率の計算もこの項で行なう。
 - ボックス18: ボックス17で計算した各項の印字を行なう。
- これら各プログラムユニットのメモリ内でのアドレス配分は表 6.2のとおりである。

6.2.2 テストプログラム

(a) オンラインテストプログラム 125WD

表 6.2 プログラムのアドレス配分

プログラムの種類	語数	番地	備考
1. タイプアウトデータメモリ $\Delta 1 \sim 45$	50	0011~0060	(4)
2. 累算カウンタ $\Sigma 1 \sim \text{MAX}$	70	0061~0130	(2)
3. 入力データ記憶 A1~K8	100	0131~0228	(0)
A 130 E 170 J 210 B 140 F 180 K 220 C 150 G 190 D 160 H 200			
4. テストプログラム	125	0229~0355	(0)
5. 遊数サブルーチン	47	0356~0402	(0)
6. 定数設定	58	0403~0460	(2)
7. 入力読み込みおよびスケール変換	330	0461~0790	(6)
8. ボイラ効率	180	0791~0970	(0)
9. タービン効率	235	0971~1205	(4)
10. 諸計算	105	1206~1310	(3)
11. 毎時間タイプアウト	245	1311~1555	(0)
12. 累算プログラム	35	1556~1590	(1)
13. 小計タイプアウト	85	1591~1675	(0)
14. 合計タイプアウト	55	1676~1730	(2)
15. 平均計算	105	1731~1835	(0)
16. 平均タイプアウト	112	1836~1950	(2)
17. 追加プログラム	20	1951~1970	(0)
18. 予備		1971~	
19. FLOW CONTROL		1989~1999	

- (注) 1. 1989番地からの FOW CONTROL PRO はプログラムチェックの際データをテープインプットするためのプログラム。
2. プログラムテープインの際の命令は5~10番地を使用する。0~4番地には、テストプログラム JUMP する命令を入れる。
3. 0~60番地は定刻動作終了後 OFF LINE で使用可。

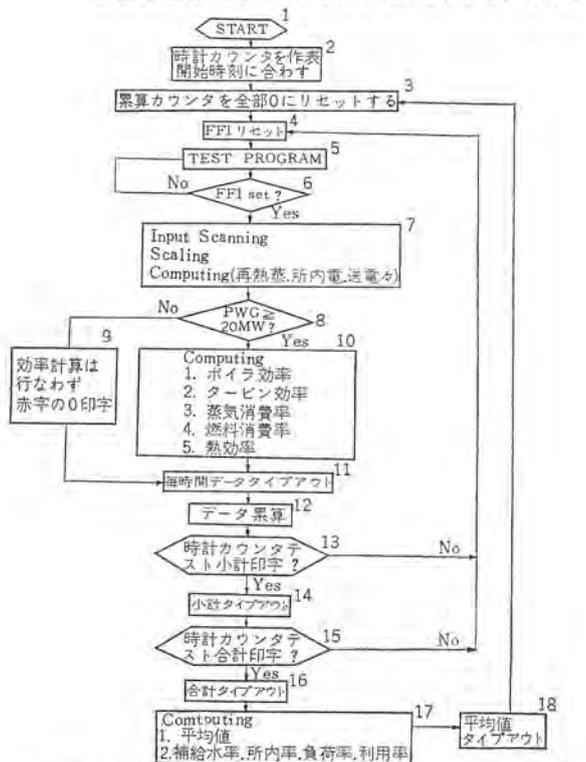


図 6.3 MELDAP-6261 プログラムフローチャート
Fig. 6.3 Program flow chart.

ロガーは定刻作表の空時間を利用して機器のセルフチェックを実行する。すなわち [PTI] と [OUT] を除くすべての命令を実行して演算結果の正誤、命令が正常に行なわれたか否かなどを逐一チェックし、また基準電圧と基準電流を読み込んで A-D 変換器と増幅器の精度チェックを行なうものである。

このオンラインテストプログラム のなかに、機器が故障した場合または定期点検時に機器の機能を診断するため、次の診断プログラムが準備されている。

- (b) 記憶装置診断プログラム 33WD
- (c) 演算ユニット診断プログラム 96WD
- (d) 入力ユニット診断プログラム 100WD
- (e) 出力ユニット診断プログラム 160WD
- (f) A-D 変換器および増幅器診断プログラム 15WD

6.2.3. サブルーチン

前項までに述べたもののほかに、MELDAP-6261 には各種のサブルーチンが用意されており、各種の数値計算にも使用することができる。これらのうちおもなものを列挙すれば次のとおりである。

平方根、立方根、対数 ($\log_e x$, $\log_3 x$, $\log_{10} x$), 指数 (e^x , 2^x), 三角関数 ($\sin x$, $\cos x$)

このほかにユーティリティプログラムとしては下記のもの準備されている。

- プログラムローダ 2種
- プログラムデバグルーチン
- メモリダンプ
- テープコピー

7. その他の機器

MELDAP-5141 は記憶装置として、簡単な計算のために数個のバッファレジスタのみを有し、プログラムはピンボードで行なう方式のデータロガーで、スキャナに同期してこれらの計算を逐次実行するものである。

本装置のブロック線図は図 7.1 に示すとおりである。

MELDAP-1141 はいわゆるスキャニングモータと呼ばれるもので、1秒間5点の速度で連続走査監視を行なう。監視限界値はピンボードで設定し、ここに設定された値をスキャナに同期して読み出し D-A 変換して入力と比較するもので、A-D 変換器も持たず、きわめて簡易な構成をとり、信頼性の向上をはかっている。その構成は図 7.2 に示すとおりである。

その他、補機運転時間積算器があり、発電プラントにおける各

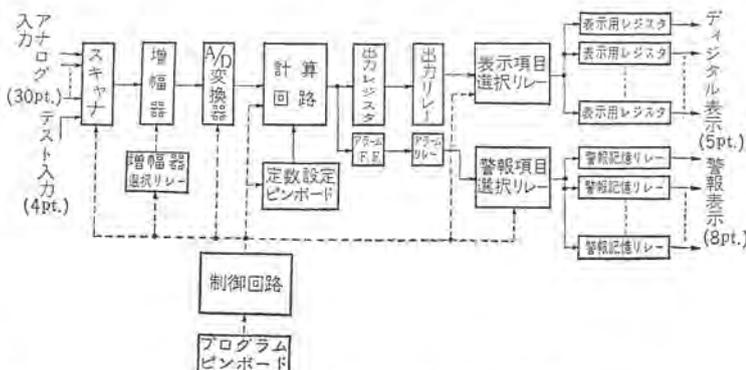


図 7.1 MELDAP-5141 ブロック線図
Fig. 7.1 Block diagram of MELDAP-5141.

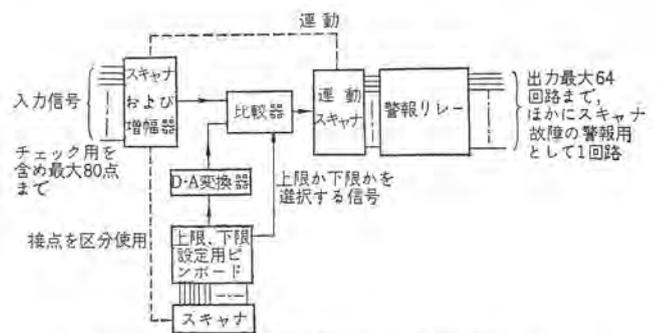


図 7.2 MELDAP-1141 ブロック線図
Fig. 7.2 Block diagram of MELDAP-1141.

種補機類の運転時間の最大 9999 時間 59 分まで積算できるカウンタを 30 個収容している。

8. 運転状況

本データ処理装置のすえつけに関しては、MELDAP-1141 および MELDAP-5141 は 38 年 4 月末に、また MELDAP-6261 は少し遅れて同年 6 月 17 日現地に搬入し、7 月 23 日ラント官庁試験とともに完全実動状態に入った。

この間すえつけ調整に際しては、懸念された雑音の混入に対してもとくに入念な注意を払ったため、ほとんど煩わされることなく、おもに入力検出器のチェック、機器の未調整あるいは不良部品による問題、およびプログラムの多少の変更以外はさほどの問題もなく、短時間ですえつけを完了しており、以後の保守はすべて東北電力で行なわれ、当社の常駐員はおいていない。

運転開始後は好調に実動しており、一例として、MELDAP-6261 の 38 年 7 月から 12 月までの実動率を算出すると表 8.1 に示すとおりである。その故障の原因としては大部分検出器の故障、調整あるいは操作ミスによるものであり、装置の故障としては全故障のうちの 5% 程度にすぎない。

また MELDAP-1141 については 100%、MELDAP-5141 についてもほぼ 100% 近くの実動率を示している。

このように好実動率を実現できた理由としては、まず第 1 にシステム構成上並列動作方式を加味して機能別に構成を極力分離し別系統としたこと、基本回路がそれ自身きわめて安定で、動作マージンが大きいこと、細心の注意を払った設計によってノイズに対してきわめて強いこと、機器の簡素化をはかり保守を容易にしたことなどがあげられる。

表で 7 月、8 月の実動率低下は検出器の調整、および初期不良によるものであり、10 月に一度低くなっているのは発信器の故障、プログラムの一部変更に基づく操作ミスによるものである。

表 8.1 MELDAP-6261 の月別実動率表

実動率	月	7	8	9	10	11	12
$\frac{T-D}{T}$ (%)		99.5	98.3	99.9	98.6	99.6	100
$\frac{T-D'}{T}$ (%)		90.0	94.0	97.0	90.5	97.6	99.6

(注) T は total 時間 (作表を行なうべき全回数)
D は 作表を行なわなかった回数
D' は D と印字されたデータの内容に誤りのあるものを加えた回数したがって $\frac{T-D}{T}$ は データ処理装置のみの実動率
 $\frac{T-D'}{T}$ は 発信器その他をも含めた実動率

9. むすび

以上東北電力新潟火力発電所に納入したデータ処理装置

について、その装置の概要、プログラム および実動状況について述べたが、このシステムでは監視、性能計算などがそれぞれ独立に実行されており、これによって機器そのものも簡素化され、調整保守も容易となり、総合的な信頼度の向上に役だっている。

このプラントはボイラ・タービンを新三菱重工神戸造船所、発電機など電気品一式を三菱電機が担当したものであり、真日本最初の、しかも天然ガスを燃料とする新鋭火力プラントとして注目される発電所であるが、本データ処理装置により運転の合理化、集中管理、安全運転などに効果を発揮すると同時に、火力プラント用データ処理装置も完全に実用化の時代に入ったことを実証したものの



図 9.1 東北電力新潟火力発電所全景
Fig. 9.1 Niigata power station, Tōhoku Electric Power Co.

といえよう。最後に本データ処理装置を設置された東北電力株式会社からは、その計画推進にあたって種々ご指導いただき、またすえつけ導入に際しても熱心なるご協力をいただいた。また新三菱重工工業株式会社神戸造船所からは、計測点の選定、性能計算などの面で絶大なるご指導ご協力をいただいたことをここに記して深甚なる謝意を表する次第である。

参 考 文 献

- (1) 馬場, 大鳥羽, 松元, 竜田: 火力発電プラント用データ処理装置, 電学連大, 264 (昭37).
- (2) 武田, 竜田: データ処理装置による火力発電所の監視と制御 「三菱電機」36, No. 4 (昭37).
- (3) 松元, 竜田: データ処理装置 (第1報), 「三菱電機」36, No. 5 (昭37).
- (4) 松元, 竜田, 貴田: データ処理装置—火力プラントへの適用例, 「三菱電機技報」36, No. 10 (昭37).
- (5) 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, 新三菱重工神戸造船 (昭38).
- (6) 浜岡, 大野, 山崎: トランジスタ形論理要素 NOR, 「三菱電機」, 34, No. 12 (昭35).
- (7) 竜田, 貴田: エンタルピー計算用近似式について
電学関西支部連大, 4-29 (昭36).
- (8) 竜田, 塚原: 全トランジスタ化逐次比較形 A-D 変換器 AD-501, 「三菱電機技報」, 37, No. 2 (昭38).

γ線の透過を利用したベルトコンベヤ上の高炉用原料検出装置

笠原 美三*

岩井 優**・朝日照夫**

A Detector of Blast Furnace Charging Materials on Belt Conveyers by Applying γ-Ray Penetration

Kokura Steel Works, Sumitomo Metal Industries Ltd.
Mitsubishi Electric Corporation, Kōbe Works

Yoshizō KASAHARA
Masaru IWAI・Teruo ASAHI

Belt conveyer lines used in place of the ship and winch in charging materials into a blast furnace necessitate a dependable monitoring system on the installation. A combination of a γ-ray emitting radio isotope, Cesium 137, and a scintillation detector with its associated circuits has been found superior to any other conventional techniques for the detection of the materials on the belt. Though the principle is not new, it may be the first attempt in Japan to apply the radio isotope in such a field as iron industry which calls for high reliability and long life of the device.

The γ-ray penetrated through the material is changed with the scintillation detector into electric pulses. The input pulse signals are converted by a counting-rate meter into direct current proportional to pulse rates. The amount of the current serves to judge the state of the conveyer housing the detector. The device is also equipped with an auxiliary γ-ray source of the same kind to detect faults on the device itself and the conveyer.

1. ま え が き

住友金属工業株式会社小倉製鉄所第1号高炉は昭和38年7月1日より改修が行なわれ、同年10月1日ぶじ火入式が行なわれた。この改修にあたっては過去にわたって進められた、種々の技術の進歩の成果が積極的に採用され、たとえば高炉用原料の装入方式をみても、従来のスキップ巻方式からベルトコンベヤ搬入方式に改められている。後者の方式がわが国で採用された例はまだわずか2例を数えるのみである。(今回の分を含めると3例になる)これは、マッキー式装入装置にベルトコンベヤを併用した設備で、設備費が安価である、電気制御装置が簡略になるなどの特長を有し、次第に普及する傾向にある。装入系統全般の自動化運転を行なうため、この方式ではベルトで運ばれる、原料の有無を絶えず調べている必要がある。ベルト上の原料の有無を検出する方法としては、機械的なレバーとスイッチを連結したもの、コンベヤ上において重量を計測する方法、光線を利用する方法、高周波を用いた誘導方式などいろいろ考えられるが、機械式は寿命の点で実用的でなく、光線ではベルトコンベヤの形状から適当なビーム通路が得にくく、誘導方式では通過する原料の種類が多いので多数の検出素子を必要とするなどの欠点がある。ここで紹介する放射線を利用した検出方式は以上のような難点をすべて解決し、きわめて容易かつ安定に検出を行なうもので、基幹産業である製鉄工業に放射線が利用されたという事実は、原子力平和利用もようやく実用期を迎えた感じを強くするものである。

2. 概 要

装置の概要は大きく検出部と計測部にわけられ、前者は装入コンベヤの始点から炉頂投入口に至る間の定位置に3箇所設置され、その点の原料の通過の情報を後者に伝える。計測部は高炉運転制御室内に他の管制機器とともに置かれ、検出部からの情報をリレー

のオンオフ信号に変えて自動運転制御回路に送る。

検出部は線源と検出器とから成り、両者の間にベルトコンベヤがはさまれるように設置されている。線源より放出されたγ線ビームは検出器に到達する間にベルトおよび原料によって吸収されるので、検出器に入射するγ線強度はベルトコンベヤの載荷状態によって異なる。これが検出原理のあらましであるが、無接触であること、ベルトレベルの変動の影響を受けないことなどの特長がある。

計測部は、機能の異なる回路がそれぞれ独立のユニットとして組み立てられており、しかもそのうちの主要なものは既に放射線測定器として標準化されたものが用いられていることが特長である。

検出信号は、自動運転の制御信号として用いられるのであるが、この部分に関しては別の機会に発表されることもあると思うので、以下は検出装置に限りその細部について述べる。

3. 原 理

γ線が物質を透過すると物質中でγ線の吸収が起こり、物質の厚みが増すほど透過するγ線は弱くなる。その関係は近似的に式(3.1)で表わされる。

$$I = I_0 e^{-\mu x} \dots\dots\dots(3.1)$$

ここで、
I: 透過γ線強度
I₀: 吸収物質がないときのγ線強度
μ: 線吸収係数 (cm⁻¹)
x: 物質の厚み (cm)

いま図3.1のように検出器と線源を配置すると式(3.1)の関係から、

$$I = I_0 e^{-(\mu_1 x_1 + \mu_2 x_2)} \dots\dots\dots(3.2)$$

ただし、
μ₁: 原料の線吸収係数
μ₂: ベルトの線吸収係数
x₁: 原料の厚み
x₂: ベルトの厚み

* 住友金属工業小倉製作所 ** 三菱電機神戸製作所



図 3.1 検出部略図
Fig. 3.1 Sketch of detector.

とし、空気による吸収は無視する。

μ_2, x_2 は一定であるから I は $\mu_1 \cdot x_1$ の関係となる。原料があるときの強度を I_2 , 原料がないときすなわちベルトのみのときの強度を I_3 とすると、両者の差 ΔI は、

$$\begin{aligned} \Delta I &= I_2 - I_3 \\ &= I_0 \varepsilon^{-\mu_2 x_2} \cdot (1 - \varepsilon^{-\mu_1 x_1}) \\ &= I_0 (1 - \varepsilon^{-\mu_1 x_1}) \dots \dots \dots (3.3) \end{aligned}$$

この ΔI の値によって原料の有無を検出するわけである。ここで I_3 は一定であるから、カウンタ内の値が大きいかほど判別が容易になる。しかし、 μ_1 および x_1 は原料の材質と積厚によって定められる最小の値があり、このとき ΔI も最小となるから装置はこの最小の ΔI においても動作しうるものでなければならない。

一方 γ 線強度は統計的に変動し、瞬時の強度は一定でないのでもこの点も考慮しなければならない。この装置では検出器シンチレーション検出器を用いてパルス出力を得、これを計数率計に入れる方式にしたので、計数率計出力も統計的に変動する。その標準偏差は式 (3.4) で与えられる。

$$\frac{\sigma}{V} = \frac{1}{\sqrt{2n\tau}} \dots \dots \dots (3.4)$$

- σ : 計数率計出力標準偏差
- V : 計数率計出力
- n : 単位時間あたりの入力パルス数 (cps)
- τ : 計数率計の時定数 (sec)

出力変動幅は上式から見積られる。設計に際しては通例に従って上下それぞれ 3σ にとった。

ΔI の最小値に上記統計的変動を考慮し、さらに設計余裕を取って、原料載荷の有無の境界となる γ 線強度を決定することができる。つまりこの強度より強い場合は原料がなく、逆の場合はあるものと判断するわけである。この関係を図 3.2 に示す。 γ 線強度 I はすべて計数率 N で表わしてある。原料検出点 N_0 は、 $N_2 - 3\sigma_2$ と、 $N_{12max} + 3\sigma_{12}$ の間に置けばよい。

このほか入力パルスに対する計数率計の分解能、応答度などにつ

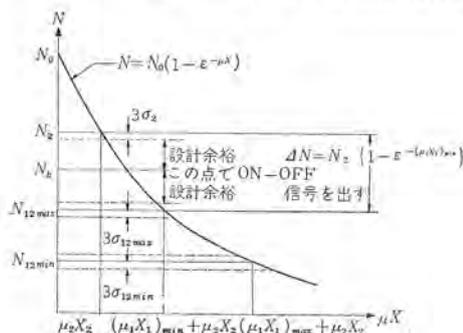


図 3.2 $N-ux$ 特性
Fig. 3.2 N vs ux characteristic.

いても考慮しなければならないがここでは原理のみの説明にとどめる。

4. 装 置

4.1 装置の構成

高炉、ベルトコンベヤ および検出部取付位置の関係を図 4.1 に示す。表 4.1 および表 4.2 はベルトコンベヤ および原料の仕様である。

原料は No. 1 から No. 4 までの装入ベルトコンベヤにより運ばれ高炉内に投入される。検出部は、No. 1, No. 3, No. 4 の装入ベルトコンベヤに取り付けられている。取付部分を図 4.2 に示す。図 4.3 は実際の状態である。線源はベルトの下方にあり、上方に開口部をもつシールド箱内に収納されている。

シンチレーション検出器はベルトの上方にあり、検出面がシールド箱の開口部に対してその軸上で対向するように置かれている。

計測部は、計数率計盤、直流高圧安定化電源盤、レベル計盤、主電源盤および検査盤からなり、検出部を含めたブロック線図を図 4.4 に示す。

4.2 γ 線源

γ 線源は γ 線エネルギー、半減期、入手の容易さなどを考慮すると同時に、出力変動を一定値以下にするために必要な強度を求めて選ばなくてはならない。ここでは放射性同位元素セシウム 137, 5mC が密封容器に納められているものを使用した。セシウム 137 の γ 線エネルギーは 0.662 MeV, 半減期は 33 年である。

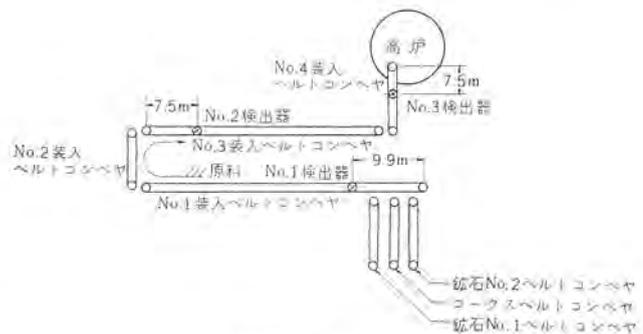


図 4.1 検出器配置図
Fig. 4.1 Arrangement of detectors.

表 4.1 ベルトコンベヤの仕様

規 模	No.	水平距離 (m)	揚 程 (m)
	1	76.7	22.1
2	5.5	0	
3	73.6	20.9	
4	23.7	6.6	

構 元 (No. 1~ No. 4 共)	材 質		ナイロン、ビニロン混織帆布
	幅 (mm)	厚み (mm)	
No. 1~ No. 4 共)	比 重	1.1~1.2	
	重 量 (kg/m)	20	
	運 搬 力 (m ² /m)	415	
	速 度 (m/min)	80	

表 4.2 装入原料の仕様

諸元	原料種類	鉄 鉱 石	副 原 料	コークス
	積 厚 (mm)		最 大 220	最 小 85
比 重		2.5	1.8	0.5
装 入 量 (t/回)		11 (副原料を含む)		3.5
所 要 時 間 (sec/回)		214 (副原料を含む)		19.9

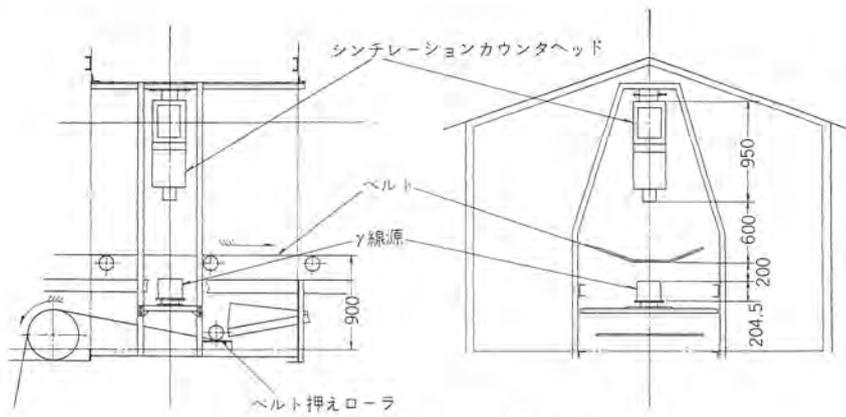


図 4.2 検出部取付要領図
Fig. 4.2 Installation of detector.



図 4.3 検出部取付状態 (No. 2 検出器)
Fig. 4.3 Installed state of detector No. 2.

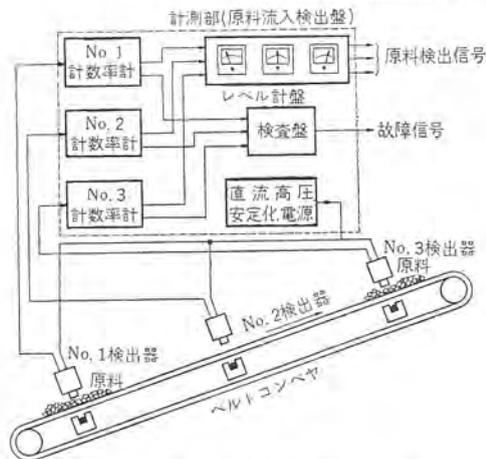


図 4.4 装置ブロック線図
Fig. 4.4 Block diagram of device.

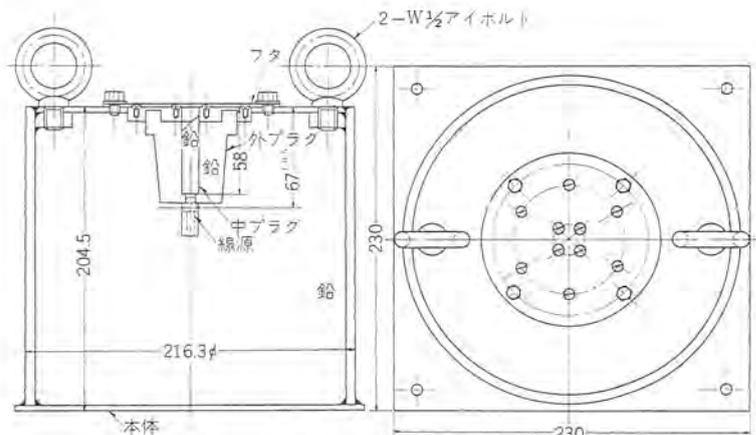


図 4.5 シールド箱
Fig. 4.5 γ -Source container.

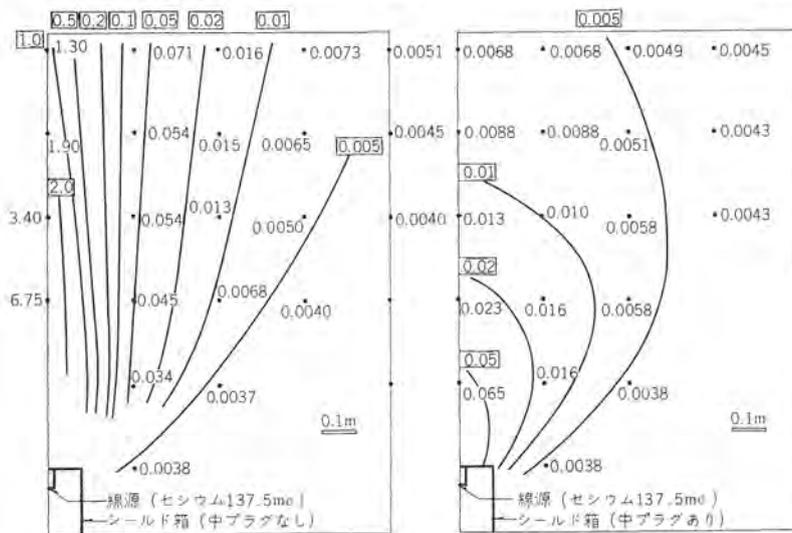


図 4.6 シールド箱の線量率分布
Fig. 4.6 Distribution map of iso-dose-rate of cesium 137 in the container.

このケーブル状線源を収納するシールド箱は図 4.5 のように鉄板被覆の鉛製で、上向きに開口部をもち、ここからコリメイトされた γ 線が放出される。シールド箱の側面および底面の線量は漏れがきわめて少なくなるように各部の寸法を定めた。実測した線量率分布を図 4.6 に示す。

後述する故障検出用補助線源は主線源と同じくセシウム 137 を使用し、 $1 \mu\text{C}$ の密封線源を検出器の近傍に取り付けた。

4.3 検出器

シンチレーション検出器は γ 線に対して最も検出効率がよく、かつ γ 線の透過を利用したベルトコンベヤ上の高炉用原料検出装置・笠原・岩井・朝日

寿命の長いのが特長である。

シンチレータには NaI (Tl), $50\phi \times 50 \text{ mm}$ を用い、光電子増倍管からの出力は 3 個のトランジスタを Darlington 接続にした回路を通してインピーダンス変換を行ない、同軸ケーブル RG-10/U によって計測部へ出力を伝送する。ケーブルは最も長いもので約 100 m (No. 2 検出器)、最も短いもので約 20 m (No. 1 検出器) である。このケーブルは出力信号を伝送すると同時に検出器内部のトランジスタ回路の電源となる直流を給電する役目も果している。このほか光電子増倍管の加速電圧を給電する同軸ケーブル RG-58/U があるが、検出器と計測部間は都合この 2 本のケーブルがあるのみである。

検出器全体には二重の防じん処置を施し、さらに防振構造を採用してある。とくに最も高炉に近い

No. 3 検出器は高炉からのガスにより検出器入射面のアルミニウム被覆が腐食される恐れがありエアージを実施できる構造とした。しかし、実際に高炉が稼動した後、調べたところでは、振動もほとんどなく、またエアージの必要もなかった。

4.4 計測部

計測部の各盤はトレイ形のラックに収納されている。設置場所は外部と区画された制御室で、室内は温度調節を行なっている。外観を図 4.7 に示す。

ケーブルを通して送られたパルス信号はそれぞれの計数率計に入り、ここで入力パルスレートを比例した直流電流に変換される。直流電



図 4.7 計測部外観
Fig. 4.7 Appearance of control measuring panel.

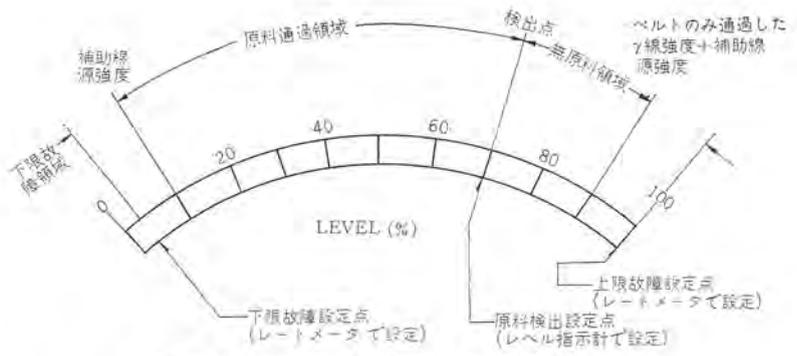


図 4.8 レベル指示面でみた各設定点の相互位置
Fig. 4.8 Relation among three trip-points on level indicator scale.

表 4.3 計数率計, 高圧電源 ユニットの仕様

計数率計 No. 1712S	入力極性	負
入力電圧 (V)	0.05~1.4 まで選別可能	
入力パルス幅 (μs)	0.2 以上	
計数率範囲 (cps), (cpm)	全振れ 3(300)~30k(3,000k)まで9段階	
ゼロ点ドリフト (%)	0.5 以下 (8 時間)	
時間分解能 (μs)	2 以下	
精度 (%)	最大目盛の 2.5 以下	
時定数 (sec)	0.02~200 切換付	
消費電力	100V 1.0A 50/60c/s	
外形寸法 (mm)	480幅×200高×410奥行	
重量 (kg)	16.5	
直流高圧安定化電源 No. 1522	出力電圧 (V)	+600~+1,600 10ごとに可変
出力電流 (mA)	0~15 (1,000~1,500V) 他の範囲は0~10	
出力電圧精度 (%)	±1	
出力電圧計精度 (%)	±2.5	
安定度 (%)	±0.01 (電源電圧 90~110V)	
ドリフト (%)	±0.01 以下 (8 時間)	
リップル (V)	0.2 (P-P) 以下	
消費電力	100V, 1.3A, 50/60c/s	
外形寸法 (mm)	480幅×200高×400奥行	
重量 (kg)	20	

流の多寡によってコンベヤの状態を判別するのは電流計にメタリレーを付けて行った。

各系統にはそれぞれ電流計を2個直列に用い、うち一つをレベル指示計と呼んで原料有無の検出を行なわせ、もう一つの電流計はレートメータと呼んで異常指示の検出用にあてた。

検出部を含めて計測系統に故障が起こった場合を予想すると、指示計指示がなくなるか、非常に大きくなると考えられる。原料有無の判断は入力パルス数があるレベルを越えたかどうかでなされるから、故障で指示がなくなっても非常に多量の原料が通過しているのと区別がつかない。また万一ベルトが切れたり、回路が外部雑音を拾ったり、発振したりして指示が過大になっても検出動作としては単に原料なしを判断するのみである。このような誤動作を防ぐため、検出器に微量のγ線源を取り付け、主線源ビームがなくなってもわずかの指示が残るようにする。またベルトのみのときの指示を指示計の全振れ以下に選らぶ。状態に応じた指示レベルをこのように定めて、故障検出のためのメタリレー設定指針を指示計のゼロと全振れのところにそれぞれ置いておけば、上述のような故障の場合に故障信号が得られることになる。これらの関係を図 4.8 に示した。

直流高圧安定化電源はシンチレーション検出器内の光電子増倍管の加速電圧を発生するためのものである。

主電源盤は交流電源の開閉、分電を行なうとともに、検出器内

部のトランジスタ回路のための直流低電圧電源回路を納めている。検査盤は回路の主要な個所の電圧を随時チェックできるようにした一種の電圧計である。この盤にはほかに、メタリレーの二次リレーを納めてある。

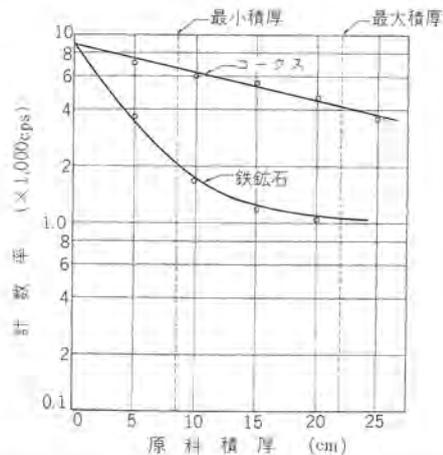
計数率計、直流高圧安定化電源は放射線測定器として製作された標準品を用いた。これらの詳細については今回は割愛するが、おも仕様を表 4.3 に示した。

5. 使用結果

原料の積厚に対する計数率の関係を表わす吸収曲線の実測結果を図 5.1 に示す。レベル指示計はフルスケール 100% が計数率 10,000 cps に相当し、線源、検出器間に何も無いときの強度は 10,500 cps、ベルトだけのときで 9,000 cps となる。補助線源による強度は 1,000 cps にとつてある。原料検出点は 7,000 cps に選らんだ。計数率計の時定数は 6 秒にとり、この結果指示の標準偏差はベルトのみのときで 27.4 cps、指示計面では 0.27% となった。

使用時の検出部における線量分布の実測結果を図 5.2 に示す。取付現場にはベルト両側に沿って約 2×2 m の金網を設け、保守のためにデッキを通行する人の安全を図った。

放射性同位元素の自然放壊による指示の低下はあらかじめ計数率計の指示回路に直列に精密抵抗をそう入してあり、このダイヤル



線源: セシウム 137, 5 mC 線源: 検出器間距離 900 mm
セシウム 137 1μC

図 5.1 原料吸収特性
Fig. 5.1 Rate vs thickness of materials characteristic.

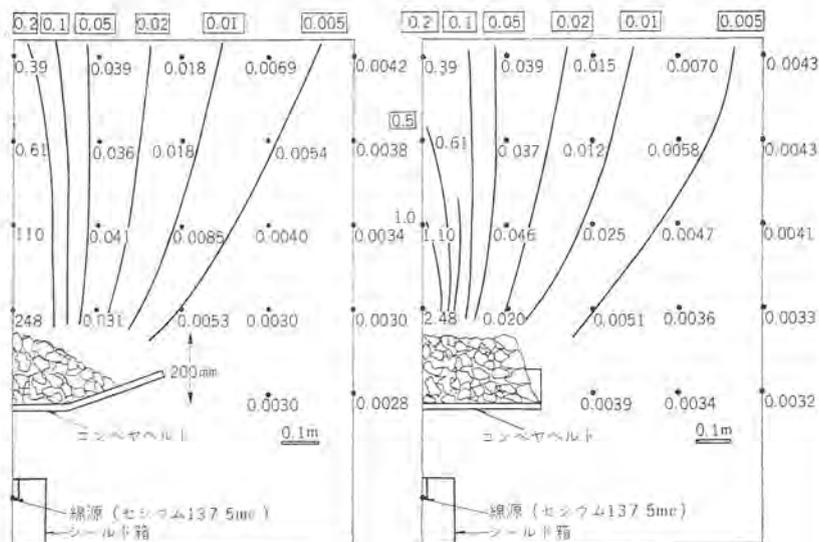


図 5.2 (a) コークス載荷の場合の線量率分布
 Fig. 5.2 (a) Distribution map of iso-dose-rate of cesium 137 with coke on the belt conveyor.

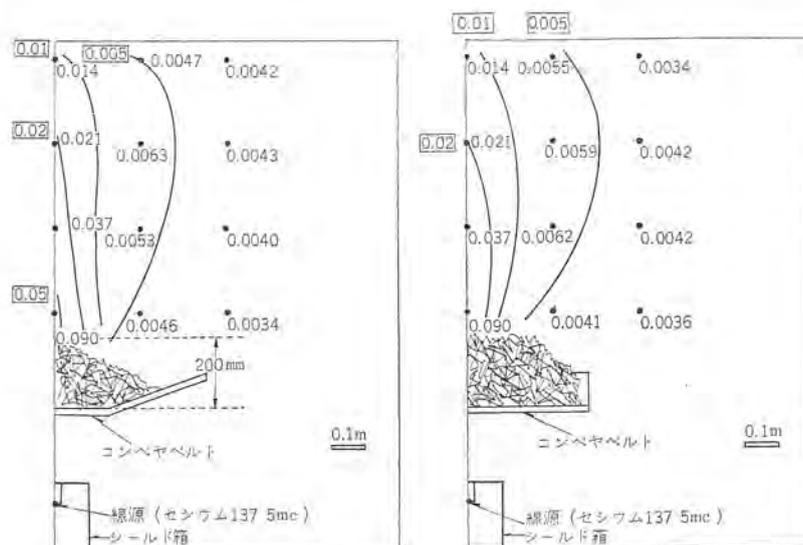


図 5.2 (b) 鉄鋼石載荷の場合の線量率分布
 Fig. 5.2 (b) Distribution map of iso-dose-rate of cesium 137 with ore on the belt conveyor.

光電子増倍管の加速電圧の安定度である。すなわち実測によると、光電子増倍管出力（パルス波高値）は加速電圧の約8乗に比例し、これから加速電圧で1%の変化は出力の大ききで8.3%の変化になる。この装置で用いた直流高圧安定化電源は十分この目的にかなった。

6. む す び

以上γ線透過式原料検出装置について説明したが、特長とするところをまとめると、

- (1) 無接触式であることの利点をすべて有すること、
- (2) ベルトの上下位置変動の影響を受けないこと、
- (3) 原料の種類が変わっても動作すること、
- (4) 直接検出方式であるので、原料通過のスケジュール変化にも関係しないこと、
- (5) 日常の調整がまったく不要なことなどである。

欠点としては、計測回路がやや複雑なことがあるが、前述のように主要回路には標準化したユニット機器を用いることによりある程度これを補っている。

さらに付け加えるべき重要なことは、これも本装置の一つの短所と目されるべきかも知れないが、本装置が放射線を用いているところから、法律「放射性同位元素などによる放射線障害の防止に関する法律」の規制を受けることであり、ここが従来の単なる電気装置と趣きを異にする点である。このため製作、使用いずれの場合も同法に基づく「放射線取扱主任者」の選任が必要となる。しかし、使用総量が100 mC以下の密封線源の場合には、その資格や日常の業務は比較的軽い。

最後に装置設計の基礎実験を担当した中央研究所の後藤、宮下両氏ならびに、製作、設置に関して種々の助言を下された住友金属工業株式会社の杉田、石山両氏に紙上をかりて感謝の意を表す。

(昭 38-12-20 受付)

を年1,2回調整することにより補正が行なえる。使用に当たって調整を要するところはこのほかにはない。

装置の安定性を左右する要素は多いが、最も影響の大きいのは、

X線厚み計

岡本孝治*・村西有三*

X-Ray Thickness Gauges

Kōbe Works Takaharu OKAMOTO・Yūzō MURANISHI

X-ray thickness gauges are measuring instruments used for controlling the thickness of plates rolled in the rolling process metal industry such as manufacturing steel.

This thickness gauge is capable, with high accuracy and high response, of measuring work pieces by making use of an X-ray beam without touching them. There are two types: one is a low speed type operating on a two beam servo system, and the other high speed type of fully electronic composition.

Special attention has been paid to stabilize the X-ray source. Steady operation of detecting devices and amplifiers have been worked for so as to elevate the performance of the thickness gauge. In addition protective equipment has been provided for the sake of safety in operation. Being of high reliability, the thickness gauge will find an indispensable role in the automatic control of rolling process.

1. ま え が き

最近製鉄をはじめ金属工業の圧延工程において、圧延される板の厚さを一定にする自動厚み制御方式 (Automatic gauge control—A. G. C.) が導入され、能率の増大と品質の向上がはかられている。この種の高速自動圧延装置に使用される計測器として最も重要なものは厚み計である。厚み計の性能上要求される条件としては、被測定物が高速で走る金属板であるからその検出部分は、圧延板に接触させずに測定でき、高精度でかつ早い応答性をもっていなければならないことである。

このような条件に合致した自動圧延装置用計測器として、また金属板の連続的な厚み検査装置として、ここに X 線厚み計が開発されたのでその概要を述べたい。

2. X 線の吸収

X 線厚み計の原理はよく知られているように、X 線が被測定試料によって吸収される割合から厚みを測定するものである。

この厚み計の線源に使う X 線管は タングステンのターゲットを使

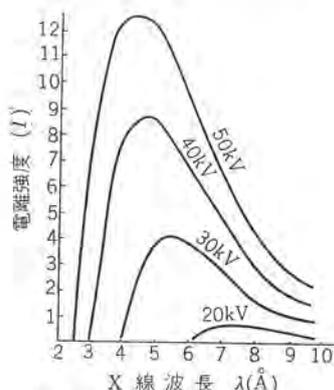


図 2.1 連続 X 線強度分布
Fig. 2.1 Continuous X-ray spectrum

用したもので、発生する X 線には連続 X 線と特性 X 線 (すなわちターゲットの金属によって特有の波長を有する不連続な X 線) とがあるがこのうち厚み測定には主として連続 X 線が使用される。連続 X 線の強度の波長分布は、図 2.1 のように加速電圧によって変化する。

連続 X 線の強度と加速電圧および管電流との関係は実験的に次の式で与えられる。

$$I = KiZV^2 \dots\dots\dots(2.1)$$

ここで I : X 線強度
 i : X 線管々電流
 V : 加速電圧
 Z : ターゲットの原子番号
 K : 比例係数 ($\approx 1.1 \times 10^{-9}$)

すなわち放射 X 線の強度は、加速電圧の 2 乗値、管電流値およびターゲットの原子番号の値の積に比例する。

X 線が鉄鋼や銅合金のような物質を通過する際、一部はそのまま透過し、一部は物質に吸収され、一部は散乱される。X 線厚み計の検出器で測られるものはこの透過 X 線である。

一般に単色 X 線ビームが、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ような関係が成り立つ。

$$I = I_0 e^{-\mu \cdot x} = I_0 e^{-(\mu/\rho) \cdot \rho \cdot x} \dots\dots\dots(2.2)$$

ここで I : 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 : 吸収物質のある波長に対する質量吸収係数 (cm^2/g)
 質量吸収係数の特質は、吸収物質の物理的、化学的状態のいかすにかかわらずその物質を構成するそれぞれの元素について固有のものであることである。

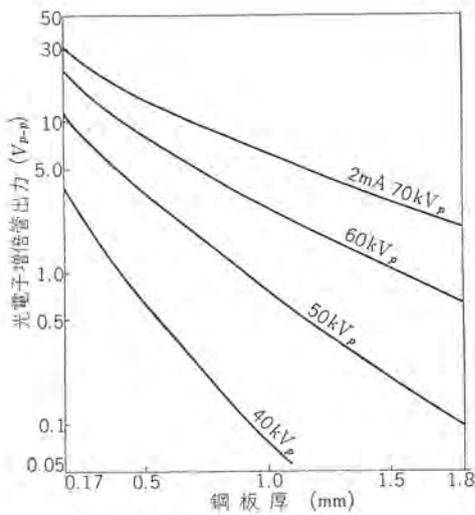


図 2.2 鋼板の X 線吸収特性
Fig. 2.2 X-ray absorption by steel plate.

図 2.2 は鋼板厚みを横軸にとり、各厚みに対する透過 X 線の強度を、管電圧をパラメータとしてプロットしたものである。

この測定は、この X 線厚み計によって行ったもので、検出部には、ケイ光物質と光電子増倍管を用いた。

銅合金のように、数種の成分からなっている合金の質量吸収係数は次式で与えられる。

$$\mu/\rho = \sum_i \frac{w_i}{100} \cdot \frac{\mu_i}{\rho_i} \quad (2.3)$$

ここに

- μ/ρ : 合金の質量吸収係数
- w_i : i 元素の重量 100 分比
- μ_i/ρ_i : i 元素の質量吸収係数

合金成分に変動があった場合には、厚み変化として現れるので、正確な測定を行なうには、あらかじめ成分の割合を知っておかなければならない。

3. 原理および装置の概要

3.1 測定の原理

図 3.1 に装置のブロック線図を示す。

X 線発生器から放射された 2 本の X 線ビームのうち一つは測定用ビームで、測定すべき金属板(ストリップ)および偏差クサビを通

過して、測定ビーム検出器に入る。他のビームは基準用ビームで、基準クサビを通過して、基準ビーム検出器に入る。X 線発生器は自己整流形であるから、再検出器の出力は商用周波の半波信号でかつ同相である。両出力はおおの前置増幅器で増幅し、比較回路で比較して、その差を取り出し交流増幅を行なって後、平衡電動機の制御巻線に印加する。平衡電動機は偏差クサビを動かし、測定ビーム検出器に入る X 線強度を変えて、両方の検出器からの出力が等しくなる位置で停止する。基準クサビと基準ストリップの厚みの和が、被測定ストリップの基準値と、偏差クサビの中心値の和と等しくなるように基準クサビを設定すると、平衡電動機が停止した時の偏差クサビの位置、すなわち電動機の回転角度が基準値からの偏差となる。この偏差値は電動機に連結したセルシオン機構により遠隔指示される。またセルシオン発信器の電気信号を同期整流して、記録計に記録させたり、自動厚み制御装置への入力信号として使用することができる。

厚み偏差の信号は基準値からの偏差であるから、種々の厚みのストリップを測定するには、その板厚に応じて基準値を変える必要がある。被測定ストリップの測定中心値、すなわち基準値は、基準クサビを移動させて決定している。基準クサビの位置すなわち基準値は基準クサビ駆動用平衡電動機と、セルシオン機構を組み合わせて遠隔指示させている。

図 3.2 に装置の外観を示す。

3.2 X 線検出器

X 線検出器は、X 線を照射すると可視光線を発するケイ光物質と、そのケイ光を電流に変換する高感度の光電子増倍管を用いている。この検出器の特性が全体の性能を左右するので、ケイ光物質は劣化が少く、経時変化の小さいものを選び、また光電子増倍管の陽極電圧、陽極負荷抵抗はとくに注意して決定した。さらにケイ光物質の発光の波長分布と、光電子増倍管の波長感度の極大がなるべく一致するようにして、高感度の検出器を得ている。光電子増倍管の出力インピーダンスは比較的高いので、検出器内にカソードフォロワ回路を設け、インピーダンスを下げて信号を送り、外部雑音の影響を軽減させている。

3.3 X 線管制御装置

X 線管加速電圧が変化すると、図 2.1 に示したように X 線強

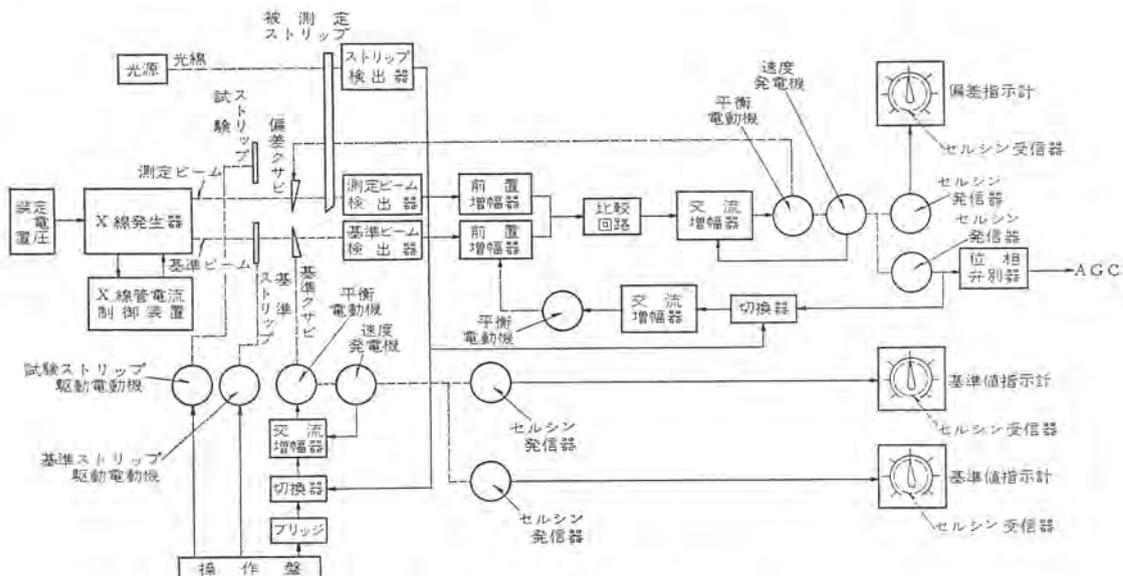


図 3.1 X 線厚み計ブロック線図
Fig. 3.1 Block diagram of X-ray thickness gauge.



図 3.2 X線厚み計外観
Fig. 3.2 Out side view of X-ray thickness gauge.

度の波長分布が変化して、質量吸収係数が変化する。

既出の式(2.2)からわかるように、質量吸収係数が変化すると、透過X線強度が変化する。基準クサビ、被測定ストリップなどX線ビーム中にある吸収物質の合金成分がすべて同一であれば、基準ビーム側、測定ビーム側のX線吸収の割合が等しいから、質量吸収係数の変化の影響はほとんどないが、一般的には同一でないので、吸収に不平衡を生じ、測定に誤差を生ずるから、X線管の管電圧は磁気増幅器を使った自動電圧調整器によって安定化している。ヒータ電流が変わると管電流が大きく変化するため、開ループ制御では不安定となるので、設定値に対する管電流の変化分を磁気増幅器で増幅して、ヒータ電流を制御する閉ループ制御を行なって、安定化している。

3.4 電子回路

測定ビーム、基準ビーム両検出器の信号を、比較回路でいずれの信号が大きいかを比較し、おのおのの信号の大小関係に応じた位相と振幅をもった交流信号として取り出し、増幅して後平衡電動機の制御巻線に加えている。

X線検出器の特性の変化や周囲温度の影響に基づく長時間のドリフトを補正するには、被測定ストリップがない時に、操作盤上の押しボタンを押せば、リレーのシーケンスによって、基準クサビ、試験ストリップなどがあらかじめ定めた位置にセットされ、偏差信号がゼロになるように前置増幅器の利得をサーボ機構により変え、両方の検出器の特性の不平衡を補正するようになっている。

3.5 その他付属装置

X線管の保護装置として、その起動の際ヒータが十分に暖ってから管電圧が印加されるようにタイマが設けられている。

X線管に過電流が流れたり、過熱するような事故が生じた場合には、自動的にX線管電源がシャ断されるよう過電流リレーやサーマルリレーなどの保護装置が設けられ、運転の安全が期されている。

基準ストリップの切換、基準クサビの位置決め、試験ストリップの入れ換え、X線管の起動、停止などの操作はすべて操作盤上で行なうことができる。

4. 仕様

- (a) 厚み測定範囲 鋼板で 0.1~1.6 mm
- (b) 精度 1 mm 未満被測定厚の 1%
1 mm 以上被測定厚の 0.7%
- (c) 偏差目盛範囲 -50~0~+50 μ
- (d) 応答速度 中央から左または右全振れまで 1.2 秒以下

(e) ドリフト 自動補正機構により補正するので、通常の庄延工程では (b) 項の精度内で動作する。

このX線厚み計は昭和38年6月富士伸銅株式会社に納入、黄銅ストリップの厚み測定に使用され、その後も順調に稼働している。現場測定の結果では上記仕様を十分満足し、精度の点ではさらに上回っていることが確認された。

5. 高速度形 X線厚み計

以上述べた2ビームサーボ方式を用いた厚み計は、平衡電動機により偏差クサビを駆動しているため、必然的に応答速度は制約を受けるため、さらに早い応答性をもつ厚み計の開発が要望された。ここに新しく作られたX線厚み計は機械的なサーボ機構を含まず全電子式に構成されている。図5.1にブロック線図を示す。

X線管制御回路、X線管保護回路、試験ストリップ入換回路、被測定ストリップ検出回路などは図3.1の装置と同じである。X線発生器より放射された2本のビームのうち1本はパランスストリップを通過して基準ビーム検出器に入る。他のビームは基準クサビと被測定ストリップを通過して測定ビーム検出器に入る。X線源からの光路長、検出器感度などを合わせておき、次式が成り立つように T_s を選べば両方の検出器の出力は等しくなる。

$$T_b = T_s + T_m \quad \dots \dots \dots (5.1)$$

- ここで T_b : パランスストリップ厚
- T_s : 基準クサビの平均厚
- T_m : 被測定ストリップの基準厚

この両検出器の信号を比較回路で比較し、大きな負帰還をかけた安定な交流増幅器で増幅した後、位相弁別回路により大きさと位相(すなわち両検出器のいずれの信号が大きいか)に応じた正負の直流信号を得、さらに安定な直流増幅器で増幅して偏差信号を得ている。

今測定ストリップの厚さが基準値 T_m より $\pm \Delta t$ 変化したとすると両検出器に入射するX線強度の差は式(2.2)より

$$\Delta I = I_0 e^{-(\mu/\rho) \cdot \rho \cdot T_b} - I_0 e^{-(\mu/\rho) \cdot \rho (T_b \pm \Delta t)} \\ = K(1 - e^{-(\mu/\rho) \cdot \rho \cdot \Delta t}) \quad \dots \dots \dots (5.2)$$

ただし $K = I_0 e^{-(\mu/\rho) \cdot \rho \cdot T_b}$ となる。 $(\mu/\rho) \cdot \rho \cdot \Delta t$ が1に比べ非常に小さければ、 ΔI は Δt の変化に比例する。前に述べたように T_s の値は T_m に応じて変化させてその和を一定にしているため、 K は一定であるからX線の強度変化 ΔI の大きさは Δt の大きさによってのみ変化し、

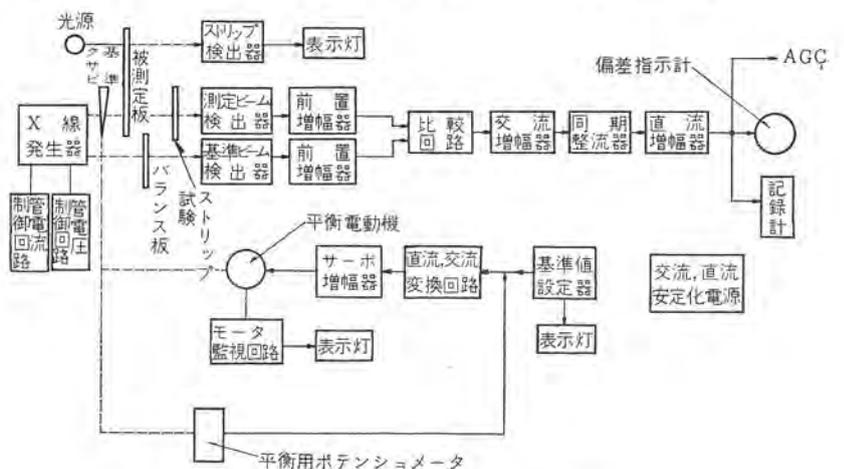


図 5.1 高速度形 X線厚み計ブロック線図
Fig. 5.1 Block diagram of high speed X-ray thickness gauge.

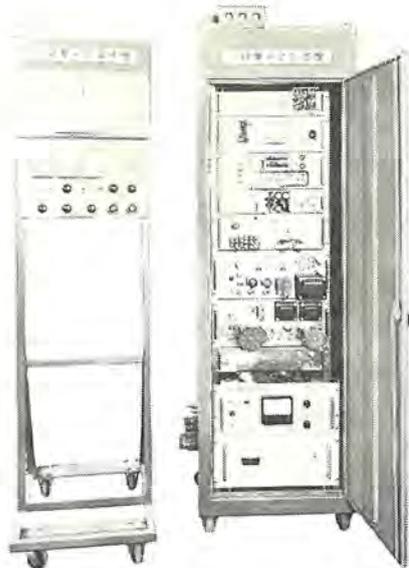


図 5.2 操作盤(左) および制御盤(右)
Fig. 5.2 Control board (left) and measuring unit (right).

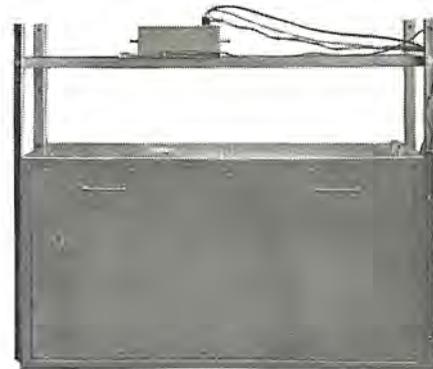


図 5.3 X 線発生器
Fig. 5.3 Out side view of X-ray generator.

基準値の値には関係しない。すなわち偏差信号(増幅後の出力)は被測定ストリップの厚みの変化の絶対値を示すものになる。厚み計として厚み変化を基準値に対する百分率で表示したい場合は、直流増幅器の利得を適当に選べば % 表示することができる。

基準値の設定は 2~3 個のダイヤルで行ない、設定値は数字放電管により遠隔指示される。基準クサビの駆動は、トランジスタヨッパ、トランジスタ増幅器を用いた自動平衡機構を採用している。被測定ストリップの合金成分が変わって、基準値の設定が合わなくなった場合は、操作盤上の“組成”ツマミにより成分変化を補正できるようになっている。

図 5.2 に操作盤、制御盤の外観を、図 5.3 に X 線発生器収納箱を示す。

高速形 X 線厚み計の仕様は下記のとおりである。

- (a) 厚み測定範囲 鋼板で 0.1~0.6 mm
- (b) 精 度 被測定厚の $\pm 1\%$ またはフルスケールの $\pm 0.2\%$
- (c) 偏差目盛範囲 $-50 \sim 0 \sim +50 \mu$

(d) 応 答 速 度 電気信号: 中心値から全振れ値の 63% に達する時間で 0.1~0.3 秒

指示計: 中心値から全振れまで 0.5~1 秒

(e) ドリフト 8 時間でフルスケールの 0.2% 以下

(注 厚み測定範囲は 0.1~2.0 mm まで製作可能)

6. む す び

以上述べたように、X 線厚み計は高精度、高信頼度が期待できるので、今後ともますます圧延工程に採用されるであろう。さらに改良を加え、性能の向上に努力したいと考えている。

終わりに際し、終始ご指導、ご協力いただいた、当社中央研究所第三部、ならびに当所計測器工作課、継電器工作課の関係者の方々に厚く謝意を表したい。

参 考 文 献

西川, 吉田, 三宅: X 線(昭 15)

吉山他: X 線厚み計, 「三菱電機技報」36, No. 12 (昭 37)

磁気誘導形トルク計

八島英之*・田井昌輝**・長谷川雅言**

The Magnetic Induction Type Torquemeter

Kōbe Works Hideyuki YASHIMA・Masateru TAI・Masakoto・HASEGAWA

Roughly speaking, there are two major kinds of dynamometers, one is called absorption dynamometers and the other torsion bar dynamometers. The magnetic induction type torquemeter developed falls under the classification of the latter, operating on a magnetic induction method to measure a torque from a torsion angle of the transmission shaft. While in the conventional torquemeters of this kind the slip rings are used, this new meters have no slip rings, so that can be used for high speed machines with high accuracy and simple maintenance. In this paper, their principle, design practice, material selection, beside their calibration, and experimental results are described.

1. ま え が き

回転体の動トルクの測定法は大きく分けて、吸収動力計あるいは反動動力計と称せられる装置によって最終出力を測定する方法と、ネジれ軸形動力計によって動力伝達軸にかかる応力またはネジれから求める方法の2種類がある。前者は原動機の全出力やトルクを測定するには適しているが、原動機から負荷への程度の動力が伝わりつつあるか、すなわち伝達トルクを測るには不適當である。この種の目的には、後者のようなネジれ軸方式によるのが便利である。また、原動機の出力を十分に吸収することのできる容量の負荷をつなぎ、その伝達軸のネジれからトルクを測れば原動機の全出力でも測定することができるので、後者のほうが応用範囲が広いといえることができるであろう。

動力伝達軸のネジれからトルクを求めるには機械的方法、光学的方法あるいは電気的方法など、種々の方法があるが、現在一般に広く使われているものは電気的方法で、それには抵抗線ヒズミ計式、容量式、磁ツイ式、差動変圧器式その他の種類が含まれている。これらは軸に生ずるヒズミを回転軸上に取り付けられた検出素子で測定するのであるが、測定電源の供給ならびに出力信号の取り出しにスリップリングおよびブラシが必要である。しかしこのスリップリングには種々の問題が付随している。すなわち、スリップリングとブラシとの間には接触抵抗が存在し、この値が回転時に変動し、また高速回転になるとブラシが躍り、接触が断続してこのため雑音を生ずる。時には雑音のほうが信号より大きくなることもあり、そのような場合には正確な測定は不可能になる。このような難点を避けるため、スリップリングを使用しない磁気誘導式のトルク計を開発したわけである。

この方式の特長としては

- (a) スリップリングがないため、これによる故障がなくなり、保守が簡単化し、測定が高精度かつ安定になった。
- (b) スリップリングがないため、高速回転時における測定が可能になった。また防爆の必要のある場所で使用するのに適している。
- (c) 検出器からの出力が大きいため、増幅器が簡単になり、取扱いが容易で装置の信頼度が高くなった。
- (d) 軸のネジれから測定するので、原動機の全トルク、負荷へ伝達されるトルク、あるいは変速機の損失など、あらゆるトルクの

測定へ適用できる。

2. 動作原理

このトルク計の測定原理は動力伝達軸のネジれ角を変位として検出し、インダクタンスの変化からトルクを求めようとするものである。一般に回転軸にかかる伝達トルクは次式によって表わされる。

$$T = \frac{\pi G D^4 \theta}{32 L} \dots\dots\dots (2.1)$$

- ここで T : トルク (kg-m)
- D : 軸の直径 (m)
- G : 軸の剛性率 (kg/m²)
- L : 測定間の距離 (m)
- θ : 距離、 L 間の軸のネジれ角度 (radian)

回転軸の中心から軸表面までの半径を R (m) とすると軸表面における変位、 Δx (m) は次のとおりである。

$$\Delta x = R \times \theta \dots\dots\dots (2.2)$$

図 2.1 はこの磁気誘導形トルク計の検出部の構造を示したもので、本体は回転子と固定子より成っている。回転子は回転軸の回りに歯の列をもった3個の磁性体のリングが、非磁性体のスペーサ

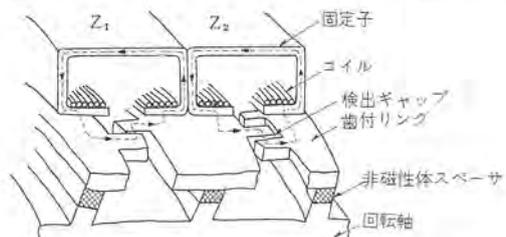


図 2.1 磁気誘導形トルク計構造説明図
Fig. 2.1 Construction of magnetic coupled torquemeter.



図 2.2 磁気誘導形トルク計外観
Fig. 2.2 Appearance of magnetic coupled torquemeter.

を介して取り付けられたものである。各リングの歯は互いに隣のリングの歯とわずかの空け（Radial Gap）をもって固定子を取り付けられる。固定子は図 2.1 に示すような断面の形状をもった磁性材料の円環に囲まれて、コイルが巻かれている。コイルに電流を流したときの磁束は図 2.1 の破線で示すように、固定子を通して回転子のリングに入り、検出ギャップを通過して対向するリングに入り、さらに固定子に戻って磁気回路を閉じる。コイルおよび磁気回路は 2 個配置され、おのおのはブリッジの一边を形作っている。いま回転軸にトルクがかかり、ねじれると一方の検出ギャップは幅が減少し、他は増加して各磁気回路の抵抗が変化してブリッジに不平衡電圧を生ずる。この電圧を読めばねじれ量が求められ、トルクが測定されることになる。測定回路は簡単な交流増幅器と同期整流回路から成り、トルク量が直流電圧計に指示されるようになっている。図 2.2 はこのトルク計の検出器本体および指示計の外観を示したものである。

3. 装置の構成要素

3.1 検出器本体

2 章に述べたようにトルク計検出器本体は回転子と固定子から成っている。これらの構成要素を設計する場合に考慮すべき条件は、材料の弾性的性質および磁性材料の特性である。また、これらの材料が十分に高い特性値を保ちうるようにするため、材料の加工、熱処理などの条件も重要である。以下これらの観点のもとに構成要素のおのおのについて検討を加える。

3.1.1 回転軸

軸にネジリモーメントが加わった場合、軸に働くせん断応力は次の式で表わされる。

$$\tau = \frac{16T}{\pi D^3} \dots \dots \dots (3.1)$$

ここで T : トルク (kg-m)

D : 軸の直径 (m)

τ : せん断応力 (kg/m²)

ねじれ軸の必要条件としては

- (a) 動力伝達に必要な強度を有すること
 - (b) トルク対ねじれ量が直線的関係にあり、ヒステリシス現象がないこと
 - (c) 繰返し荷重および衝撃荷重があるところで長時間使用する場合において、疲労破壊はもちろんのこと、永久変形、感度変化、ヒステリシス現象などを生じないこと。
 - (d) トルクが加わった場合のねじれ角度（すなわち感度）が大であること
- などである。

軸の材質としては Ni-Cr 鋼、Cr-Mo 鋼、Ni-Cr-Mo 鋼などが用いられるが、とくに軽荷重用としてはアルミニウム合金が使わ

表 3.1 ねじれ軸の仕様

形名	定額トルク (kgm)	軸径 (mm)	最大応力 (kg/cm ²)	ねじれ量 $\times 10^{-4}$ (rad/cm)	ギャップ変化 (μ)
MK-430-F	0.02	4.5	111.8	6.06	29.5
	0.05	5.5	153.1	6.79	33.0
	0.1	6.5	185.5	6.97	33.9
MK 430-S	0.2	8	199.8	6.06	72.4
	0.5	10	254.4	6.21	73.6
	1.0	12	294.3	5.99	71.0
MK-430 M	2.0	15	300.0	4.91	58.3
	5.0	20	318.0	3.88	46.1
	10.0	25	325.8	3.18	37.8



図 3.1 回転子外観
Fig. 3.1 Rotor.

れることもある。軸の径は主として強度および疲労限度から決定される。鋼の剛性率は一般に許容応力に関係なく、大体 8,000 kg/mm² 付近に分布しているから、許容応力の大きい材質を使って軸径を細くしたほうがねじれ角度が大きくなり感度が向上する。せん断応力は安全率を十分に見込み約 300 kg/mm² 前後に押えるように設計を行なった。表 3.1 は 2, 3 のトルク範囲におけるねじれ軸の設計の一例である。

3.1.2 回転子歯付リング

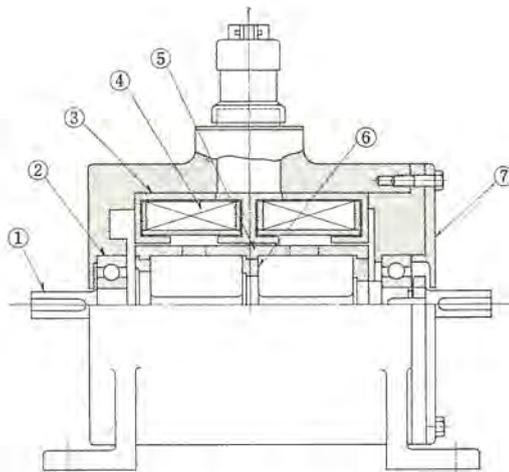
歯付リングは磁路の一部となり、軸のねじれによる変位を検出する検出ギャップを構成する重要な要素である。磁性材料としては初透磁率が高く、ロス電流損失の少ない材料であることが必要であり、機械的には軸材に取り付け、高速で回転するものであるから、遠心力による破壊や変位、変形を生じないものでなければならない。とくに高透磁率の磁性材料の中には、機械的応力が加わることにより、磁気特性が永久的に変化するものがあるから、材料の選択には注意を要する。軸のねじれによる検出ギャップの幅の変化は表 3.1 にその一例が示されているように 1/100 mm の数倍の程度であるから、歯の加工にも 1/100 mm のオマの精密さが必要である。また半径方向には、固定子の鉄心との間のギャップは 0.5 mm 程度にとつてある。この幅は感度に影響が大きい、半径方向の偏心、あるいは動的アッパラスについては高速回転を考慮して十分に小さくするように、加工、組み立てには留意しなければならない。図 3.1 はこのようにして組み立てられた固定子の外観を示す。

3.1.3 固定子

固定子は磁気回路の一部を形成する鉄心とコイルから成る。鉄心に要求される磁氣的性質は回転子の歯付リングの場合と同様であるが、機械的には動くものではないから機械的条件は多少ゆるやかになる。ロス電流損失を少なくするためには積層鉄心のほうがすぐれているが、工作上困難であるので図 2.1 のような形にブロックから削り出して加工した。材料にはハイパーロイ A[®] (Fe 50% Ni 50%) を使用した。コイルは普通のエナメル銅線を絶縁物のポピンに巻いたものである。このコイルの上に温度補償用の銅線を無誘導に巻いておく。

3.1.4 ベアリング

原動機の全出力、あるいは負荷へ伝達されるトルクを測定する場合、ベアリングの摩擦損失を考慮しておかななければならない。使用するベアリングとしてはできるだけ摩擦損失の少ないものを選び、またその取り付け (Fitting) についても注意を要する。とくに高速回転の場合には、ベアリングの損失が相当大きくなり、低速回転時あるいは静止時のトルクで較正した値と異ってくることもあり得ることを考えておく必要がある。次にベアリングを使う場合に注意すべきことは温度の上昇である。もし両側のベアリングの温度上昇の大きさが異なると、回転子あるいは固定子の温度分布に不均衡を生じ、指示のドリフトが現われる。したがって、あらかじめ温度上昇の少ない、しかもなるべく上昇の割合が同一のものを選んで取り付けなければならない。以上のような要求に対して、



① ネジレ軸 ② ボールベアリング ③ コア
④ コイル ⑤ 歯付リング ⑥ カラー ⑦ 側板

図 3.2 磁気誘導形トルク計断面図
Fig. 3.2 Cross section magnetic coupled torque meter.

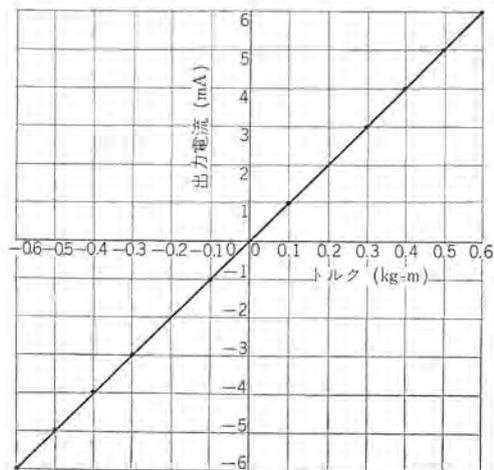


図 3.4 トルク 指示計出力電流の関係
Fig. 3.4 Relation between torque and indicator output current.

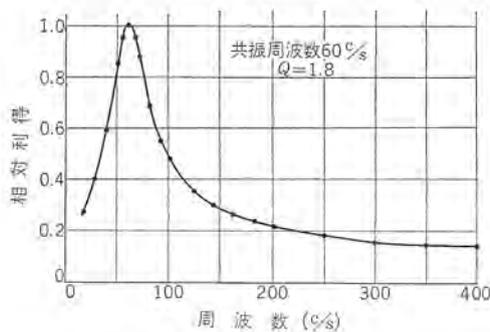


図 3.5 指示計の周波数特性
Fig. 3.5 Frequency characteristic of indicator.

とくに高速回転用としてはアンギュラ、コンタクト型が望ましいと考えられよう。しかしここでは使用する場所の条件を考え、給油の手間のいらぬ密閉型ラジアル、ベアリングを使用した。

3.1.5 フレーム

トルク 検出部の本体の構造は図 3.2 に示すとおりである。このフレームは鋳物で作られ、内部の固定子の鉄心をはめ込む部分は精密に仕上げられている。回転軸に直角方向は固定子の鉄心があるので、外部からの誘導の影響は少ないと思われるが、軸方向からの影響は考えられるので、フレームの端面には磁気シールド用の磁性体

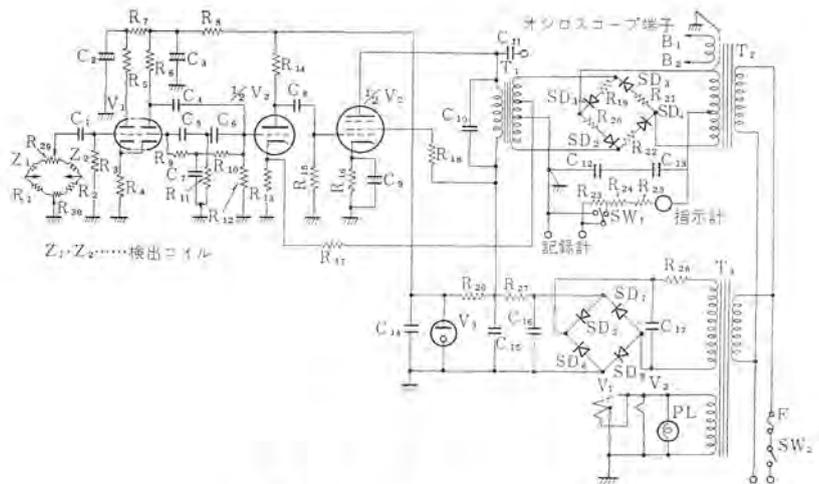


図 3.3 トルク 指示計回路図
Fig. 3.3 Circuit diagram of torque indicator.

の板をはりつけてある。

3.2 測定回路

図 3.3 にトルク 計の測定回路図を示す。検出部のコイルは Z_1, Z_2 で R_1, R_2, R_{20}, R_{30} と組み合わせて交流ブリッジを形成する。この交流ブリッジの出力電圧は定格トルクが加わったとき、150 mVAC 前後である。(ブリッジ 電源電圧には商用周波数の交流 20 V を加えている。)これを真空管 V_1, V_2 で選択増幅し、同期整流回路で位相弁別を行なう。選択増幅を行なった理由は交流ブリッジに交流電圧を加えたときに発生する高周波成分を阻止するためで、選択要素は Twin-T フィルタを使用し、共振点はブリッジの電源周波数に合わせてある。電源周波数の変動が考えられるので Q を低く、1.6 ~ 1.8 程度にとっている。図 3.4 は入力(トルク)対出力(電流)特性を示し、図 3.5 は増幅器の周波数特性を示したものである。同期整流回路の出力電流は、定格トルクで ± 5 mADC である。増幅器には記録計用端子がついており、 10Ω の負荷に対して ± 5 mA の電流を流すことができる。トルクの時間的変化を記録するのに便利である。電源電圧の変動は測定値に影響を与えるので、測定にあたっては電源電圧が一定になるよう定電圧装置を使用することが必要である。

4. トルク計の較正

トルク 計の較正法には静的方法と動的方法がある。静的方法はトルク 計の軸の一端を固定し、他端にレバーを取り付けて、これに荷重をかけ軸をねじる。レバーの長さに乗じたものがトルクの値となる。動的方法としては種々の方法があるがここでは直流電動機による方法と直流電気動力計による方法の 2 種類を用いた。まず第 1 の方法では直流電動機 2 台を用い、一方を原動機、他を発動機としそれぞれトルク 計の両端に結合して回転させる。発動機の負荷(抵抗)を変えれば電動機から伝達されるトルク(動トルク)を変化させることができる。直流電動機から発生するトルクは次の式によって与えられる。

$$T = 1.625 Z \Phi \times \frac{P}{a} (I_a - I_0) \times 10^{-3} \text{ (kg-m)} \quad \dots \dots (4.1)$$

- ここで Z : 電機子の導体総数
- P : 磁極総数 $\times \frac{1}{2}$
- Φ : 毎極の有効磁束数 (wb)
- a : 電機子の回路数 $\times \frac{1}{2}$
- I_0 : 無負荷電流 (A)

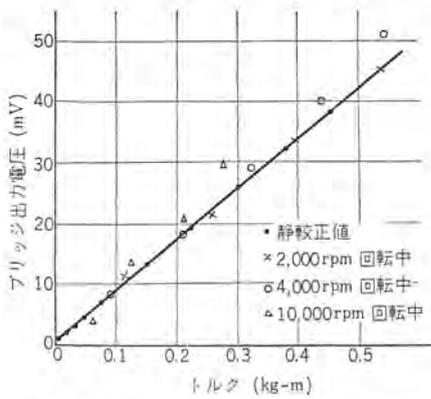


図 4.1 MG セットによるトルク計較正結果
Fig. 4.1 Calibration of torquemeter by using of MG set.

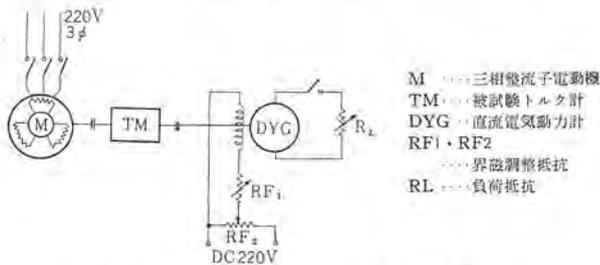


図 4.2 電気動力計による較正試験回路
Fig. 4.2 Calibration test circuit by using electric dynamometer.

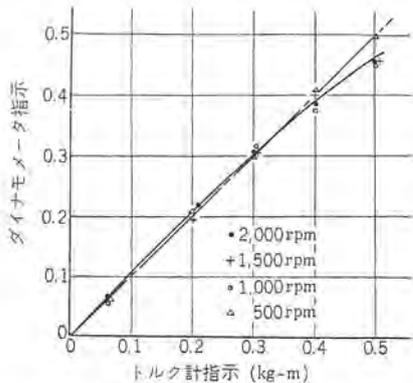


図 4.3 直流電気動力計によるトルク計較正結果
Fig. 4.3 Torque meter calibration by using DC electric dynamometer.

I_a : 負荷電流 (A)

ここで I_0 , I_a はそれぞれ無負荷時, 負荷をかけたときの電流を実測し, Φ は電動機を発電機として定速度で運転して得た無負荷飽和特性から, 次式により求めたものを利用する.

$$\Phi = \frac{E_i \times 60 \times a}{N \times Z \times P} (\text{wb}) \dots \dots \dots (4.2)$$

ここで E_i : 電機子の誘起電圧 (V)

N : 電機子の回転数 (rpm)

式 (4.2) から界磁電流対毎極の有効磁束数 (Φ) の関係を求めれば電動機として運転したとき, 界磁電流を測定すれば毎極の有効磁束 (Φ) がわかる. 使用した直流電動機は 3.7 kw, 15,000 rpm の分巻電動機 (他励式), 磁極数 4, 電機子回路数 4, 電圧 48 V, 電流 105 A のものである. この方法による較正結果を図 4.1 に示す. 低速回転の範囲では静的較正方法によるトルク値ときわめてよく一致していることが認められる. このような直流電動機と直流発電機による較正方法は, 電動機の出力トルクを電機子

電流と界磁電流から算出するものであるが, 電動機の運転中の温度, 界磁のヒステリシス, 電機子反作用などの影響をうけて誤差を生じやすい. 図 4.1 に現われた偏差もこのような原因によるものと考えられる. 第 2 の方法として直流電気動力計によってトルク計の較正を行った.

これはトルク の値そのものが直読できるから高い精度が期待できる. しかし較正しようとするトルク計の定格値に比べて, 電気動力計の不感帯トルクが無視できない大きになると, 較正の精度は低下する. 図 4.2 はこの直流電気動力計によるトルク計の較正のための回路構成を示すもので, 負荷抵抗 R_L を変えてトルクを変化させることができる. この直流電気動力計は 1,500 rpm, 1.5 kw (吸収トルク約 1 kg-m) のもので不感帯トルクは 0.013 kg-m であった. (不感帯トルクの大部分は動力計本体をささえるベアリングの摩擦によるものである.) 較正したトルク計は 0.5 kg-m 定格のものであるから, 不感帯による誤差は 2.6% に相当する. 図 4.3 はこの直流電気動力計を使って 0.5 kg-m のトルク計を較正した結果を示したものである. トルクが大きくなると二つの値の比例性が悪くなっているが, その原因としては上に述べたベアリングの摩擦による不感帯, あるいはここで使ったゴムカップリングの弾性的性質等が考えられる.

5. 磁気誘導形トルク計の諸特性

磁気誘導形トルク計を使用する場合に, 考慮しておかなければならない種々の特性のうち

- (1) トルク計自体の損失
- (2) 急激なトルク変動に対する応答性.
- (3) 回転中の温度上昇およびそれに関連した問題について測

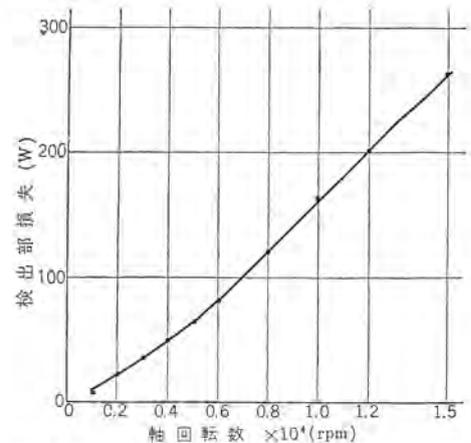


図 5.1 軸回転数とトルク検出部の損失の関係
Fig. 5.1 Relation between shaft speed and loss of torque detection section.

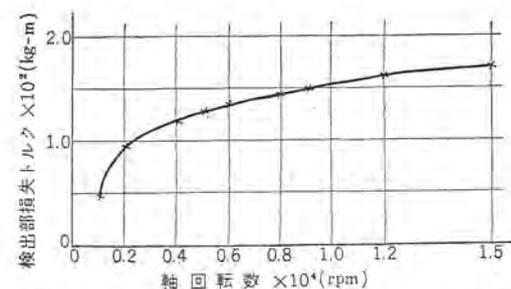


図 5.2 軸回転数とトルク検出部の損失トルクの関係
Fig. 5.2 Relation between shaft speed and loss torque of torque detecting section.

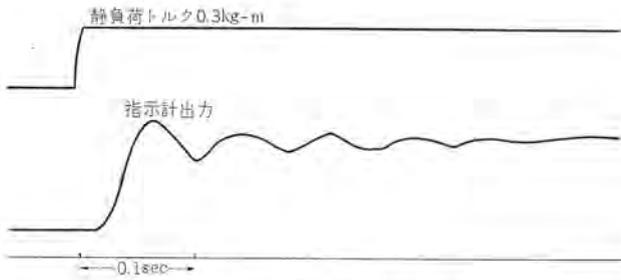


図 5.3 トルク 検出部の応答特性
Fig. 5.3 Response characteristic of torque detection section.

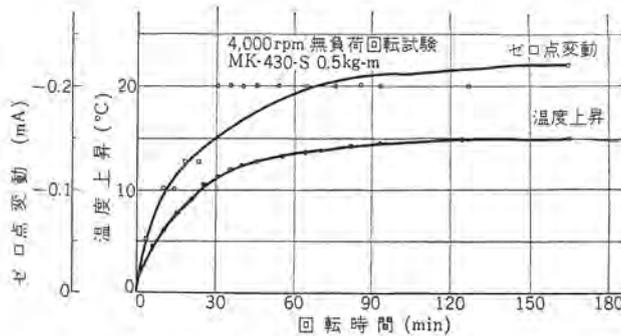


図 5.4 トルク 検出部の無負荷回転試験結果
Fig. 5.4 No load test result of torque detecting section.

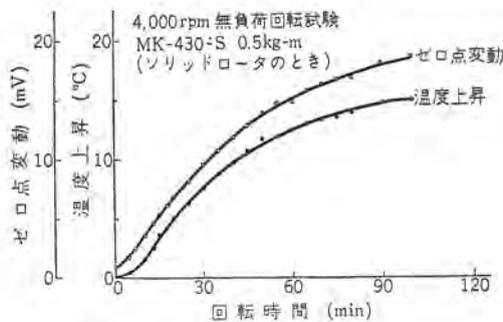


図 5.5 トルク 検出部の無負荷回転試験結果
Fig. 5.5 No load test result of torque detecting section.

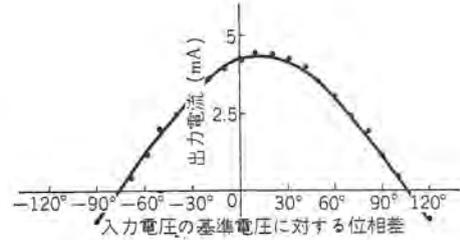


図 5.6 指示計の位相特性
Fig. 5.6 Phase characteristic indicator.

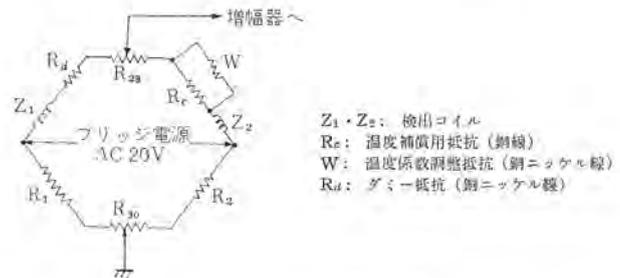


図 5.7 トルク 検出回路
Fig. 5.7 Torque detection circuit.

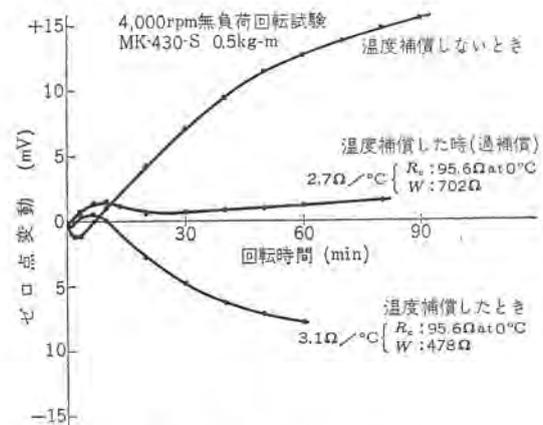


図 5.8 無負荷回転試験
Fig. 5.8 No load speed test.

定された結果を述べる。

5.1 トルク計の損失

トルク計の損失の測定には直流電動機にトルク計検出部を直結し、負荷を取らずに回転して直流電動機の入力を測定し、これに電動機の効率をかけて検出部の損失とした。図 5.1 は回転数に対する損失 (w) をプロットしたものである。図 5.2 は図 5.1 の値から検出部の損失トルクを求めたものである。回転時の損失は、風損と軸受損失が大部分を占めているものと考えられるが、これらは当然のことながら高速回転になると著しく増大し、それに伴って損失トルクも増加している。ここで試験したトルク計は定格 1 kg-m のものであるから、10,000 rpm のときのトルク損失は 1.6×10^{-2} kg-m でその誤差は 1.6% となる。

5.2 応答性

トルク計に急激にトルクが加わった場合の応答性は次のようにして測定した。すなわち、トルク計の軸端にレバーを取り付け荷重をかける。あらかじめ、レバーの端は金属の細い線を結び、軸にはトルクを掛けずにおく。線の両端は電源につなぎ、ペン書きオシログラフに電流信号を加え、別個にトルク指示計の出力もオシログラフに与えておく。金属線を切断することによりステップ状のトルクが加

わるから、それに対応する指示計出力の記録をとればよい。その結果が図 5.3 に示されている。指示計の出力は過渡的な振動を繰り返して一定値に落ち着く。大体平衡するまでの時間は約 0.4 秒程度である。この振動現象はトルク計のネジ軸の弾性振動および、検出コイルを含む電気回路内の電気的過渡現象によるものであるが、後者のほうが長い間持続すると考えられる。したがって装置の時定数を小さくするには、検出ブリッジの電源周波数を高くし、系のインダクタンスを小さくすることが必要であろう。

5.3 ゼロ点変動

5.3.1 検出部の温度上昇

トルク計を長時間運転していると、指示計の零点変動が認められた。この状態で回転を止め、放置しておくると零点は最初の値に戻るから、その原因は検出部の温度上昇と考えられる。トルク計を 4,000 rpm で回転し、その温度上昇を検出コイルの抵抗から測定し、同時に零点変動を測ったものが図 5.4 で両者の間には明瞭な相関性が認められる。温度上昇の原因として考えられるものは、軸受の摩擦による温度上昇、風損による温度上昇および検出コイルに交流を流すことによるウズ電流損などが考えられるが、しかし実測の結果、ウズ電流損約 10 mw, 銅損約 1 mw 程度であって、

きわめて小さくて問題にならず、もっぱら前2者が主要なものとなっているようである。温度上昇によって、どのような条件が変わって指示のドリフトが生ずるか、十分にその原因が明らかになっているわけではないが、次のようなことが考えられる。

- (a) 温度上昇の不均一による検出コイル抵抗の不均衡
- (b) 温度上昇による回転子検出キャップの変化
- (c) 磁性材料の透磁率の温度による変化
- (d) ウズ電流損失の温度による変化
- (e) コイル間の分布容量の温度による変化

これらの因子がどの程度影響しているかは、いまだ十分に解析できていない。しかしその原因を確かめるため実際の回転子と外形寸法すべて同じ、スリッドロータで同様な試験をした。その結果が図 5.5 で同様な変動が起こったので、本トルク計の零点変動の原因はおもに固定子の温度上昇にあると思われる。このことは図 5.4, 5.5 から明らかであり、固定子の温度上昇を基準にして温度補償をすればよいことがわかる。このトルク計の検出回路は交流ブリッジであるから零点変動は、電圧の絶対値と、位相の変化を伴い、このままでは、電圧の絶対値と位相を同時に補償しなければならない。今回実用にした温度補償方法は指示計の同期整流回路の位相特性が、図 5.6 のようになることを利用し、ゼロ点変動の実効分に対して補償することにし、一個の抵抗で補償を行なった。

実際の温度補償回路は、検出コイルの上に重ねて銅線抵抗 (0.12 ϕ) を無誘導に巻き、図 5.7 に示すような接続を行なう。その結果は図 5.8 に示すとおりで、補償の効果が十分認められる。補償の効果は 1°C あたりの抵抗値の変化を調整することにより大幅に変化し、比較的この抵抗変化に対し敏感であるので、図 5.7 に示したように銅線抵抗 R_c に並列に温度係数の小さいマンガロン線、銅コンスタタン線の巻線抵抗 W を入れ、この抵抗で調整すればよい。図 5.8 を見ると、回転を始めてから 15 分間程度過渡的なゼロ点変動が起きているが、これは固定子の温度上昇に時間的遅れがあって、この間補償が不十分なことと、ゼロ点変動の原因が固定子の温度上昇以外にまだあることを示している。

5.3.2 両軸端の温度差

両軸端に温度差ができると、左右の検出コイルが不平衡の状態になり、当然零点変動が起こる。このトルク計は使用中に連結軸を通して、または放射によって相手機械の熱が伝わってくることで、カップリングの発熱も考えられることなどにより、両軸端に温度差ができることを考えなければならないが、これに対しても上と同様、温度補償抵抗により補償できる。

5.3.3 軸材の剛性率の変化

軸材の温度が上昇すると剛性率が変化する。この変化は 0.027 ~ 0.0306%/°C といわれる。このことは検出感度の変化を意味す

る。定格 1 kg-m の試作機で試験した結果 -20 ~ +75°C で +0.08%/°C の感度変化が認められた。

6. 標準仕様

今回標準化された磁気誘導形トルク計の定格および外形寸法を図 6.1, 表 6.1 に示す。

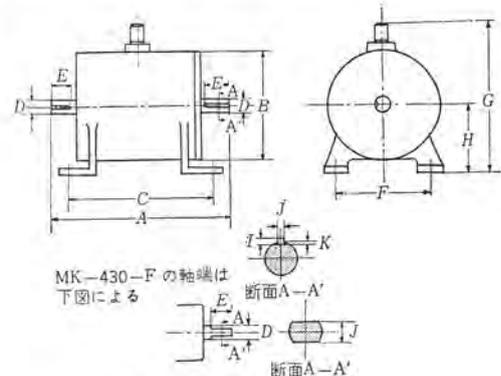


図 6.1 外形寸法
Fig. 6.1 Dimension

表 6.1 外形寸法

形名	定格 (kg/m)	A	B	C	D	E	F	G	H	I	J	K
MK-430-F	0.02	138	74	115	8	12	60	135	50		5	
	0.05											
	0.10											
MK-430-S	0.2	208.5	128	165	14	32	90	190.5	80	5	5	3
	0.5											
	1.0											
MK-430-M	2.0	270	130	183	25	50	90	190	80	7	7	4
	5.0											
	10.0											
MK-430-L	20.0	490	180	160	45	80	160	256.5	125	8	12	4.5
	50.0											

単位 mm

7. むすび

以上、磁気誘導形トルク計の構成および特性試験の結果について述べた。スリッドリングを使用しない方式のトルク計として、その特長を生かし十分に実用に供しうることがわかった。しかし、このトルク計にはなお解決すべき幾多の問題、たとえば温度上昇による影響、その補償方法、あるいは較正の方法などが残っている。今後さらにこれらの諸問題について研究を重ね、一層完全なトルク測定器を作り出したいと考えている。終わりにこのトルク計の開発にあたり種々のご指導あるいは協力をいただいた当社姫路製作所品質管理課、当所回転機品質管理課、計測器工作課の各位に厚く謝意を表す。

参考文献

- (1) B. F. Langer & K. L. Wommack: The Magnetic Coupled Torquemeter (Experimental Stress Analysis)

精密角度符号板とその応用

吉山裕二*・白石 彊*

Precision Shaft Angle Encoders and Their Applications

Research Laboratory Yūji YOSHIYAMA・Tsuyoshi SHIRAISHI

Shaft angle encoders by means of the unit distance decimal code and the gray code, digital read-out conversion and digital servo systems are dealt with herein by practical examples.

Through the coding system, any high resolution readings are made available by increasing the number of digits. The detector of code not being in contact with the disk through an optical means, it is free from the question of mechanical wear. Employment of the unit distance code obviates errors due to "ambiguities". The conversion logic circuits from the coding disk to digital read out are applicable to good many numbers of units. As the photo transistors are sensitive to narrow optical beams, the shaft encoded disk can be built compact in spite of high resolution properties.

In the digital servo system, the parallel subtractors calculate the difference between the master code and the slave code signals with no time lag. The differences are also given by number. This permits the transient response of the slave code showing an ideal state with no overshoot resulting from parameter changing control. Comparison of the subtractors between the decimal and the binary, and also the application of encoded disks are touched upon.

1. ま え が き

計測諸量を符号化して伝送し 10 進表示し、あるいは 2 進符号化して電子計算機などに導入し、演算して制御信号とするなどの計測諸量の符号化は、近年の計算機技術の急速な進歩とともに計測制御の分野でも不可欠となってきている。符号変換を行なえば、その選択 デイジット 数により精度が決定され、デイジットの数を増加させることによって任意の高精度が期待できる。測定諸量の瞬時値を並列に要求精度で符号化すれば、電子回路で時間遅れなく 10 進変換表示も可能である。主従二つの信号を 2 進変換すれば、その差を並列演算して求め、パラメタ切換を行なって制御器を調節し、最適制御を行なうこともできる。筆者らは符号化技術の応用の例として、回転角度の 10 進および 2 進符号変換を行ない、任意の要求精度で遠方伝達 10 進表示する方式や、主従二つの 2 進符号の差を並列減算回路で求め、パラメタ切換駆動回路により理想的な過渡応答で追尾させる モデルセット を作成検討し、また実際の種々のプラント に実用化しつつある。これらを実現する際に、符号検出は光学的に無接触で行ない、機械的疲労の問題が生じないようにし、交番符号の採用により“あいまいさ”に起因する誤差を避け、また受光幅の狭い光に感ずる光電半導体を用い、分解能に比べ符号板を小形化するよう配慮した。

これら回転角度の符号変換、遠方伝達、表示、追尾方式の例を述べ、アナログ形 サーボ ではむずかしい高精度、高速度表示、行き過ぎのない追尾が可能なることを示す。

2. 回転角度の 10 進表示

2.1 10 進コード

回転角度の 10 進表示は、10 進コードの使用により、論理要素を少なくして実施できるが、コードパターンは“あいまいさ”を消去するために交番符号とすることが望ましい。交番符号でなければ、デイジットの列の切り換わる境界において異なる数字を示し、この影響を避けるために検出列を 2 個以上必要とし、同じ数列表示のための論理回路の組み合わせが 2 倍以上必要となる。

一般に N ヶタの $P_N, P_{N-1}, \dots, P_{j+1}, P_j, \dots, P_1$ なる 10 進数は P_{j+1} が偶数のとき $Q_j = P_j, P_{j+1}$ が奇数のとき $Q_j = 9 - P_j$

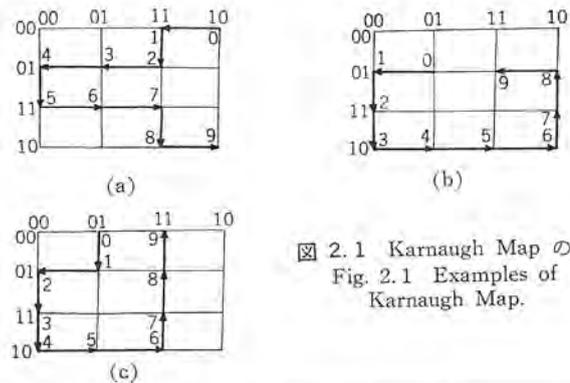


図 2.1 Karnaugh Map の例
Fig. 2.1 Examples of Karnaugh Map.

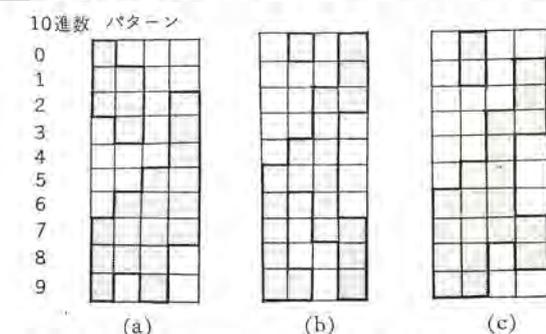


図 2.2 図 2.1 の Karnaugh Map に対応するコードパターン
Fig. 2.2 Code pattern corresponding to the Karnaugh Map of Fig. 2.1.

なる 10 進数 $Q_N, Q_{N-1}, \dots, Q_{j+1}, Q_j, \dots, Q_1$ で表わすとすべての 10 進数が一貫して交番符号で表示しうる。

交番 10 進符号は Karnaugh Map⁽¹⁾ で表現しうる。図 2.1 は Karnaugh Map の例を示したもので行および列の二つのデイジットの数を図のように取り、各交点が四つのコード群を指定する。行または列に沿う順次の交点が 1 デイジットのみ変化するから、この各交点上を一つ以上の交点を越えることなく、また対角線運動をすることなく、順次移動させて行くことによって、各交点の四つのデイジットに対応して初めの二つのデイジットを行、次の二つのデイジットを列でコードパターンを描くことができる。

図 2.2 (a), (b), (c) は図 2.1 (a), (b), (c) の Map の太線の移動順序に対応して描かせたコードパターンの例である。図 2.3 は図 2.2

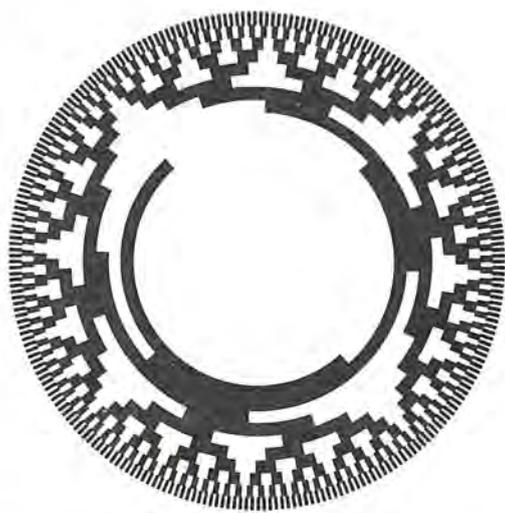


図 3.1 交番2進符号板の例
Fig. 3.1 Example of reflected binary encoded disk.

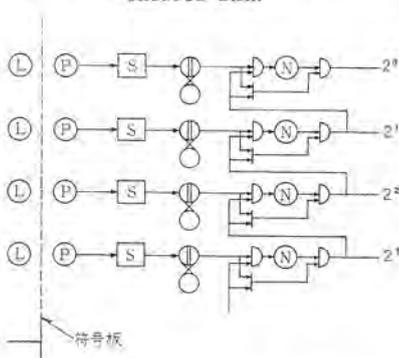


図 3.2 交番2進コード—純2進変換論理回路
Fig. 3.2 Logic circuit for gray code to pure binary conversion.

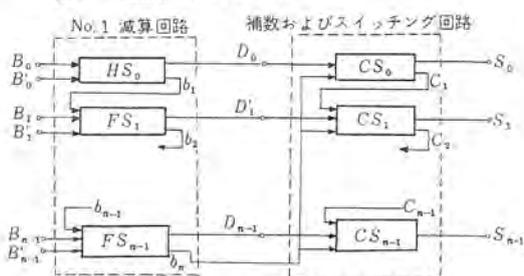


図 3.3 2進並列減算ブロック線図
Fig. 3.3 Block diagram of binary parallel subtractor.

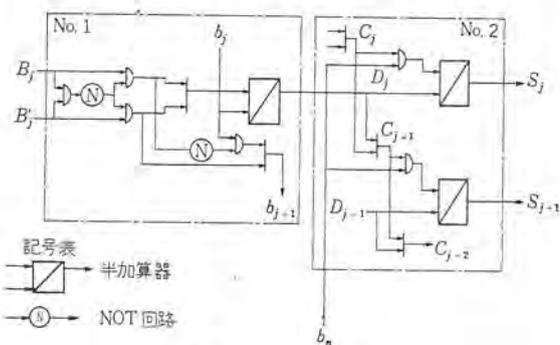


図 3.4 2進減算論理回路
Fig. 3.4 Logic circuits of binary subtractor.

れば、並列減算回路としては $B \geq B'$ のいかんにかかわらず、 S はその絶対値を示し、かついずれが大きいかの極性弁別が必要である。並列減算を行なう演算回路の基本形式は図 3.3 に示すよう

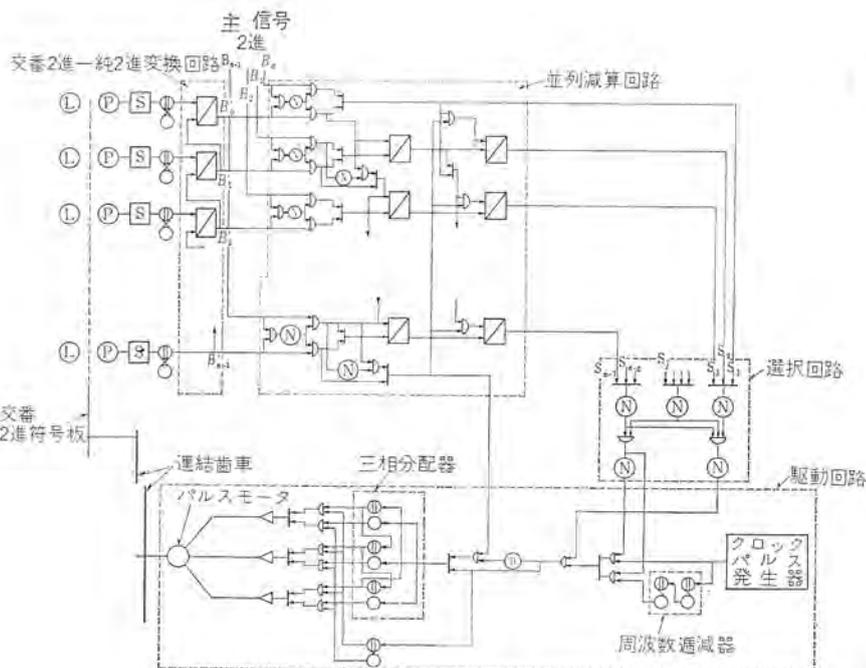


図 3.5 デジタルサーボの論理回路
Fig. 3.5 Logic circuit of digital servo.

に二つの部分から構成し、第1の部分で $B - B'$ の直接減算を行ない、借り信号 b_j を送る。最高けたの借り信号 b_n が $B \geq B'$ により0か1になるので、この信号を極性弁別信号とし、また $B < B'$ のとき、さらにその補数を取って真数化させる信号とする。この補数演算は第2の構成回路で行なうが、 $b_n = 0$ で $B > B'$ のときはそのまま第1の減算回路の演算結果を S とし、 $b_n = 1$ で $B < B'$ のときは第1の演算結果に2の補数が残るので、さらに補数を取り、真数の絶対値が S になるようにする。

今第1の演算回路の出力を D とし、 $D = D_{n-1}, D_{n-2}, \dots, D_j, \dots, D_0$ として論理関数で演算式を示すと次のようになる。

$$D_j = B_j \oplus B'_j \oplus b_j \quad \dots (3.2)$$

$$b_j = \overline{B_{j-1}} \cdot \overline{B'_{j-1}} \cdot b_{j-1} \vee B_{j-1} \cdot B'_{j-1} \cdot b_{j-1} \vee \overline{B_{j-1}} \cdot B'_{j-1} \cdot \overline{b_{j-1}} \vee B_{j-1} \cdot \overline{b_{j-1}} \cdot \overline{B'_{j-1}} \cdot b_{j-1} \quad \dots (3.3)$$

最小けたは次式で示される。

$$D_0 = B_0 \oplus B'_0 \quad \dots (3.4)$$

$$b_1 = \overline{B_0} \cdot B'_0 \quad \dots (3.5)$$

第2の演算回路の演算式は次式で示される。

$$S_j = \overline{b_n} \cdot D_j \vee b_n \cdot [D_j \oplus C_j] \quad \dots (3.6)$$

ここで C_j は補数演算回路のけた上げ信号で次式で示される。

$$C_j = \bigvee_{k=0}^{j-1} D_k \quad \dots (3.7)$$

式 (3.6), (3.2) から $b_n = 0$ の場合は

$$[S_j]_{b_n=0} = B_j \oplus B'_j \oplus b_j \quad \dots (3.8)$$

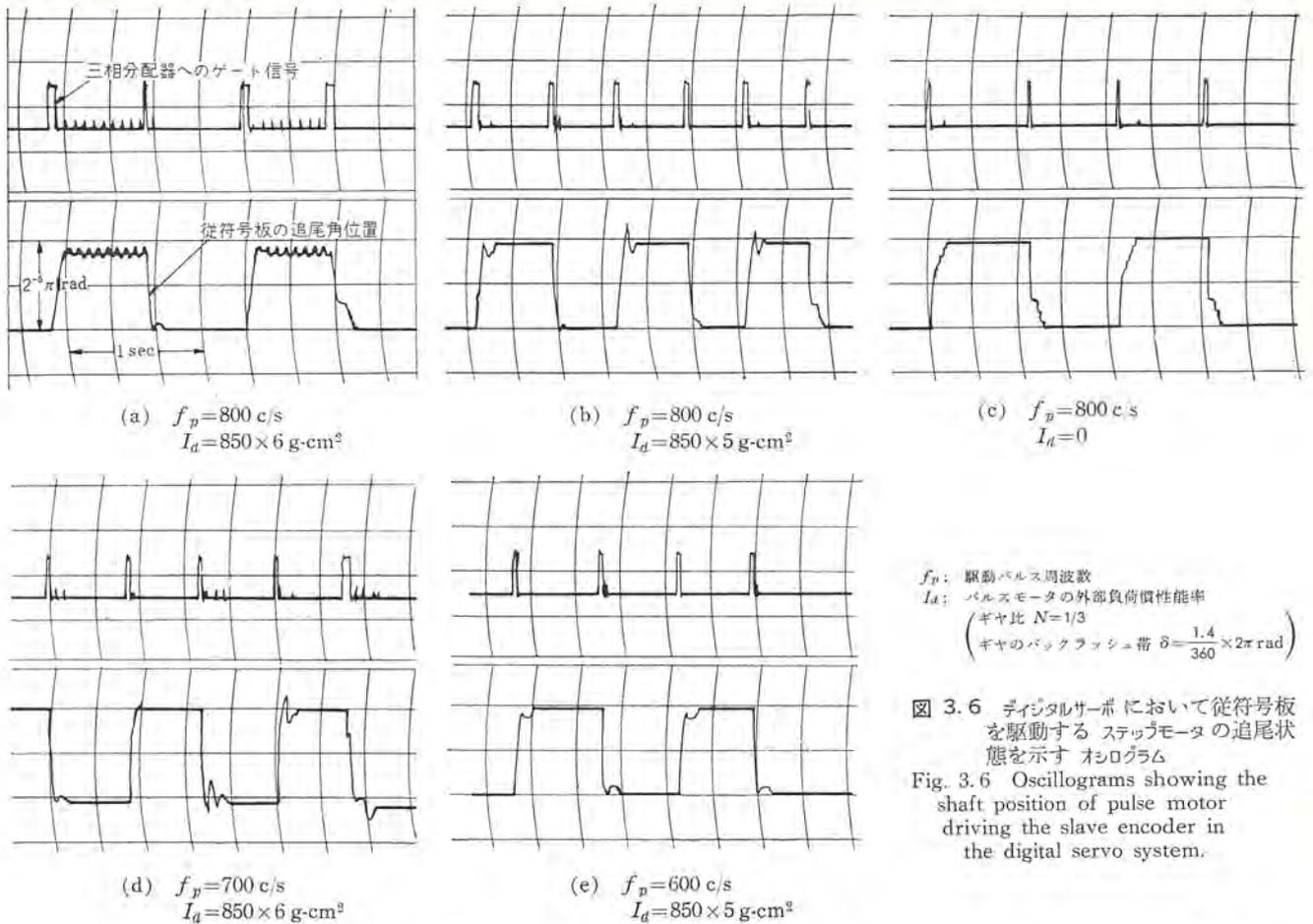
$b_n = 1$ の場合は

$$[S_j]_{b_n=1} = (B_j \oplus B'_j \oplus b_j) \oplus \bigvee_{k=1}^{j-1} (B_k \oplus B'_k \oplus b_k) \quad \dots (3.9)$$

となり、図 3.3 を構成する回路であれば並列減算と極性弁別が可能となり、差の絶対値が S 、極性が b_n で示されるが、1 回路例を図 3.4 に示す。

3.3 パルスモータを駆動源とする追尾

従符号板の追尾は、行き過ぎ量を消去するためにパルスモータで駆動するのが最も簡単である。同一周波数のパルスに対し最も速くかつ安定に応答する励磁方式として、1, 2 励磁方式を用いた場



f_p : 駆動パルス周波数
 I_d : パルスモータの外部負荷慣性性能率
 (ギヤ比 $N=1/3$
 ギヤのバックフラッシュ帯 $\delta = \frac{1.4}{360} \times 2\pi \text{ rad}$)

図 3.6 デジタルサーボにおいて従符号板を駆動するステッピングモータの追尾状態を示すオシログラム
 Fig. 3.6 Oscillograms showing the shaft position of pulse motor driving the slave encoder in the digital servo system.

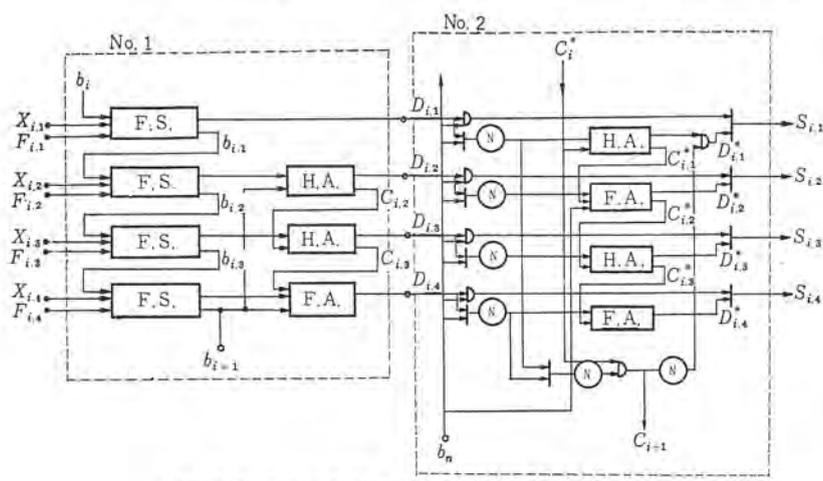


図 3.7 1ケタの10進並列減算回路ブロック線図
 Fig. 3.7 Block diagram of decimal parallel subtractor in one unit.

合の駆動回路例を図 3.5 の下半分に示す。パルス発生器と正逆転停止の論理回路、3 個のフリップフロップからなる三相分配器、1,2 励磁切換フリップフロップを組み合わせ、 $b_n=0$ の正転信号の場合正転方向の励磁パルスをモータに与える。 $b_n=1$ の逆転信号が与えられると、遅延パルスを分配器に加え、励磁順序を逆にして反転させる。並列減算回路の最小ケタの差信号が零になると、クロックパルスを供給するゲートをオフにしてモータを停止させる。連絡歯車内にバックラッシュがありバックラッシュ帯域が1ディジットの幅を越え、かつ負荷慣性が大きい場合、速いパルス周波数で追尾させると平衡点でハンチングを行なう可能性があるが、平衡点近くでパルス速度を減少させれば1ディジット内に落ちつかせることが可能である。

図 3.6 は平衡点近く(位置誤差 $2\pi \times 10^{-7} \text{ rad}$)でパルス速度を1/8に減少させた場合の、駆動パルス周波数と外部負荷の慣性性能率の追尾状態に及ぼす影響を示すオシログラムの例で、分解能は

$2\pi \times 10^{-10} \text{ rad}$ 、バックラッシュ帯域は $\frac{1.4}{360} \times 2\pi \text{ rad}$ である。オシログラム(a)のように駆動パルスが速く、外部負荷の慣性性能率の大きい場合は不安定となって停止しないことがあるが、(c)のように負荷慣性を小さくすれば、(e)のようにパルス速度を減少させれば1ディジット内に落ちつき、行き過ぎ量の無い理想的追尾を示す。

3.4 10進コードの並列減算の検討

入力基準信号が10進数で与えられる場合、デジタルサーボを構成するには、パルスモータなどによる従符号板の駆動とモータ駆動回路は3.3節に述べた方式がほとんどそのまま使用できるが、並列減算回路は10進コードの演算を行なわなければならない。

10進コードも最終的には2進数で表現する必要があり、その表現方法として2進化10進コード、1-2-4-5コード、Excess 3コード、2-5進法など種々あるが、最も広く用いられているコードは2進化10進コードとExcess 3コードであるので、例として2進化10進法を用いた場合を検討する。10進コードの並列減算もその方式の原理としては、3.2節の2進コードの並列減算と同様、主従二つのコードの差を計算し、その結果の符号により、差をそのまま用いるか、または補数を取り真数を決定する。すなわち基本構成としては図 3.7 に示すように二つの部分に分け、第1の部分に10進並列減算回路、第2の部分に補数演算およびスイッチング回路で、全加算回路、全減算回路、半加算回路、半減算回路を組み合わせる。

10進数を2進化10進コードで表示して、第*i*ケタ目について第1の部分で入力側主信号を X_i 、従符号を F_i 、出力側差信号を

D_i とすると、 $X_i - F_i$ をその正負の符号のいかんにかかわらず全減算を行ないその結果に従い各ケタ内で10進数に表示し直す。すなわち $X_i - F_i \geq 0$ のとき借り信号 $b_i = 0$ で減算が i ケタ目で処理され真数がそのまま残り、 $X_i - F_i < 0$ のとき $b_i = 1$ で減算が i ケタ内で処理できず、 $i+1$ ケタ目へ借り信号が送られ、16進法の計算を10進法に変換する。

以上の関係を図3.7の記号を用いて論理関数で表示すると次のようになる。

$$\left. \begin{aligned} D_{i,1} &= [b_i] \oplus X_{i,1} \oplus F_{i,1} \\ D_{i,2} &= b_{i,1} \oplus X_{i,2} \oplus F_{i,2} \oplus [b_{i+1}] \\ C_{i,2} &= (b_{i,1} \oplus X_{i,2} \oplus F_{i,2}) \cdot [b_{i+1}] \\ D_{i,3} &= (b_{i,2} \oplus X_{i,3} \oplus F_{i,3}) \oplus C_{i,2} \\ C_{i,3} &= (b_{i,2} \oplus X_{i,3} \oplus F_{i,3}) \cdot B_{i,2} \\ D_{i,4} &= (b_{i,3} \oplus X_{i,4} \oplus F_{i,4}) \oplus [b_{i+1}] \oplus C_{i,3} \end{aligned} \right\} \dots\dots (3.10)$$

ここで $[b_{i+1}] = b_{i,4}$

第2の部分の補数演算回路では、各ケタについて $9 - D_i$ を求めるために D_i を構成する各ビットについてその逆数を取り、10を加える操作を行なうから、図3.7の記号を用いて論理関数で示せば

$$\left. \begin{aligned} D_{i,1}^* &= (C_{i,1}^* \oplus \overline{D_{i,1}}) \cdot \overline{C_{i+1}^*} \\ C_{i,1}^* &= C_i^* \cdot \overline{D_{i,1}} \\ D_{i,2}^* &= C_{i,1}^* \oplus \overline{D_{i,2}} \oplus [b_n] \\ C_{i,2}^* &= C_{i,1}^* \cdot \overline{D_{i,2}} \vee D_{i,2} [b_n] \vee [b_n] C_{i,1}^* \\ D_{i,3}^* &= C_{i,2}^* \oplus \overline{D_{i,3}} \\ C_{i,3}^* &= C_{i,2}^* \cdot \overline{D_{i,3}} \\ D_{i,4}^* &= C_{i,3}^* \oplus \overline{D_{i,4}} \oplus [b_n] \end{aligned} \right\} \dots\dots (3.11)$$

ここで $C_{i+1}^* = C_i^* \cdot D_{i,1} \cdot D_{i,4}$

第2部分の出力を S としスイッチング回路によって $X - F \geq 0$ のとき $D = S$ 、 $X - F < 0$ のとき補数 $D^* = S$ とすれば $X - F < 0$ のときは n ケタ目の借り信号 $b_n = 1$ となり、したがって残された結果が 10^n の補数表示となる。したがって図3.7の回路方式を並列接続すれば10進 n ケタの減算回路が得られる。

Excees 3 コードを用いても2進法10進コードとほとんど同じ要領で並列減算が可能であるが、10進コードの並列減算は3.2節で述べた2進コードの並列減算よりかなり複雑で、10進と2進コードの各ビット数が等しくても、1ケタ4ビットの10進数を用いて u ケタの10進数を表示するには $U = 4u$ が必要であり、一方2進数 v ケタを表示するには $V = v$ でよく、表示したい最大数を M とすると

$$M = 10^u = 2^v \dots\dots (3.12)$$

なる関係から

$$U = 0.83V \dots\dots (3.13)$$

となり、情報量のみ考えても2進数のほうが10進数より17%

節約できることになって、実際の数にすると膨大な差となる可能性がある。したがって表示容量、演算回路の複雑さなどを考慮しても、2進で演算を行ない、表示のみを10進化したほうがはるかに簡単になる。

4. 応用

回転角度の10進および2進表示の応用としては測定すべき量を回転角度に変換しさえすれば、高精度の数字変換が可能となり、制御用計算機、データ処理装置などの入力として使用できる。実際の応用例としては、金属圧延機の計算機制御入力としての圧延ロール開度の2進変換があり、またレーダの回転角、仰角の遠方10進表示がある。レーダの場合は要求精度が高く、分解能が 0.1° である。また河川の水位や雨量のテレメタリングの変換要素として使用する検討が進められている。

デジタルサーボの応用としては負荷に応じた容量のパルスモータの使用により、数値制御などに用いることができ、また2進数を回転角度に変換する一種のD-A変換器としても使用できるものである。

5. むすび

回転角度の10進表示に必要な交番10進コード、交番10進コードの純10進変換表示方式、回転角度の2進変換コード、主従二つの2進コードの並列減算と追尾方式の例について述べた。

10進および2進のいずれの表示の場合も、任意の要求精度に応じてディジット数を選択することにより、その精度を満足しえて、本方式の変換回路のグルーウを重ねることによって要求のケタ数の表示が可能となることを示した。

またデジタルサーボにおいては並列減算回路とパルスモータの使用により、1ディジット内の追尾と任意の速度切換が可能となり、閉ループとすることによって連結歯車のバックラッシュより小さいオフセット量にできることを示した。また10進の並列減算の方式は2進並列減算の場合に比べていかに複雑になるかを示した。

近年ますます計測諸量の高精度かつ速い数字表示化が要求され、また計算制御の実用化、規模の拡大化が進んで、測定量の計算機入力への変換、計算機出力と制御量との結合が一つの主要な課題となって、すぐれたA-D変換器、D-A変換器が要望されるが、本文で述べた符号板形式のものも多く使用されることになるであろう。(昭38-12-17受付)

参考文献

- (1) Alfred K. Suskind: Notes on Analogue—Digital Conversion Techniques; Chapman of Hall. Ltd. p. 3-13 (1958).

電油操作器

金子敏夫*・三好一賢*
渡辺秀也*・破魔武司*

Electro Hydraulic Servo Actuators

Kamakura Works Toshio KANEKO・Kazuyoshi MIYOSHI
Hideya WATANABE・Takeshi HAMA

Diaphragm operation valves working on compressed air for a power source are quite often employed as an operating section of process control. Electro hydraulic servo actuators provided with Mitsubishi servo valves type SV-C3 have been developed so as to have high speed response at higher outputs than conventional diaphragm operation valves. The electro hydraulic servo actuators thus developed have servo mechanism including servo valves and hydraulic power unit arranged together in one unit, thus output displacements in proportion to weak electric input signals being made available.

1. ま え が き

プロセス制御を人間に対応させてみれば、眼が検出部、脳が計算制御部で、脳の指令によって働く手足が操作部である。この三者の間がうまく行かないと、人間は使用にたえないと判断される。自動制御においてもまったく同様である。

操作部とは計算制御からの指令、たとえば空気圧信号がダイヤフラムを介して忠実に操作端(弁)を動かすことによって、プロセス中のある変量に影響を与えるものをいっている。すなわち操作部とは、指令を受けて操作端を動かす“駆動部”と、プロセス量に影響を与えるための“操作端”とで構成されている。

近年、制御方式が複雑化し、制御部にエレクトロニクスが導入されるようになってきた。そこで操作部への連結に、電空または電油変換器を介して操作端を駆動したいという要求が高まっている。とくに最近の傾向として、機器の小形化、高出力化および操作の正確にして高速応答化への要求が、油圧装置への再検討となって現われてきている。

複雑なプロセス制御において、現象を検出し、制御経過を自ら吟味して、制御動作を調整したりするには、電気的信号がきわめて便利であるが、これらの長所と、操作部としての油圧動力の長所とを連結する電油変換器(サーボ弁)が新しい自動制御の形式として、“理想的オートメーション”をめざして急速に発展して行く感がある。

以上の要求にこたえる目的で、筆者らはさきに開発してきた三菱サーボ弁(SV-C3形)を用いて、既製の操作端(弁)に連結しうる駆動部を、小形で簡潔にまとめた、いわゆる電油操作器を試作した。次にこの装置の内容について述べてみる。

2. 電油操作器の構造と作動原理

試作した電油操作器は、図2.1に示すように、サーボ増幅器、サーボ弁(SV-C3形)、油圧シリンダ、差動トランスからなる制御部と、誘導電動機、ポンプ、リリーフ弁、フィルタ、圧力計、油そう(槽)で構成されている油圧発生装置とを一体として簡潔にまとめたものである。図2.2はこの応用として既製のスルース弁に取り付けた場合の写真で図2.3はその分解図である。

いま計算制御部からこの電油操作器に、弁の開度を指令する電

気信号が入ると、サーボ増幅器によって増幅され、サーボ弁に入る。サーボ弁はその信号に比例した流量を油圧シリンダに送り、ピストンを駆動する。このピストン棒に弁棒を連結しておけば、入力信号に比例して弁を開閉することができる。もし弁の開度と信号との

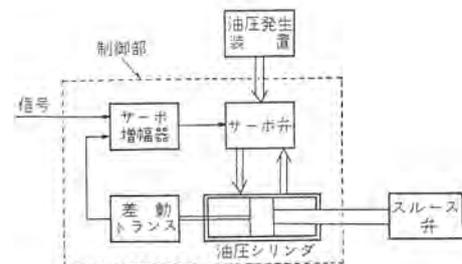


図 2.1 電油操作器の系統図
Fig. 2.1 Systematic diagram of electro-hydraulic servo actuator.

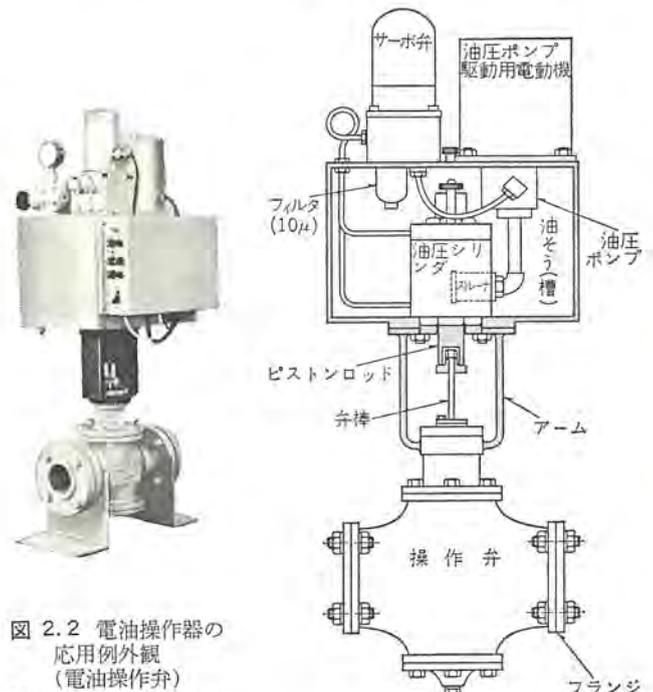


図 2.2 電油操作器の
応用例外観
(電油操作弁)
Fig. 2.2 Appearance
of electro hydraulic
servo actuator ap-
plication.

図 2.3 電油操作器の構造
Fig. 2.3 Construction of electro
hydraulic servo actuator.

間に誤差があれば、差動トランスで検出し、入力信号で指令した開度になるまで、ピストンを送るので、より精密な開度制御が期待できる。

3. 制御部

制御部の構成要素を示しているブロック線図は図3.1に示すとおりである。以下これらの構成要素について述べる。

3.1 サーボ弁

サーボ弁は本装置の性能を左右する主要部にして、ここでは三菱サーボ弁 (SV-C3形) を使用している⁽¹⁾。図3.2はその外観図である。図3.3, 3.4, 3.5, 3.6は本装置に用いたサーボ弁の静特性

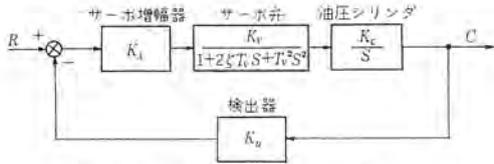


図 3.1 制御部のブロック線図
Fig. 3.1 Block diagram of control section.



図 3.2 サーボ弁 (SV-C3形) 外観図
Fig. 3.2 Exterior view of servo valve type SV-C3.

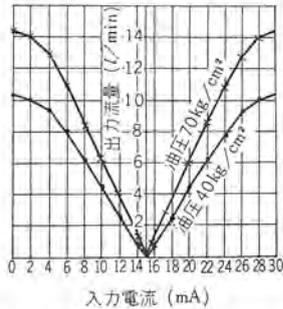


図 3.3 入力電流—出力流量特性
Fig. 3.3 Input current-output flow volume characteristic.

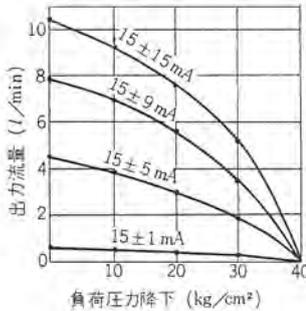


図 3.4 負荷出力—出力流量特性
Fig. 3.4 Load pressure-output flow volume characteristic.

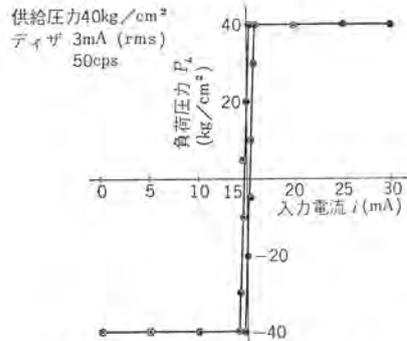


図 3.5 入力電流—負荷圧力特性
Fig. 3.5 Input current-load pressure characteristic of servo valve.

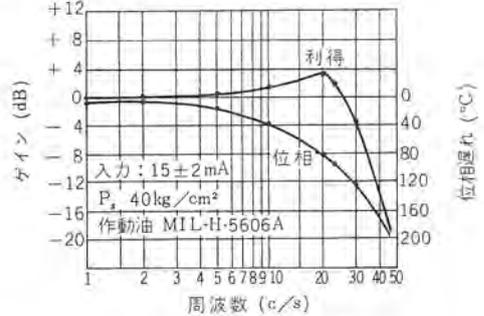


図 3.6 周波数特性
Fig. 3.6 Frequency characteristic.

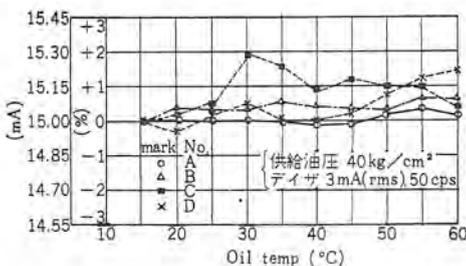


図 3.7 油温変化による0点移動
Fig. 3.7 Null shift with temperature.

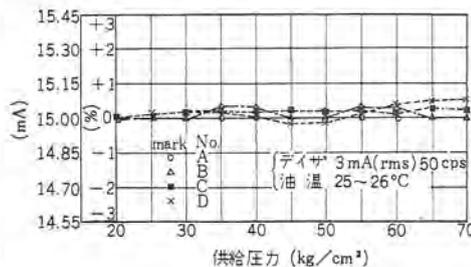


図 3.8 油圧変化による0点移動
Fig. 3.8 Null shift with supply pressure.

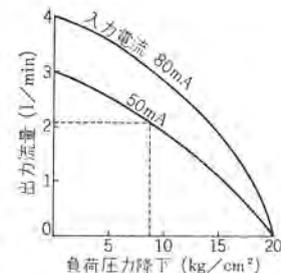


図 3.9 負荷圧力—出力流量特性
Fig. 3.9 Load pressure-output flow volume characteristic.

と動特性とを示す特性曲線図である。図3.6より周波数特性は空気式に比べ応答性のはるかにすぐれていることがわかる。

本サーボ弁の特長は、とくに取り扱いが容易で、信頼性が大きいということである。従来市販されているサーボ弁でよく問題となる温度変化や圧力変化による0点の移動も、三菱サーボ弁の実測結果は図3.7, 3.8に示すごとく±2%以内におさまっている。サーボ弁の伝達関数は

$$G_V(S) = \frac{K_V}{1 + 2\zeta T_V S + T_V^2 S^2} \text{ [cm/sec} \cdot \text{mA]} \dots (3.1)$$

ここに、 K_V は流量ゲイン定数、 ζ は減衰係数、 T_V はサーボ弁の時定数である。電油操作器においては、装置の小形化と温度上昇とを考慮し、常用のサーボ弁供給圧力は20 [kg/cm²]としているので、 K_V , ζ , T_V は測定資料から次の値となる。

$$K_V = 0.7 \text{ [cm}^3\text{/sec} \cdot \text{mA]} \dots (3.2)$$

$$\zeta = 0.5 \dots (3.3)$$

$$T_V = 1/40\pi \approx 0.008 \text{ [sec]} \dots (3.4)$$

3.2 油圧シリンダ

油圧シリンダはスルス弁を直接駆動するもので、その大きさ、容量などはスルス弁に要求される仕様から決定される。本装置に用いたスルス弁の仕様は次のとおり。

- ストローク 30 [mm]
- 速度 5 [mm/sec] 以上
- 出力 500 [kg] 以上

サーボ弁の供給圧力20 [kg/cm²]のとき、負荷圧力—出力流量特性 (図3.9)において、入力電流を定格電流の60%、50 mA、負荷圧力を8 [kg/cm²]とすると、そのときの出力流量は2.1 l/min. したがってシリンダの受圧面積 A は

$$A = \frac{\text{負荷圧力 } 8 \text{ [kg/cm}^2\text{]} \times \text{入力電流 } 50 \text{ [mA]} \text{ における出力流量速度}}{70 \text{ [cm}^2\text{/min]}} = 70 \text{ [cm}^2\text{]} \dots (3.5)$$

したがって油圧シリンダの伝達関数は

$$G_C(S) = K_C S \quad \dots\dots\dots(3.6)$$

$$\text{ここに } K_C = 1.70 [1/\text{cm}^2] \quad \dots\dots\dots(3.7)$$

また、(出力)=(受圧面積)×(負荷圧力)であるから、

$$\text{出力} = 70 [\text{cm}^2] \times 8 [\text{kg}/\text{cm}^2] = 560 [\text{kg}] \quad \dots\dots\dots(3.8)$$

3.3 差動トランス

検出器として差動トランスを用い、その励磁には 50 cps の商用電源をそのまま使用して回路の簡単小形化をはかった。

差動トランスの変換係数 K_D は、

$$K_D = 1.0 [V/\text{cm}] \quad \dots\dots\dots(3.9)$$

3.4 サーボ増幅器

サーボ増幅器には、モロトロンおよびシリコントランジスタを使用し、全体を小形にまとめ任意の適当なところに付加させる構造にした。ここでは図 2.2 に示されているように油そうの側面につけている。いまサーボ増幅器のゲイン定数を K_A として、制御部の系に要求される特性から、逆に K_A の適正な値を求めてみる。上記の記号を用いれば、制御部の一巡伝達関数は、

$$W(S) = \frac{K_A K_V K_C K_D}{(1 + 2\zeta T_r S + T_r^2 S^2)} \quad \dots\dots\dots(3.10)$$

$S = j\omega$ とすると、一巡伝達関数のゲインは、

$$|W(j\omega)| = \frac{K_A K_V K_C K_D}{\sqrt{(2\zeta T_r \omega)^2 + \omega^2 (1 - T_r^2 \omega^2)^2}} \quad \dots\dots\dots(3.11)$$

$|W(j\omega)| = 1$ の応答周波数を $f = 3$ [cps] とすると

$$\omega = 2\pi f = 6\pi [\text{rad}/\text{sec}] \quad \dots\dots\dots(3.12)$$

したがって、式 (3.11)、に式 (3.2)、(3.3)、(3.4)、(3.7)、(3.9) の各値を代入すると、

$$|W(j\omega)|_{\omega=6\pi} = \frac{K_A \times 0.7 \times \frac{1}{70} \times 1}{\sqrt{(2.83)^2 + 355 \left(1 - \frac{9}{400}\right)^2}} \quad \dots\dots\dots(3.13)$$

$$= K_A / 1,910 \quad \dots\dots\dots(3.14)$$

$$\text{ゆえに } K_A = 1,910 [\text{mA}/\text{V}] \quad \dots\dots\dots(3.15)$$

以上の結果からサーボ増幅器の入力-出力の関係は、図 3.10 のようになる。

サーボ増幅器にはさらに適当な補償回路を組み込み、系全体として安定な制御系を構成させている。

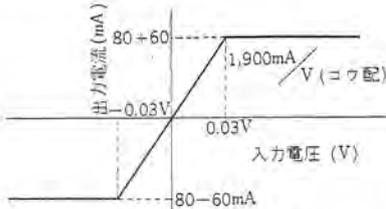


図 3.10 増幅器入力-出力特性
Fig. 3.10 Amplifier input-output characteristic.

4. 油 圧 源

図 4.1 は電油操作器の油圧回路図である。油圧源は機器の小形化および、熱損失をできる限り小さくするため、常用圧力として 20 [kg/cm²] を使用しているが、圧力は 15~30 kg/cm² の範囲で調整および制御可能である。圧力 30 kg/cm² の場合は負荷圧力をさらに高く選ぶことができるので出力も大きくとれる。

ストレーナとフィルタは、サーボ弁をちりやごみから保護するためのもので、フィルタは 10μ 以上のごみをろ過することができるものを使用している。使用作動油としては、MIL-H-5606、三菱ダイヤモンド #440 などのほか、一般の油圧機器用作動油が使用できる。

作動油の温度上昇は自然空冷の場合、次の熱平衡式が成立する。

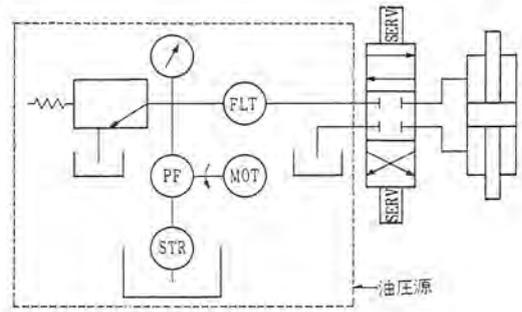


図 4.1 油圧回路図
Fig. 4.1 Oil pressure circuit.

$$P = G C \frac{d\theta}{dt} + K F (\theta - \theta_a) \quad \dots\dots\dots(4.1)$$

- ここに P : 熱損失 [kcal/h] G : 油量 [kg]
 C : 比熱 [kcal/kg°C] θ : 油温 [°C]
 θ_a : 周囲温度 [°C] K : 熱貫流率 [kcal/m²·h°C]
 F : 放熱面積 [m²]

式 (4.1) において $\frac{d\theta}{dt} = 0$ より

$$\theta = \frac{D}{KT} + \theta_a \quad \dots\dots\dots(4.2)$$

各値は計算および測定値より

$$P \approx 126 [\text{kcal}/\text{h}]$$

$$G \approx 12.6 [\text{kg}]$$

$$C \approx 0.475 [\text{kcal}/\text{kg}^\circ\text{C}]$$

$$F \approx 0.42 [\text{m}^2]$$

$$K \approx 10 [\text{kcal}/\text{m}^2\text{h}^\circ\text{C}]$$

周囲温度 $\theta_a = 20^\circ\text{C}$ とすると

$$\theta = 20 + \frac{126}{10 \times 0.42} \approx 50^\circ\text{C}$$

したがって作動油の温度上昇は(周囲温度)+(30°C)で、作動油ならびに機器に影響するほどの高温にはならず、油の劣化もほとんど問題にならない。

5. む す び

以上のようにプロセス制御において従来よく用いられていた、ダイヤフラム形式の電空操作弁に代わるものとして、電氣油圧式操作器を開発製作したが、実際に試験してみた結果からも、計算の段階で定めた次のような仕様を満足する結果を得ている。表 5.1 は電油操作器の標準形の仕様である。今後の方向としては、さらに装置外観の商品化を計るとともに、油圧源、油圧シリンダなどの一部を系列化することにより、出力の異なった形のを製作し、広い範囲にわたる操作器の標準品を完成させてゆきたいと思っている。

表 5.1 電油操作器の仕様

1. 信号	信号レベル 入力インピーダンス	0~5 V 30 kΩ
2. 制御部	油圧シリンダの行程 同 出力 同 速度 周波数特性	30 mm 560 kg 以上 (油圧 20 kg/cm ² のとき) 5 mm/sec 以上 2.0 cps 以上
3. 油圧源	誘導電動機 圧力 作動油	3 φ, 200 V, 0.4 kW 15 kg/cm ² ~ 30 kg/cm ² MIL-H-5606A, 三菱ダイヤモンド #440 その他各種作動油

参 考 文 献

- (1) 香取, 金子, 吉田, 破魔: 「三菱電機技報」36, 1480 (昭 37)

内部冷却タービン発電機の進相運転

成藤 英利*

宮原 茂悦**

甲斐 高***

Operation of Inner-Cooled Turbine Generators at Leading Power Factors

Chūgoku Electric Power Co.

Hidetoshi NARIFUJI

Tōkyō Electric Power Co.

Shigeetsu MIYAHARA

Mitsubishi Electric Corporation, Kōbe Works

Takashi KAI

A number of large capacity thermal power stations have been constructed and still under construction to cope with the rapid increase of electric power demand. In keeping with the trend the system composition changes and in many cases under-excited operation of large turbine generators comes in demand. Those becoming issues in the under-excited operation are mainly a stability problem governed by the system and temperature rise at the stator core end determined by the machine itself. This article states the specific features of end construction with the inner-cooled turbine generator and also reports on the tests of under-excited operation with the Shin-Ube power station generator No. 3 of the Chūgoku Electric Power Co. and the Yokohama power station generator No. 2 of the Tōkyō Electric Power Co. in the latter part of 1962. The test results revealed that the temperature rise at the stator core end was lower than expected such that no trouble would result from it within a range of capability curves.

1. ま え が き

電力需要の急速な増加に応じて、大容量火力発電所や貯水式および揚水式の大容量水力発電所が着々と建設されているが、これに伴って電力系統の規模も必然的に変化し、超高压送電線の建設や高压ケーブル送電線の増強などが計画、実施されている。このような系統構成の変化は充電容量の増大、ひいては無効電力発生源の増加をもたらす、系統電圧の調整や無効電力潮流の調整に対策を必要とするようになった。この対策としては分路リアクトルや負荷時電圧調整装置の設置、水火力発電所の進相運転および変圧器タップの調整などが考えられるが、その中でも大形火力発電機の進相運転が可能ということになればもっとも効果的であり、また分路リアクトルの節約や送電損失の軽減という意味からも非常に望ましい。

上記の事情にもかかわらずこれまで国内では、タービン発電機の進相運転を常時行っている火力発電所はなかったようであるが、そのおもな理由はよく知られているとおり次の2点にある。

- (1) 安定度の低下
- (2) 固定子鉄心端部の過熱

安定度の問題は系統と関連して検討されるべき性質のものであるが、近年、磁気増幅器などを使用した無接点形 AVR が発達したため、進相運転時の安定運転限界は著しく増大した。結局、タービン発電機の固定子鉄心端部の過熱が進相運転の可否を決定する重要なカギと考えられる。これは以前から認められていたが、進相負荷試験が工場では実施できないこと、適切な等価試験法も見つからないことなどの理由で今日まで解明されるに至らなかった。

しかし進相運転の必要性がますます切実となったのでここ一兩年の間に、電力会社と電機メカが協力して問題を究明しようと



図 1.1 中国電力新宇部火力発電所
Fig. 1.1 Chūgoku electric power company, Shin-Ube power station.



図 1.2 東京電力横浜発電所 2号発電機
(224 MVA, 3,000 rpm)
Fig. 1.2 Tōkyō electric power company, Yokohama power station, 224 MVA 3,000 rpm inner-cooled turbine generator No. 2.

いう機運が高まり、昨年後半には中国電力新宇部発電所の 192,000 kVA, 3,600 rpm 機と東京電力横浜火力発電所の 224,000 kVA, 3,000 rpm 機の 2 台の内部冷却タービン発電機について実際に進相運転を行ない、固定子鉄心端部の温度上昇を初めこの運転領域での種々の問題点を究明する機会を得た。

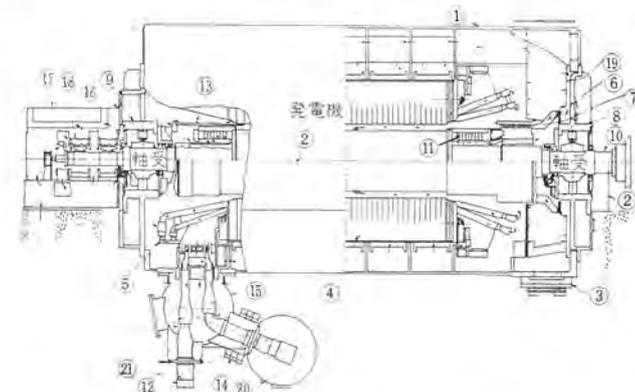
本文では固定子鉄心端部過熱の原因およびこれと関連した内部

冷却発電機の構造上の工夫を紹介するとともに、上記試験結果の概要を報告し、おおかたのご参考に供する。

2. 固定子鉄心端部過熱の原因

進相運転時にタービン発電機の固定子鉄心端部が過熱しやすい傾向は、かなり以前から知られていたが、原因の解明は非常に困難で、これを定量的に正確に求める方法はまだ未知の分野である。しかし原因がわかってはじめて対策も立てられる訳であるので、ここでは端部過熱の現象を定性的に簡単に説明する。

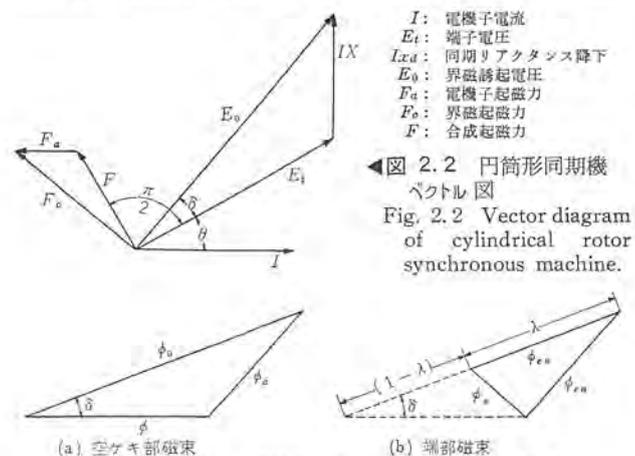
大形タービン発電機は原子力発電用を除けばすべて2極機であるので、固定子コイル、回転子コイルは図2.1に示すように鉄心端から外側に向かって長く突き出ている。この固定子コイル端部および回転子コイル端部的一方または両方に電流が流れると、端部空間にはこれらの電流による漏れ磁束を生ずるが、磁束はなるべく磁気抵抗の小さい回路を通過して閉ループを形成しようとする。そのため磁性体でできている固定子端部、フレーム端部ならびに回転子コイル押えリング部分には、かなり大きな端部磁束が貫流することになるが、その際、一部磁束は固定子鉄心端部に直角に軸方向に進入しようとする傾向があり、この部分に若干のウズ電流損を生ずる。その大きさは端部コイル中を流れる電流の大きさと巻回数に関係するから、最近の大容量タービン発電機のように、冷却効果を上げて電気装荷を大きく設計している機械では、端部



①フレーム ②フレームカバー ③ガスターラ ④固定子鉄心 ⑤固定子コイル ⑥プロシューウドきさえ ⑦プロシューウド ⑧ブラケット(タービン側) ⑨ブラケット(スリップリング側) ⑩軸 ⑪回転子コイル ⑫リードフック ⑬エアキャップパッフル ⑭プッシングCT ⑮リードボックス ⑯スリップリングハウジング ⑰スリップリング

図 2.1 内部冷却タービン発電機断面図

Fig. 2.1 Sectional view of inner-cooled turbine generators.



I : 電機子電流
 E_t : 端子電圧
 L_{sd} : 同期リアクタンス降下
 E_0 : 界磁誘起電圧
 F_0 : 電機子起磁力
 F_0' : 界磁起磁力
 F : 合成起磁力

図 2.2 円筒形同期機ベクトル図
 Fig. 2.2 Vector diagram of cylindrical rotor synchronous machine.

(a) 空ゲキ部磁束
 ϕ_a : 界磁起磁力による磁束
 ϕ : 合成磁束

(b) 端部磁束
 ϕ_{en} : 電機子起磁力による磁束
 符号 θ は端部を示す

図 2.3 空ゲキ磁束と端部磁束
 Fig. 2.3 Air gap flux and end flux.

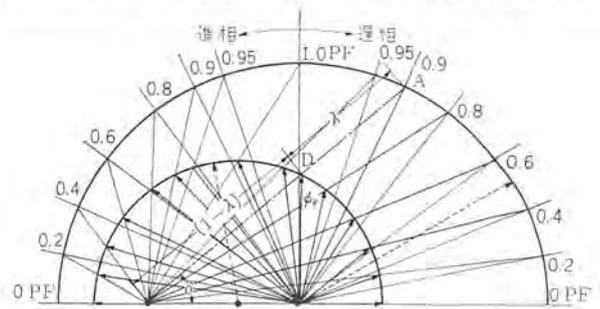
温度上昇も高くなりやすいと考えられる。

上記の端部損失が力率によって変化する原因は、その近傍の漏れ磁束密度が力率によって異なるため、次の二つの要因からなる。

- (1) 固定子コイル端部起磁力による磁束と、回転子コイル端部起磁力による磁束の位相差による合成磁束の変化
- (2) 磁性コイル押えリングの場合はその飽和の影響

2.1 固定子コイルと回転子コイルの端部起磁力の位相差による合成磁束の変化

図2.2にタービン発電機の電圧および起磁力のベクトル図を、図2.3に空ゲキ磁束と端部磁束の関係を、図2.4に端部合成磁束の力率による変化の模様を示す。図2.3(a)の空ゲキ磁束の関係は磁束がすべて鉄心を通るため、磁束の各成分に対する磁気抵抗は同一であり、したがって図2.2の起磁力ベクトルあるいは電圧ベクトルと相似である。そこで端子電圧が一定ならば合成磁束 ϕ は力率に無関係に一定となる。しかし端部では磁束の通路が複雑で、固定子および回転子コイル端部起磁力による磁束は共通の通路をとらず、ある点の磁束量はそれぞれの磁気抵抗に従って決定されるため場所により異なる。固定子端部では固定子コイル端部起磁力による磁束のほうが通りやすく図2.3(b)の関係となる。回転子



D 点の軌跡 中心: $OC = \lambda BC$ 半径: $OD = (1-\lambda)AC$

図 2.4 合成磁束のベクトル

Fig. 2.4 Vector diagram of total flux.

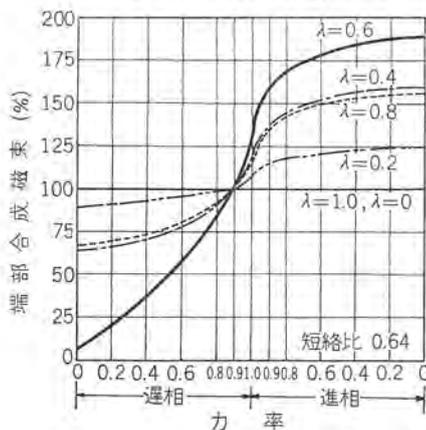


図 2.5 端部磁束の力率による変化
 Fig. 2.5 Variation of end flux with power factor.

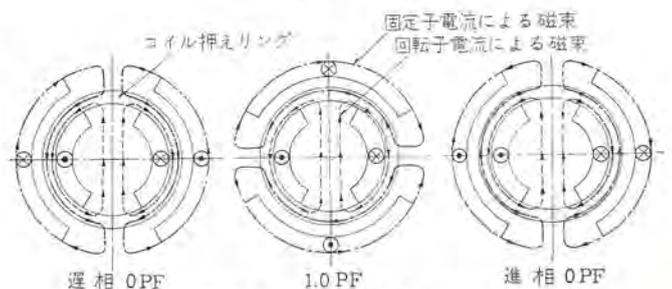


図 2.6 磁性リング中の磁束

Fig. 2.6 Flux distribution in the magnetic retaining ring.

端部起磁力による磁束が起磁力ベクトルと相似でなく λ 倍 ($\lambda < 1$) になると仮定すれば、合成磁束 ϕ_c と力率の関係は図 2.4 のようになり、端子電圧が一定でも力率に応じて変化する。

ϕ_c の大きさは \vec{CD} で表わされるが、D 点は図の O を中心とし $(1-\lambda)AC$ を半径とする半円周上を動く。 ϕ_c の大きさの力率による変化を、力率 0.9(遅れ)の場合を 1 として示したものが図 2.5 で、力率が進むにつれて端部磁束が変化しとくに力率 1.0 付近で変化が著しいことがわかる。パラメータ λ は鉄心端部の位置によって異なり、各位置によって磁束量が変化することを示している。

2.2 磁性コイル押えリングの影響

回転子コイル押えリングは固定子コイル端部と回転子コイル端部の中間にあるので、磁性体使用の場合には端部の磁気抵抗を減じ磁束を増加させることは明らかである。普通、定格遅相運転時には、コイル押えリングは主磁束の漏れおよび回転子コイル端部起磁力による磁束によりほとんど完全に飽和しているため磁気抵抗が高く、この状態では非磁性リングとほとんど同様と考えてよい。

しかし低励磁になるに従って回転子コイルの起磁力の減少により飽和が減じ、コイル押えリングが固定子端部起磁力による磁束の通路として有効になり、その磁束量を増加させる。さらに図 2.6 に示すように、コイル押えリング中の固定子起磁力と回転子起磁力は進相になるにつれて反対方向に磁束を通すようになる。したがって負荷力率が 1.0 から進相に進むにつれて、リングはその磁性を回復し、固定子端部漏れ磁束の磁気抵抗は減少し、逆に回転子コイルの起磁力は固定子側に対しシャハイされる。これは図 2.5 の合成磁束の力率による変化の傾向をさらに助長することを意味する。

3. 鉄心端部構造および過熱対策

3.1 鉄心端部構造

図 3.1 に内部冷却タービン発電機の端部構造を、図 3.2 にその外観を示す。固定子鉄心は 0.35 mm 厚さの高級ケイ素鋼板から打ち抜き、表面絶縁処理を施したセグメントを積み重ね、端部を非磁性のフィンガラートで押える。内部冷却機ではさらにその外側に端部磁束シャハイ用の積層鉄心構造(エンドシールド)を積層し、主鉄心とともに多数の鉄心締付ボルトで締め付けて組み立てる。主鉄心には軸方向に一定間隔ごとに通風用ダクトを設け、外側から水素ガスを送って冷却する。固定子コイル端部はインポリュート形に成形され、ガラス基材の合成樹脂積層板で作られたコイルささえ、ならびにレジンリングなどで強固に支持される。スリップリング側には固定子鉄心端のギヤップ側に絶縁材のエアギヤップパッドが取り付けられ

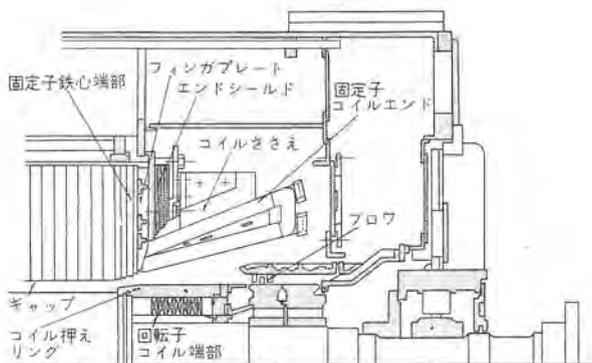


図 3.1 内部冷却発電機の端部構造

Fig. 3.1 End construction of the inner-cooled turbine generator.

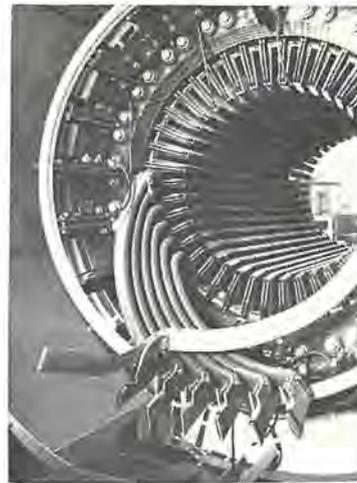


図 3.2 端部構造の外観
Fig. 3.2 End construction of inner-cooled turbine generator.

回転子コイル押えリングとの間でギヤップを仕切ってスリップリング側コイル端部を高圧に保っている。

回転子の鉄心端部にはオーステナイト系の非磁性 Mn-Cr 鋼のコイル押えリングを焼付しているが、タービン側ではこれよりさらに軸端側に高圧多段ブロウが設けられている。ステアブレードならびにプロフシュラウドの材料は、どちらも非磁性で漂遊損の減少をはかっている。

3.2 鉄心端部の過熱対策

タービン発電機の鉄損の一部と漂遊負荷損のかなりの部分は端部に発生するが、その大きさは端部磁束密度に直接に影響され、ひいてはアンペア導体数と密接な関係にある。発電機容量が増加し冷却法が改善されて水素冷却、内部冷却となるにつれて、発電機の電気装荷は急激に上昇するが、それに伴って端部磁束密度も増大し、端部損失の全損失中に占める割合がふえる。したがって大形機になるほど効率を高く保つための端部構造の改善策が要請される。

2 章で述べたとおり、進相運転時の固定子鉄心端部の温度上昇は定格遅相運転時より大きくなるが、温度上昇はその近傍に発生する損失と冷却効果によって決まるから、過熱の対策も端部損失の軽減と効果的な冷却の 2 点につける。一般的な損失の軽減については上記の効率改善とも一致するが、とくに注意を要するのは、端部損失が普通局部に集中しやすく、その部分の熱容量が小さいため、かなりの冷却を行っても高温になる部分を生じがちなことで、損失軽減の一般対策を考慮するほかに、局所的な磁束の集中を避けるように工夫する必要がある。

内部冷却機では端部損失を軽減する方法として次の諸項目を採用している。

(1) 非磁性コイル押えリングの使用

これについては 2 章で述べたとおりであるが、高い機械的材力をもつ非磁性鋼ということで最もむずかしい材料に属する。成分として Mn 18%, Cr 5% を含むオーステナイト鋼であるが、材力を上げるために冷間加工を施したものである。

図 3.3 は空気冷却機で磁性リングを使用した場合と非磁性リングの場合の端部磁束を比較した一例で文献から引用した。これによる漂遊負荷損の軽減は普通 15% 程度といわれている。

(2) 固定子鉄心端部の段落

固定子鉄心端部では、空ゲキ磁束の一部が図 3.4(a) に示すように回転子コイル押えリングのほうに漏れて損失増加の原因になる。これを減少させるために普通、端部鉄心の数区分のギヤップを大きくする。この効果は磁性リング使用の場合とくに著しいが、非磁性リング使用の内部冷却機でもこの方法を踏襲するとともに図 3.4(b) のように固定子鉄心軸長を回転子鉄心軸長より若干長めにしてこの部分の磁路長を延ばし、磁束の減少をはかっている。

(3) 端部セグメント歯部のスリット

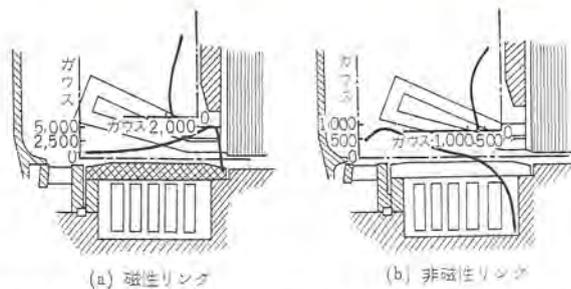


図 3.3 磁性リングと非磁性リングの場合の端部磁束の分布
Fig. 3.3 End flux distribution with magnetic and non-magnetic retaining ring.

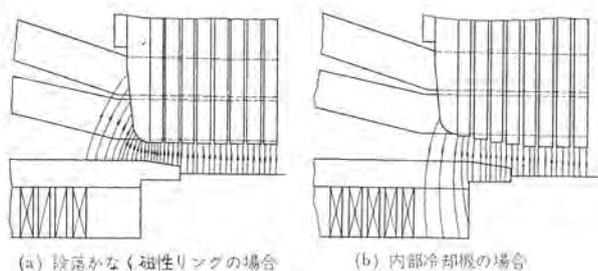


図 3.4 固定子鉄心端部の段落
Fig. 3.4 Step back of the stator end iron.

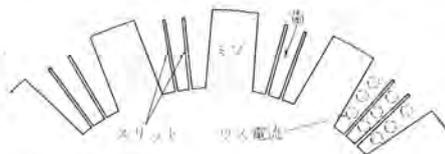


図 3.5 部端セグメントのスリット
Fig. 3.5 Slit of end segment.

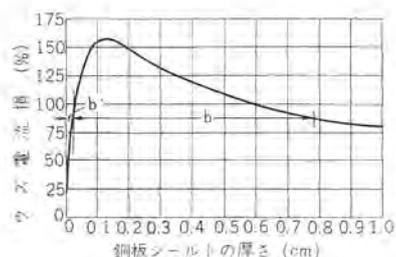


図 3.6 銅板シールドの厚さとウズ電流損の関係
Fig. 3.6 Thickness of the copper shield and eddy current loss.

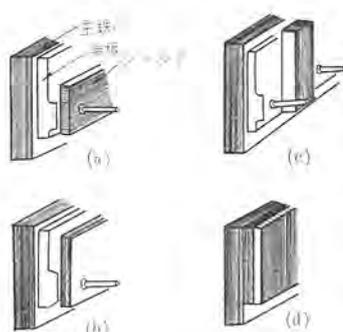


図 3.7 鉄心端部用各種磁性シールド
Fig. 3.7 Magnetic end shields.

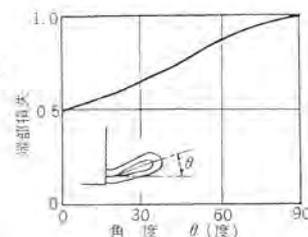


図 3.8 コイルの傾斜と端部損失の関係
Fig. 3.8 Variation of loss at end with angle of winding.

固定子鉄心端部ではセグメントの歯部にスリットを設け、ウズ電流に対する電気抵抗を高くして、この部分のウズ電流損を減ずる。その構造を図 3.5 に示す。内部冷却機のような大形機では、固定子の ヌヅ 数が少なく歯幅が大きいのでスリットの効果は大きく、歯の中央に一個のスリットを設けて歯幅を 2 分割するだけでも、この部分の損失は 1/2~1/3 になる。

(4) エンドシールドの採用

端部漂遊負荷損の大部分は固定子鉄心端部、フィンガラートならびに鉄心押え板中に存在するが、これは端部漏れ磁束の侵入によるものであるから、これを減少させようとするれば、なんらかの方法で端部磁束がこの部分に入らないようにシヤヘイする必要がある。一般に交流磁束をシヤヘイするには次の二つの方法がある。

a. 磁路中に低抵抗の金属、たとえば銅板などを設け、銅板中に生ずるウズ電流によって磁束の透過を防ぐ方法

これは構造物の寸法がいわゆる侵透深さに比べて大きく表皮効果が著しい場合、いい換えれば電流がリアクタンスにより制限されるときに有効である。ただし銅板シールドと構造物中のウズ電流による損失の総和を、シールド板を設けない場合の構造物中の損失より小さくしようとするれば、図 3.6 のように銅板をかなり厚くする必要があり、損失を 1/2 ないし 1/3 にするにはそれ相当の厚さがある。さらに損失が軽減されたとしても、銅板シールド中にかなりのウズ電流が流れるためシールドの過熱が問題になりやすく特別の注意を要する。

b. 低損失の磁性材料、たとえばケイ素鋼板の積層構造により磁束を誘導してこの中を通し外部への磁束の漏れを防ぐ方法

これは低損失の磁性体で磁束を短絡するもので、高価ではあるが、タービン発電機の端部磁束シヤヘイの目的には最善の方法といわれている。具体的には図 3.7 に示す各種の構造が考えられる。

図中 (a) はケイ素鋼板を円周方向にラセン状に積層したもので実際の磁束の方向に近いが工作法が複雑となる。(b) は主鉄心と平行に積層したもの。(c) は半径方向に積層したもの。(d) は (b) と (c) を組み合わせた構造である。

内部冷却機では現在 (b) の方法を採用しているが、将来さらに大容量の機械を製作する場合には (a) または (d) などの方法も考えられる。

(5) 非磁性フィンガラートの採用

図 3.1 に示すように主鉄心端部とエンドシールドの間には鉄心の歯部の倒れを防ぐためフィンガラートが設けられているが、エンドシールドと主鉄心との間の磁気抵抗を高くするため、ならびにエンドシールドを設けてもなお主鉄心の歯先に侵入する漏れ磁束によるウズ電流損を減少させるため、フィンガラートの材質を非磁性のオーステナイト鋼にしている。非磁性鋼を用いた場合のウズ電流損は普通鋼の半分以下となる。

このほか、クランプ、鉄心締付ボルト、ダクトピースなどにも非磁性材料を使用し、損失の軽減をはかっている。

(6) 絶縁材料によるコイル端部の支持

固定子コイル端部は、すぐれた機械的強度をもつガラス基材の合成樹脂積層板で作ったコイルささえ、ならびにポリエステル樹脂含浸のガラス繊維で作ったレジリングでじょうぶに支持し、リングとコイルのスキマにはダイマックスを詰めてウズ電流を生じない構造としている。

(7) 固定子コイル端部の適切な傾斜

固定子コイル端部はインポリウト形のハフコイルからなり、全体として一つの円スイ面を形成するが、この円スイの傾きの角度と鉄心端部損失の間には図 3.8 のような密接な関係があるので、損失を少なくするように、ゆるやかな傾斜を採用している。

3.3 進相運転に関する内部冷却機の特異点

鉄心端部過熱に直接に影響する構造上の特色は以上に述べたとおりであるが、そのほかに進相運転を行なう場合に考慮しておかねばならない内部冷却機の特異点を列挙すれば次の諸点となる。

(1) 固定子コイル、回転子コイルはともにその内部を通るガスで冷却され、鉄心はまったく別個の通風回路で冷却されるから、各コイルの温度上昇は電流値とガス圧力のみで左右され、鉄心温度の影響をうけない。

(2) 一方向通風で水素ガスはスリップリング側からタービン側に向かって流れるから、温度は一般にタービン側のほうがスリップリング側よりも高くなる。これは温度上昇の基準となるガスの温度そのものがタービン側とスリップリング側で異なるためであり、端部損失が同一だとしても全温度はタービン側が高い。

(3) 内部冷却機では同一容量の普通水素冷却機に比べて過渡リアクタンス X_d' が若干大きい。

(4) 冷却法の改善に伴う寸法、重量の減少により慣性定数が小さくなる傾向にある。

(3)と(4)はいずれも過渡安定度に関係がある。

4. 可能出力曲線 (capability curve) と動態安定度

次項以下に進相運転試験の結果を報告するが、その中で議論される安全な運転限界に関連して可能出力曲線と動態安定度について簡単に説明しておく。

4.1 可能出力曲線

内部冷却発電機の代表的な可能出力曲線を図 4.1 に示す。この曲線は①、②、③の三部分に分かれている。

- ① 回転子コイル温度により制限される範囲
- ② 固定子コイル温度により制限される範囲
- ③ 鉄心端部温度により制限される範囲

(1) 回転子コイル温度により制限される範囲

回転子コイル温度による制限は、だいたい界磁電流一定の条件で求めることができる。円筒形回転子の同期機のベクトル図は図 2.2 のようになり、 E_0 が界磁電流に比例した長さであるから、これを MW-MVar 座標上で作図すれば図 4.2 となる。すなわち原点から縦軸上進み力率側に短絡比に等しい長さの点 S をとれば、この点を中心にして定格点 P を通る円となる。

(2) 固定子コイル温度により制限される範囲

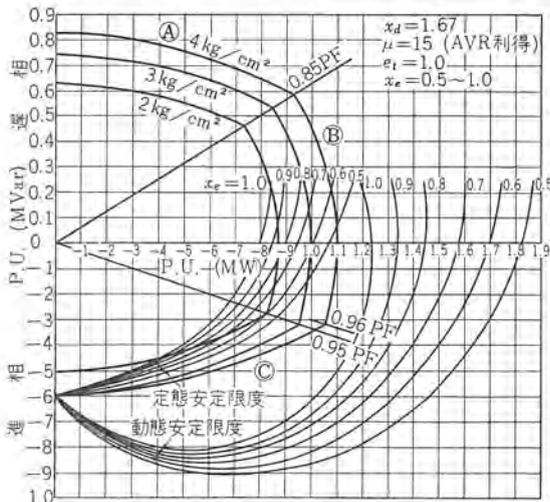


図 4.1 可能出力曲線と安定限界
Fig. 4.1 Typical capability curves and stability limits.

固定子コイル温度による制限は、固定子電流一定の条件で求めることができ、原点を中心にして定格点 P を通る円となる。

(3) 鉄心端部温度により制限される範囲

本文の主題となっている部分であるが、その限界は理論的には図 4.2 の手順で求められる。すなわち定格 kVA、進み力率 95% の点 Q と、原点から縦軸上進み力率側に短絡比に等しい長さの点 S を結び、QS を $\lambda:(1-\lambda)$ の比に分割する。この点を R とすれば、 \overline{OR} を半径とし原点を中心とする円は端部磁束一定の軌跡になる。

したがって S 点とこの円周上の任意の点 R' を結んで延長し、 $SQ' = SR'/(1-\lambda)$ となるように Q' 点を求めればこれが求める限界上の点である。結局 Q' 点の軌跡は、原点から縦軸上遅れ力率側に短絡比 $\times \lambda/(1-\lambda)$ に等しい長さの点 V を中心とし \overline{VQ} を半径とする円になる。

可能出力曲線のこの部分はこれまで理論的に求められてきた訳ではなく、なかば経験的なものであった。すなわち図 4.3 の V 曲線で①、②、③はそれぞれ図 4.1 の①、②、③に対応するものであるが、調相機における経験から進み力率 0% では約 0.6 p.u. の出力が可能なのことがわかっていて、この点と進み力率 95%、定格 kVA の点を直線で結んだものが図 4.3 の③で、これを MW-MVar 座標上に移して可能出力曲線の下半部を求めていた。

上記の理論的方法で λ に適切な値を採用すれば、これまで経験的に求めてきた曲線と非常によく一致する。また、この方法の利点の一つは進相領域中任意の 1 点での鉄心端部温度上昇がわかった場合、この領域全般についてある程度の推測を行なうことができることである。

以上、可能出力曲線の各部分の由来を簡単に説明したが、実際の機械では主として鉄心の飽和の影響により、上述のような完全なベクトル関係は成立しない。したがって実際の可能出力曲線では①、②、③の各部分が単純な円弧でなく、多少ゆがんでいる場合もある。

(4) 可能出力曲線による運転

以上の理由で図 4.1 の可能出力曲線の内部で運転すれば発電機各部の温度は B 種絶縁に対して許される最高許容温度以内に十分におさまるが、この曲線の各部分で主として監視を要するのは次の温度である。

① 回転子コイル温度

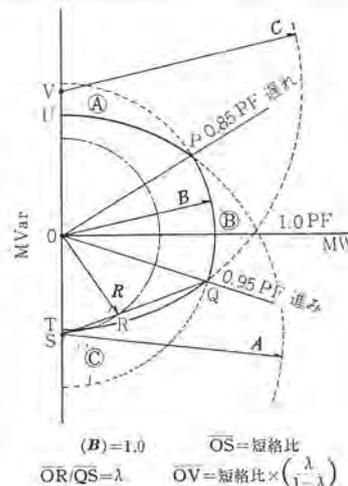


図 4.2 可能出力曲線の作図
Fig. 4.2 Three components of the capability curve.

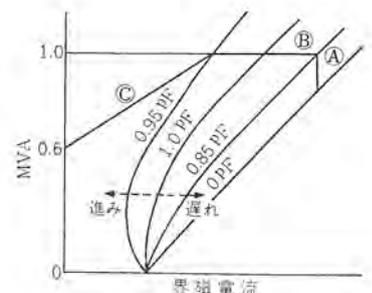


図 4.3 タービン発電機 V 曲線
Fig. 4.3 V-curves of turbine generator.

5.2 測定項目

試験中次の値を測定、記録した。

(1) 試験条件の測定

電圧、電流、力率、有効電力、無効電力、界磁電流、界磁電圧、水素ガス圧力、水素ガス密度、内部相差角

内部相差角の測定には、発電機軸端に取り付けた回転計発電機の端子電圧（界磁誘起電圧と同一位相）と発電機端子電圧を図5.2に示す測定器に入れ、両者の位相差を真空管電圧計の読みとして測定した。

(2) 温度の測定

固定子コイル、固定子コイル出口ガス、回転子コイル
低温ガス、高温ガス、固定子鉄心端部、フィンガプレート

上記の中、鉄心端部温度とフィンガプレート温度の測定にはC-C熱電対を使用し、図5.3に示すように鉄心の両端の上下4個所の鉄心歯部およびフィンガプレート中に各1個ずつ合計8個を埋め込んだ。鉄心端部のは鉄心の最端部の歯の先端のセグメント間に埋め込んだリボン状素子であり、フィンガプレートのはプレートの先端にあけた穴の中に保護絶縁筒に入れて埋め込んだものである。

5.3 試験項目

試験のために系統に不安定な要素を持ち込んではいけませんので、あらかじめ図5.1に示された系統インピーダンスを使用して定態安定限界を計算した。実際の試験点はインピーダンスに相当の誤差があること、ならびに計算法に問題があることなどを考慮して、無負荷および定格出力(156 MW)において定態安定限界から無効電力軸方向に15%の余裕をとり、この2点を結ぶ直線よりも内側になるように定めた。その結果を図5.4および表5.2に示すが基本的な考え方は次のとおりである。

- (1) 進相全域の特性をはあくできるようにする。
- (2) 端部過熱の傾向をはあくするために次のような一連の点を選ぶ
 - a 力率一定（進み 0.95 PF, 1.0 PF）
 - b 出力一定（60 MW, 110 MW）
 - c 皮相出力一定（156 MVA）
- (3) 比較のために遅れ力率域の点を若干加える
- (4) 電圧を変化させた点を設ける（100%、95%）

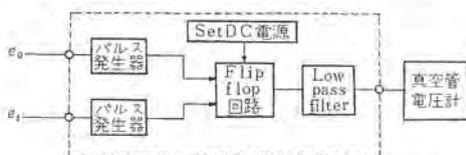


図 5.2 内部相差角測定器ブロック線図

Fig. 5.2 Block diagram of equipment for measurement of internal phase angle.

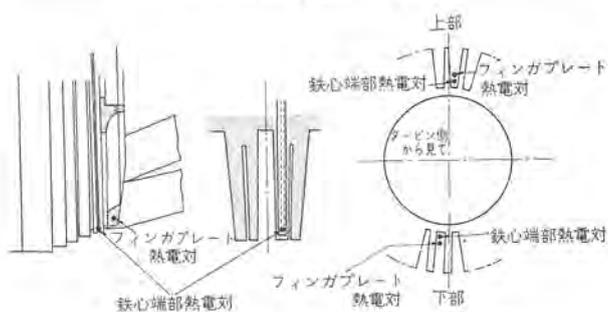


図 5.3 鉄心端部およびフィンガプレート測温素子
Fig. 5.3 Thermocouples for measurement of temperatures at core end fingerplate.

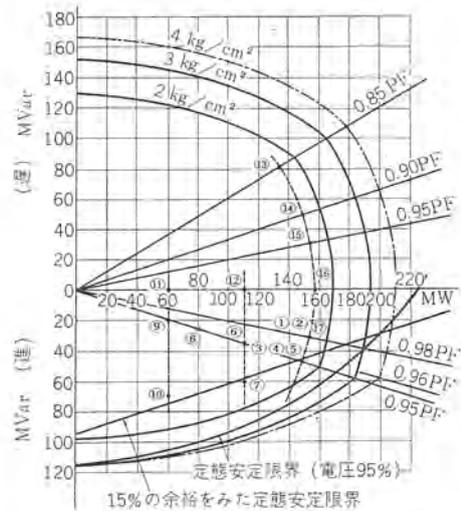


図 5.4 試験点と定態安定限界(新字部機)
Fig. 5.4 Test points and steady-state stability limit.

表 5.2 試験項目一覧 (a) (新字部)

試験番号	電力			力率 (%)	電圧 (kV)	水素圧力 (kg/cm ²)	備考
	皮相 (MVA)	有効 (MW)	無効 (MVar)				
進 1	157.1	154	-j31	97.8	17.3	3	
2	156.9	153.8	-j31.1	98.1	17.8	3	試験1から電圧変化
3	158.0	150	-j49.6	95.0	17.2	3	
み 4	158.2	150.3	-j49.3	95.0	17.0	2.5	試験3から水素圧力変化
5	158.4	150.6	-j49.1	95.0	17.2	2	試験3から水素圧力変化
6	119.4	114	-j35.5	95.4	17.2	3	
7	128.7	114	-j59.8	88.7	17.2	3	
8	87.2	82.5	-j28.2	94.5	17.6	3	
9	64.2	60.9	-j20.4	94.8	17.1	3	
10	94.7	62.5	-j71.1	66.0	17.1	3	
遅れ力率 11	60.7	60.7	+j 2.1	100	17.1	3	
12	110.1	110.1	+j 0.7	100	17.1	3	
13	154.4	130.9	+j81.9	84.6	18.1	3	
14	154.3	146.8	+j47.4	95.0	17.4	3	
15	151.8	151.9	+j29.8	98.1	17.2	3	
進力 16	156.6	156.6	-j 0.9	100	17.2	3	
み率 17	157.6	154.6	-j30.5	98.2	17.0	3	試験1の再試験

- (5) ガス圧を変化させた点を設ける (3 kg/cm², 2.5 kg/cm², 2.0 kg/cm²)

各測定点において負荷条件の設定後 30 分~1 時間経過してから測定を始め 10 分おきに約 1 時間測定を行なった。

5.4 試験結果の概要

(1) 鉄心端部の最高温度上昇値

最高温度上昇はタービン側の鉄心端部で発生しており、水素圧力 3 kg/cm² では力率 98 進みの場合が最高で 35°C であった。kVA を一定にして力率を変化した場合の鉄心端部の温度上昇の傾向を図 5.5 に示す。遅れ力率から進み力率 98% 程度までは鉄心温度は予想どおり増加するが、さらに進みの部分ではかえって減少している。したがって進み力率 98% で水素圧力 3 kg/cm² の可能出力曲線上の点での鉄心端部温度上昇を推定すれば 44°C となり、ASA-C-50 で規定されている最高許容温度 110°C から、本機の基準周囲温度 45°C を差し引いた温度上昇限度 65°C をかなり下回っている。

(2) 端子電圧の影響

図 5.6 に示すように、端子電圧が小になれば端部温度上昇はごくわずかではあるが増加する傾向にある。しかしその差は最大 2°C 程度であるので、±5% 以内の端子電圧の変化については影響がないと考えるほうがよいようである。

(3) 水素圧力の影響

図 5.7 に示すように水素圧力を 2 kg/cm² から 2.5 kg/cm², 3

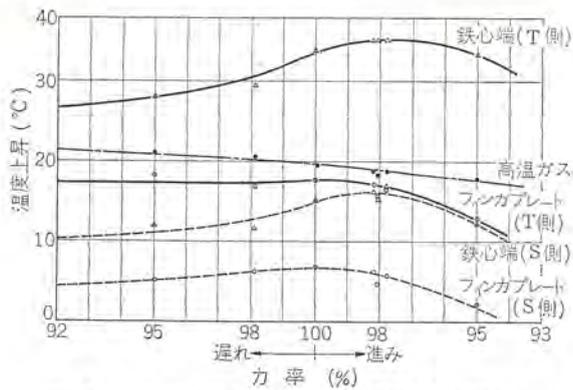


図 5.5 各部温度上昇と力率の関係(新宇部機)
Fig. 5.5 Temperature rises vs power factors.

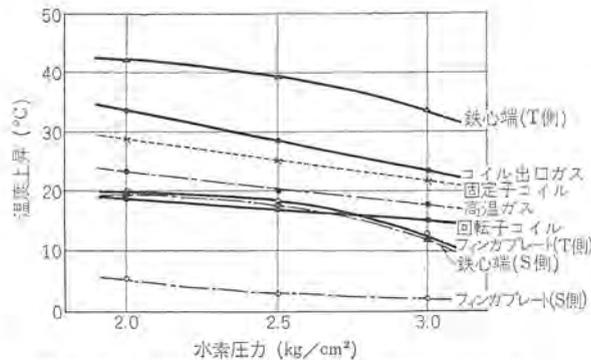


図 5.7 各部温度上昇と水素圧力の関係(新宇部機)
Fig. 5.7 Temperature rises vs hydrogen pressures.

kg/cm² と上げれば、温度上昇は当然減少する。一般に温度上昇はガス圧力の絶対値にほぼ逆比例すると考えられるので、図中の鉄心端部温度上昇の中高の曲線は測定誤差などによるものであろう。

(4) 各測温点の温度上昇

a. フィンガプレートの温度は図 5.5, 5.6 および図 5.7 でも明らかのように、鉄心端部の温度より常にかなり低い値を示している。これはフィンガプレートが鉄心より外部にあって直接に水素ガスにふれているので冷却されやすいためと考えられる。

b. タービン側とスリップリング側について鉄心端部同志、あるいはフィンガプレート同志の温度上昇を比較すると、タービン側が常に高い値を示す。これは内部冷却機が軸方向通風であるためにその部分の水素ガスの温度自身に差があるためであり、タービン側については高温ガスからの温度上昇を、スリップリング側については低温ガスからの温度上昇をとって比較すると、両者はほぼ同程度である。すなわち発生損失はタービン側とスリップリング側でほとんど差がないことがわかる。

c. 同一部分について発電機の上側と下側に埋め入れてある測温素子の指示を比べると、上下による温度差はごくわずかでどちらが高いという一定の傾向もない。

d. 固定子コイルおよび回転子コイルの温度上昇はそれぞれ電機子電流ならびに界磁電流の 2 乗に対して直線の関係にある。水素圧力 3 kg/cm² の定格点(電機子電流 6,160 A, 界磁電流 2,590 A)における温度上昇値は、それぞれ 33°C と 41°C で保護温度上昇 55°C に対し十分の余裕がある。

(5) 内部相差角実測値

各負荷条件での内部相差角の実測値と計算値の差は 4° 以内であり、かなりよく合っている。負荷整定後の最大相差角は 150 MW, 進み 95% 力率のときの 69.6° であるが、無効電力の調整中に瞬間最大値 76.5° を記録した。しかしこの状態でも発電機が

内部冷却タービン発電機の進相運転・成藤・宮原・甲斐

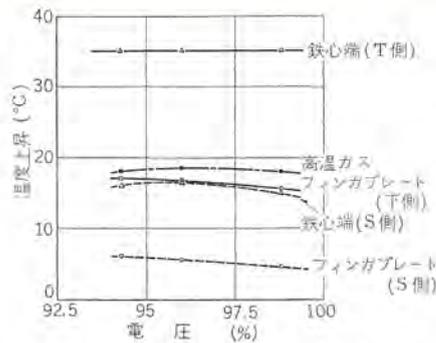


図 5.6 各部温度上昇と端子電圧の関係(新宇部機)

Fig. 5.6 Temperature rises vs terminal voltages.

不安定になるような傾向はまったく認められなかった。

6. 東京電力横浜火力発電所 2 号機の進相運転試験

横浜発電所 2 号発電機については、昨年 11 月 7 日から 11 月 9 日までの 3 日間にわたり、東京電力と三菱電機が協同で進相運転試験を実施した。

発電機の定格は次のとおりである。

- 形式: 横置, 円筒回転界磁, 内部冷却
- 容量: 水素ガス圧力 3 kg/cm² において 224,000 kVA
- 端子電圧: 18,000 V
- 周波数: 50 c/s
- 回転数: 3,000 rpm
- 力率: 遅れ 0.85
- 短絡比: 0.64 (224,000 kVA 基準)
- 励磁法: 別置電動励磁機, 磁気増幅器形 AVR
- 製造年: 昭和 37 年

なお、測定項目などについては新宇部発電所の場合とほとんど同一であるので重複する部分は省略する。

6.1 試験方法

横浜火力 1, 2 号の 2 台の発電機を並列運転し、試験機 (2 号機) の電圧を 95% にほぼ一定に保ち、主として 1 号発電機の電圧を変化し、不足分は系統のコデンサの操作により、無効電力を調整した。変圧器のタップは通常運転時のままとしたが、試験にあたってはとくに所内電圧降下および補機に与える影響を調査した。図 6.1 に試験時の所内負荷の結線を示す。

6.2 試験項目

試験に先だって外部インピーダンスを 45% として定態安定限界を求め、この曲線と可能出力曲線の範囲内で図 6.2 ならびに表 6.1 の負荷条件を決定した。上記外部インピーダンスの推定はかなり困難であって、45% という値は系統の短絡容量から適当な仮定を設けて計算した値であり、予備的な実測値 12% よりかなり大きめであるが、安全側にあるのでこの値を採用した。試験にあたっては AVR を使用したので、動態安定限界と定態安定限界の差は余裕とみることができる。新宇部機の場合と同様に、端子電圧ならびに水素圧力を変化させて、温度上昇に及ぼすこれらの因子の影響も調査した。

6.3 試験結果の概要

(1) 鉄心端部の温度上昇

新宇部機と同様に鉄心端部の最高温度上昇はタービン側の端部鉄心で発生しているが、その値はすべての負荷条件下で新宇部機よりさらに低く、水素圧力 2 kg/cm² の可能出力曲線に近い 175 MW, 進み力率 95% の条件で最高 36.5°C (水素圧力 2 kg/cm²) にすぎなかった。これは最高許容温度上昇 65°C よりはるかに小さく十分の余裕がある。

kVA 一定の力率を変化した場合の鉄心端部温度上昇の傾向を図 6.3 に示すが、進み力率になるほど温度上昇は増大しており、

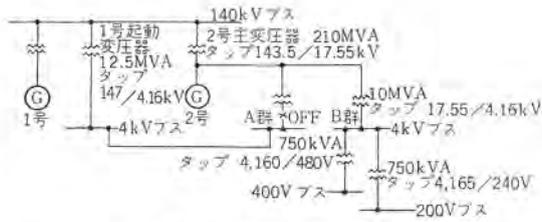


図 6.1 試験時の所内負荷結線図

Fig. 6.1 Connection diagram of auxiliary load during the test.

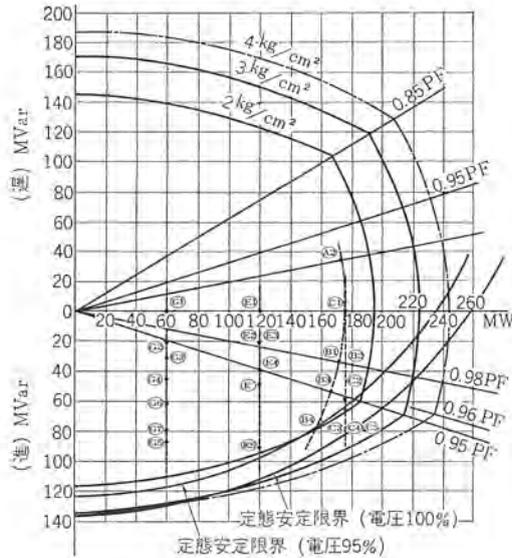


図 6.2 試験点と定態安定限界 (横浜機)

Fig. 6.2 Test points and steady-state stability limits.

表 6.1 試験項目一覧 (b) (横浜)

領域別	試験番号	電力			力率 (%)	電圧 (kV)	水素圧力 (kg/cm²)	備考
		皮相 (MVA)	有効 (MW)	無効 (MVar)				
遅れ	A2	176.6	173.4+j33.3		98.3	18.3	3	
進み	B1	175.4	172.0-j34.0		98.0	17.8	3	試験 B1 から電圧変化
	B2	176.6	173.4-j34.0		98.3	17.3	3	
	B3	174.6	166.0-j54.0		95.1	17.1	3	
	B4	175.3	158.0-j76.0		90.0	17.0	3	
	C1	175.0	175.0-j 0		100	17.2	3	試験 C3 から水素圧力変化 試験 C3 から水素圧力変化
	C2	184.3	175.0-j58.0		94.9	17.1	3	
	C3	186.6	175.0-j65.0		93.9	17.0	3	
	C4	186.6	175.0-j65.0		93.9	17.3	2.5	
	C5	186.6	175.0-j65.0		93.9	17.2	2	
	E1	120.0	120.0-j 0		100	17.2	3	試験 E2 から電圧変化
	E2	122.4	120.7-j20.4		98.5	17.0	3	
	E3	121.4	119.6-j21.3		98.4	18.0	3	
	E4	127.1	121.0-j38.8		95.2	17.0	3	
	E5	150.9	121.0-j90.1		80.2	17.1	3	
E'	130.1	120.7-j48.8		92.8	17.2	3		
G1	59.8	59.8-j 0		100	17.2	3		
G2	63.0	59.5-j20.6		94.6	17.1	3		
G3	66.9	59.5-j30.6		89.0	17.1	3		
G4	75.0	59.5-j45.6		79.5	17.1	3		
G5	105.2	59.5-j86.7		56.5	17.0	3		
G6	85.4	59.5-j61.2		69.8	17.2	3		
G7	98.5	59.5-j78.5		60.4	17.1	3		

新字部機のように 98% 力率の付近で最高値を示すようなこともなく正常である。図 6.4 は各負荷条件での試験結果から適当な内そう、外そうを行なってタービン側鉄心端部の等温度上昇曲線を PQ 面上に表わしたもので、等温線は可能出力曲線とほぼ同心の曲線をなしている。

(2) 端子電圧の影響

新字部機の場合と同様に、端子電圧の端部温度上昇に及ぼす影響は明確でなく、また変化自身も非常に小さい。

(3) 水素圧力の影響

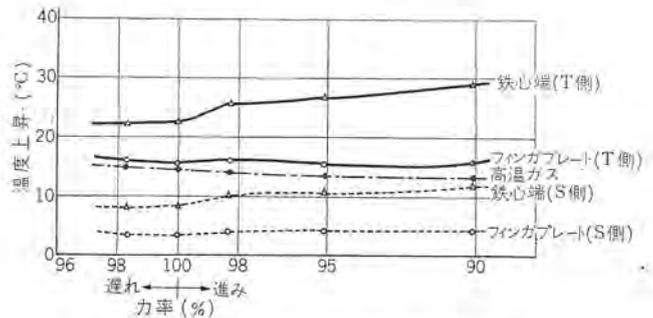
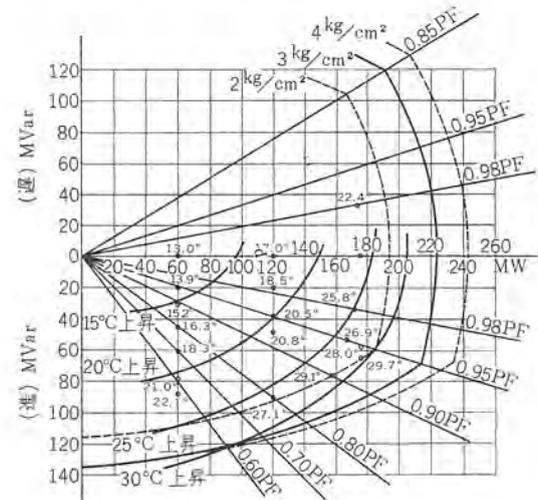


図 6.3 各部温度上昇と力率の関係(横浜機)

Fig. 6.3 Temperature rises vs power factors.



註 (1) °印は試験点
(2) 水素圧力 3 kg/cm²
(3) 鉄心端部 (T側) の最高温度上昇値

図 6.4 タービン側鉄心端部の温度上昇曲線

Fig. 6.4 Temperature rises at the end core, turbine side.

水素圧力と各部温度上昇の関係を図 6.5 に示す。水素圧力を変化すれば各部温度上昇は直線的に変化するが、とくに端部温度上昇はほぼ水素ガスの絶対圧に反比例するようである。

(4) 無効電力急変時の端部温度上昇と時間の関係

図 6.6 に示すように、無効電力急変時の温度上昇の変化は非常に早く 10分 ないし 15 分程度の短時間で整定する。

(5) 内部相差角の実測値

新字部機の場合と同様の方法で発電機の内部相差角を実測したが、その最大値は 158 MW、進み力率 90% の負荷条件で起こり 79°であった。参考までに有効出力を一定とした場合の界磁電流と内部相差角の関係を図 6.7 に示す。試験中は常に AVR を生かして運転したが、発電機が不安定になるような現象は全然見られなかった。

(6) 外部インピーダンスの実測

図 6.8 において系統電圧 e_s と外部インピーダンス Z_e が未知の場合、2 個の負荷条件での端子電圧 e_t と電流 I が与えられれば外部インピーダンスを求めることができる。この方法で外部インピーダンスを実測した結果は 15~16% であった。

(7) 所内電圧降下

発電機電圧が 94.5% の場合の所内各母線の最大電圧降下を表示したものが表 6.2 である。これから明らかのように電動機の端子電圧は JEC-37 で定められている ±10% の許容電圧変動の範囲内にはいっており、その正常な運転を妨げるものではないことがわかった。

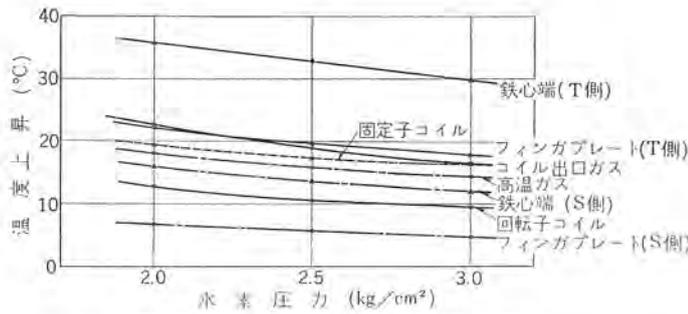


図 6.5 各部温度上昇と水素圧力の関係
Fig. 6.5 Temperature rises vs hydrogen pressures.

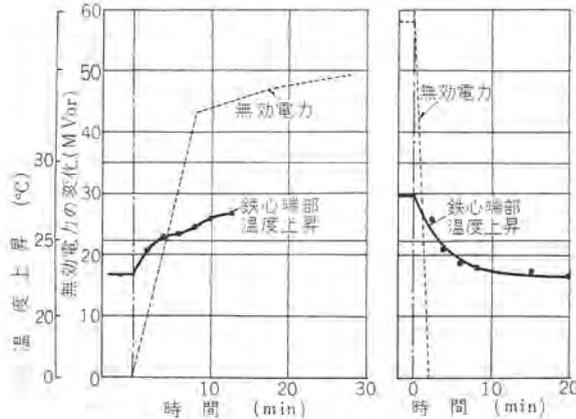


図 6.6 鉄心端部温度と時間の関係
Fig. 6.6 Temperature at the end core vs time.

7. む す び

以上の進相運転試験結果を総括すれば次のようになる。

(1) 内部冷却 タービン 発電機では進相運転時の端部最高温度はタービン 側鉄心端部歯先であるが、温度上昇値は規格に定められている 65°C よりもはるかに小さい。

コイルの温度上昇が鉄心の温度上昇によって影響をうける普通構造機では、絶縁外周の温度より絶縁内部の導体温度ははるかに高くなるから、鉄心端部が過熱すればその部分のコイルも局部的に高温になる可能性があるが、内部冷却機ではコイル温度はコイル内部に発生する I^2R 損失と冷却ガス量だけによって決まり鉄心温度とは無関係であるから、鉄心端部温度も実際には絶縁物とコアワスの最高許容温度まで許容できる。

今回の試験結果では最高温度の温度上昇でさえ 35°C~45°C の範囲に収まり、十分の余裕がある。

(2) 鉄心端部温度上昇はタービン側がスリップリング側より常に高い傾向を示している。

内部冷却機では固定子コイルは軸方向通風であるから、タービン側端部コイルのほうがスリップリング側端部コイルより高温である。鉄心と導体の温度差によるコイルの膨張収縮を考える場合、絶縁物中の温度コウ配がなるべく一定であることが望ましいから、タービン側鉄心温度より高い傾向は歓迎すべきことである。

(3) 上記最高温度の温度を各負荷条件について PQ 面上にプロットすれば、可能出力曲線下部とはほぼ同心の等温度上昇曲線が得られる。これは進相運転時の端部温度上昇について可能出力曲線が、めやすとしてりっぱに使用できることを示しており、今回の試験結果によって、可能出力曲線内部での運転は端部温度上

内部冷却タービン発電機の進相運転・成藤・宮原・甲斐

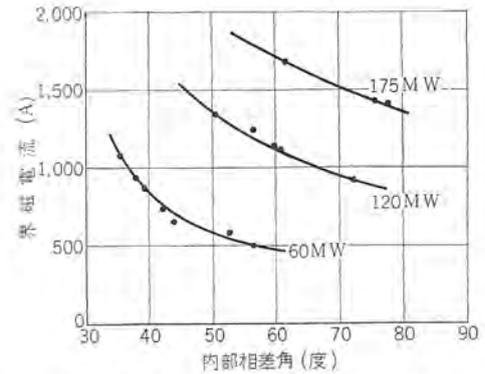


図 6.7 界磁電流と内部相差角の関係
Fig. 6.7 Field current vs internal phase angle.

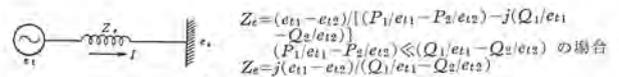


図 6.8 外部インピーダンスの測定法
Fig. 6.8 Measurement of external impedance.

表 6.2 所内母線の最大電圧降下

母線の種類	最大電圧降下 (%)	電動機定格端子電圧 (V)	電動機端子電圧降下 (%)
4.16kV ブス	6.1	4,000	4.5
480V ブス	8.1	460	6.1
240V ブス	6.8	240	7.4

発電機電圧: 94.5%
母線から電動機端子までの電圧降下を 4% と仮定

昇の見地から、なんら心配する必要のないことがわかった。

(4) 安定度の問題については各系統ごとに別個に十分検討すべきものであるが、磁気増幅器などを使用した無接点形 AVR の使用により定態安定限界は動態安定限界まで大幅に改善され系統のリアクタンスがよほど大きくない限り、その面での心配は不要のようである。事実、新宇部機および横浜機では最大 75° 程度の内部相差角まで運転したが、不安定になるような傾向はまったく認められなかった。

過渡安定度についてはなお将来に残された問題であり、今後十分な検討を行なう必要がある。

このように内部冷却タービン発電機では、設計上、構造上の多くの新工夫により可能出力曲線内部での進相運転に対し、端部温度は十分に低いことが確かめられたが、これと構造の異なる普通水素冷却機ならびに空気冷却機についても機会あるごとに現地試験を行ない、進相運転時の問題点を解明したいと念願するものである。

最後に今回の進相運転試験にあたり長時間にわたって発電所の運転、系統電力の制御、計測ならびに試験結果の検討を行なっていただいた多数の関係者の方々、なかでも新宇部発電所ならびに横浜火力発電所の各位に深い感謝の意を表わすものである。

参 考 文 献

- (1) V. F. Estcourt ほか: TAIEE 72, Pt. III 16 (Feb. 1953)
- (2) R. L. Winchester: TAIEE 74, Pt. III 381 (June 1955)
- (3) P. Richardson: JIEE 83, 291 (1945)
- (4) T. H. Mason ほか: IEE PAPER No. 2846S (Jan. 1959)
- (5) 日高: 電学誌 78, 45 (昭 33)
- (6) 榎本; 松尾: オム 46, 107 (昭 37)
- (7) 土井: 電力 46, 85 (昭 37)

タービン発電機軸材の磁性に及ぼす合金元素の影響

阪部 喜代三*

志岐 守哉**・山野辺 二郎***

Effect of Alloying Elements in magnetic Properties of Turbine Generator Rotor Forgings

Head Office, Japan Steel Works Ltd.

Kiyozō SAKABE

Mitsubishi Electric Corporation, Kōbe Works

Moriya SHIKI

Mitsubishi Electric Corporation, Nagasaki Works

Jirō YAMANOBE

Steel forgings used for turbine generator rotors can be regarded as mere magnetic cores from the viewpoint of electric power generation. The magnetic property of the forging—shaft material—has a great bearing on the performance of the generator. Based on the concept experiments were made with test specimens of 45 kinds of steel in order to look into the effect of alloy elements such as C, Si, Mn, Cu, Ni, Cr, Mo and V on the magnetic properties of turbine generator rotor forgings. The results have revealed that: Si has almost no effect on the magnetic properties, while Ni is the only element to improve them but its addition shall be limited to about 4%. Other elements, on the contrary, lower the magnetism when added. This trend is the most conspicuous with C and next comes Cr and Mo.

1. ま え が き

タービン発電機回転子軸に使用される(鍛)鋼品(以下、軸材という)は、電力発生の見地からみれば、電気的には単なる磁石の鉄心と考えてよいから、軸材の磁性(とくに B, H 特性)は、発電機の性能に影響を及ぼす重要な因子である。とくに、内部冷却形の発電機では、回転子を高度に利用して、軸材の軽量化をはかっているため、回転子内部の磁束密度は普通構造形の発電機に比べて高く、したがって、全 Iron Amp. Turn 中に占める割合もまたばるかに高くなっている。しかも、Iron Amp. Turn の多少は、定格負荷時の励磁電流の増減に直接影響し、いいかえると、発電機の寸法、効率、および励磁機容量を左右することになる。この意味で、軸材の磁性改善が必要であり、筆者らは、数年前から、軸材の実情に即した一連の実験を行なっている。この報告はその一部であって、100 Oe 以下の低磁界特性に対する各種合金元素(C, Si, Mn, Cu, Ni, Cr, Mo, V)の影響を調べるために、45 鋼種の供試材を用いて行なった基礎的な実験の結果を取まとめたものである。これによれば、試料数、熱処理方法、その他、実験上の制約はあるが、鋼種ごとにかなり顕著な影響があらわれている。これらの結果を高磁界での磁性、ひいては、発電機特性に直接むすびつけて考えてよいかどうかは、なお、確認を要するが、この実験をもとにした磁性改善の一部実績からみて、軸材鋼種の選定に指針を与えるものと考え、筆者らは、もっか、高磁界での実験を継続中であり、その結果は、いずれ稿を改めて発表する。

(* 広義の合金元素)

2. 供 試 材 料

2.1 鋼種の選定

この実験の供試用鋼種を表 2.1(a)(b)に示す。これらの鋼種は、次のような区分により選定した。

第1群 単合金鋼

基準配合鋼として、機械構造用炭素鋼 S 30 C に相当する鋼種

表 2.1 (a) 供試用鋼種(単合金鋼)の化学成分

鋼系	鋼種 No.	化 学 成 分 (%)									
		C	Si	Mn	P	S	Cu	Ni	Cr	Mo	V
C 鋼	1	0.12	0.19	0.59	0.016	0.024	0.16
	2	0.64	0.24	0.53	0.020	0.022	0.19
	3	0.32	0.24	0.53	0.022	0.022	0.19
Si 鋼	4	0.32	0.47	0.53	0.021	0.021	0.21
	5	0.32	0.91	0.53	0.023	0.019	0.21
	6	0.32	1.89	0.50	0.022	0.022	0.21
Mn 鋼	7	0.32	0.21	0.25	0.009	0.027	0.21
	8	0.32	0.25	1.02	0.022	0.022	0.19
	9	0.30	0.23	2.10	0.022	0.022	0.25
Cu 鋼	10	0.32	0.28	0.54	0.019	0.010	0.50
	11	0.30	0.28	0.49	0.032	0.008	1.00
	12	0.31	0.25	0.47	0.022	0.010	1.80
Ni 鋼	13	0.32	0.23	0.49	0.022	0.024	0.20	0.54
	14	0.32	0.27	0.55	0.020	0.022	0.16	1.07
	15	0.32	0.26	0.50	0.023	0.021	0.20	2.07
	16	0.29	0.26	0.45	0.016	0.010	0.17	3.04
	17	0.29	0.26	0.45	0.019	0.011	0.18	3.90
	18	0.31	0.26	0.45	0.016	0.010	0.19	4.86
	19	0.28	0.23	0.48	0.020	0.021	0.18	5.07
Cr 鋼	20	0.32	0.26	0.55	0.022	0.019	0.16	0.50
	21	0.30	0.25	0.50	0.019	0.021	0.21	1.00
	22	0.30	0.23	0.47	0.023	0.016	0.19	2.00
	23	0.33	0.22	0.50	0.022	0.020	0.17	5.00
Mo 鋼	24	0.29	0.23	0.49	0.022	0.026	0.18	0.52
	25	0.31	0.25	0.55	0.024	0.026	0.16	1.00
	26	0.30	0.26	0.55	0.021	0.023	0.15	2.00
	27	0.32	0.25	0.54	0.021	0.024	0.14	5.10
V 鋼	28	0.32	0.22	0.42	0.018	0.008	0.18	0.04
	29	0.30	0.23	0.46	0.018	0.008	0.18	0.10
	30	0.31	0.20	0.43	0.016	0.008	0.18	0.29
	31	0.33	0.24	0.45	0.021	0.024	0.21	0.50
	32	0.33	0.28	0.46	0.026	0.025	0.22	0.99
	33	0.31	0.26	0.50	0.012	0.025	0.23	2.00

No. 3 を選び、その基準配合を 0.3 C-0.2 Si-0.5 Mn-0.2 Cu とし、炭素鋼を構成する C, Si, Mn, Cu, P, S のうち P, S を除く各元素および通常合金鋼として加えられる Ni, Cr, Mo, V の各元素のうち、それぞれ 1 元素を変動させた単合金鋼を選定した。

表 2.1 (b) 供試用鋼種 (多元合金鋼) の化学成分

鋼系	鋼種 No.	化 学 成 分 (%)									
		C	Si	Mn	P	S	Cu	Ni	Cr	Mo	V
Ni-Cr鋼	34	0.31	0.25	0.48	0.031	0.022	0.20	1.53	0.50
	35	0.32	0.27	0.50	0.018	0.022	0.20	2.07	1.01
	36	0.31	0.28	0.50	0.028	0.021	0.19	2.07	2.02
Ni-Mo鋼	37	0.31	0.26	0.53	0.020	0.020	0.19	2.08	0.52
	38	0.29	0.24	0.48	0.020	0.024	0.18	2.06	2.06
Ni-V鋼	39	0.31	0.23	0.45	0.020	0.023	0.21	2.07	0.49
Cr-Mo鋼	40	0.31	0.27	0.53	0.019	0.018	0.20	1.02	0.55
	41	0.31	0.25	0.51	0.017	0.018	0.17	3.05	0.55
Cr-V鋼	42	0.32	0.27	0.56	0.019	0.021	0.19	1.04	0.50
Ni-Mo-V鋼	43	0.32	0.27	0.56	0.016	0.020	0.19	3.13	0.55	0.15
Ni-Cr-Mo鋼	44	0.32	0.26	0.56	0.016	0.019	0.16	2.07	1.02	0.54
Ni-Cu-Mo鋼	45	0.32	0.25	0.47	0.020	0.008	0.53	2.00	0.53

第2群 多元合金鋼

合金鋼軸材を構成する Ni, Cr, Mo, V の2元組み合わせ合金元素の影響を調べるため、前述鋼種 No. 3 の基準配合を不変成分とし、Ni-Cr, Ni-Mo, Ni-V, Cr-Mo, Cr-V の各組み合わせごとに、その一つの元素を変動する合金鋼を選定した。また、これらの元素の三元または四元組み合わせでは、実用性を加味した若干の鋼種を選ぶにとどめた。

2.2 試料の溶製と熱処理

試料は、選定鋼種別に実験用高周波炉で溶製し、図 2.1(a) に示すように、約 5 kg の鋼塊にしたあと、これを平板にタン造し、ついで焼ならしを行ない、各板からそれぞれ2個の試料を採取し

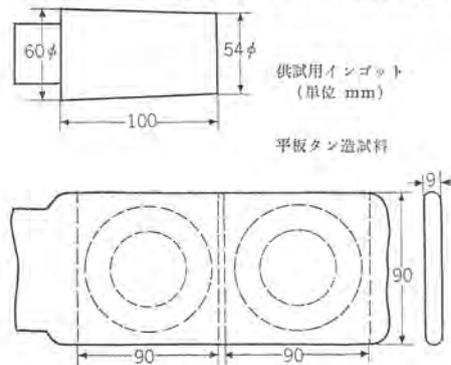


図 2.1 (a) 供試用インゴットを平板タン造試料 Fig. 2.1 (a) Dimensions of the test-block casting, forged block from it, and location of the test rings.

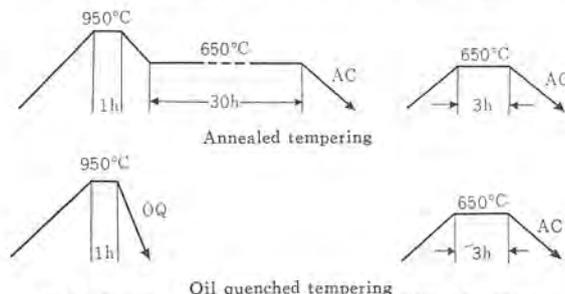
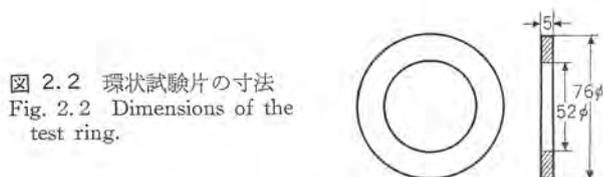


図 2.1 (b) 供試材の熱処理線図例 (Ni-Mo-V鋼) Fig. 2.1 (b) Diagrams of heat treatment for test specimens of Ni-Mo-V steel, as examples.



た。平板から採取した各試料はパーライトとソルバイトの各組織目標にしたがい、それぞれ焼なまし焼もどし、焼入れ焼もどしの熱処理を行なった。各鋼種ごとの熱処理線図の紹介を省略し、代表線図例を図 2.1 (b) に示す。なお、以後の説明の都合で、パーライト処理 (焼なまし、焼もどし) を行なった試料を A 材とし、ソルバイト処理 (焼入れ焼もどし) を行なった試料を H 材と略称する。A 材、H 材とも焼なましおよび焼入れ温度はそれぞれ鋼種ごとに異なるが、焼もどし温度はすべて 650°C にとった。

2.3 試験片

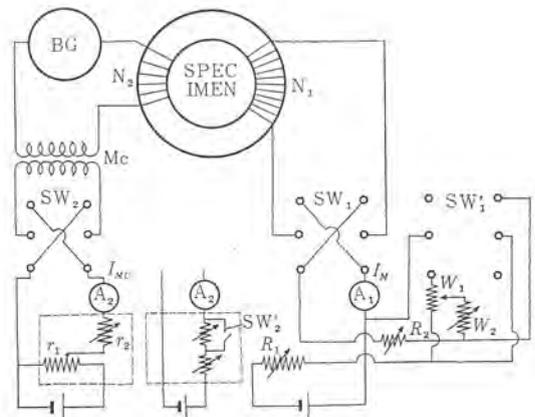
溶製試料は、所定の熱処理のあと、図 2.2 のように機械加工を行なって、環状試験片とした。その際、試験片に加工ヒズミを残さないよう全数同一条件で軽切削、ならびに研摩加工を入念に行なった。

3. 実験装置

この実験に使用した装置を図 3.1 および図 3.2 に示す。この装置は、ゼロ位式弾動電流計法によるもので、前掲の環状試験片を用いるが、測定に際し、減磁場補正の必要がなく、またゼロ位法をとるため、測定者による誤差が少ない利点がある。しかし、高磁化力での測定には、コイルのターンを増さねばならず、また、そのために温度上昇をきたすため、100 Oe までが測定限界である。簡単に装置の原理を説明する。図において、 I_M は試料の励磁電流で、 I_{MV} はサーチコイル N_2 に誘起される電圧を打ち消し、BG の振れをなくすための電流である。いま、 SW_1, SW_2 を同時に切り換え、BG の振れをなくすように I_{MV} を加減すれば、その平衡条件は次の式であらわされる。



図 3.1 実験装置 Fig. 3.1 Test apparatus.



MC: Standard mutual inductance BG: Ballistic galva.

図 3.2 実験装置回路 Fig. 3.2 Magnetic test circuit.

$$2N_3 \times B \times A \times 10^{-8} = 2M \times I_{3r} \dots (3.1)$$

$$\text{ゆえに } B = \frac{M \times I_{3r} \times 10^8}{A \times N_3} \text{ (G)} \dots (3.2)$$

B: 試験片の磁束密度

A: 試験片の断面積 (cm²)

次に磁界の強さ H は

$$H = \frac{0.4\pi \times N_1 \times I_M}{l} \text{ (Oe)} \dots (3.3)$$

l: 試験片の平均磁路長 (cm)

以上、式 (3.2), (3.3) から試験片の B-H 特性を求めうる。なお、この装置によるルーラの測定には、SW₁'、SW₂' を用いる。

4. 実験結果

4.1 集計の方法

一般に磁性の良否を判断する要素として、B-H 特性や、それから導かれる透磁率 (μ) 特性、あるいは履歴特性をあげることができる。しかし、この実験では、軸材の磁性を対象にしているため、タービン発電機の励磁特性に直接関係しない履歴特性は、この集計から除外する。また、供試鋼種が多種にわたるため、それぞれの B-H 特性や、透磁率の線図をそのまま比較するのが困難であるから、各鋼種ごとに主として最大透磁率 (μ_{max}) と磁束密度 15kG における透磁率 (μ₁₅ とする) とをとり、それらに関連鋼種ごとにまとめて、プロット線図とし、各合金元素の影響を傾向的にあらわすことにする。μ_{max} は磁性良否の一般的目安である。図 4.1 は供試鋼種の B-H 特性について、その一般的な傾向を示

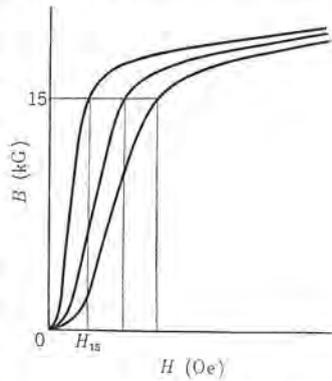


図 4.1 代表的 B-H 特性線図例
Fig. 4.1 Typical B-H curves.

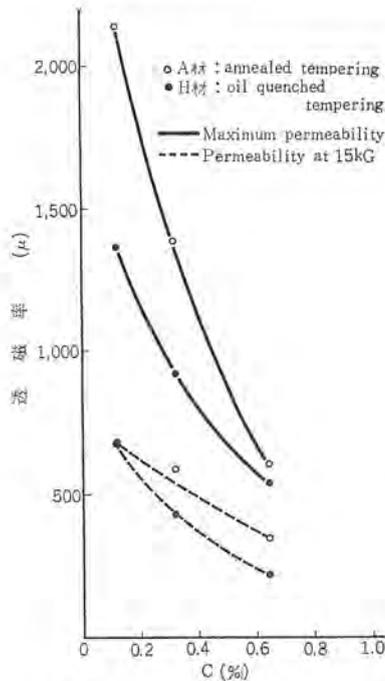


図 4.2 炭素鋼の透磁率と炭素量との関係
Fig. 4.2 Relation between permeability and C contents of carbon steels in the annealed, oil quenched tempering conditions.

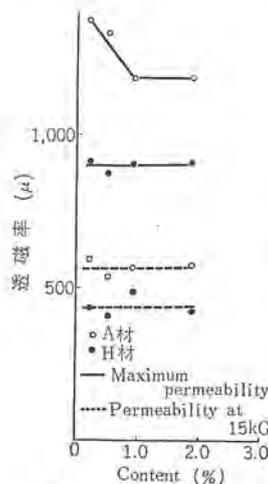


図 4.3 0.3 C-Si 鋼の透磁率と Si 量との関係
Fig. 4.3 Relation between permeability and Si contents of 0.3 C-Si steels in the annealed, oil quenched tempering conditions.

した線図例である。図によれば、磁束 15kG 付近では、それよりも高磁束側にある部位に比べて、線図的な特性の差異が、比較的に大きくあらわれる傾向にあるから、それだけ各合金元素の影響をとらえやすいといえる。この意味で 15kG と、それに対応する磁界の強さ (H₁₅) との比、B/H₁₅、すなわち、前述の μ₁₅ を集計の対象とした。

4.2 単合金鋼

単合金鋼の実験結果を集約し、各関連鋼種ごとの磁性傾向を以下に述べる。

4.2.1 炭素鋼

0.2 Si-0.5 Mn-0.2 Cu を共通成分とし、C 0.12~0.64% を変動成分とする炭素鋼の透磁率と C 量との関係を図 4.2 に示す。図によれば、C 量の増加によって、μ_{max}、μ₁₅ とともに低下が顕著である。また、特性値そのものの比較では A 材が H 材よりも高値である。

4.2.2 Si 鋼

0.3 C-0.5 Mn-0.2 Cu を共通成分とし、Si 0.24~1.89% を変動成分とする Si 鋼の透磁率と、Si 量との関係を図 4.3 に示す。図によれば、μ_{max} に対する A 材を除き、Si 量の増加による磁性への影響はほとんど認められない。特性値そのものの比較では、A 材の方が高値である。

4.2.3 Mn 鋼

0.3 C-0.2 Si-0.2 Cu を共通成分とし、Mn 0.25~2.10% を変動成分とする Mn 鋼の透磁率と、Mn 量との関係を図 4.4 に示す。図によれば、Mn の増加によって、磁性の低下があり、とくに、A 材の低下が急である。特性値そのものの比較では A 材の方が高値である。

4.2.4 Cu 鋼

0.3 C-0.2 Si-0.5 Mn を共通成分とし、Cu 0.19~1.80% を変動成分とする Cu 鋼の透磁率と、Cu 量との関係を図 4.5 に示す。図によれば、μ_{max} に対しては A 材、H 材ともに、Cu の増加による特性低下が明らかである。ただし、H 材では、0.5% 付近まで低下が急で、その量を越えると低下は飽和の傾向をとる。μ₁₅

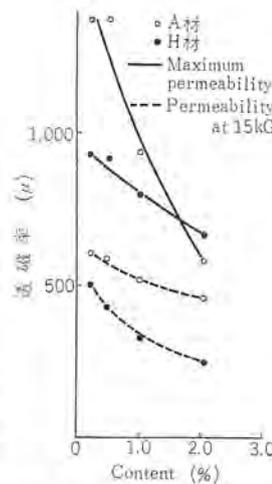


図 4.4 0.3 C-Mn 鋼の透磁率と Mn 量との関係
Fig. 4.4 Relation between permeability and Mn contents of 0.3 C-Mn steels in the annealed, oil quenched tempering conditions.

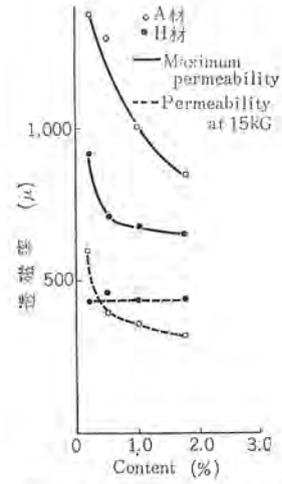
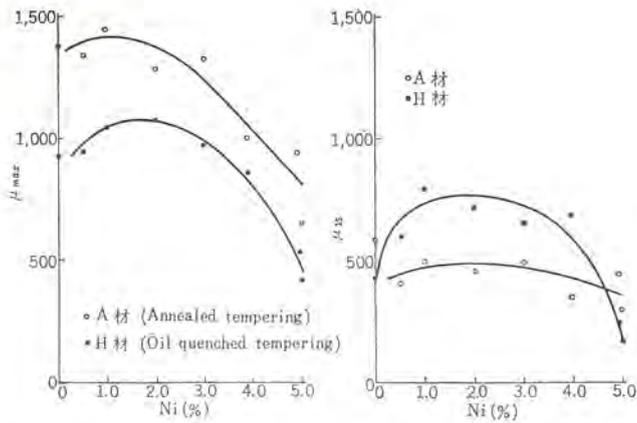


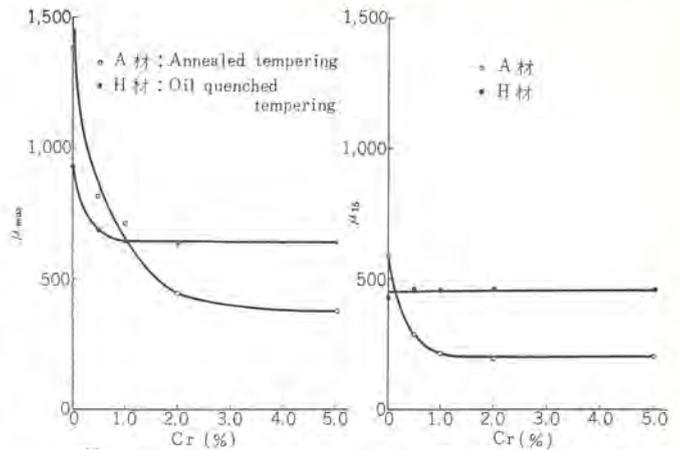
図 4.5 0.3 C-Cu 鋼の透磁率と Cu 単量との関係
Fig. 4.5 Relation between permeability and Cu contents of 0.3 C-Cu steels in the annealed, oil quenched tempering conditions.



(a) 最大透磁率 (μ_{max}) (b) 15kG における透磁率

図 4.6 0.3 C-Ni 鋼の透磁率と Ni 量との関係

Fig. 4.6 Relation between permeability and Ni contents of 0.3 C-Ni steels in the annealed, oil quenched tempering conditions.

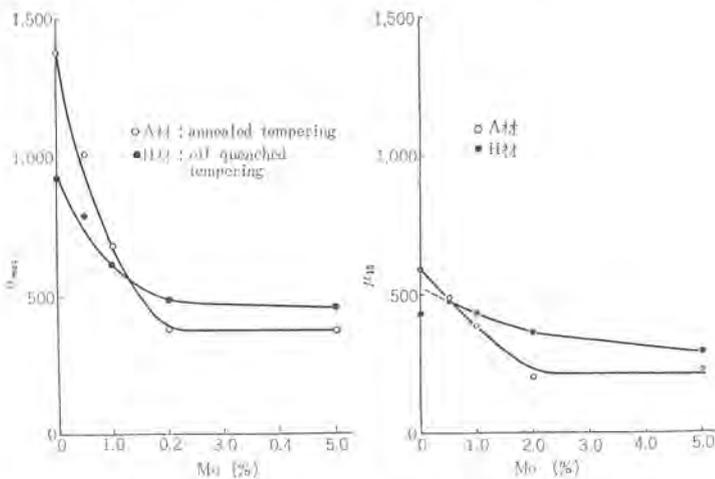


(a) 最大透磁率 (μ_{max})

(b) 15 kG における透磁率 (μ_{15})

図 4.7 0.3 C-Cr 鋼の透磁率と Cr 量との関係

Fig. 4.7 Relation between permeability and Cr contents of 0.3 C-Cr steels in the annealed, oil quenched tempering conditions.

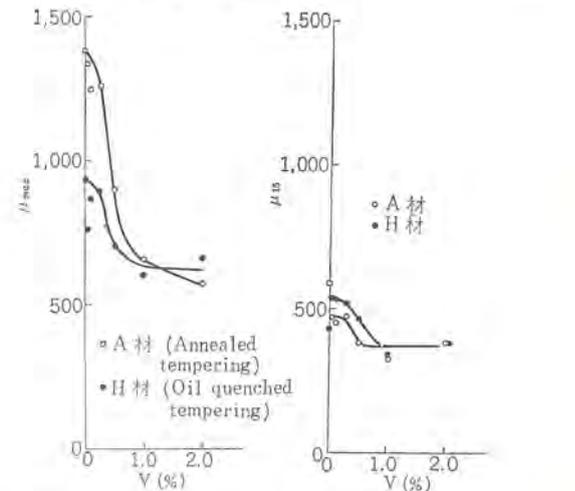


(a) 最大透磁率 (μ_{max})

(b) 15kG における透磁率 (μ_{15})

図 4.8 0.3 C-Mo 鋼の透磁率と Mo 量との関係

Fig. 4.8 Relation between permeability and Mo contents of 0.3 C-Mo steels in the annealed, oil quenched tempering conditions.



(a) 最大透磁率 (μ_{max})

(b) 15 kG における透磁率 (μ_{15})

図 4.9 0.3 C-V 鋼の透磁率と V 量との関係

Fig. 4.9 Relation between permeability and V contents of 0.3 C-V steels in the annealed, oil quenched tempering conditions.

に対して、H材はCuの増加による影響を認めず、A材は0.5%付近まで低下が急である。特性値そのものの比較では、 μ_{max} はA材、 μ_{15} はH材の方が、それぞれ高値である。

4.2.5 Ni 鋼

鋼種 No. 3 の基準成分を共通とし、Ni 0.54~5.07% を変動成分とする Ni 鋼の透磁率と Ni 量との関係を図 4.6 (a) (b) に示す。図によれば、 μ_{max} に対して、Ni の増加により、A 材は 3%、H 材は 4% までは特性を改善または保持するとみられ、それぞれの量を越えると、特性は急激に低下する。磁性改善の効果からいえば、H 材の方が顕著である。 μ_{15} に対して、その傾向は μ_{max} の傾向に類似するが、A 材では、改善の効果はさほど明らかではない。特性値そのものの比較では、 μ_{max} は A 材、 μ_{15} は H 材の方が、それぞれ高値である。

4.2.6 Cr 鋼

鋼種 No. 3 の基準成分を共通とし、Cr 0.50~5.0% を変動成分とする Cr 鋼の透磁率と、Cr 量との関係を図 4.7 (a) (b) に示す。図によれば、 μ_{max} に対して、A 材は 2%、H 材は 1% まで特性の低下が著しく、それぞれの量を越えると、低下は飽和の傾向をもつ。 μ_{15} に対して、A 材は μ_{max} の場合と同傾向的には類

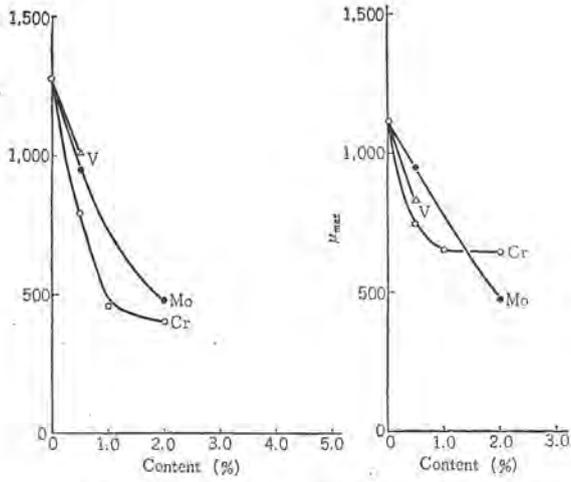
似するが、H 材では Cr の増加による影響はほとんど認められない。特性値そのものの比較では、1% 以内の範囲において μ_{max} は A 材、 μ_{15} は H 材の方がそれぞれ高値である。

4.2.7 Mo 鋼

鋼種 No. 3 の基準成分を共通とし、Mo 0.52~5.10% を変動成分とする Mo 鋼の透磁率と、Mo 量との関係を図 4.8 (a) (b) に示す。図によれば、 μ_{max} に対して A 材、H 材とも 2% までは特性の低下が目立ち、その量を越えると低下は飽和の傾向をとる。 μ_{15} に対して、傾向的には μ_{max} と類似する。特性低下の程度は、A 材の方が大きい。特性値そのものの比較では、1% 以内の範囲で、 μ_{max} は A 材、 μ_{15} は H 材の方が高値である。

4.2.8 V 鋼

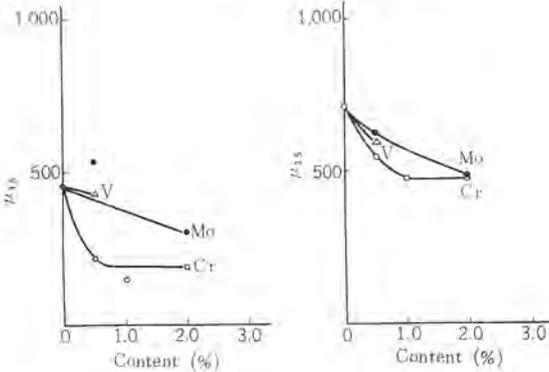
鋼種 No. 3 の基準成分を共通とし、V 0.04~2.00% を変動成分とする V 鋼の透磁率と V 量との関係を図 4.9 (a) (b) に示す。図によれば、 μ_{max} に対して、A 材、H 材とも、0.25% までは特性の低下は目立たないが、その量を越えると、低下が急であり、0.5% を越えると、その低下は飽和の傾向をとる。 μ_{15} に対して、その傾向は類似し、低下の飽和は A 材で 0.5%、H 材で 1% 付近から始まる。特性値そのものの比較では、 μ_{max} は A 材、 μ_{15}



(a) Annealed tempering condition (b) Oil quenched tempering condition

図 4.10 (a) (b) 0.3C-2Ni 鋼の最大透磁率と Cr, Mo, V との関係

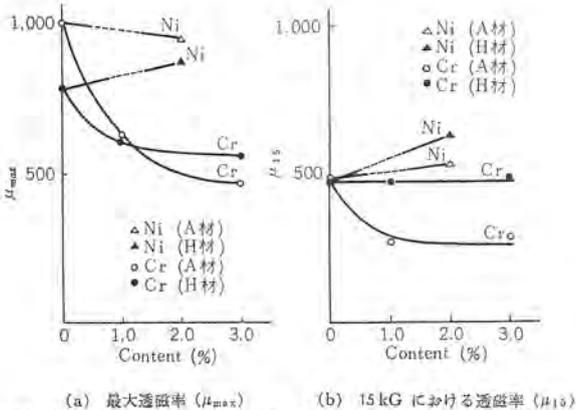
Fig 4.10 Relation between maximum permeability and Cr, Mo, and V contents of 0.3C-2Ni steels in the annealed, oil quenched tempering conditions.



(c) Annealed tempering condition (d) Oil quenched tempering condition

図 4.10 (c) (d) 0.3C-2Ni 鋼の 15 kG における透磁率 Cr, Mo, V 量との関係

Fig 4.10 Relation between permeability at 15 kG and Cr, Mo and V contents of 0.3 C-2Ni steels in the annealed, oil quenched tempering conditions.



(a) 最大透磁率 (μ_{max}) (b) 15 kG における透磁率 (μ_{15})

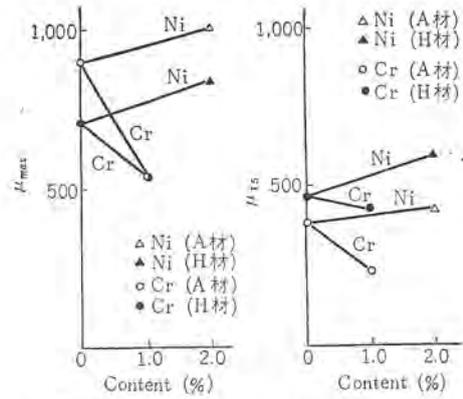
図 4.11 0.3C-0.5Mo 鋼の透磁率と Ni, Cr との関係

Fig 4.11 Relation between permeability and Ni, Cr contents of 0.3C-0.5Mo steels in the annealed, oil quenched tempering conditions.

は H 材の方が、それぞれ高値である。

4.3 多元合金鋼

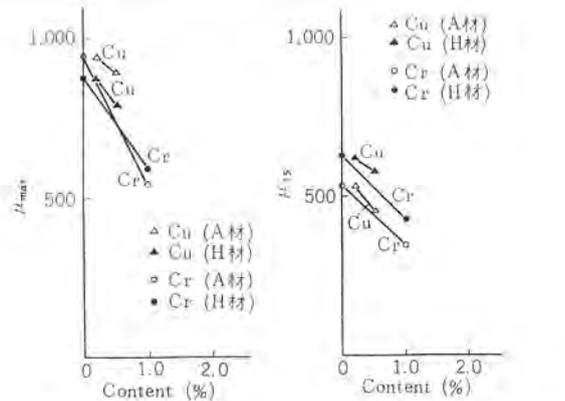
多元合金鋼の実験結果を集約し、各関連鋼種毎の磁性傾向を以下に述べる。



(a) 最大透磁率 (μ_{max}) (b) 15 kG における透磁率 (μ_{15})

図 4.12 0.3C-0.5V 鋼の透磁率と Ni, Cr 量との関係

Fig 4.12 Relation between permeability and Ni, Cr contents of 0.3C-0.5V steels in the annealed, oil quenched tempering conditions.



(a) 最大透磁率 (μ_{max}) (b) 15 kG における透磁率 (μ_{15})

図 4.13 0.3C-2Ni-0.5Mo 鋼の透磁率と Cr, Cu 量との関係

Fig 4.13 Relation between permeability and Cr, Cu contents of 0.3C-2Ni-0.5Mo steels in the annealed, oil quenched tempering conditions.

4.3.1 Ni-Cr, Ni-Mo, Ni-V 鋼 (共通成分 2Ni)

Ni 2% を共通成分とし、2% 以下の Cr, Mo, V をそれぞれ 1 変動成分とする 0.3C-2Ni 鋼の透磁率と Cr, Mo, V 量との関係を図 4.10 (a)(b), (c)(d) に示す。図によれば、いずれの元素添加の場合も特性の低下が明らかで、その低下の程度は A 材の方が大きく、また、3 元素のうちでは 1% 以内の添加範囲で Cr による低下がもっとも著しい。特性値そのものの比較では、 μ_{max} は A 材、 μ_{15} は H 材の方がそれぞれ高値である。

4.3.2 Ni-Mo, Cr-Mo 鋼 (共通成分 0.5Mo)

Mo 0.5% を共通成分とし、Ni 2%, Cr 1%, 2% をそれぞれ添加した 0.3C-0.5Mo 鋼の透磁率と、Ni, Cr 量との関係を、図 4.11 (a)(b) に示す。図によれば、 μ_{max} に対し、Cr 1% の添加で特性の低下が明らかであり、3% では低下が同等で、飽和の傾向をとっている。Ni 2% の添加は H 材の特性を改善し、A 材ではやや低下している。 μ_{15} に対して、Cr の添加は A 材で μ_{max} と類似の傾向をとり、H 材では特性にほとんど影響を与えていない。Ni の添加は A 材、H 材とも特性を改善するが、A 材では改善の程度がわずかである。以上のように、これらの傾向は、前節 Ni 鋼, Cr 鋼における Ni, Cr の傾向とはほぼ一致している。

4.3.3 Ni-V, Cr-V 鋼 (共通成分 0.5V)

V 0.5% を共通成分とし、Ni 2%, Cr 1% をそれぞれ添加し

た 0.3C-0.5V 鋼の透磁率と添加量との関係を 図 4.12 (a)(b) に示す. 図によれば, Ni は明らかに特性を改善し, Cr は明らかに特性を低下させている. その磁性への影響度からみれば, H 材の方がよいといえる.

4.3.4 Ni-Cr-Mo-(V) Ni-Cu-Mo 鋼 (共通成分 2Ni-0.5Mo)

Ni 2%, Mo 0.5% を共通成分とし, Cr 1% (ただし 0.16V を含む), Cu 0.5% をそれぞれ添加した 0.3C-2Ni-0.5Mo 鋼の透磁率と添加量との関係を 図 4.13 (a)(b) に示す. 図によれば, いずれの場合も特性の低下が明らかである.

4.3.5 その他

以上の各項に述べた多元合金鋼では 1 変動成分のものだけをとってあげ, 単合金鋼における傾向との照合とした. 2 以上の変動成分をもつ多元合金鋼では, 特性値そのものの高低が比較の対象となるので, その解釈に問題がある. たとえば, 鋼種 No. 43, 44, 45 の多元合金鋼の比較では, Ni, Cr, Cu の効果に対するいろいろな推測が成立つので, かえって混乱を招くことになる. この意味で, その他の鋼種対比を省略する.

5. 実験結果の考察

この実験での供試鋼種は, かなり広範囲に選んだつもりであるが, 試料溶製の都合で, 各鋼種, 各熱処理ごとに, それぞれ 1 試料の実験単位をとっているにすぎない. したがって, 各合金元素の磁性への影響を定量的に示しにくい点はゆがめない. また, 磁性に及ぼす他の影響因子, たとえば介在物, 結晶粒子, 鋼中ガス量, などについては, 厳密には同一条件にあるといえないことや, 熱処理方法の選定, 供試鋼種の基準成分の設定, 測定磁界の範囲が, 軸材の実状にそっていないことなど, 実験結果を考察するうえに制約となるいろいろな要素があるから, この考察も推測の域を脱しえない. しかし, 以上の実験結果にもみられるように, 各合金元素の磁性への影響が, かなり明らかにあらわれていると判断される. 表 5.1 は, 実験結果に基づき, 単合金鋼, 多元合金の透磁率に及ぼす各合金元素の影響をまとめて示し, 図 5.1 (a)(b)(c)(d) は各合金元素の磁性への影響を線図に表わしたものである.

これらの図表からの考察は次のとおり.

表 5.1 供試合金鋼の透磁率に及ぼす各合金元素の影響

合金元素	成分範囲 (%)	単合金鋼に対する影響		多元合金鋼に対する影響	
		最大透磁率	15kG における透磁率	最大透磁率	15kG における透磁率
C	0.12/0.64	Cの増加で磁性低下が最も著しい	Cの増加で磁性低下が最も著しい		
Si	0.24/1.89	A材では1%まで磁性低下し, その量を超えると磁性低下は飽和する. H材ではSiの増加にかかわらず磁性に影響を与えない.	Siの増加にかかわらず磁性に影響を与えない.		
Mn	0.25/2.10	Mnの増加により磁性低下する. 低下の程度はA材の方が大きい.	Mnの増加により磁性低下する. 低下の程度はH材の方が大きい.		
Cu	0.19/1.80	Cuの増加により磁性低下する. ただし, H材では0.5%までが著しく, その量を超えると低下は飽和する.	Cuの増加によりA材では磁性を低下しその程度は0.5%までが著しい. H材ではCuの増加にかかわらず磁性に影響を与えない.	Cu 0.5% で 2Ni-0.5Mo 鋼の磁性が低下する.	Cu 0.5% で 2Ni-0.5 Mo 鋼の磁性が低下する.
Ni	0.54/5.07	Niの増加によりA材では3%まで, H材では4%まで, 磁性を改善または保持するとみられる. 磁性改善の効果はH材が顕著である. 各増量限度をこえると磁性は急激に低下する.	H材では4%まで磁性を改善し, その量を超えると急激に磁性が低下する. A材では3%まで磁性を改善するとみられるが, その効果は小さい	Ni 2% の添加で, 0.5 Mo 鋼, 0.5 V 鋼の磁性が改善する. ただしA材では0.5 V鋼に対してのみ磁性が改善する.	Ni 2% の添加で 0.5 Mo 鋼, 0.5 V 鋼の磁性が改善する.
Cr	0.50/5.00	Crの増加によりA材では2% H材では1%まで磁性低下が著しく, その量を超えると低下が飽和する傾向をとる.	Crの増加によりA材では1%まで磁性低下が著しく, その量を超えると飽和する. H材ではCrの増加にかかわらず磁性に影響を与えない.	0.5 Mo 鋼, 0.5 V 鋼, 2 Ni 鋼, 2 Ni-0.5 Mo 鋼の磁性が低下する.	A材では0.5 Mo 鋼, 0.5 V 鋼, 2 Ni 鋼 2 Ni-0.5 Mo 鋼の磁性を低下する. H材では, 0.5 Mo 鋼に対しては影響を与えず, 他鋼では磁性が低下する.
Mo	0.52/5.10	Moの増加により2%までは磁性低下が著しく, その量を超えると低下は飽和する. 低下の程度はA材の方が大きい	Moの増加により2%まで磁性低下が著しく, その量を超えると低下は飽和する. 低下の程度はA材の方が大きい.	2Ni 鋼の磁性が低下する.	2Ni 鋼の磁性が低下する.
V	0.04/2.00	0.25% 以下では磁性にほとんど影響を与えないとみられ, その量を超えると磁性低下し, 1% をこえると低下は飽和する.	0.25% 以下では磁性にほとんど影響を与えないとみられ, その量を超えると磁性を低下させ, A材では0.5%, H材では1%をこえると低下は飽和の傾向をとる.	0.5% の添加で 2 Ni 鋼の磁性が低下する.	0.5% の添加で 2 Ni 鋼の磁性が低下する.

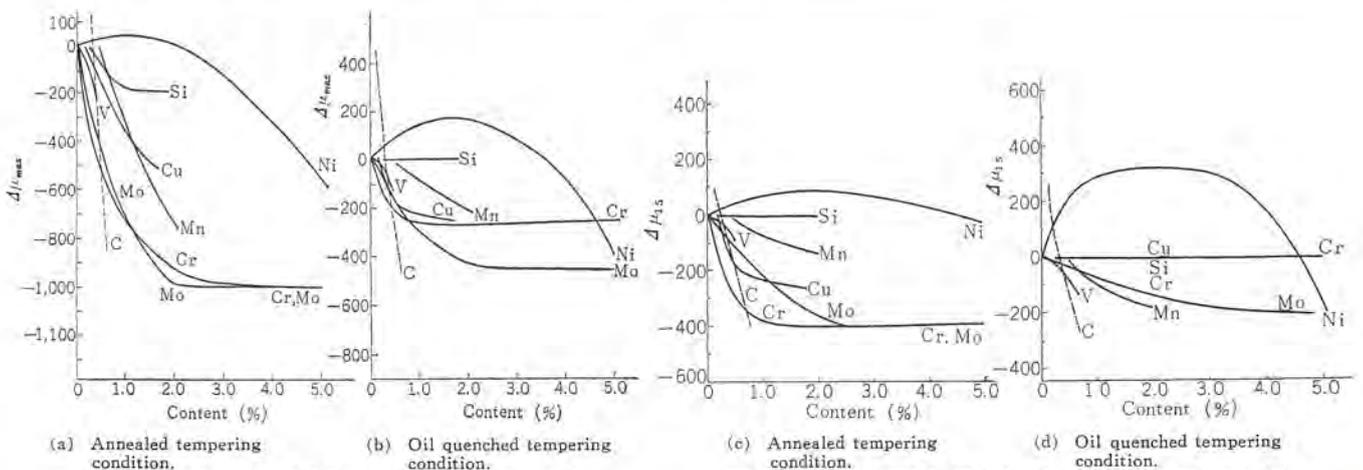


図 5.1 (a)(b) 0.3C 鋼の最大透磁率に及ぼす各合金元素の影響

Fig 5.1 (a)(b) Effect of alloy elements in the maximum permeability of 0.3C-steels.

図 5.1 (c)(d) 0.3C 鋼の 15kG における透磁率に及ぼす各合金元素の影響

Fig 5.1 (c)(d) Effect of alloy elements in the permeability at 15 kG of 0.3C-steels.

(1) 成分の増量によって、磁性を改善するのは Ni だけである。ただし増量の限度は 4% までである。

(2) 成分の増減にかかわらず磁性への影響がないとみられる元素は Si である。Cr, Cu は焼入焼もどし材の場合 μ_{15} の特性に影響を与えないが、他合金元素との組み合わせで特性を低下させる傾向を持つ。

(3) 成分の増量によって、最も著しく磁性を低下させるのは C である。ある一定量まで磁性低下が著しく、その限量を越えると低下を飽和させる元素は Cr, Mo, V である。

(4) μ_{max} に対する各合金元素の影響と μ_{15} に対するそれとは、傾向的にほぼ類似するが、Cr, Cu は必ずしも類似しない。

(5) μ_{max} の特性値は一般に A 材の方が高値であるが、 μ_{15} の特性値は、熱処理効果に依存するとみられ、C, Si, Mn は A 材、Cu, Ni, Cr, Mo, V は H 材の方がそれぞれ高値である。

(6) 多元合金元素では、添加元素のそれぞれの作用の相和として磁性に影響を及ぼし、とくに相乗されるような現象は認められない。

以上のような各合金元素の傾向からみて、軸材の磁性改善を化学成分に求める場合、Ni のほかは、成分をできるだけ押える方向にとる必要がある。しかし、化学成分の抑制は、軸材に要求される他の特性、とくに機械的性質にも直接影響を及ぼすことになるので、この面の調整も十分にはかななければならない。

6. 軸材の化学成分に関する考察

以上の実験結果ならびに、その考察に基づき、軸材の磁性改善をはかるための化学成分の調整について、以下、各合金元素ごとにとりあげてみたい。

(1) 炭素

炭素は、軸材の各構成合金元素のなかで、増量による磁性損失が最も大であるから、磁性を改善するには炭素量を極力、下げる必要がある。しかし炭素は、軸材の機械的強度を左右する重要な因子であり、低炭素になれば、所要の機械的強度を維持するのが困難になるから、熱処理技術の水準に照らして、その成分量をきめるのが実際的である。軸材の熱処理はこの実験条件とは異なり、焼ならし、焼もどし処理を行なうので、一般の焼入材のように、高い強度を期待することはできないが、降伏強さ 60 kg/mm² 級の軸材では、もっかのところ炭素量を 0.25% 前後におくのが熱処理面からはふんである。この級の軸材で、0.20~0.23% 程度のもも、米国で使用されているようであるが、この場合、他の合金成分、たとえば Ni 以外に Cr, Mn, Mo などの添加や増量によって強度を補う必要があるので、磁性改善に対する炭素量抑制の効果が、これらの添加成分によって減殺されるおそれがある。なお、炭素量を下げることは、じん(韌)性の向上、とくに遷移温度を下げることになり、この面に対しても好ましいといえる。

(2) シリコン

実験結果の範囲では、磁性に対してほとんど影響を与えない合金元素であり、製鋼上、避けられない程度の量、すなわち、0.25% 程度であればよいと考える。

(3) マンガン

Mn は磁性に対して好ましい元素ではないが、製鋼上、通常含まれる元素であり、炭素量抑制に伴う強度補足や切欠 じん 性の点から、磁性を過度に損じない範囲、すなわち、0.5% 以下に押えるのが望ましい。

(4) 銅

Cu は通常不純分として 0.20% 程度、軸材成分中に含まれているが、この実験では、Cu を合金元素として扱い、その効果を確かめた。その結果、磁性に対し、好ましい影響を与えないことがはっきりした。Cu は軸材の磁性改善にはまったく不要であるから、製鋼上、許される範囲において、極力減らす必要がある。

(5) ニッケル

Ni が磁性改善に積極的な役割を果たすことは、実験結果からも明らかであるが、4% を越えると、かえって磁性を低下させる傾向にある点は注意すべきである。Ni は磁性のほか、強度やじん性の改善にもすぐれた効用をもち、とくに、切欠 じん 性を向上させることから、この面での有用性は以前から注目されている。また、質量効果の改善にも欠くことのできない合金元素であり、とくに大形軸材の熱処理では、Ni に依存しなければ十分な均質性を期待できない。以上のような Ni の多用途からみて、60 kg/mm² 級軸材であれば、2.5~3.5% の範囲におくのがよいと考えられる。

(6) クロム

実験結果では、Cr 1% までは磁性の低下が著しく、その量を越えると、低下は飽和の傾向をとっている。ただし、焼入、焼もどし材の場合は μ_{15} に対し影響が認められないが、Ni との組み合わせでは磁性を低下させている。以上の傾向からみて、磁性の改善には、不要の合金元素であるといえる。最近の軸材では、60 kg/mm² 級の軸材の場合、炭素量を 0.25% 以下に押えたものでも、Cr の添加なくして、所要の機械的性質がえられる実状にあるので、Cr の有用性は、より低炭素の同級軸材や、より高強度の大形軸材に対して求められることになる。Cr は切欠 じん 性の点からも抑制するのが望ましい。

(7) モリブデン

実験結果によれば Mo は 2% まで磁性低下が急であり、2% を越えると、低下は飽和の傾向をとる。低下の程度は、Cr に比べると、単元素では大差はないが、Ni 鋼の磁性への影響度からみれば、Mo の添加による低下の程度は明らかに低いといえる。Mo は磁性に対して、好ましい合金元素ではないが、焼入性を向上させ良好な調質組織と形成するのに重要な元素であることや、焼もどし ぜい(脆)性を防止するために欠くことのできない元素であることから、磁性を過度に損じない範囲、すなわち 0.3~0.5% 程度におくのがよいと考えられる。

(8) バナジウム

V は 0.25% 以下であれば、磁性に対し、直接的な影響はないものと考えられる。V は結晶粒の微細化に対し、きわめて有用な元素であり、均質ベイナイト組織を形成させるのに役立つから、間接的に、磁性や機械的性質の改善に寄与するものと考えたい。この意味から、軸材実績に照らし、0.10% 前後の V 量で十分である。

7. 軸材実績との関連

この実験に関連し、実際の軸材での磁性実績を逐次、収集中であるが、軸材の使用条件からみると、200 Oe 以上の高磁界での B-H 特性が問題になるので、この実験とは、装置、試験片、測定範囲を異にする方法で、軸材の磁性を測定している。

図 7.1 は、大形軸材の事例で、0.3% 前後の炭素量をもつ Ni-Cr-Mo-V 合金鋼と、Ni-Mo-V 合金鋼の高磁界特性を示す。図によれば、真空鋳造適用の有無はあるが、炭素量が低く、Cr 量

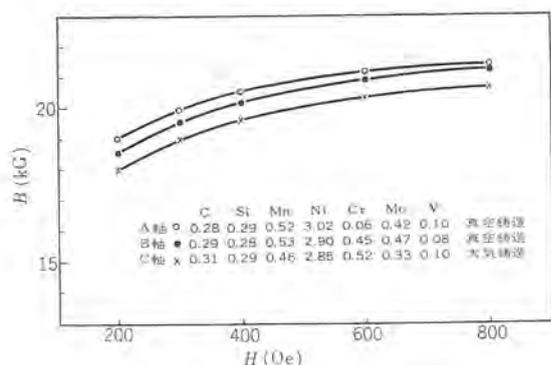


図 7.1 大形軸材の高磁界特性例
Fig 7.1 Magnetic properties of three Ni-Cr-Mo-V and Ni-Mo-V steels for large rotor forgings.

をほとんど含まない A 軸がもっともよい。この事例は、実験結果の傾向と一致するが、より低炭素の合金鋼軸材で、化学成分内容のほかに、焼ならし、焼もどし処理条件のとり方の差異に大きく影響されたとと思われる磁性結果を示すものもあり、磁性改善は、単に化学成分の調整だけに依存しても完全ではないといえる。このことは、筆者らが入手した米国軸材の事例からもいえることである。とはいえ、化学成分は、軸材の磁性を左右する重要な影響因子であることは確かであるから、調質条件とにらみ合わせて、成分効果の実証を、今後の製造実績に求めたいと考える。

8. む す び

タービン発電機軸材を対象に、磁性に及ぼす合金元素の影響を調べるため、軸材に通常用いられる各合金元素の添加量を、それぞれ、単独に変化させた 45 鋼種の供試材を用い、100Oe までの低磁界における磁性をはかり、最大透磁率と、15 kG における透磁率を検討した。このような構造用合金鋼の磁性は、合金元素のほか、組織、結晶粒子、介在物、鋼中ガス含有量などの影響も受けるものと考えられるが、この実験では、これらの作用については、とくに追求せず、焼なまし、焼もどしを行なったパーライト組織のものと、焼入後に 650°C に焼もどしを行なったソルバイト組織のもの、2 組織の試料について試験し、その結果から、軸材の磁性に及ぼす合金元素の影響を傾向的にとらえ、合わせて、実用軸材の磁性改善に対する成分調整について考察した。その結論は次

のとおりである。

(1) Ni は積極的に磁性を改善する唯一の合金元素であるが、添加量、4% を越えると、かえって磁性を低下する。

(2) Si は、磁性に対して、ほとんど影響を与えない。V は 0.25% 以内であれば、磁性に対し、直接的な影響を与えない。Cu, Cr は調質条件次第で、磁性に影響を与えない場合もある。

(3) C は磁性に対し、最も悪い影響を与える。Cr, Mo は 1% または 2% まで磁性の低下が著しく、その量を越えると、低下は飽和の傾向をとる。添加量 1% 以内での磁性低下の影響度を大きい順にとれば、C, Cr, Mo, Mn, Cr, となる。

(4) 多元合金元素の場合、添加元素の、それぞれの作用の相和として磁性に影響し、とくに相乗されるような現象は認められない。したがって、タービン発電機の軸材としては、材料強度の許しうる範囲で、低 C の Ni 合金鋼を主体とし、軸材の大きさにしたがって、焼入性、結晶粒度などの品質調整のため、若干の Mo, V を添加した材料の使用が望ましい。

この実験は、軸材の磁性改善のために、数年まえから着手した研究の一部であって、もっか継続中の高磁界特性の実験結果や、軸材の製造および使用に関する実績の集積を待たねば、確証の域にはないが、近年、海外でも類似の研究がとりあげられている現状にあるので、あえて参考に供した次第である。終わりにこの実験の発案者今北孝次氏始め、この実験に終始ご協力願った株式会社日本製鋼所研究所、三菱電機株式会社研究所ならびに長崎製作所の関係各位に厚くお礼申上げる。

参 考 文 献

- (1) 大形タービン発電機回転子軸材の品質とその評価
今北・山野辺:「三菱電機」33, No. 10 (昭 34)
- (2) 日本製鋼所技術資料
- (3) 三菱電機技術資料
- (4) The effect of heat treatment on the magnetic properties of carbon-steel castings W. J. Jackson. J.I.S.I. Jan. 1960.
- (5) ÉTUDE DE L'INFLUENCE DES ELEMENTS D'ADDITION SUR LES PROPRIÉTÉS MAGNÉTIQUES DES ACIERS FORGES
M. TOITOT. C. ROQUES. P. BASTIEN.
Revue de Métallurgie-Juillet-Aôut 1962.

強磁性薄膜記憶装置

前田良雄*・蒲生容仁*・酒井勝也*

Magnetic Thin-Film Memories

Research Laboratory

Yoshio MAEDA・Yoshimi GAMŌ・Katsuya SAKAI

Research on the memories is a vital requisite and it is no exaggeration to say that the progress of computers largely depends on the development of the memories. Their operating speeds and capacities are demanded to be ever increasing, though these factors involve contradictory characters from the general viewpoint.

Mitsubishi is now developing magnetic thin film memories as high speed units. This article describes, in connection with the devices, various characteristics measured on the films and the methods employed, the general physical properties of Permalloy films being touched upon together with.

1. ま え が き

計数形電子計算機の進歩は記憶装置の進歩によるといわれるほど、記憶装置に関する研究は重要であって、現在ますますその高速化、大容量化の傾向にある。しかし一般的にいて高速化と大容量化とは相反する性質のものであるため、高速度大形計算機においては高速度（容量は多少犠牲にしても）記憶装置と、大容量（高速性を多少犠牲にしても）記憶装置を2段階あるいは3段階で使用する傾向にある。

高速度記憶装置としては、強磁性蒸着薄膜素子を用いるものと、トンネルダイオードを用いるものがある。

ここでは、読み出し書き込みサイクル10 Mcを目標にした、パーマロイを真空磁場中で蒸着し、 $75 \times 75 \text{ mm}^2$ の薄いガラス下地上に $0.8 \times 2.0 \text{ mm}^2$ の大きさの薄膜記憶素子（以下ドットと称す）を 64×26 個もつ下地2枚を組とした128語 \times 26ビットの記憶容量をもつ強磁性蒸着薄膜記憶装置について記述する。

この研究は内容的には

(1) よい特性をもつ強磁性蒸着薄膜記憶素子の製作に関するもの

(2) それを用いた記憶装置の製作に関するものに分けることができる。(1)はさらに、強磁性材料に関するもの、蒸着技術に関するもの、蒸着薄膜素子のもつ物理的、電子的特性の測定に関するものに分けられる。

本文では、主として(1)の特性測定ならびに(2)について述べる。

2. 強磁性蒸着薄膜記憶装置

2.1 強磁性蒸着薄膜

強磁性蒸着薄膜は非常に速いスイッチングを示すことから、電子計算機の高速度記憶装置として脚光を浴びるようになったが、これらの薄膜はNiを約80%含むNi-Fe合金が主体となっている。特性を改善するため微量のCoなどを含有させたものもある。薄膜はこれらの合金を、適当な方法で真空中で支持加熱し、蒸発した金属原子をガラスなどの下地に磁場中で再結晶させてつくる。膜の厚さは600Åないし2,000Åのものが多い。

このように適当な蒸着条件のもとで作られた強磁性蒸着薄膜は

一軸異方性をもっており、もっとも磁化しやすい方向を磁化容易軸（蒸着中印加した磁場の方向と一致する）、これに直角な最も磁化しがたい方向を磁化困難軸と呼ぶ。理想的な膜ではドット内のすべての点における容易軸ならびに困難軸はそれぞれ完全に一致していると仮定し、膜の示すパルス特性とかヒステリシスなどの磁気特性を解析するために回転モデルがしばしば用いられる。しかし、現在電子計算機の高速度記憶装置に用いられつつある膜では、いろいろな物理的理由によって上記回転モデルをそのまま適用できないときがある。

膜の各点における容易軸（ならびに困難軸）はある方向すなわち平均磁化容易軸（平均磁化困難軸）を中心にして分布している。これを容易軸の分散と称し、これはもちろん小であるほどよく、実用上さしつかえない範囲（たとえば 5° ）に押える必要がある。また容易軸の分散とともに異方性エネルギーの分散もある。したがって厳密には回転モデルの適用はできなくても、問題によっては回転モデルから導ける結果が有用な情報を提供してくれる。詳しいことは省略するが、一軸異方性を示す強磁性薄膜の磁化特性を説明するために図2.1に示すときアステロイド図形が用いられる。

図2.1は回転モデルから導かれる $H_x^{2/3} + H_y^{2/3} = H_k^{2/3}$ なる曲線（太い実線）を中心として、実際に蒸着によって得られる薄膜の示すスイッチングの状態（細い実線）を示したものである。それぞれの曲線は、実在する薄膜に対して磁化の状態を厳密に境界づけるものではないことに注意しなければならない。

薄膜の磁化過程は図示したごとく、①一様回転磁化、②非一様回転磁化、③磁壁移動による磁化および④ホックによる磁化に分けられ、これらの磁化がどのような磁場が加えられたときに起こるかも示されている。ただし加えた磁場の強さの立ち上がり時間は起こる磁化過程に応じて十分短かい必要がある。以上のことから導ける重要なものとして

(a) 回転磁化により高速スイッチングを行なわせようとするときには、スイッチさせようとする容易軸の方向だけでなく、それに直角な方向すなわち、困難軸方向にも磁場を加えることが非常に有効である。

(b) H_k が小であるほどスイッチに要する印加磁場の強さは小さくてよい、ということがあげられる。

アステロイド図形は印加磁場と磁化過程との関係を示しているの

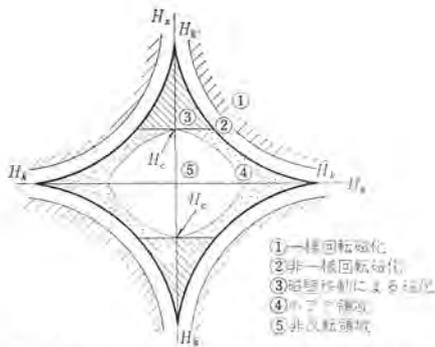


図 2.1 薄膜のスイッチングモードと磁場の関係
Fig 2.1 Film threshold properties.

みで、スイッチング時間に関しては直接的にも示していない。磁場の強さによってスイッチング時間がどのように変化するかを図 2.2⁽¹⁾に示す。この図から明らかなように薄膜に加える磁場の強さが大きいほど、スイッチング時間は小となる。

強磁性蒸着薄膜を記憶素子として用いるとき、磁場は素子の両側に設けたリボン状導体(通常ラリット回路を用いる)に電流パルスを通ずることによって加えるが、電流パルスは半導体素子によりスイッチされるため、振幅ならびに立ち上がり時間などにかかなりの制限がでてくる。また電流パルス、出力信号などの伝搬遅れなどにより、実用化という立場からは、半導体素子などに相当な進歩があったとしても実用速度が物理的限界速度まで達することはまずないであろう。しかしフェライトコアに比較し1ケタスイッチング速度をあげることは十分可能である。

以下、本報告を記述するにあたって必要な事項について述べる。

2.2 単軸異方性回転モデルによる磁化過程

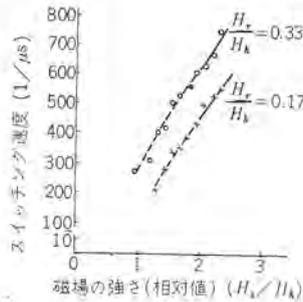
回転モデルは、磁気モーメント M なる棒磁石(自発磁化をこのように考える)が、外部磁場によってどのような磁化過程があらわれるかを示すものである。いま図 2.3 に示すとき磁化状態を考えると、この系のエネルギーは

$$E = -K_u \sin^2 \varphi - HM \cos(\varphi - \varphi') \quad \dots \dots \dots (2.1)$$

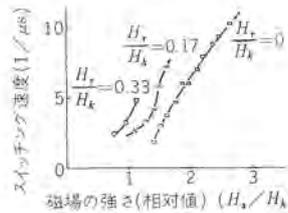
である。さて磁化ベクトルの運動は一般に、(a) 準静的近似で扱える低速度の現象と、(b) 動的な運動方程式で扱わねばならぬ高速度の現象とに分けることができる。いま準静的近似を適用し $\dot{\varphi}' = 0$ 、 $\varphi' = \pi/2$ の二つの場合について解くと図 2.4 (a)(b) に示すような典型的な磁気ヒステリシス曲線が得られる。ただし

$$H_k = 2K_u/M \quad \dots \dots \dots (2.2)$$

また式(2.1)を φ' についてとくと図 2.1 のアステロイド曲線が得られ、 $H(\varphi') = \sqrt{H_x^2 + H_y^2}$ で示される磁場で磁化の反転が起こることが導かれ、さらにこの関係と $H_x^{2/3} + H_y^{2/3} = H_k^{2/3}$ から $\varphi' = 45^\circ$ すなわち $H_x = H_y$ のとき最小磁場となることが示される。任意の φ' に対する解を求めることにより、いろいろな磁化過程を求めることができる。薄膜を容易軸のいずれかの向きに磁化したのち困難軸方向に磁場をかけると、図 2.4 (a) に示されているように磁場の強さが大きくなるに従って、磁化ベクトル M の向きは容易軸から困難軸のほうに回転し、磁場の強さが H_k になったときその向きは困難軸に一致する。磁場の強さを H_k よりさらに強くしても磁化の方向は困難軸と一致したままである。困難軸方向に加えた磁場の強さが H_k より小であるときは、磁化の向きは容易軸と困難軸との間にあり、のち外部磁場を取り去ると、ふたたびもとの磁化方向を向く。



(a)



(b) 図 2.2 薄膜のスイッチング速度
Fig 2.2 Switching speeds of magnetic thin films.

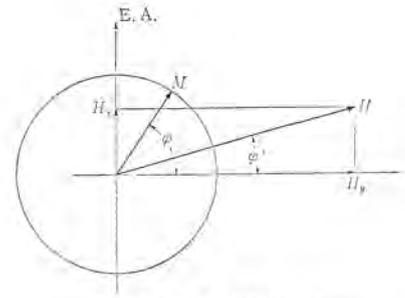
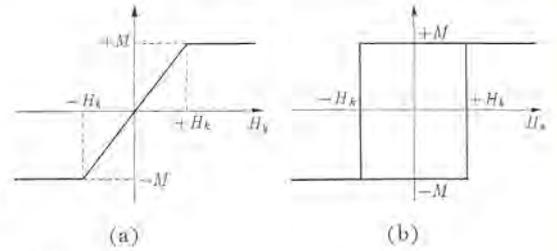
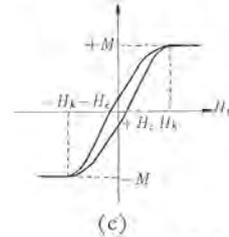


図 2.3 回転モデル
Fig 2.3 Rotational model.

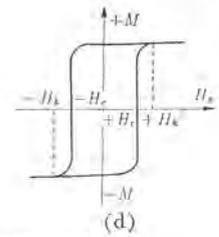


(a)

(b)



(c)



(d)

図 2.4 薄膜の磁化曲線
Fig 2.4 Magnetization curves of thin film.

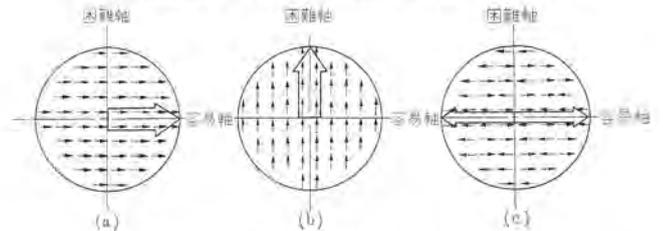


図 2.5 磁化過程

Fig 2.5 Magnetization process.

以上は理想的な回転モデルについていえることで、実際に蒸着して得られる薄膜はこれらとは多少異なった性質をもっている。測定によって得られたヒステリシス曲線の一例を図 2.4 (c)(d) に示す。困難軸方向に磁場を加えた場合(図 2.4 (c))、磁化の回転に多少の損失を伴うので小さな抗磁力 H_c が現われる。しかし本質的には回転モデルから得られるものと同じである。容易軸方向の場合(図 2.4 (d))にはかなり異なる。回転モデルでは、磁場の強さが H_k に達しなければ磁化の反転が起こらないが、(d) に示したものでは、 H_k より小さい磁場で反転している。すなわち $H_c (< H_k)$ で示される磁場で、磁壁移動によって磁化反転が起こる。 H_k より大きな磁場を困難方向に加え磁化の方向を困難軸に一致せしめたのち、外部磁場を取り去ると、磁化はほぼ半分ずつに分かれて容易方向を向き、全体として磁化されていないようになる。これを図 2.5 に示す。

2.3 容易軸の角度分散、 H_k の振幅分散、平均軸のカタヨリと磁化状態

容易軸の分散と H_k の分散の二つを独立に測定することは困難であり、かなり大きな仮定を設けてそれぞれを測定せざるをえない。ここでは H_k の振幅分散はなく、 H_k の値は素子内のすべて

の点において一定であるとして、容易軸の角度分散ならびに平均軸のカタヨリが、薄膜のスイッチングにどのように影響するかについて述べる。容易軸の分散は1ドット内の各点における容易軸の方向が、かならずしも一致していないことによるが、厳密には相互に磁気的な影響を及ぼしているものと考えられている。しかしそう考えると非常にめんどうになるので、1ドットは多数の微小素子から構成されており、各微小素子には理想的な単軸異方性があり、それぞれの微小素子の異方軸は少しずつ異なっており、それら全体で容易軸の分散を示すものと近似して、いろいろな説明をしている。

平均軸のカタヨリは容易軸の角度分散が、ある特定の方向に対して非対称分布であることにより置換でき、またその特定の方向に対してある角をなす異方性の集団として近似的に考えることができる。まず図2.6に示した磁化状態を考える。すなわち角度分散のない円形素子の両側に困難軸と θ なる角をもって細い線(出力線)を配置し、これと直角に素子の直径より幅の広いリボン状の導体(駆動線)を配置し、この駆動線に電流パルスを加えた場合について論ずる。

(1) M_1 なる初期状態にあるとする。電流パルスが加わると素子には H_y なる磁場が加わり磁化ベクトル M は M_1 から反時計方向に回転し駆動線に平行な状態を経て、 $H_y > H_k$ ならば H_y と同じ向きになるまで回転する。この磁化過程において出力線に鎖交する磁束は初期値を $+\Phi_1$ とすると、 $+\Phi_1$ から $+\Phi_m$ (駆動線と M とが平行したとき)なる最大値を経て0になる。したがってこの場合の出力電圧波形は図2.6(b)の(i)のようになる。電流パルスがなくなると、すでに述べたことから明らかなように M_1 で示される磁化状態にはならず、 M_0 で示された状態になる。このときの出力線の電圧波形は同図(h)のごとくなる。

(2) M_0 なる初期状態になる場合には磁束は初期値 $-\Phi_0$ から単調に増加し、0となる。したがって出力電圧波形は(o)のごとくなり電流パルスがなくなったときの電圧波形は(1)と同

様(h)のようになる。

容易軸の角度分散ならびに、平均軸のカタヨリがある場合には、簡単には上述したような現象が重畳したものと考えればよい。 H_k には分散がなく $H_y > H_k$ と仮定したときの出力波形を図2.7(a)~(c)に示す。

2.4 入射角効果とヒズミの影響

容易軸のカタヨリには、種々の原因があると考えられるが、そのおもなものとして、入射角効果とヒズミの影響がある。

Ni-Fe合金あるいはNi,Fe単体金属を加熱し蒸発させることにより薄膜を作るが、加熱する方法には幾種がある。またその方法により多少異なるにせよ、蒸発源の幾何学的大きさにはおのずから制限があり、下地との相対的關係により、下地上のある点では金属蒸気が面に直角でない方向だけから飛び込んでくる可能性がある。もしそのために薄膜の性質が変化したときには、それを入射角効果と呼ぶ。蒸気の下地への入射角が約 5° 以上になると σ 状模様が入射蒸気流に直角な方向に現われ、これが大きな異方性を示す。

入射角効果のない膜では、蒸着中加えた磁場の方向に単軸異方

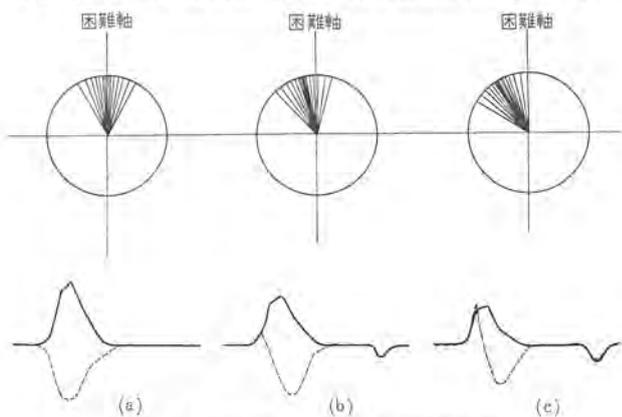


図 2.7 容易軸のカタヨリと分散の影響
Fig 2.7 Skew and dispersion effects of anisotropy.

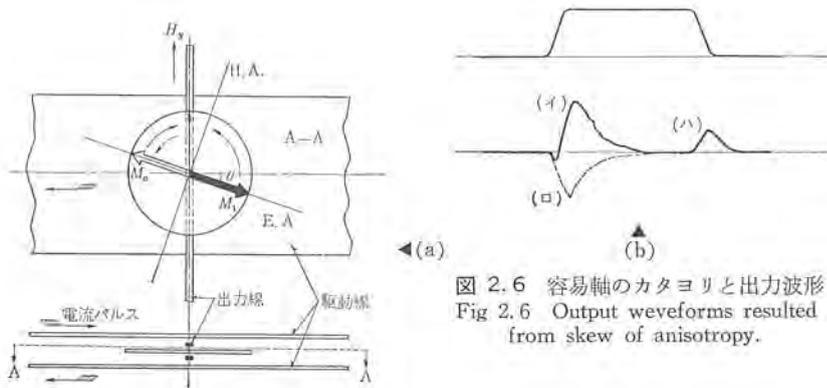


図 2.6 容易軸のカタヨリと出力波形
Fig 2.6 Output waveforms resulted from skew of anisotropy.

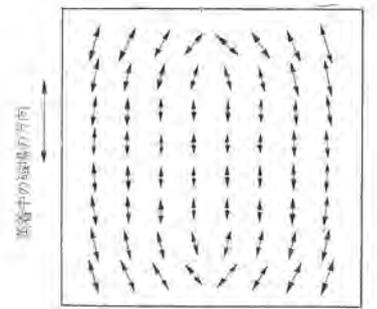


図 2.8 入射角効果
Fig 2.8 Magnetic anisotropy distribution resulted from incident angle effects.

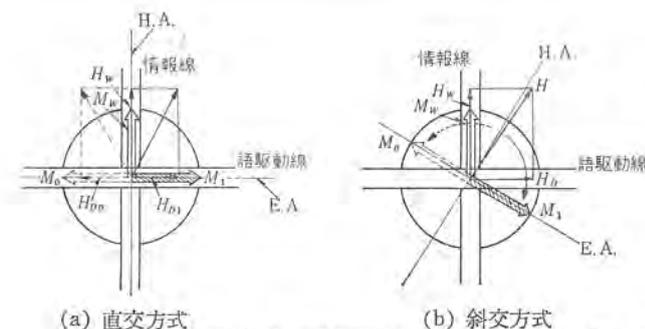


図 2.9 直交方式と斜交方式

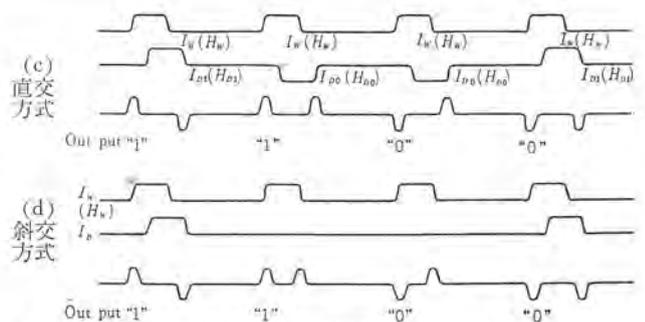


Fig. 2.9 Raffle's memory system and Bittmann's memory system.

性が現われるが、入射角が大きくなると、入射角効果による異方性エネルギーのほうが大きいため、それらの部分における異方性は蒸着中加えた磁場の方向と一致しなくなる。これを図 2.8 に示す。

次に下地との関係で発生するヒズミの問題がある。これには膨張係数の差によるものと、下地の機械的変形によるものが考えられ、また薄膜の磁気係数も関係する。磁気係数を 0 に近づけるほどヒズミによる影響は小さくなる。磁気係数が 0 でないと、ヒズミにより薄膜の性質は変化し、たとえば容易軸の方向が変わる。下地をプリント回路板ではさみ組み立てるとき、ヒズミを与えないようにする必要がある。

2.5 強磁性薄膜の動作方式

強磁性薄膜を記憶素子として用いる場合の動作方式を原理的に分けると

(1) 直交方式

(2) 斜交方式 の二つになる。

直交方式とは駆動パルス電流の存在しない状態において、磁化安定の方向が駆動線と平行しているもので、斜交方式とは磁化安定の方向が駆動線と斜交しているものをいう。これら二方式の本質的な差異は情報を書き込む場合、直交方式では“1”を書くか“0”を書くかによって、情報線に正負いずれかの電流を通ずる必要があるが、斜交方式では“1”を書くときのみ（あるいは“0”を書く場合のみ）一定方向の電流を通ずればよいということである。したがって斜交方式では情報駆動増幅器が簡単になる。しかし容易軸とか H_k の分散がない理想的なものは実際には得られず、多少の分散があるので信頼度を上げるには直交方式の方が有利である。図 2.9 にこれら 2 方式の磁化過程ならびに駆動電流と出力波形を示しておいた。

2.6 試作記憶装置

強磁性蒸着薄膜記憶装置の試作を行なうにあたっては、蒸着材

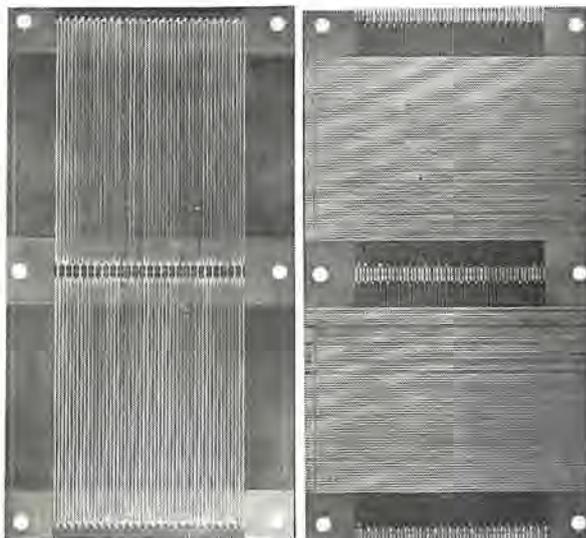


図 2.10 プリント回路 (MF-004 形)
Fig 2.10 Printed circuits (Type MF-004).

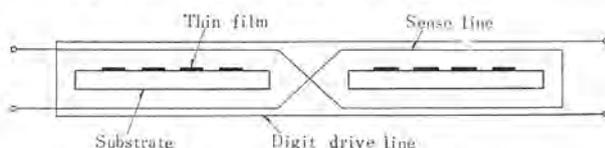


図 2.11 読出線ならびに情報線接続
Fig 2.11 Inter connection of sense and digit conductors.

料、蒸着技術などのほか、種々検討しなければならぬ事項がある。われわれが試作している記憶装置の概要は 1 章に述べたとおりで、動作方式としては直交方式を採用した。薄膜を記憶素子として用いるには、語駆動線、情報線および読出線を薄膜に接近して多数設けねばならない。0.1 mm 厚のガラスエポキシ積層板を基板とするプリント配線板 (図 2.10) を用いている。直交方式を採用した場合、情報線と読出線とは近接並行しているため、情報電流を加えると相互電磁誘導により大きな雑音電圧が読出線に発生し、読出増幅器に妨害を与える。これを避けるため図 2.11 に示すように情報線と読出線を配置し相互誘導の影響を避けた。

3. 蒸着薄膜の特性と測定

3.1 記憶素子としての強磁性蒸着薄膜の持つべき特性

強磁性蒸着薄膜記憶装置を試作研究するにあたってまず重要なことは、非常にすぐれた特性を持つ蒸着薄膜素子を得ることである。それらの特性のうち、おもなものとして

- (1) 書き込みが容易であること——弱い磁場で速く安全に書き込めること、もちろん以前の内容には影響されないこと。
- (2) 記憶保持が安全であること——同一記憶装置内のほかの語の書き込みあるいは読み出しによって記憶内容が妨害を受けないこと。
- (3) 読み出しが容易であること——弱い磁界で速くしかも大きな出力が得られること。
- (4) 全ドットの特性がよくそろっていること——現在試作研究中のものでは 75×75 mm のガラス下地に 1,664 ビットの方形ドットが存在するが、この下地 1 枚の中で特性がそろっていることはもちろん、記憶装置を構成する全体についてもよくそろっていること。

があげられる。

(2) はある一つのドットが、その属していないほかの語の、書き込みあるいは読み出しその他によって、記憶内容が変化してはならないことを述べたものであるが、その妨害のおもなものとしては

- (a) 他の語に書き込みを行なうときに流れる情報電流によって発生した磁界によるもの。
- (b) 幾何学的に隣接する語の書き込み読み出しを行なうとき、その語駆動線に流れた電流によって発生した漏れ磁界によるもの。
- (c) 周囲の記憶内容に関係した直流磁界によるもの。

があげられる。これらによって記憶内容が変化してはならないので最悪妨害状態を作り、妨害の影響を調べる必要がある。

3.2 測定すべき特性

3.1 節で述べた (1)~(4) の特性は、薄膜を製作したときの多くの要因に関係がある。それらの要因としては、(a) 蒸着膜の厚さ、(b) 磁気モーメント (c) スイッチングスピード (d) 容易軸のカタリ (e) 容易軸の分散 (f) H_c , H_k およびそれらの分散 (g) 温度の影響 (h) 組成 (i) 磁気係数 (j) 結晶構造、結晶粒の大きさ、などがあげられる。また蒸着技術に関係する要因としては (k) 下地の温度 (l) 蒸着速度 (m) 入射角とその分布 (n) 蒸着源組成と不純物 (o) 蒸着中磁場の強さと平行度 (p) 真空度 (q) 下地の表面構造と洗浄法 (r) 下地を含め真空容器および内部支持物などのガス放出などがあげられる。

われわれは、当中央研究所材料研究室において蒸着した薄膜を

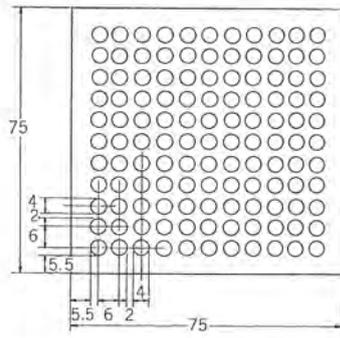


図 3.1 素子特性測定用パターン
Fig. 3.1 Pattern for the use of measurements.

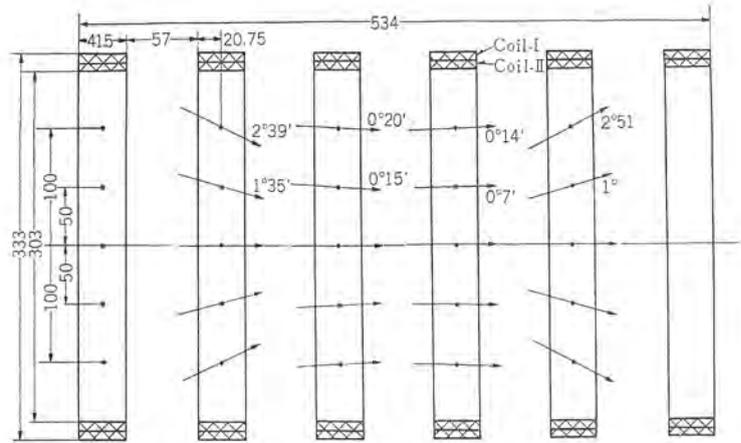


図 3.3 ヘルムホルツコイル
Fig. 3.3 Helmholtz's coils.

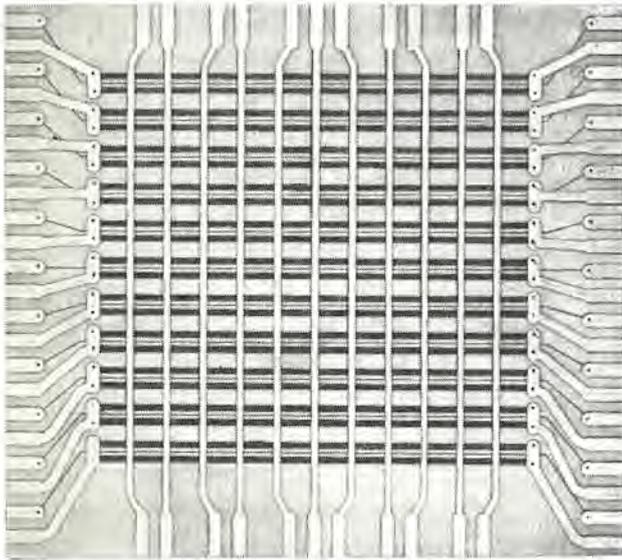


図 3.2 素子特性測定用プリント回路
Fig. 3.2 Printed circuits for the use of measurements.

用いて高速度記憶装置の試作研究をするのが目的であるので、上記諸特性のうち主としてパルスによって測定できるもの、ならびに記憶装置として用いるときに必要となる測定を行なった。

3.3 測定に関する予備事項

3.3.1 被測定素子の形状

記憶素子の形状はすでに述べたように 2.0×0.8 mm (長手方向が容易方向) なる方形状であるが、これでは測定に際し形状異方性が出るので蒸着条件などを調べるための素子は図 3.1 に示すとき形状のものを用いた。また出力分布の測定には図 3.2 に示すときプリント配線板を用いた。

3.3.2 無磁場の準備

強磁性薄膜の磁化状態は地磁気程度の磁場によってもかなり影響を受けるので、地磁気などの漂遊磁場の影響がないようにしなければならぬ。記憶素子として用いる薄膜は非常に薄いので、面内の磁場は弱くてもかなり影響するが、面に垂直な磁場は強くなければ影響を与えないので、素子を水平面内において測定するのであれば漂遊磁場の水平分力だけを数個 1 組のヘルムホルツコイルで打ち消せばよい。図 3.3 に用いたコイルの大きさと、コイルによって発生する磁場の強さと、方向の分布を示しておいた、これを用いて漂遊磁場を 0.01 エルステッド以下にすることができた。

3.4 出力分布の測定とその結果

強磁性蒸着薄膜を記憶素子として用いるためには、少なくとも 1 枚の下地に蒸着されたすべてのドットがよい特性をもっており、

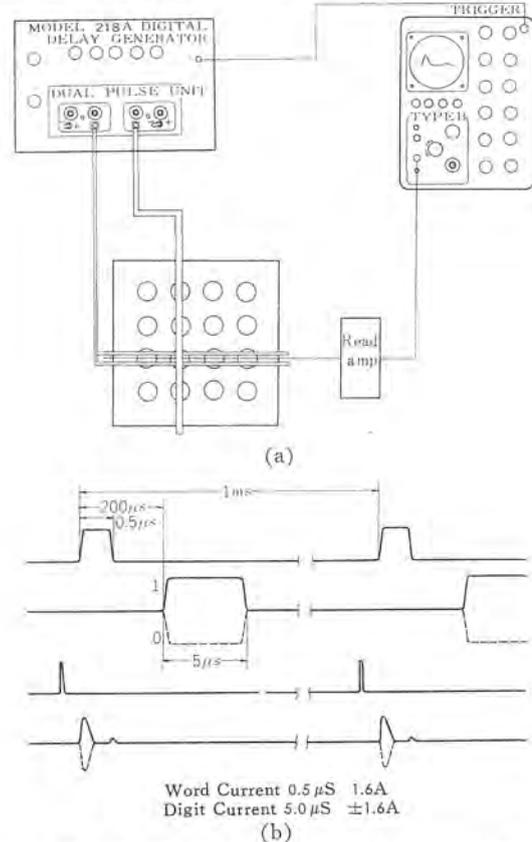
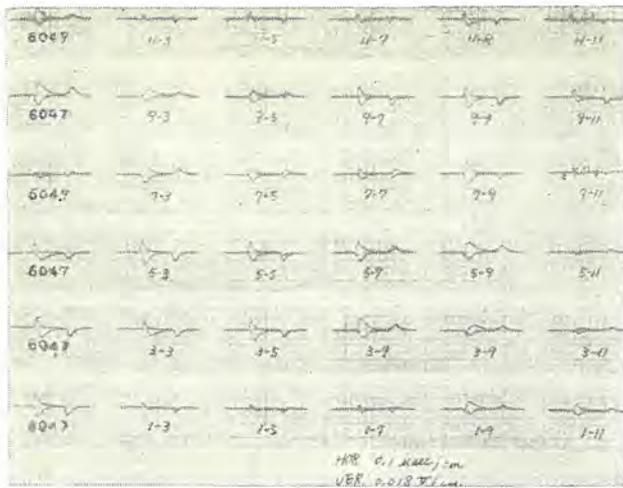


図 3.4 出力分布測定装置とパルスの時間関係
Fig. 3.4 Measuring device of output waveforms and distribution (a), and their pulse patterns (b).

かつよくそろっていることが必要である。したがって素子の製作研究までを含めたこの種の研究の初期には、蒸着した薄膜が 1 枚の下地全面にわたって、だいたいどのような特性をもっているかを、比較的簡単に測定することが必要になる。図 3.4 (a) に測定回路の構成を同図 (b) にパルスとそれらの時間関係を示す。強磁性薄膜素子に情報を書き込む場合、すでに述べたように、困難軸方向にもある磁場を加え回転磁化によるほうが、書き込みに要する時間が非常に短くなるので実際には語駆動パルスの後半と情報パルスの前半とを重ねるのであるが、ここでは容易軸のカタリの状態をも同時に知ることができるように語駆動パルスと情報パルスとを約 $200 \mu\text{s}$ 程度離れた。測定結果を図 3.5, 3.6 に示す。蒸着条件の詳細については略すが図 3.5 は 1 mm 厚のガラスを、図 3.6 は 0.02 mm 厚のマイカを下地に用いたものである。また図 3.5 (a) は磁場中蒸着したままの出力分布を、図 3.6 と図 3.5



(a)



(b)

図 3.5 出力分布 (#6047)

Fig. 3.5 Output waveforms and their distribution (#6047).

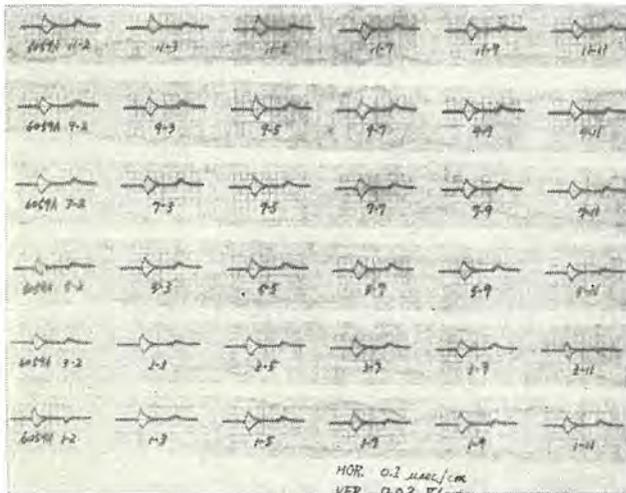


図 3.6 出力分布 (#6059)

Fig. 3.6 Output waveforms and their distribution (#6059).

(b) は蒸着後磁場中焼鈍したものである。蒸着条件とこれらの出力分布とをいろいろな角度から比較検討することによって、蒸着条件を改善するための種々の情報を得ることができる。

3.5 容易軸の偏りの測定とその分布

容易軸のカタヨリがあると出力波形から明らかなように出力が減少する。これは回転モデルからも導くことができるが、薄膜を面内で回転させながら測定した $B-H$ 曲線あるいはパルス測定から

図 3.7 容易軸のカタヨリ
Fig. 3.7 Skew-angle
distribution of
anisotropy.

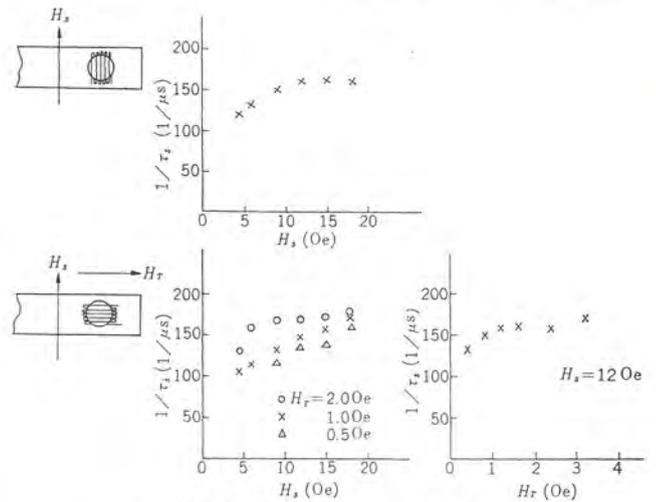


図 3.8 薄膜のスイッチングスピード

Fig. 3.8 Switching speed of magnetic thin film.

も明らかである。それと同時に出力電圧が最大値になる時間が異なるので増幅後 スロープするとき困難を生ずる。また後述するように容易軸にカタヨリがあると、妨害情報パルスによる影響の程度が大きく記憶素子として用いることができない。したがって1枚の下地全面にわたって容易軸のカタヨリのない膜を作る必要がある。そのために蒸着した膜の容易軸がどの程度かたよっているか、その分布はどうであるかを測定によって調べなければならない。

容易軸のカタヨリの測定には

- (1) 出力分布の測定結果(図 3.5, 3.6)からその傾向を知る方法。
- (2) 直流磁界を情報磁界として加え、出力波形が容易軸のカタヨリのないものと同じとなったときの磁界の強さにより求める方法。
- (3) 各ドット位置で回転できるプロローブを用い、出力波形に容易軸のカタヨリの影響がなくなったときのプロローブの回転角度を読みとる方法がある。

(1)については図 2.6, 2.7とその説明ならびに図 3.5, 3.6の出力波形から明らかであろう。(2)の測定結果からカタヨリの角度を計算することは非常に困難であるが、カタヨリの分布を求める方法としては非常に簡便な方法で、測定結果の一例を図 3.7に示す。(3)の方法は現在測定装置を組立調整中である。

容易軸のカタヨリの発生原因のおもなものとしては、(a) 下地表面のキズ、結晶の方向性など (b) 入射角効果 (c) 機械的ヒズミ(磁ワイ) (d) 蒸着中あるいは焼鈍時印加する磁場の不平衡があげられる。

3.6 スイッチングタイムの測定

すでに述べたように実際の記憶装置では薄膜の示す物理的限界速度でスイッチングを行なわせることはない。しかし蒸着によって

得た薄膜の示す物理的性質を評価する一つの要素として Dietrich and Proebster⁽²⁾ とほぼ同様な方法でスイッチングタイムを測定した。その結果を図 3.8 に示す。図中 H_S はスイッチングさせるための立ち上がり時間 1 ns の駆動磁界、 H_T はバイアス磁界である。

4. 記憶素子としての特性と測定

4.1 測定法および測定装置

記憶素子としての磁性薄膜に要求される特性については 3.1 節に述べたが、その測定法としては素子を実際の使用状態に近い状態で駆動し、その出力を観測するのがもっとも直接的である。書込特性は書込語駆動パルスと情報パルスの電流値を変化して書き込みを行ない、これを一定の読取語駆動パルスで読み出したときの出力電圧の大きさによって測定する。妨害特性は、書き込みと読み取りの間に多数の妨害パルスを加えたときの出力電圧と、同じ書き込み、読み出し条件で妨害を加えないときの出力電圧との測定を行ない、それらの差によって表わす。また読出特性は書込条件を一定にしておき読取語駆動パルスの振幅を変化したときの出力電圧によって測定する。

測定装置の構成を図 4.1 に示す。語駆動パルス、情報パルス、同期パルスを供給するフィルムテストはこの測定のために製作した一種のパルス列発生器である。これについては次節で述べる。メモリレーン上の 3 本の語駆動線は中央が測定しようとするドットに対するものであり、左右の 2 本はこれに隣接するものを示しこれには妨害語駆動パルスが加えられる。しかし現在製作しその特性を測定している前述のメモリレーン ($75 \times 75 \text{ mm}^2$ の下地に 4 mm のドットが 11×11 個ならんだもの) では、語駆動線の間隔は十分広く語駆動パルスによる磁界分布を見れば、隣接線からの影響は十分無視しうると考えられるので、この妨害の影響についてはここでは測定していない。プリアンプは共通モードノイズを除くため差動増幅器形とし、その出力に含まれる高周波雑音を除去波形を見やすくするため、低域フィルタ(カットオフ約 15 Mc)を使用して

いる。なおメモリレーンは前述のヘルムホルツコイルによる無磁界中に置いて測定を行なう。

4.2 フィルムテスト

図 4.2 にその構成を示す。パルス発生器は速い立ち上がりのモノステーブルマルチとエミッタフォロアでできており、この回路の出力の立ち上がり時間は約 10 ns で、パルス幅は最小約 10 ns まで変えられる。各発生器の出力パルスは語駆動および情報パルス増幅器においてパターン発生器からの信号によってゲートされ増幅されてメモリレーン上の語駆動線および情報線へ送られる。パルス増幅器にはトランジスタを使用しており、語駆動パルス増幅器の出力には $I_{Cmax} = 500 \text{ mA}$ のもの 2 本を並列に用いている。図 4.3 にその回路図を示す。この回路の出力電流の立ち上がりは出力端子を短い導線で短絡したときは約 30 ns であるが、負荷としてメモリレーンを接続すると 60 ns に落ちる。より速い立ち上がりを得るには、耐圧の高いトランジスタを用い電源電圧を高くして出力回路の抵抗を大きくし、時定数 L/R を小さくする必要がある。出力電流の波形を変えないで振幅を変化するには、回路図に示すように出力段の電源電圧を変化する方法をとっている。情報パルス増幅器は波形が等しく、極性反対のパルス電流を供給する必要から、図 4.4 に示すようなドライブスイッチ方式とし、情報線の両端に互いに反対方向に 2 組接続する。この回路の出力電流の立ち上がりはメモリレーンを接続した状態で約 30 ns であり、ほとんどそのまま実

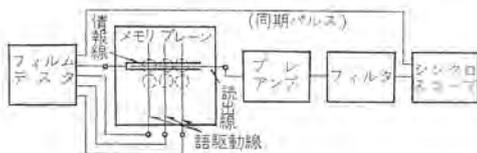


図 4.1 測定装置の構成
Fig. 4.1 Block diagram of measuring device.

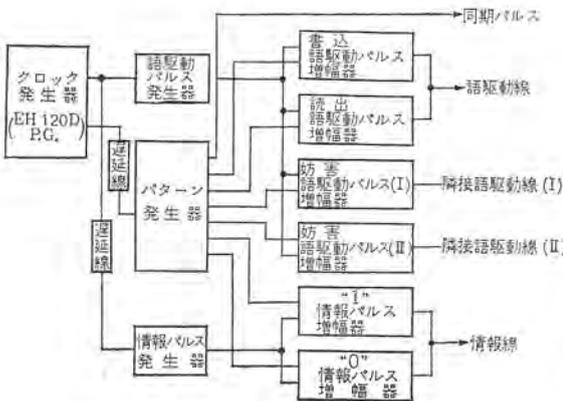


図 4.2 フィルムテストの構成
Fig. 4.2 Block diagram of Film-Tester.

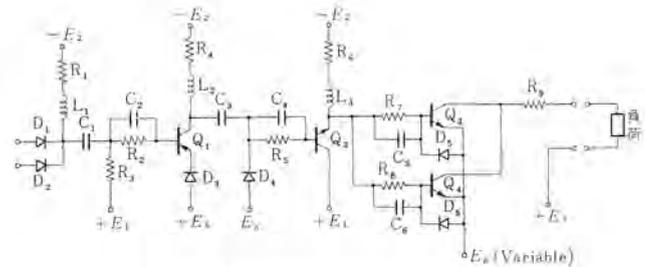


図 4.3 語駆動パルス増幅器
Fig. 4.3 Word drive pulse amplifier.

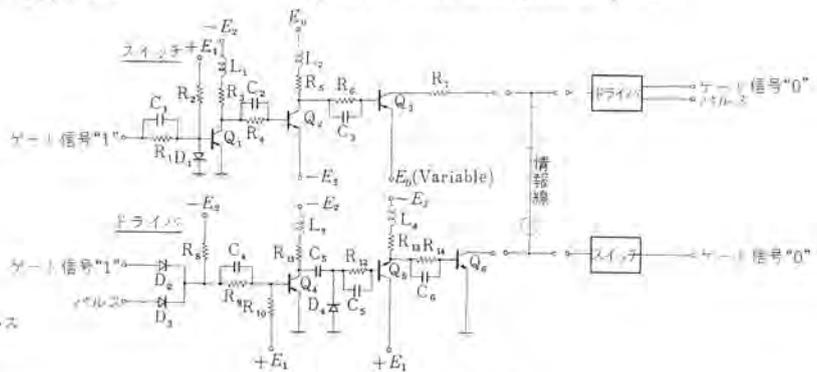


図 4.4 情報パルス増幅器
Fig. 4.4 Digit drive pulse amplifier.

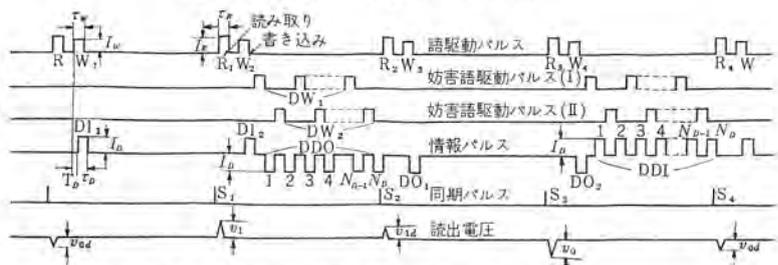


図 4.5 フィルムテストの出力パルス列と読出電圧
Fig. 4.5 Output pulse train of Film-Tester.

表 4.1 フィルムテスト 出力波形の振幅, 立ち上がり時間と パルス幅

	振 幅 (A)	立ち上がり時間 (μS)	パルス幅 (nS)
書込語駆動パルス	0~1.4 連続可変	60	50~150 連続可変
読取語駆動パルス	0~1.4 連続可変	60	書込語駆動パルスに等しい
妨害語駆動パルス (I)(II)	書込語駆動パルスに等しい	60	書込語駆動パルスに等しい
情報パルス	0~0.4 連続可変	30	50~150 連続可変

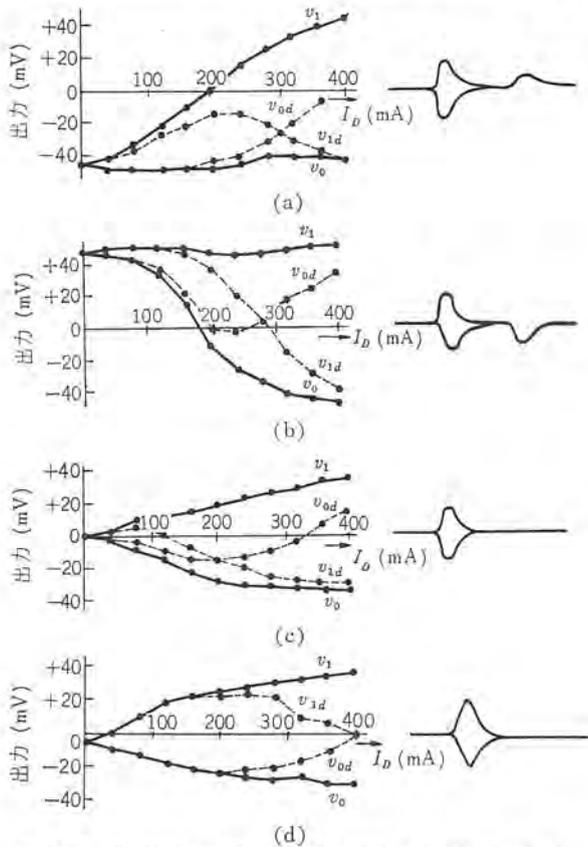


図 4.6 S 測定の結果と出力分布測定の結果の比較
Fig. 4.6 Comparison between the results of S-measurements and the output waveforms in output-distribution-measurements.

際の際記憶装置に使用できる。振幅の変化はスイッチ回路の出力段の電源電圧によって行なう。

語駆動パルス, 情報パルス, 同期パルス, 読出電圧の時間関係を図 4.5 に示す。妨害語駆動パルス (I), (II) の波形は書込語駆動パルスにまったく等しく, その数は妨害情報パルスの数: N_D の半分である。 N_D は 0~4,000 の範囲で可変である。妨害情報パルス (DDO, DDI) の振幅は書込み情報パルス (DI, DO) の振幅に等しく, 極性は反対である。読出し電圧は同期パルス $S_1 \sim S_4$ によって v_1, v_{1d}, v_0, v_{0d} が同時にシンクロスコープで観測される。

語駆動パルス, 情報パルスなどの振幅, 立ち上がり時間, パルス幅を表 4.1 に示す。書込語駆動パルスと情報パルスの間隔: T_D は図 4.2 に示す遅延線の長さによって 0~約 50 ns の範囲で可変である。

4.3 測定結果

4.3.1 出力分布測定における出力波形との比較

便宜上ここに標準測定 (S 測定) というものを決めておく。これは I_D (情報パルスの振幅) 以外のパラメータを下記のように固定し, I_D を 0~400 mA の間で変化して出力の観測を行なうものである。

$I_W = 1.0A, \tau_W = 110 \text{ ns}, T_D = 40 \text{ ns}, I_R = 1.0A, \tau_R = 110 \text{ ns}, \tau_D = 120 \text{ ns}, N_D \approx 4,000$

この S 測定の結果と出力分布測定の波形の代表的なものを図

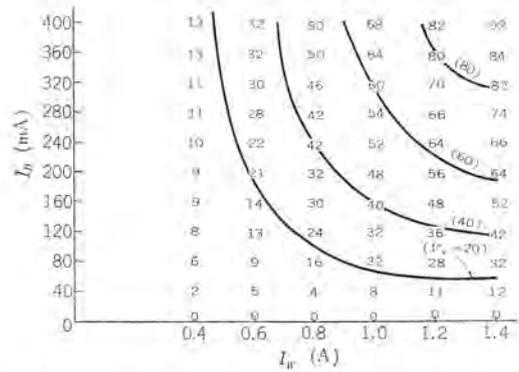


図 4.7 I_D, I_W の種々の値に対する出力電圧:
 $V_S = (v_1 - v_0) (\text{mV})$

Fig. 4.7 Read-out voltage: $V_S = (v_1 - v_0) (\text{mV})$

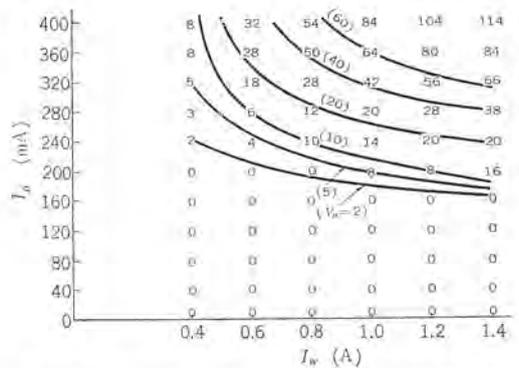


図 4.8 I_D, I_W の種々の値に対する妨害の影響:

$$V_D = (|v_1 - v_{1d}| + |v_0 - v_{0d}|) (\text{mV})$$

Fig. 4.8 Influence of disturb:

$$V_D = (|v_1 - v_{1d}| + |v_0 - v_{0d}|) (\text{mV})$$

4.6 に対比して示す。この比較の結果, 両測定法につき次のことがいえる。

- (1) 容易軸の傾きについては定性的ではあるが, S 測定からでも出力波形からでも同様の結果が得られる。
- (2) 出力の大きさについても両者の結果は大体一致する。
- (3) 出力波形の悪いもの(出力が小さいとか傾きが大きいとか)は S 測定の結果も悪く, したがってその波形を見ただけで, 使用できないと判断できるが, 波形のよいものでも妨害に弱くて使用できないもの(図 4.6 (c))があるから, 波形だけでは使用できるという判断は下せない。

4.3.2 書込特性と妨害特性

I_D, I_W 以外のパラメータは S 測定と同様に固定し, I_D, I_W の値を変化して出力の大きさ: $V_S = (v_1 - v_0)$ を測定した結果を図 4.7 に示す。 I_D あるいは I_W が増加するに従って出力も大きくなっているが, これはその場合に反転する磁化ベクトルの大きさが大きくなっていることを示す。この原因としては次の二つが考えられる。

- (1) ドット の周辺部まで反転するようになる。
- (2) H_K の分散が大きく, H_K の大きい部分あるいは傾きの大きい部分も反転するようになる。

図 4.8 には同上的場合の妨害の影響: $V_D = (|v_1 - v_{1d}| + |v_0 - v_{0d}|)$ を示す。 I_W の増加につれてこの値が増大しているのは, I_W の増加によって反転するようになった周辺部で情報線に近い部分が, 妨害の影響を受けやすいためと考えられる。

妨害情報パルスの数 N_D を変化し, 妨害の影響を受けない最大の I_D の値を, ほかのパラメータは S 測定と同様に固定して測定

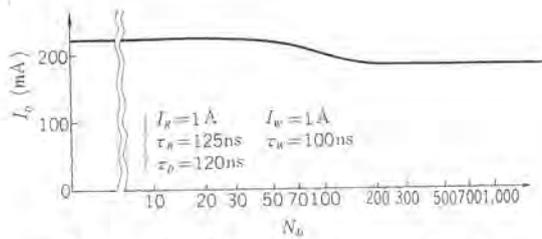


図 4.9 妨害の影響を与えない I_D の最大値
Fig. 4.9 The maximum non-disturbing digit drive current vs N_D .

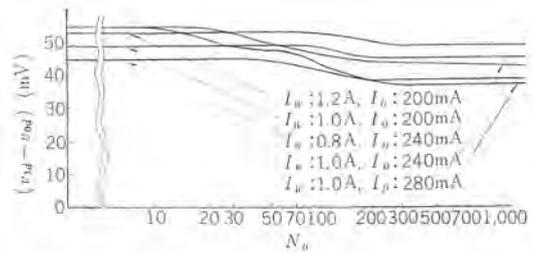


図 4.10 妨害パルスの数による妨害出力の変化
Fig. 4.10 Disturbed read-out voltage vs N_D .

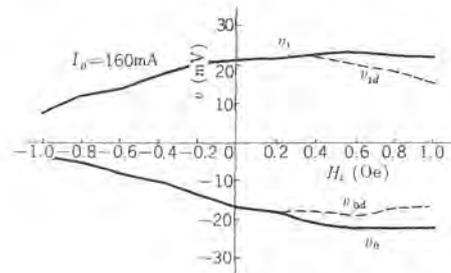
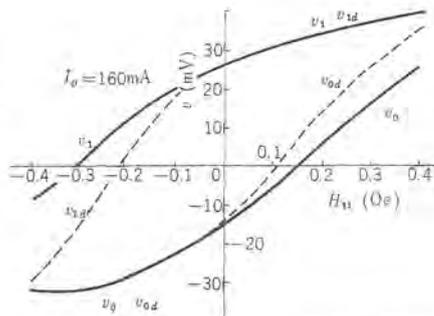
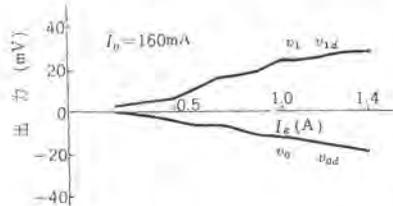


図 4.11 I_R に対する出力の変化
Fig. 4.11 Read-out voltage vs I_R .

容易軸方向の直流磁界に対する出力の変化
(a)

困難軸方向の直流磁界に対する出力の変化
(b)

した結果を図 4.9 に示す。また I_D , I_W の種々の値に対し妨害を受けた出力の大きさ: $(v_{1d} - v_{0d})$ を N_D を変化して測定した結果を図 4.10 に示す。これらの結果から妨害の影響は N_D が大体 300 以上では一定になることがわかる。

4.3.3 読出特性

$I_D = 160$ mA の場合について、 I_R 以外のパラメータは S 測定と同様に固定し、 I_R に対する出力を測定した結果を図 4.11 に示す。この結果、出力電圧の大きさは I_R にほぼ比例することがわかる。しかしこの場合も書込特性と同様、面積の効果が入っている可能性のあることに注意しなければならない。

4.3.4 直流磁界の影響

試料の容易軸方向および困難軸方向に直流磁界をかけ、その大きさを変化して出力の観測を行なった結果を図 4.12 (a)(b) に示す。測定条件は S 測定と同様で $I_D = 160$ mA のときの結果を示す。直流磁界は前述のヘルムホルツコイルのコイル (II) の電流によって加える。困難軸方向の磁界の極性は語駆動磁界の方向を正とする。この結果から磁性薄膜を記憶素子として使用する場合の外部磁界は、容易軸方向 ± 0.05 Oe 以下、困難軸方向 ± 0.2 Oe 以下に押えなければならないことがわかる。

4.4 駆動電流の最適値決定法

語駆動電流、情報電流の大きさは上に測定したメモリアレーンの特性のほか、それを供給する回路の可能性あるいは容易さおよび雑音などを総合的に考慮して決定しなければならない。以下これらの要素と駆動電流との関係について述べる。

4.4.1 メモリアレーンの特性と駆動電流

情報電流の振幅 (I_D) は大きいほど出力電圧も大きくなる (図 4.7) が、図 4.8 からわかるように I_D がある値 (これを I_{DM} とする) 以上になると妨害の影響が現われ I_D の増加とともに急に増大する。妨害の影響は記憶素子として致命的であるから I_D は I_{DM} 以下でなければならない。測定した試料ではこの値は I_W の値により変わり I_W の大きいときは 160 mA 程度、小さいときは 200 mA 程度である。

語駆動電流については、図 4.7, 4.11 に示されるように書き込みにおいても読み出しにおいてもその振幅が大きいほど出力電圧

図 4.12 直流磁界の影響
Fig. 4.12 Influence of DC magnetic field.

は大きくなる。そして実際の記憶装置では、読み取りと書き込みは同じパルスの立ち上がり部と立ち下がり部で行なわれるのが普通であるから、出力電圧の語駆動パルスへの依存性はさらに大きい。語駆動電流の上限は隣接フットへの漏れ磁界による妨害の大きさによって決まり、下限は情報電流との一致によって一回で完全な書き込みが行なわれ、前の状態の影響を受けないという条件から決まる。

4.4.2 駆動電流を供給する回路の問題

トランジスタを何本も並列に使用することを考えれば、原理的には供給できる電流値に上限はないが回路は大きくなり、立ち上がりも遅くなる。現在入手できる高速スイッチング用トランジスタの最大コレクタ電流は、ほとんど 500 mA である。したがって 200 mA 程度の情報電流は 1 本で供給でき問題ない。語駆動電流は 1A 程度必要であるが、これは上記トランジスタを 2 本並列に用いれば供給できる。この場合必要な電流値が小さいほど回路の抵抗を大きくすることができ、したがって立ち上がりを速くすることができる。以上から、電流を供給する回路から見れば情報電流は少々大きくなって問題はないが、語駆動電流は極力小さいほうが望ましい。

4.4.3 雑音

読出信号に含まれる雑音のおもなものは語駆動パルスからの誘導である。これはトランスによって平衡駆動するとか、あるいは語駆動線の特性インピーダンスを小さくするとかしてある程度は小さくできるが、いずれにしても語駆動電流の振幅に比例するものである。出力信号のほうは語駆動電流がある程度大きくなるとこれに比例しなくなるから語駆動電流をあまり大きくすると S/N が悪くなる。

情報電流は読み出しと時間的にずれているので、直接雑音源とはならないが、読み出し線への誘導電圧が非常に大きくならかの打ち消しを行なわないときは、読出増幅器を飽和させサイクルタイムに影響を与える。この意味で情報電流も一種の雑音源として注意しなければならない。

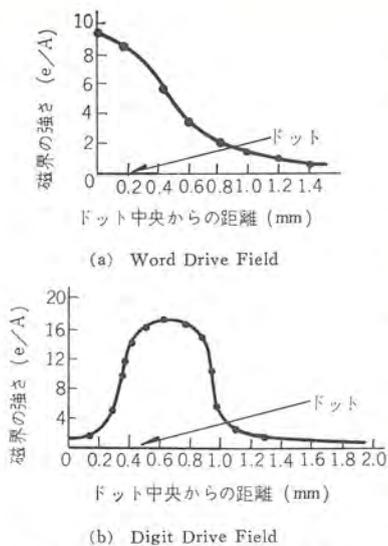


図 5.1 駆動線による磁場の強さ
Fig. 5.1 Magnetic field intensity by drive current.

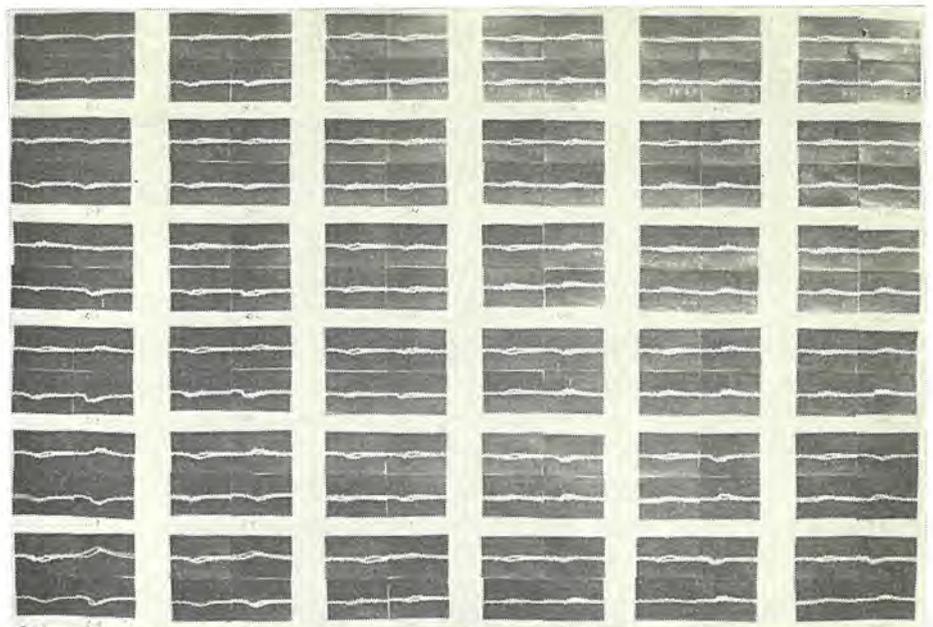


図 5.4 出力分布 (BIP-1000)
Fig. 5.4 Output waveforms and their distribution (BIP-1000)

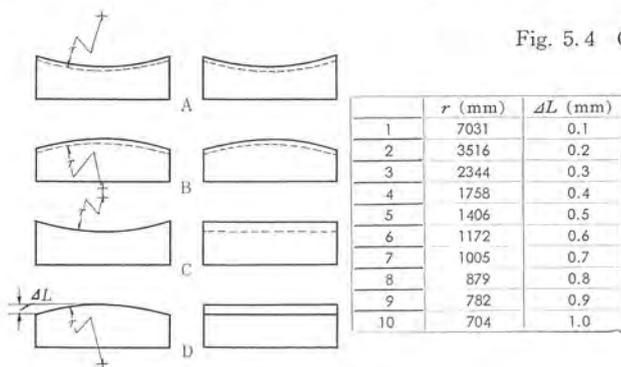


図 5.2 カワイ板
Fig. 5.2 Stress loading board.

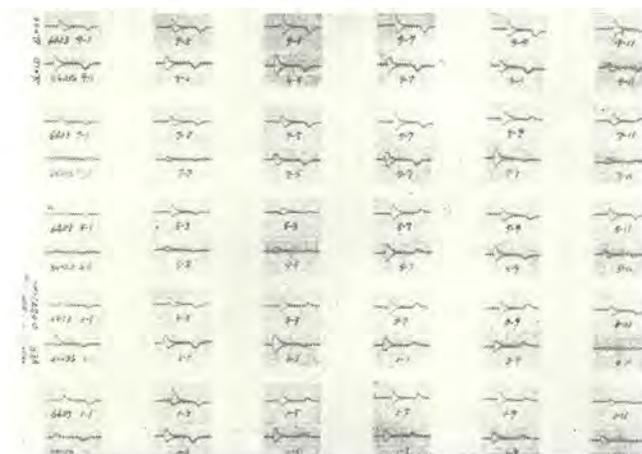


図 5.3 出力分布 (#6403)
Fig. 5.3 Output waveforms and their distributions (#6403)

4.4.4 駆動電流の時間関係

サイクルタイムの短いときは大きな問題となるが、現在目標としている 100 nS の場合はパルス幅、立ち上がりとも薄膜素子のスイッチングタイムより十分長くなり問題ないと考えられる。

5. 強磁性薄膜記憶素子の構成

5.1 駆動線、出力線の幾何学的諸元と磁場の強さ

ドットの大きさは困難方向に 0.8 mm 容易方向に 2.0 mm で、ドットとドットの間隔はそれぞれ 0.2 mm, 0.5 mm である。語駆

動線情報線(従って出力線も)のピッチはそれぞれ 1 mm, 2.5 mm である。語駆動線の幅は 0.8 mm, 出力線の幅は 0.1 mm で、情報線は出力線の両側に 0.3 mm の間隔をおいて 0.6 mm 幅の 2 本の線で構成されている。これらの線群は図 2.10 に示すごとく 0.1 mm 厚のガラス基材エポキシ樹脂積層板からなる 0.035 mm 厚銅ハクプリット回路で作られている。この場合の語駆動線ならびに情報線に電流を流してできる磁界分布を図 5.1 に示す。

5.2 機械的ヒズミの影響

蒸着した下地は図 2.10 に示すプリント回路板ならびに補強板によってはさまれプレーンとして構成される。この場合機械的ヒズミを下地に加えると磁ワイ効果により強磁性薄膜の特性が変化するので、組み立てならびに取り扱いには十分な注意を要する。下地にどの程度のヒズミを加えたとき出力がどのように変化するかを調べるために、図 5.2 に示すときカワイ(荷歪)板を用いて測定した。その結果を図 5.3, 5.4 に示す。図 5.3 は 0.2 mm 厚のガラスに蒸着したものについてヒズミを加えない場合(上側, $\Delta L=0$ mm)と加えた場合(下側, $\Delta L=1$ mm)とを比較したものである。図 5.4 は BIP-1000 について $\Delta L=0.0$ mm (左上), $\Delta L=0.1$ mm (左下), $\Delta L=0.2$ mm (右上), $\Delta L=0.3$ mm (右下)なるヒズミを加えて出力波形(後半のみ)を測定したものである。上記測定結果は図 5.2 のうち A, B を組み合わせ用いた場合である。

6. むすび

計数形電子計算機の高速度記憶装置の一つとして、強磁性蒸着薄膜記憶装置の開発研究を行なっているが、それにはまずすぐれた特性をもつ素子を作ることが失決問題である。本文においては蒸着薄膜の物理的、電子的一般性質について述べたのち、素子製作に関して必要ないろいろな特性測定法ならびに測定結果について述べた。(昭 38-11-8 受付)

参考文献

- (1) W. Dietrich, W. E. Probst and P. Wolf: Nanosecond Switching in Thin Magnetic Films, IBM Journal. 189, Apr, (1960)
- (2) W. Dietrich and W. E. Probst: Measuring Switching Speed of Magnetic Films, electronics. 79, Jun 3, (1960)

油 拡 散 ポ ン プ に お け る 逆 拡 散

藤 永 敦*・鳥 取 浩*

Back Diffusion of Oil Diffusion Pumps

Research Laboratory Atsushi FUJINAGA · Hiroshi TOTTORI

Gas molecules back-diffused through an oil diffusion pump increase the pressure on the high vacuum side of a vacuum system and contaminate the so called "clean vacuum". Through theoretical study of the back diffusion of a three-stage oil diffusion pump, the pressure ratios were calculated and the behavior of the back diffusion was investigated so as to consider methods of diminishing it.

As a result it is verified that the values of the ratio with H_2 , He and N_2 are respectively about 4.3×10^{-4} , 2.6×10^{-6} and 2.5×10^{-6} , and that the following two methods are effective to reduce the back diffusion.

1. A method to keep the fore pressure of the pump low.
2. Another method to improve the construction of the pump so as to make full use of vapor jet.

1. ま え が き

拡散ポンプにおいては、ポンプの低真空側の気体分子のいくらかは高真空側に逆拡散し、とくに軽い気体ほど逆拡散する割合が多い。高真空側に逆拡散した気体分子は真空系の圧力を増し、かついわゆるきれいな真空を汚染するなど真空空間に悪影響を及ぼす。最近われわれはこの逆拡散した気体分子による影響を無視できないほど低い圧力の真空を得る超高真空装置、または軽い気体をおもに排気する装置、たとえば宇宙室、プラズマ装置などを扱う機会が多いので、逆拡散を少なくする方法を得る必要が生じた。ところで従来3段油拡散ポンプの逆拡散現象は実験的に調べられており、その割合は水素で 10^{-3} 、窒素で 10^{-7} 程度といわれているが、われわれは3段油拡散ポンプの逆拡散現象をまず理論的に取り扱い、気体分子の逆拡散の様子およびその割合を調べ、逆拡散を小さくする方法について考察した。

2. 理論的方法

2.1 逆拡散の理論

3段油拡散ポンプの各ノズルから噴射される蒸気流の中を低真空側の気体分子が高真空側に逆拡散する様子を示す理論式を気体

論および流体力学から求める。速度 q の蒸気流の中の気体分子 n 個のポンプの軸方向(図2.1)の密度勾配 dn/dx は気体論の拡散の式から

$$dn/dx = -n \cdot n_a q / D \dots \dots \dots (2.1)$$

となる。ここで n_a は蒸気流の分子密度、 D は蒸気と気体分子の相互拡散係数である。 q はポンプの動作条件が一定ならば一定と考えてよく、 n_a および D は蒸気流の温度により蒸気流を軸方向に単位長さに分割して考えると、その部分では温度が一定と仮定すれば一定値を取る。したがって式(2.1)は各単位長さ L について積分できて

$$n = ce^{-\frac{n_a q L}{D}} \dots \dots \dots (2.2)$$

となる。積分定数 c を分割された単位長さの下限の気体分子密度とすると、 n は上限の気体分子密度になるから、この比 γ_s は

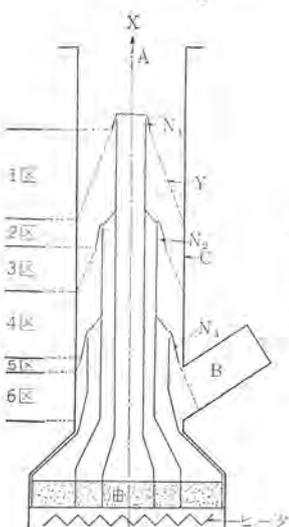
$$\gamma_s = e^{-\frac{n_a q L}{D}} \dots \dots \dots (2.3)$$

で表わされる。

われわれの計算ではポンプの動作液は alkyl-naphtalene (Lion-A) で、蒸気圧力は図2.2に示すものとされているので、 n_a は Boyle-charles の法則により、蒸気圧 P を torr で表わせば、

$$n_a = 1.33 \times 10^{-3} \times P / kT \quad (k \text{ は, Boltzmann の定数}) \dots (2.4)$$

となる。



A: 吸気口, B: 排気口,
C: 外管 N_1, N_2 および N_3 :
ノズル X: ポンプ軸 Y: 蒸
気流の広がりである。

図 2.1 3段油拡散ポンプ
Fig. 2.1 Three stage
oil diffusion pump.

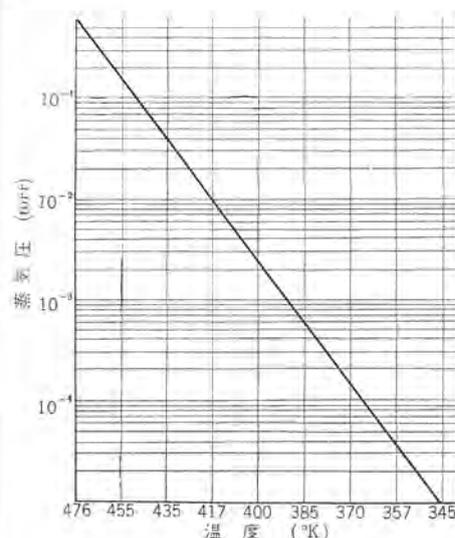


図 2.2 Alkyl-naphtalene (Lion-A) の蒸気圧
Fig. 2.2 Vapor pressure of the alkyl-naphtalene (Lion-A).

T は蒸気流の温度 (°K) である。

蒸気がノズルで断熱膨張して得る速度 q は流体力学から

$$q = \sqrt{\frac{2K}{K-1} \frac{RT_0}{M_0} \left[1 - \left(\frac{P_0''}{P_0'} \right)^{\frac{K-1}{K}} \right]} \dots (2.5)$$

で表わされる。ここには作動油の比熱比、 R は気体定数、 T_0 はノズルのどの蒸気の温度、 M_0 は作動油の分子量、 P_0''/P_0' はノズルの出口とどの油蒸気圧の比である。 P_0''/P_0' はノズルのどのと出口の面積比 S_0'/S_0'' との間に

$$\left(\frac{S_0'}{S_0''} \right)^2 = \frac{K+1}{K-1} \left[\left(\frac{P_0''}{P_0'} \right)^{\frac{2}{K}} - \left(\frac{P_0''}{P_0'} \right)^{\frac{K-1}{K}} \right] \left(\frac{2}{K+1} \right)^{-\frac{2}{K-1}} \dots (2.6)$$

の関係があり、 S_0'' および S_0' はポンプの構造から既知の値である。式 (2.5)、(2.6) より油 Lion-A は K が 1.05、 M_0 が 425 であるとする。蒸気と気体分子の相互拡散係数 D は気体論から

$$D = \frac{3}{8\sqrt{2\pi}} \left(RT \frac{M_0 + M_g}{M_0 M_g} \right)^{1/2} \left(\frac{\sigma_0 + \sigma_g}{2} \right)^{-2} \dots (2.7)$$

で表わされる。ここに M_g は気体分子の分子量、 σ_0 および σ_g は、それぞれ蒸気および気体分子の直径である。被排気々体を水素、ヘリウム、窒素として計算を行なった。 M_g 、 σ_0 および σ_g は表 2.1 に示す。 T は蒸気の温度 (°K) である。

蒸気流の温度 T_0 および T は後述するようにポンプ内の温度を実測し、また蒸気流の広がりから温度コウ配を求めることによって得られた。

表 2.1 H_2 , He, N_2 および alkyle-naphtalene (Lion-A) の分子量および直径

	水素	ヘリウム	窒素	Lion-A
分子量 M	2	4	28	~425
分子の直径 σ (Å)	2.75	2.18	3.68	~10

2.2 3 段拡散ポンプ

理論式を適用しようとする 3 段油拡散ポンプは、図 2.1 に示したような構造のもので口径が 60 mm である。

図において A および B は、それぞれ吸気口と排気口を示し、 N_1, N_2, N_3 は油蒸気を噴射するノズルである。逆拡散する気体分子は排気口 B から蒸気流の中を吸気口 A に向う。

式 (2.5)、(2.6) より蒸気流の速度 q を計算するのに必要なノズルのどのと出口の面積比 S_0'/S_0'' は、ノズル N_1 から N_2, N_3 と順に 0.57, 0.32, 0.128 である。また蒸気流の広がり方は各ノズルについて、図 2.1 に点線で示すように円錐形になり、ポンプの軸を x 軸、これに直角にノズルの出口の平面上に y 軸をとると、円錐の式は N_1, N_2 および N_3 につき、それぞれ次の式で表わされる。(x, y の単位は cm とする。)

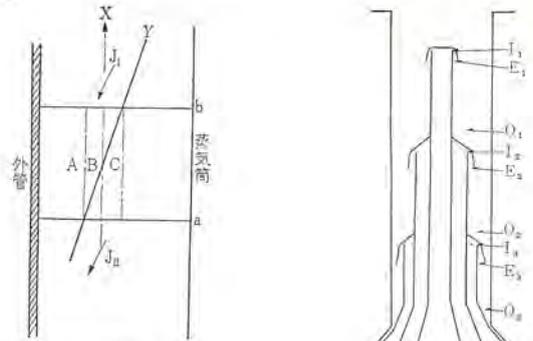
$$y_{j1} = \frac{2.6}{7}(x+0.7) + 0.74 \dots (2.8-1)$$

$$y_{j2} = \frac{4}{8}(x+0.8) + 1.5 \dots (2.8-2)$$

$$y_{j3} = \frac{4.5}{1.3}(x+1.3) + 2.3 \dots (2.8-3)$$

2.3 理論式のポンプ

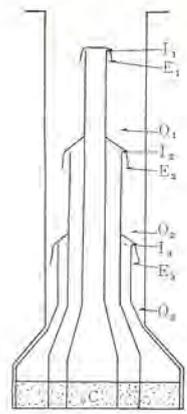
図 2.1 に示したようにノズルの出口と円錐形の蒸気噴流が外管に達する位置で、このポンプを輪切りにし、これを上から 1 区ないし 6 区と呼ぶことにする。さらにこれらの区を上から順次単位長さ (1cm) に分割するが 1 cm 以上の半端ができるときは最後の単位に加えることにした。1 種類の蒸気流のみが流れている 2, 4, 6 区の単位長さについては、 T および q を一定とみなして式 (2.3) がそのまま適用できる。2 種類の蒸気流が流れ、また高真空側の空間が入り込んでいる 1, 3, 5 区では取り扱いが複雑になるので図 2.3 に示すように蒸気流にしたがって単位長さを



A: I 蒸気流の部分
B: I および II 蒸気流の部分
C: II 蒸気流の部分
J₁: I 蒸気流
J₂: II 蒸気流
a: 単位長さの上限
b: 単位長さの下限
Y: I 蒸気流と II 蒸気流の境界面
✓: 蒸気流の流れている方向
X: ポンプの軸方向

図 2.3 二つの蒸気流が流れている区単位

Fig. 2.3 The unit of the section in which two vapor jets are steaming.



I: ノズルのどの
E: ノズルの出口
D: ノズルの出口より約 40mm 下
C: 油の中添字 1,2,3 はノズルの段数

図 2.4 蒸気流の温度測定点

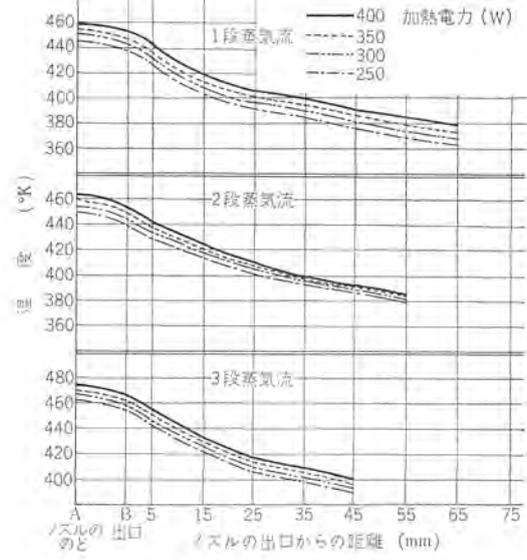


図 2.5 各蒸気流の温度

Fig. 2.5 Temperature of vapor jets.

A, B, C の三つの部分に分ける。A および C の部分では 1 種類の蒸気流のみが存在しているから式 (2.3) をそのまま適用することができる。また B の部分については気体分子は単位長さの下限から蒸気流の境界面 Y までを II の蒸気流の中を、その面 Y より上側は I 蒸気流の中を上方向 (ポンプの軸方向) に逆拡散すると仮定すると、B の部分の平均の気体分子の密度比 γ_{SB} は式 (2.3) を応用して

$$\gamma_{SB} = \int_a^b \exp \left\{ -\frac{n_d' q'}{D'} (x-b) - \frac{n_d'' q''}{D''} (a-x) \right\} y dx \dots (2.9)$$

で表わされる。ここに a および b は II 蒸気流のノズルの出口からの距離で表わされた単位長さの上限と下限で、 y は II 蒸気流の広がり方を表わし式 (2.8) に示している。' および '' は I 蒸気流および II 蒸気流に関するものである。以上で A, B, C の各部分について気体分子の密度比 $\gamma_{SA}, \gamma_{SB}, \gamma_{SC}$ は計算可能となる。ここで同じ蒸気流内での横方向の拡散は容易であると仮定すると γ_{SB} と γ_{SC} は面積平均することができ、これらの単位長さでは各蒸気流について気体分子の密度比 γ_{S1} および γ_{S2} を求めることが可能となる。

2.4 蒸気流の温度

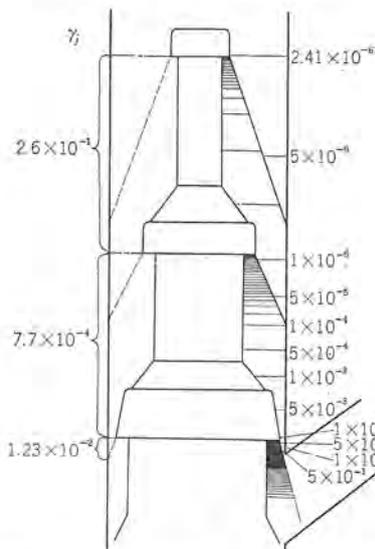
図 2.4 に示したノズルの I, 出口 E および出口の下約 40 mm の位置 0 の各点で定格加熱電力 350 W およびその近傍 250 W, 300 W, 400 W の温度を測定した。測定はポンプの高真空側から導かれた 0.6 mmφ のアルメルフロメル 熱電対で行ない、測定中は気体分子の圧力が一般の使用状態と変わらないようにポンプの高真空側の圧力を 8×10^{-6} torr 以下に保ち、補助側は油回転ポンプで排気した。蒸気流の温度はこの測定した温度を基準に蒸気流の広がりから温度コウ配を計算することによって得た。結果は図 2.5 に示す値になる。

この結果から 3 段 ノズル から噴射する蒸気流の温度が最も高く、2 段, 1 段蒸気流と低くなっていて、各蒸気流はノズルの出口から 15~25 mm の間で比較的急な温度減少を示している。また 50 W の加熱電力変化に対して約 5°C の温度変化が認められる。

3. 結果

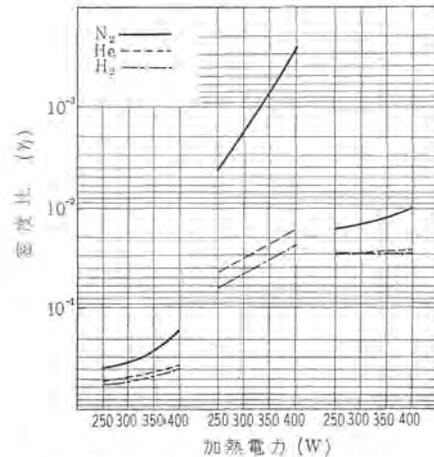
3.1 逆拡散の様子

式 (2.3) を計算して得られた各単位長さの γ_s から、ポンプの加熱電力が 350 W で、排気口における窒素の密度を 1 とし、逆拡散する窒素分子密度の分布は図 3.1 の右側の線で示したようになる。この図から蒸気流はノズルに近い部分では窒素の逆拡散をよく阻止するが、ノズルから 25 mm 程度離れると、その阻止の力は大きく減少する。このため外管 C に近い部分を気体分子はおもに逆拡散していることが明らかになった。この逆拡散阻止の力の減少は蒸気流の温度減少によると考えられる。同じ図 3.1 の γ_j は各範囲の上限と下限の気体分子の密度比であるが、1, 2 段蒸気流は図 3.1 から逆拡散阻止の力を、次のノズルの出口に達するまでにほとんど失っていると考えられるので、 γ_{j1} , γ_{j2} , γ_{j3} は、それぞれ各蒸気流によって得られる密度比と見なせる。この γ_j の図から 2 段蒸気流が最もよく逆拡散を阻止し、3 段, 1 段蒸気流と逆拡散阻止の力は小さくなっている。図 3.2 に γ_j の値を各加熱電力および 3 種類の気体について示した。各 γ_j とも加熱電力の増加によって減少し、また気体の種類に対しては軽い気体ほど大きくなっている。しかし 3 段蒸気流の γ_{j3} は、2 段蒸気流の



排気口の密度を 1 とし 0.5, 0.1, 0.05... の等密度線で表わした。また、 γ_j は各蒸気流の密度比である。

図 3.1 逆拡散している N_2 の密度分布
Fig. 3.1 Density-distribution of the back-diffusing N_2 .



1 段蒸気流 γ_{j1} , 2 段蒸気流 γ_{j2} , 3 段蒸気流 γ_{j3}

図 3.2 各蒸気によって得られた密度比

Fig. 3.2 Ratio of density obtained by vapor jets.

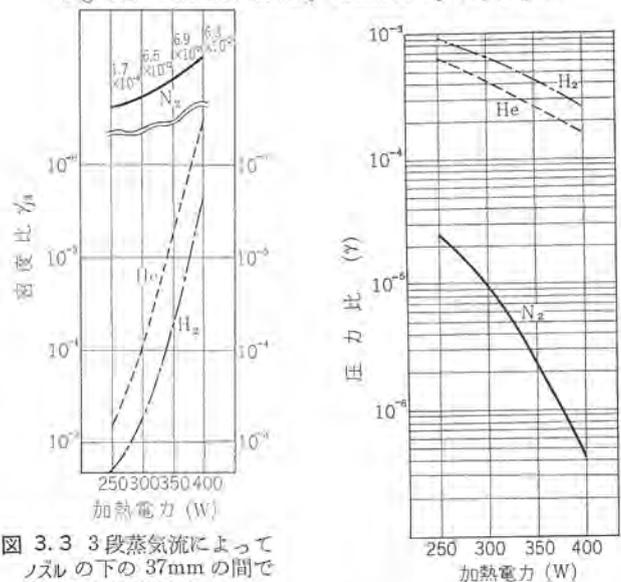


図 3.3 3 段蒸気流によってノズルの下の 37 mm の間で得られた密度比 (γ_{j3})

Fig. 3.3 Ratio of density obtained vapor jet (3) for distance of 37 mm under the nozzle.

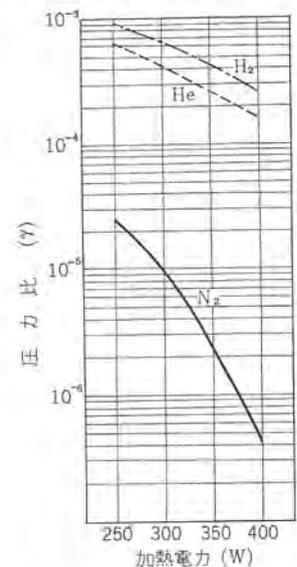


図 3.4 逆拡散による圧力比 (γ)
Fig. 3.4 Pressure ratio of the back-diffusion.

γ_{j2} に比較して加熱電力による変化も少なく、また気体の種類による γ_j の差も小さい。これは 3 段蒸気流が図 3.1 から示されるように排気口を完全におおうように広がらないため、逆拡散気体分子が、3 段蒸気流で被れていない排気口の上部から、逆拡散阻止の力の弱くなった 2 段蒸気流の中を広がることによって密度を減少させながら逆拡散するからと考えられる。

図 3.3 に示した γ_{j3} は排気口がないものとして 3 段ノズルの出口から下 37 mm までに 3 段蒸気流によって得られる気体分子密度比である。この図から 3 段蒸気流による逆拡散阻止の力は、他に比較して強いのであるが、排気口が 3 段ノズルの近くから開いているのでその力を十分出しきっていないといえる。

3.2 逆拡散によるポンプの圧力比

図 3.2 の γ_j を掛け合わせることで、ポンプ全体で得る気体分子密度比 γ は各加熱電力および 3 種の気体について図 3.4 に示したようになる。密度は圧力に比例するから γ はまたポンプ全体で得る圧力比ともいえる。

この図 3.4 から γ は気体分子が軽いほど大きく、また加熱電力が増すと小さくなり、この加熱電力による変化は重い気体の γ ほど激しいといえる。

4. 考 察

4.1 理論的結果と実験的結果の比較

ポンプ (60) の低真空側に電離真空計および リークコック を、高真空側に B-A 形電離真空計および オメガトロン を取り付けた装置で低真空側から圧力を一定 (5×10^{-4} torr) に保ちながら水素、ヘリウム および窒素をリークさせ、各加熱電力で動作した場合に、高真空側に逆拡散する気体分子を オメガトロン および B-A 形電離真空計で測定した。この方法によると オメガトロン による測定値は、種々の測定条件におけるポンプの圧力比 γ の変化を表わしていると見てよい。オメガトロン の定量的な測定は現在のところ困難なので、 γ の値は電離真空計の指示値から計算した。この測定結果を図 4.1 に示す。窒素を流したときおよび加熱電力の大きい場合は測定困難なほど逆拡散は小さかった。ただし高真空側の圧力は約 5×10^{-8} torr であった。この実験結果と比較するため式 (2.3) から計算した γ と加熱電力の関係を表わすと、図 4.2 のようになり、図 4.1、4.2 の γ の変化の状態はかなり良く一致しているといえる。

4.2 逆拡散による影響を小さくするには

逆拡散した気体の分圧 P_0 は排気口の圧力 (背圧) を P_1 とすると、 $P_0 = \gamma P_1$ で表わされる。したがって P_0 を小さくするには背圧 P_1 を小さくするか、圧力比 γ を小さくするかである。背圧 P_1 を小さくするには、背圧側を別の拡散ポンプなどで排気することにより可能である。拡散ポンプ2台をシリーズに接続して排気した場合、高真空側と背圧側の圧力比は、加熱電力 350 W のとき水素、ヘリウム、窒素に対して 1.8×10^{-7} 、 6.8×10^{-8} 、 6×10^{-10} と計算でき、はなはだ小さい値となる。次に圧力比 γ を小さくするには、ポンプの加熱電力、作動油、ポンプの構造などの γ に与える影響を調べる必要がある。

加熱電力が増せば γ が減少することは結果のところでも示したが加熱電力が増せばポンプの作動油の加熱分解、真空系への侵入など逆拡散以外の害が現われる。このため種々の気体に対して最適加熱電力があるといわれ、この電力より増せば排気速度が減り、到達圧力が高くなる。したがって加熱電力を増して γ を減少させることは好ましいことではない。

次に作動油の分子量 M_0 は 300~600 程度、また直径 γ_0 は、8.5~11Å 程度であるといわれている。K は 1 より大きく 2 以下である。 M_0 が 600 から 300 に小さくなれば、 q は約 1.4 倍速く、また K が 2 から 1.05 になれば 1.25 倍速くなり、 γ_0 が大きくなれば D が小さくなって、それぞれ逆拡散を阻止するのであるが、これら M_0 、 γ_0 、K による γ の変化量は小さく、一般に M_0 が小さくなれば γ_0 も小さくなる。また M_0 が小さいほど油の蒸気圧 n_d は高いといわれ、真空系への油の侵入が多く、逆拡散阻止には良いが、他の拡散ポンプの欠点が現われるようなことにもなる。したがって、油を変えることによって圧力比 γ を小さくすることは、効果的な減少のさせ方ではない。

ポンプの構造については、図 4.3 に示すような形に改良すれば

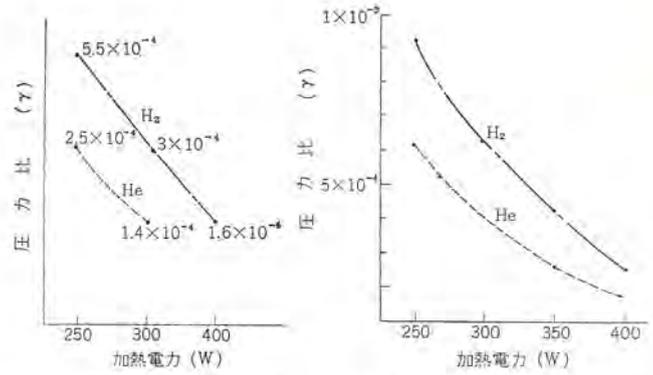


図 4.1 実験的に得られた圧力比

Fig. 4.1 Experimental value of the ratio.

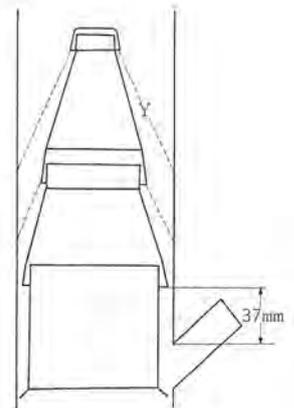
図 4.2 理論的に得られた圧力比

Fig. 4.2 Theoretical value of the ratio.

改良された点は3段ノズルから排気口までの距離と蒸気筒の形である。Yは蒸気流の広がり

図 4.3 逆拡散が少なくなるように改良したポンプ

Fig. 4.3 Improved pump to decrease the back-diffusion.



3 段蒸気流の逆拡散阻止の力もほぼ十分に働かすことができ、また蒸気流の広がりによる逆拡散阻止の力の減少もある程度防止することができると思われる。このような改良によって γ は加熱電力 350 W で水素、ヘリウム および窒素について 4.25×10^{-4} 、 2.6×10^{-4} 、 2.46×10^{-6} から 1.18×10^{-7} 、 5.2×10^{-8} 、 2.1×10^{-10} に減少することが期待される。ただしこれらの改良によっても排気速度は変化しないと考えられる。これらから γ を小さくするにはポンプの構造を改良するのが、他の弊害を起こさず、最も効果的であると考えられる。またとくに γ を小さくすることを望む場合、4 段ノズルにする方法も、より効果的であると考えられる。

5. む す び

一般の 3 段油拡散ポンプは、供試のポンプとほぼ同じ構造をしているので、逆拡散の様子および圧力比はこのポンプとほぼ同様であると考えられる。したがって圧力比は水素、ヘリウム および窒素に対して 4.3×10^{-4} 、 2.6×10^{-4} および 2.5×10^{-6} 程度である。

逆拡散の真空々間への影響を少なくするには、次の 2 方法が効果的である。

1. ポンプの背圧を低くする。
2. ポンプの構造を改良して、蒸気流を十分に利用する。

(昭 38-11-8 受付)

電力用リアクトル

山内 敦*

1. まえがき

リアクトルは用途別に分類すると非常に多様になる。たとえば、電力用分路リアクトル、限流リアクトル、整流器用の直流リアクトル、起動用リアクトル、直流を励磁してリアクタンスを変化させる直流励磁リアクトルなど、しかし使用目的は回路に直列に接続する場合は、限流あるいは電流制御のためであり、並列に接続する場合は、遅相容量供給のためである。

リアクトルを構造上で分類すると、

- 空心形
- 鉄心形、空けあり、
- 鉄心形、空けなし、
- 直流励磁巻線付

に分けられる。

電力用リアクトルとして使われるものは、最近超高压送電系統、あるいは高电压ケーブル系統の増加によって遅相容量供給装置としての電力用分路リアクトル、中性点リアクトル、古くから中性点接地装置として使われてきた消弧リアクトル、および低、高压配電系統に使われる限流リアクトルがある。本解説ではこれらの特性、構造について記す。

2. 限流リアクトル

限流リアクトルは直列リアクトルとして最もよく使用されているもので、その定格容量はだいたい線路容量の5%程度以下で、3, 6kV以下の配電線の各ファイダに入れるのが普通である。目的は短絡電流を制限して、他の機器の機械的、熱的保護をし、あるいはシ断器の所要シ断容量を低減することである。このためには、あらゆる電流でリアクタンスが変わらないことが必要である。そこで、飽和特性を持つ磁性材料は使わず空心形が採用される。

2.1 特性

(1) リアクタンス

空心リアクトルのリアクタンスは巻線の巻数と形状によって決まる。インダクタンスの計算は古くから種々試みられているが、次式によれば比較的簡単に、正確に求められる。

$$L = a \times n^2 \times k \times 10^{-10} \text{ [H]} \quad \dots\dots\dots(2.1)$$

ただし n : 全巻線数 a : コイル平均半径

k : $c/2a$, c/b より図2.1より求められる。

(2) 機械力

短絡電流を制限する目的のリアクトルであるので、過電流時、巻線に大きな電磁機械力が働く。限流リアクトルにおける回路短絡時の最大電流は、リアクトルのインピーダンスのみによって制限される短絡電流としている。空心リアクトルに発生する磁束の分布を図示すると、図2.2のように電磁束は巻線と直角方向にできるので、機械力は磁束と直角方向で巻線を押しひろげる方向に働く。この過電流時の電磁機械力は次式によって計算される。

半径方向に働く機械力

過電流 i_m によって、図2.2のような磁束分布を生じたと仮定して、任意の層 dx に働く機械力を求めると、

$$dF_r = \frac{0.08\pi^2(i_m n)^2 a x}{bc^2} dx \text{ [dyne]} \quad \dots\dots\dots(2.2)$$

上式を x について 0 から b まで積分すると、

$$F_r = 1,280(i_m n)^2 \pi a / b \times 10^{-10} \text{ [kg]} \quad \dots\dots\dots(2.3)$$

軸方向に働く機械力

半径方向の磁束密度に対して、軸方向の磁束密度を $\alpha\%$ と仮定すると、

$$dF_a = \frac{0.08\pi^2 \alpha (i_m n)^2 a y}{100b^3} dy \text{ [dyne]} \quad \dots\dots\dots(2.4)$$

上式を y について、0 から $b/2$ まで積分すると、

$$F_a = \frac{1}{2} \times 1,280(i_m n)^2 \alpha \pi a / 100b \times 10^{-10} \text{ [kg]} \quad (2.5)$$

α は巻線の形状によって異なるが、10~20%程度である。

2.2 構造

(1) 乾式限流リアクトル CL形

限流リアクトルの構造は、面積率のよい、機械的に強い円形コイルが採用される。前記のごとくリアクタンス変化がないことが望ましいので乾式とするのが一般的で、20kV回路までは乾式とし、30kV以上は絶縁構成上、油入式とする。

乾式リアクトルの構造は図2.3に示す。上記のごとき電磁機械力に耐えるように、十分な機械的強度を持った構造にしなければならない。一般に巻線は軟銅熱線を使用するが、とくに大電流のものには銅管、銅帯が使用される。この巻線を従来はコンクリート、ま

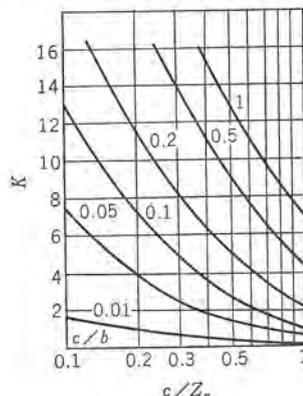


図 2.1 リアクタンス係数
Fig. 2.1 Reactance factor.

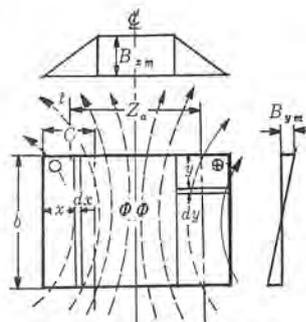


図 2.2 空心リアクトル磁束分布
Fig. 2.2 Flux distribution of air core reactor.



図 2.3 空心乾式限流リアクトル
Fig. 2.3 Dry type current limiting reactor.

たは木によって支持していたが、最近ではポリエステル樹脂で作られたクリートで導線間の絶縁距離、機械的強度を保たせ、ポリエステル樹脂の台に、エポキシ樹脂とガラスローピングで固定される。この方法により従来のコンクリート形より10倍も機械的強度のあるものを製作している。足は普通支持ガイシを使用しているが、金属部分はすべて黄銅製を使用して、局部過熱を防いでいる。三相では縦に3台積重ねた構造もできる。この場合は相互のリアクタンスに影響しないだけの相間寸法をとらなければならない。

(2) 乾式シヤヘイ形限流リアクトル MSP 形

空心リアクトルは磁束が巻線の外部空間を通るので、キューピクルなどに内蔵する場合は、リアクトルのリアクタンスに影響しないように、あるいはキューピクルが過熱しないようにすると、キューピクル寸法が相当大きくなる。これを防ぐために巻線の両端に磁性金属小片とコンクリートを混合して作った磁気シヤヘイ板を取り付け、磁束の通路を定めたものがある。図2.4に示す。

このように磁気シヤヘイした場合、リアクタンスは式(2.1)の計算より10%程度増加、短絡時には4~5%リアクタンスが減少する。しかし、隣接コイルの影響は少なく絶縁距離までに近づけても、2%程度の誤差である。このため、リアクトル占有面積は非常に小さい。この定格限度は線路容量の1%以下、6kV回路以下である。

(3) 油入式限流リアクトル OCL 形

30kV以上の回路電圧系統に接続される限流リアクトルは、耐電圧的に油入式とする。空心リアクトルを油入式とする場合は、外部空間を通る磁束によってタンクが加熱およびリアクトルのリアクタンスが変化しないようにしなければならない。これを防ぐには二つの方法が考えられる。一つは、タンクが加熱しないだけの距離をとって、タンク材料に非磁性金属、ステンレスなどを使うか、他は、タンク内面にケイ素鋼板などの強磁性体で磁気シヤヘイするか、非磁性金属、銅、アルミなどでシールドする方法がある。従来あまり油入式限流リアクトルで大容量のものはない。小容量のものは前者で製作するのが一般に経済的であるが、今後電力系統のルーズシステム用



図 2.4 MSP 限流リアクトル
Fig. 2.4 MSP type current limiting reactor.

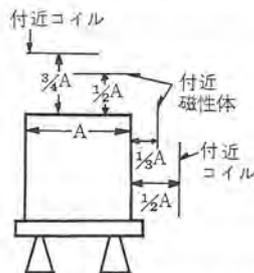


図 2.5 空心リアクトルと付近磁性体、コイルとの必要間隔
Fig. 2.5 Safty distance of air core reactor to magnetic metal and coil.

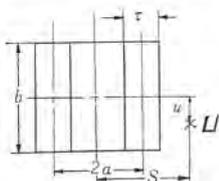


図 2.6 空心リアクトルの外部磁束密度
Fig. 2.6 External flux density of air core reactor.

リアクトルなどの大容量器には後者の構造をとる必要がある。この場合、シールドの飽和特性により20~30%リアクタンスが変化することを考慮しなければならない。

2.3 設置上の注意事項

シヤヘイ形リアクトル、油入式リアクトルの場合は問題ないが、乾式リアクトルを設置する場合注意すべきことは、空気中に磁気回路を作るので、近接して金属を置くと、金属が加熱したり、磁性体や他巻線では、リアクトルのリアクタンスが変化したり、磁性体、他巻線が加熱される。磁性体、他巻線との間の必要な間隔は図2.5に示す程度である。リアクトル外部の非磁性金属の60c/sにおけるウズ電流損は、概略次式で得られる。

$$W_E = \frac{t^2 B^2 10^{-13}}{\rho} \quad [W/cm^3] \quad \dots\dots\dots(2.6)$$

t = 磁束に直立した面の最少幅 cm
B = 最大磁束密度
ρ = 金属の固有抵抗 μΩ/cm³

リアクトル外部の磁束密度を、ある程度正確に計算するには Dwight の式がある。

$$B_a = A \left(BC - \frac{3}{4} DE + \frac{3.5}{4.6} FG \right) \quad \dots\dots\dots(2.7)$$

$$A = \frac{\pi NI}{10b}$$

$$B = 1 + \frac{t^2}{12a^2}$$

$$C = \frac{a^2}{q^2 \mu_1} - \frac{a^2}{r^2 \mu_2}$$

$$D = 1 + \frac{t^2}{2a^2} + \frac{t^4}{80a^4}$$

$$E = \frac{a^4}{q^4} \left(\frac{5}{2} \mu_1^3 - \frac{3}{2} \mu_1 \right) - \frac{a^4}{r^4} \left(\frac{5}{2} \mu_2^3 - \frac{3}{2} \mu_2 \right)$$

$$F = 1 + \frac{5t^2}{4a^2} + \frac{3t^4}{16a^4} + \frac{t^6}{448a^6}$$

$$G = \frac{a^6}{q^6} \left(\frac{7.9}{2.4} \mu_1^5 - \frac{5.7}{2.2} \mu_1^3 + \frac{3.5}{2.4} \mu_1 \right) - \frac{a^6}{r^6} \left(\frac{7.9}{2.4} \mu_2^5 - \frac{5.7}{2.2} \mu_2^3 + \frac{3.5}{2.4} \mu_2 \right)$$

$$q^2 = S^2 + \left(u - \frac{6}{2} \right)^2 \quad \gamma^2 = S^2 + \left(u + \frac{6}{2} \right)^2$$

$$\mu_1 = \frac{1}{q} \left(u - \frac{6}{2} \right)$$

$$\mu_2 = \frac{1}{r} \left(u + \frac{6}{2} \right)$$

N = 全巻数

I = 電流

となり相当複雑になるので簡単にするためには次式で計算すれば安全側である。

$$B_c = \frac{V \times 10^8}{444 f N S} \quad \dots\dots\dots(2.8)$$

B_c: G コイル内部磁束密度

V: rms V リアクトルの電圧降下

S: cm² コイル平均断面積

N: コイル巻数

$$B = B_c \frac{\text{コイル平均断面積}}{\text{金属面でコイルを中心とした円筒の断面積}} \quad \dots\dots\dots(2.9)$$

B = G 金属面における磁束密度

磁性体の損失は磁性体を通る磁束の量が決定しにくいので、正確に知ることはむずかしいが、リアクトルのリアクタンスに影響しない

程度であれば、普通鋼板で前記式で計算した磁束密度で $1\text{ kg} = 2.2\text{ W/kg}$ $2\text{ kg} = 4.4\text{ W/kg}$ 程度である。

3. 分路リアクトル

分路リアクトルは送電系統に並列に設置し、遅相容量の供給設備として使われる。最近、長距離超高压送電線の新設、都市における高電圧ケーブルの多量設置に伴い、送電系統の対地充電容量が急激に増大した。このため夜間、休日などの軽負荷時の進相容量による系統電圧上昇が問題となり、遅相容量の供給設備が必要となってきた。

従来、調相機としては同期調相機、または電力用コンデンサが採用されてきた。同期調相機は進相容量、遅相容量ともに供給できるので電圧調整が連続的にできて有利であり、また系統運転上、種々の機能を発揮する。しかし回転機であるため多くの資材を必要とする。これに対して分路リアクトルは静止機器であるため、経済的に安価であり既設電力用コンデンサのあるところはもちろん、調相機を新設する場合も電力用コンデンサと分路リアクトルを採用したほうが経済的であり、保守、点検が容易で運転損失が少なくすむなど、技術的経済的に一長一短あって、両者優劣がつけかねる状態である。

以上のことから、近年国内各電力会社で注目され、昭和34、35年頃より盛んに計画実施されるようになった。

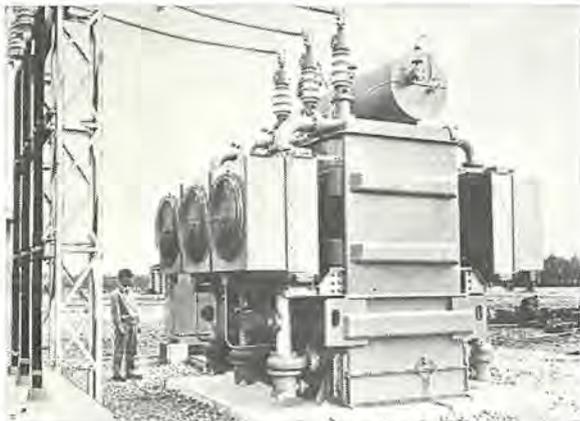


図 3.1 電源開発南川越変電所納め 40 MVA 分路リアクトル
Fig. 3.1 40 MVA shunt reactor.

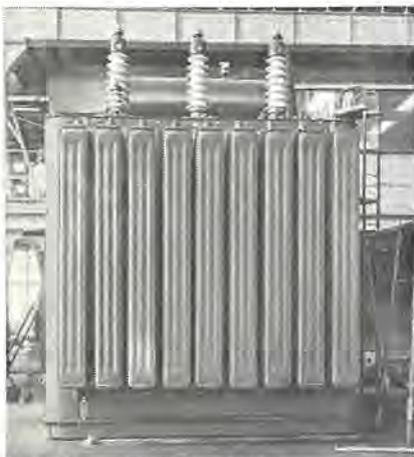


図 3.2 20 MVA 分路リアクトル
Fig. 3.2 20 MVA shunt reactor.

わが国における分路リアクトルの定格は

$$3\phi, 11 \sim 77\text{ kW}, 5 \sim 40\text{ MVA}$$

で、標準的容量は 20 MVA である。当社は電源開発南川越、西東京変電所 40 MVA を納入し、現在わが国最大容量である。国外においては、米国では豊かな資材から同期調相機が多く採用されているようであるが、欧州では比較的早くから分路リアクトルに着目し、採用されている。とくにスエーデン、ソ連などでは 220kV、440 kV 送電回路に直接接続されている模様で、容量も単器で 40、50 MVA が多く採用され、150 MVA のものもある。

分路リアクトルの構造は外観は従来の三相変圧器の低圧ブッキングを除いたのほとんど変わらない。中身は小容量のものでは鉄心(空ゲキあり)形とし、大容量のものでは空心形としている。

3.1 鉄心(空ゲキあり)形

空心リアクトルに成層鉄心をそう入すれば透磁率が大きいため巻線と鎖交する磁束が非常に大となり、インダクタンスは著しく大となる。ゆえに大きなリアクタンスを必要とする場合は、空心形に対して鉄心リアクトルが有利である。しかし、過電圧あるいは電流による鉄心の飽和により、リアクタンスが激減する。また波形のヒズミが大きくなる。この欠点を補うため、鉄心脚に空ゲキを設けて鉄心の飽和を防ぐ。普通空ゲキは漏れ磁束のふえるのを防ぐため数個所に分けてそう入する。一般に鉄心(空ゲキあり)形分路リアクトルの構造は三相3脚鉄心を採用し、鉄心脚部に細分化した空ゲキを入れたもので 20 MVA 程度までの小中形リアクトルに採用される。

3.1.1 特性

(1) リアクタンス

鉄心飽和にいたらない範囲のリアクタンスは次式によって求められる。

$$L = \frac{4\pi n^2 S}{l/\mu_s + l_g} \times 10^{-7} \text{ [H]} \quad \dots\dots\dots (3.1)$$

n : 全巻線数 μ_s : 鉄心の透磁率
 S : cm^2 鉄心断面積 l : cm 鉄心長さ
 l_g : cm 全空ゲキ長さ

しかし、実際には空ゲキ部分において磁力線のフリンジングが起こるので 10 式は正確でないが正確に求めるためには相当複雑である。必要な空ゲキ長さを簡単に求めるのに次のような実験式がある。

$$l_g = 2.5 \frac{(NI)}{B} \text{ [cm]} \quad \dots\dots\dots (3.2)$$

一般に磁束密度は 12,000 G 以下であるから、30% 程度の過電圧ではリアクタンスの変化はない。

(2) 空ゲキをはさんだ鉄心ブロック間に働く力

鉄心形リアクトルは空ゲキ間に吸引力が働き、これが振動騒音の原因となる。空ゲキ間に働く単位面積あたりの力は次式となる。

$$F/S = \frac{B^2}{2\mu} \quad \dots\dots\dots (3.3)$$

(3) 突入電流

変圧器で差動継電器の制定で問題になる突入電流現象はリアクトルでも起こるが、一般にリアクトルの鉄心における磁束密度は、12,000 G 以下であり空ゲキをもっているので突入電流は常規電

流に比べてあまり大きくない。

リアクトル投入時の過渡磁束変化は

$$\phi = \phi_m \left[-\cos(\omega t + \delta) + \cos \delta \times e^{-\frac{R}{L}t} \right] \dots\dots\dots(3.4)$$

ϕ_m : 常規における鉄心の最大磁束

で表わされる。式(3.4)より磁束変化が最大となるところは $\delta=0$ または 180° で今 $t=0$ とすれば $\phi=2\phi_m$ となる。

$\phi=2\phi_m$ の最悪の場合を考えると、常規磁束密度 10,000 G とすれば最悪 20,000 G となる。

リアクタンスは式(3.1)で計算されるが、10,000 G と 20,000 G の時とではリアクタンスの変化は μ_s によってのみ変わるが、 l/μ_s の項は l_0 の項に比べて 10,000 G の時では $\mu_s > 1,000$ であるから、非常に小さい。20,000 G の時は $\mu_s > 100$ と思われるから、 $\mu_s=100$ としてもリアクタンスの減少は 10% 以下である。

ゆえに $\delta=0$ または 180° で投入された場合の $t=0$ の突入電流波高値は、常規電流実効値 I とすれば、

$$I_{0max} = 2 \times \sqrt{2} I \times 1.1 = 3.1 I \dots\dots\dots(3.5)$$

と考えれば十分である。

(4) 損失

分路リアクトルは、変圧器と同様成分の損失がある。また、変圧器同様、損失が少ない方が好ましい。鉄心(空ゲキあり)形リアクトルの損失には次のものが考えられる。

I^2R 損、鉄損、巻線、タンク、端ワクなどのコイル付近の漂遊損。変圧器の損失は鉄損、 I^2R 損、漂遊損に測定上分離することができるが、リアクトルの場合は全損失が測定され、 I^2R 損が計算上わかるのみで鉄損、漂遊損に分離することはむずかしい。

そこで、損失の計算は試験により確かめられないので鉄損と漂遊損をおのおの計算することはむずかしいが、概略

$$\begin{aligned} & \text{鉄損} \quad \text{変圧器の鉄損} \times 1.3 \\ & \text{漂遊損} \quad I^2R \times 1.3 \end{aligned}$$

程度であり、逆にこの程度の損失におさえるように空ゲキ寸法、導線寸法を選ぶ。

3.1.2 構造

(1) 巻線

一般に変圧器のごときタップはないがリアクタンス調整用、タップをもうける。リアクタンス調整には空ゲキで行なう場合と巻線で行なう場合があるが、ごく小容量以外は巻線で行なう方が簡単であ

る。巻線構造は内鉄形変圧器と同様に、60 kV 以上では、Hisercap 巻線を、30 kV 以下は連続円板巻線を採用している。導線に鉄心空ゲキにおける磁束のフリンジング効果を考慮して、縦横ともになるべく細分する。

(2) 鉄心

鉄心構造は三相変圧器と同様、三相3脚鉄心が一般的であるが単相3脚鉄心一脚巻、三相5脚鉄心を採用される場合もある。単相3脚、三相5脚鉄心を使用する目的は、リアクトル鉄心脚には空ゲキをもうけてあるため、機械的に強固な構造にする。空ゲキ部の工作が容易である。各相リアクタンスが合わせやすい。タンク壁に対する漏れ磁束を両側脚によって磁気シヤヘイすることになる。などの有利さはあるが、重量が大となり経済的に高価になるので空ゲキ部分の工作、機械的強度に注意して3脚鉄心を採用する。

(3) 空ゲキ

一般の変圧器の騒音の原因およびその低減策については多くの実績、文献が発表されているが、リアクトルについては騒音発生の機構がやや異なり、変圧器の騒音低減などをそのまま適用するだけでは十分でない。変圧器における騒音の音源はケイ素鋼板の磁歪応力による振動と鋼板継目の磁氣的吸引力による振動が主たるもので、これらの振動による変圧器各部の二次的振動が加えられる。

空ゲキ付鉄心リアクトルにおける騒音の音源は上述変圧器騒音の音源に加えて、鉄心脚部に多数の空ゲキを有することから、空ゲキ上下鉄心ブロック間の磁氣的吸引力により、鉄心積層断面と空ゲキ充テッ物面の間に磁束密度の2乗に比例した強さの吸引力による振動を発生する。その他、これらの振動により締付力の及ばない切板端部が多いため切板端部が相互に振動し合って騒音を発生する。以上のことから、空ゲキ付鉄心リアクトル独特の騒音源を抑圧すれば振動機構を一般変圧器と同様にすることができ、これまで変圧器に用いられてきた騒音低減策を用いることによって十分な成果を期待しうる。そこで、空ゲキ充テッ物にペークライト板を使用し、接着剤により上下鉄心ブロックに接着し、鉄心と空ゲキを一体とし、ついで空ゲキ部分を周囲からパテ状接着剤で固定し、振動発生源を完全に包囲する構造をとっている。

(4) コイル押え、タイボルト

変圧器ではコイル押え、タイボルトは鋼板、棒を使うが、分路リアクトルの場合は変圧器のごとき短絡機械力を考慮する必要がない



図 3.3 分路リアクトル鉄心構造
Fig. 3.3 Core construction of shunt reactor.



図 3.4 空芯形分路リアクトル中身構造
Fig. 3.4 Coil assembly of air core type shunt reactor.



図 3.5 空芯形分路リアクトルシールド鉄心構造
Fig. 3.5 Shield core of air core type shunt reactor.

のと、空間磁束が多いために、大容量器ではコイル押えにガラスポリエステル積層板を使用して漂遊損を低減する。またタイロルトは、黄銅、ステンレスなどの非磁性鋼を使用する方が好ましい。

(5) 外部構造

前述のようにリアクトルは騒音振動の大きいもので、当社では大容量器では空ゲキを接着するのを標準としているが、20 MVA で 70 phon, 10 MVA 66 phon 程度であるので、それ以下にする場合は防音壁構造とする。また、空ゲキを接着しない場合は 80~90 phon にも達するので防音壁が必要であるとともに振動に対する処置が必要になる。

3.2 空心形、分路リアクトル

限流リアクトルは磁気飽和を防ぐために空心形を採用したのであるが、分路リアクトルも容量が大きくなると、振動源である空ゲキおよび鉄心ブロックの構造がむずかしく鉄心断面積を相当大としなければ鉄心脚部分の空ゲキの割合が大きくなり、製作困難となる。

また、経済的に設計すると脚部分はほとんど空ゲキになってしまうので、空心形が好ましい。しかし限流リアクトルとは異なり周囲のシールドには鉄心を採用することができる。

3.2.1 特性

リアクタンスは、限流リアクトルの項で述べた計算方法により空心のリアクタンスが正確に計算できるが、構造の項で記すように、一般にコイル周囲にケイ素鋼板のシールドがあるので完全な空心として計算されたリアクタンスよりふえる。このリアクタンスの増加は図 3.6 に示す。

突入電流、鉄心空ゲキありに比べてさらに小さい増加率である。損失、鉄心空ゲキあり形と同様に I^2R 、鉄損、漂遊損とわけられるが I^2R 以外は正確に計算できない。しかし、空心の場合はコイル内の磁束の分布が割に正確につかめるのでコイル内のウズ電流損は概略計算できる。

$$W_E = K \left(\frac{NIa}{l} \right)^2 \times 10^{-5} \text{ [W/kg]} \dots\dots\dots (3.6)$$

鉄損は、コイル面に直角に面する図 3.7 の①の部分では磁束がケイ素鋼板に横方向から入るので部分的に磁束密度が異なり計算はむずかしい。

振動、騒音は、空ゲキ、鉄心ブロックがないので工作が容易で振動、騒音は小さくなる。

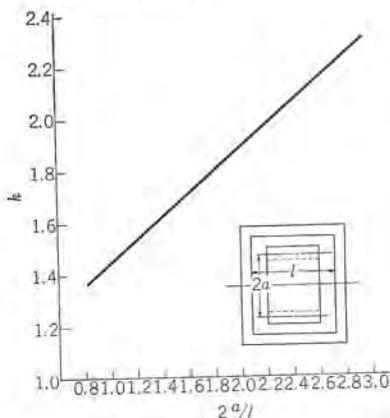


図 3.6 磁気シールドによるリアクタンス係数
Fig. 3.6 Reactance factor for magnetic shield.

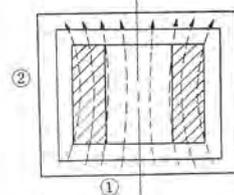


図 3.7 シールド付空心リアクトル 磁束分布
Fig. 3.7 Flux distribution of shielded air core reactor.

3.2.2 構造

(1) 巻線

とくに大容量器では外鉄形変圧器コイルのごとき方形コイル、その他は円形コイルが考えられる。方形コイルでも円形コイルでも空心リアクトルの特性上、直径の大きい背の低いものが有利であるので、円板巻でも円筒巻でもコイル幅は大きくなる。

巻線の導体は、主磁束がコイル内を通るのでウズ電流損を減ずるために鉄心入りより注意しなければならない。一般に電流が大きいもので、並列導体本数が極端に大となるのでホルマル絶縁された軟導熱線を使用する。また、並列導体間にはできるだけ完全に転位しなければならない。

(2) 鉄心および中身構造

(a) コイル横倒しの場合 一般にコイル幅は大きいのでコイルを横倒しした方が、冷却の面でも有利でシールドの支持も容易で堅牢にできる。この場合図 3.8 (a), (b), (c) の巻線配置が考えられる。

空心コイルは b 寸法に比べ a 寸法が大であるから、(a) 図が最も経済的になる。(c) 図構造は、一見経済的であるが (c) 図のシールド幅 T は (a), (b) 図の T 寸法に比べて 2 倍必要となり不経済な場合が多い。シールド高さは、コイル高さより大きくしなければならないが、図 3.9 のごとくコイル空心部分のシールド磁束密度が大きいので、中央部分のシールドを厚くするか、または両端のシールドを粗にしてもよい。シールドの材質はコイル側面におかれる。シールドには磁束が割合シールドと平行になるので、損失を減じたい場合は方向性ケイ素鋼板が採用できるが、コイルに直角におかれるシールドは磁束に直角に入るので方向性ケイ素鋼板は採用できない。コイルは、タンク底より非金属材料で支持される。

(b) コイル縦置きの場合 コイル構造を円筒形にすれば横置きより縦置きが、冷却に関してはよくなる。シールド幅材質は横置きの場合と同じ注意が必要となる。その他、鉄心シールドの代わりに非鉄金属、たとえば銅板によるもの、あるいは銅板とケイ素鋼板を並用したシールドがある。

3.3 分路リアクトルの試験

分路リアクトルの試験には次のものがある。

1. リアクタンス測定
2. 抵抗測定

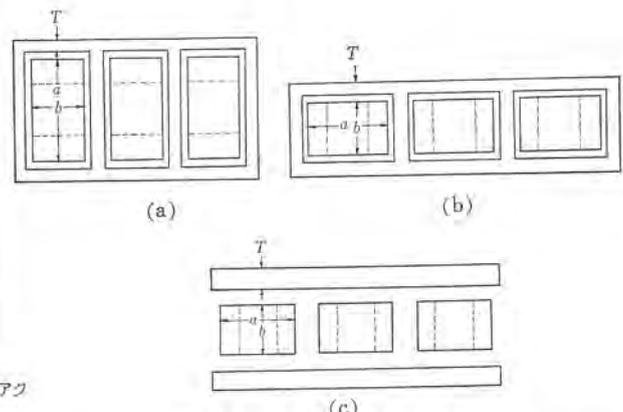


図 3.8 空心形分路リアクトル構造
Fig. 3.8 Construction of air core type shunt reactor.

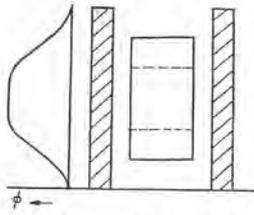


図 3.9 シールドにおける磁束密度
Fig. 3.9 Flux density of shield.

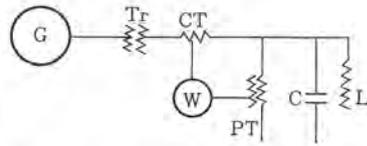


図 3.10 コンデンサ補償による損失測定回路
Fig. 3.10 Circuit with condenser for measurement of the losses.

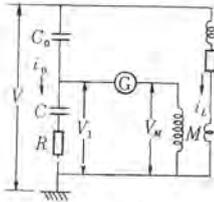
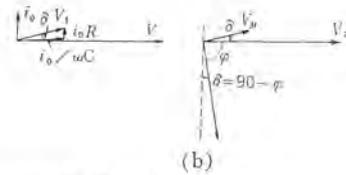


図 3.11 相互インダクタンスを用いた測定回路
Fig. 3.11 Bridge circuit with a mutual inductance for measurement of the losses.



3. 損失測定
4. tan δ 測定
5. 絶縁抵抗測定
6. 商用周波耐圧試験
7. 誘導過電圧試験
8. 衝撃電圧試験
9. 温度上昇試験
10. 騒音測定
11. 振動測定

この内、1, 2, 4, 5, 6, 8, 10, 11 項目については変圧器における試験方法となら変わらない。

3.3.1 損失測定

大容量リアクトルの損失測定法としては損失が低力率であることから必然的にその測定精度が問題になるため、各製造者において種々な測定法が考えられている。しかし現在、規定されている方法はなく、考えられる方法には次のものがある。

(1) 従来一般変圧器に適用されている電力計法によって測定し計算によって誤差を校正する方法。

(2) コンデンサ補償法 この方法が一般的で現在各メーカーとも使用しているようである。回路は図 3.10 のごとく簡単で実用的であるが、コンデンサ、リードの損失も同時に測定することになり、線路損失を含めたコンデンサバンクの等価 tan δ 測定上の誤差に問題が残る。また、温度を変えて損失を測定するような場合は、リードの引回して時間がかかる。その他、リアクトル容量とはほぼ同等のコンデンサバンク容量が必要なので 50 MVA, 100 MVA と大容量リアクトルになると、試験設備の点でも問題になる。

(3) Bridge 法 この方法には種々あるが、高電圧、大容量リアクトルの損失測定にはに次の 2 方法が適用できる。

○ 相互インダクタンスを用いた回路

図 3.11 のごとく、相互インダクタンスの二次出力 $J\omega MI$ によってその無効分を打ち消すものである。平衡の条件は $\omega L_x = M c / c_0$ $R_x = \cos \psi \omega L_x = M \omega R C^2 / c_0$ 原理的には b 法より精度が高いが、

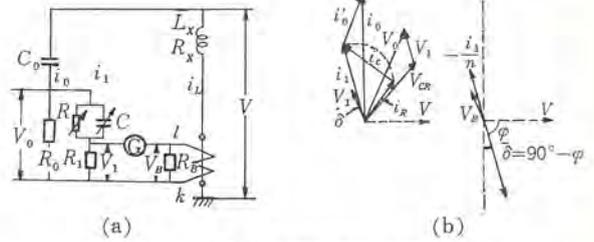


図 3.12 CT を用いた測定回路
Fig. 3.12 Bridge circuit with a CT for measurement of the losses.

相互インダクタンスの位相角誤差があるので、外部磁界に影響されやすいことである。

○ CT を用いた回路 上記相互インダクタンスの代わりに図 3.12 のごとく CT を用いたもので平衡の条件は、

$$\tan \delta \approx \omega c R^2 / R_0 + R_1 + R$$

$$\omega L_x = R_B (R_0 + R_1 + R) / n \omega C_0 R_0 R_1$$

上記方法の誤差の原因を除いている。

(4) 低力率計、低力率電力計の開発、または精度のよい PT, CT を開発する。

3.3.2 誘導過電圧試験、温度上昇試験

誘導過電圧試験、温度上昇試験、同一回路になるが、ともに大容量リアクトルになると、ほぼ同等のコンデンサバンク容量、あるいは大容量の電源が必要となるので試験設備の点で問題になる。

4. 消弧リアクトル

消弧リアクトルは送電線の 1 線地絡の際の地絡アークを自然消滅させ、停電および弧光地絡による異常電圧の障害などを防止するために、送電系統の三相変圧器中性点と、大地の間に設置されるものである。

4.1 定格および特性

定格は次のようにして決定される。いま図 4.1 のような三相 3 線式送電系統に 1 線地絡が起こった場合、地絡電流 I_g は、

$$I_g = \frac{3E}{Z_0 + Z_1 + Z_2} \quad (4.1)$$

となり、 Z_1, Z_2 の正相逆相インピーダンスは、 Z_0 に比べ一般に小さいので、 I_g は Z_0 によって左右される。故障点から見たゼロ相インピーダンスは、

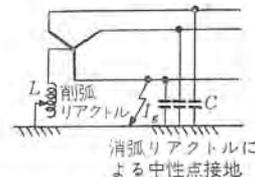


図 4.1 消弧リアクトル接地系統
Fig. 4.1 Line with petersen coil.

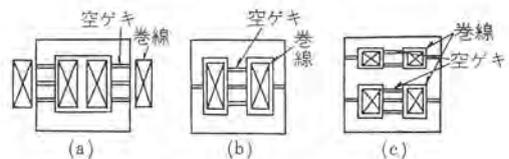


図 4.2 消弧リアクトル鉄心構造
Fig. 4.2 Core construction of petersen coil.

$$Z_0 = \frac{Z_{0L} Z_{0C}}{Z_{0L} + Z_{0C}} \dots\dots\dots(4.2)$$

いま、変圧器のゼロ相インピーダンスを無視すると

$$Z_0 = \frac{j\omega L \left(\frac{1}{j\omega 3C} \right)}{j\omega L + \frac{1}{j\omega 3C}} \dots\dots\dots(4.3)$$

Z_0 を無限大にするには $j\omega L + 1/j\omega 3C = 0$
すなわち $\omega L = 1/\omega 3C$ をうる。

これは消弧リアクトルのリアクタンスと、送電線一括の対地静電容量の、回路周波数に対する共振条件で、この値になるようにリアクトルのリアクタンスを調整すれば、 Z_0 は無限大となり対地電流 I_0 は消弧される。すなわち、リアクトルの容量は送電線の対地静電容量と、線路電圧および周波数によって決定される。時間定格は一般に2時間、1時間、30分であるが、最近15分、10分のものも使用される。リアクタンスの計算は3.1節鉄心形分路リアクトルと同一である。

4.2 構造

3.1節鉄心形分路リアクトルと同じで、図4.2のような空ガキを有した鉄心で、2脚か3脚のものが用いられるが、電流タップが広範囲にわたる場合は、鉄心に適当な磁気飽和特性を持たせるために図4.2(c)のように、鉄心を2段重ねにすることがある。磁束密度は一般に変圧器より高くとり、異常時の直列共振を防ぐための磁気飽和特性を持たせる。また消弧リアクトルは一端が接地してあるので線路端から接地端に行くにしたがい絶縁を減じる段絶縁方式を用いて巻線重量を低減することがある。一般にタップ数が多いために磁気的中心を移動しないような構造にする。タップ切換器は手動と電動操作の二つがあるが、普通二つ共有している。

5. 中性点リアクトル OCL 形

60~140 kV 系統の中性点接地方式には、抗抵接地、消弧リアクトル接地が従来採用されてきたが、抗抵接地方式では、最近高電圧ケーブルの増加で系統の対地充電容量が増加し、1線接地故障的に異常電圧発生の危険があるので、充電電流補償用として中性点リアクトルを抵抗と併用する方式が最近多く使用されるようにな



図 5.1 中性点リアクトル
154√3 kV 25 MVA
30 秒定格

Fig. 5.1 154√3 kV 25 MVA
30 sec rated neutral grounding
reactor.



図 5.2 中性点リアクトル
中身構造

Fig. 5.2 Coil construction
of neutral grounding reactor.

った。

5.1 定格および特性

定格としては、容量 5~100 MVA 程度まで系統の充電容量によって決定される。時間定格は 10, 30, 60 sec 程度であり、5 分程度のものもある。巻線温度上昇限度は、規格値はないが電気学会“変圧器運転指針”によると 60 sec 定格で 160°C 程度になる。絶縁階級は、中性点側は変圧器の中性点と同一、接地側は 3, 6 kV が普通である。リアクタンスは、空心形限流リアクトルの項と同一である。ただし、周囲にシールドを施してあるので、低電圧では 20% 程度リアクタンスが高いが、定格電圧ではシールドが飽和しているので、上記式に近い値を得る。

5.2 構造

中性点リアクトルは、容量が比較的大きく短時間定格であるので、連続定格のリアクトルに比べ、電流密度は 5~6 倍にとれる。しかし磁束密度は鉄心の飽和、特性からほとんど大きくできない。このため一般に、空心リアクトルを採用する方が経済的である。コイル構造は、冷却が不要であるのでベークライト筒に空ガキを施さずブレスボードを介して、内鉄形変圧器の連続巻と同様に巻く。対地絶縁は、ベークライト筒、板をもちいており、同時にコイル押えをかねる構造としている。図 5.2 参照。

磁束はすべてコイル外部を通るのでタンクとコイルの寸法を十分にとるか、シールドを付けなければならない。しかしシールドも定格時間中に、塗料の変色、脱落がない程度のタンク温度におさえればよいので、計算上はシールドの磁束密度を 30,000 G 程度までとることができる。

5.3 試験

中性点リアクトルの試験は下記のごとくである。

1. 抵抗測定
2. 絶縁抵抗測定
3. tan δ 測定
4. リアクタンス測定
5. 商用周波耐圧試験
6. 誘導過電圧試験
7. 衝撃電圧試験
8. 温度上昇試験

リアクタンス試験は、リアクトルの容量によっては発電機、コンデンサ容量によって定格電圧まで測定できない場合があるが、空心リアクトルであるので測定可能電圧までの曲線より容易に推測できる。誘導過電圧試験もリアクタンス試験と同様、容量によっては試験できない場合がある。この場合は衝撃試験で代行する。温度上昇試験は、容量的に試験できる場合でも、短時間であるため巻線温度減衰が早く、測定することはむずかしい。一般にタンク温度をみるために行なう。

6. む す び

以上電力用リアクトルについて述べた。限流リアクトル、消弧リアクトルは古くから使用されて実績も多い。(当社は消弧リアクトルの製作実績はわずかである) これに対して分路リアクトル、中性点リアクトルは最近急激に需要がでてきたもので、現在規格も確立しておらず JEC-120 変圧器規格に準じている。なお今後、高電圧ケーブルの多設、超高圧送電系統の設立に伴い分路リアクトル、中性点リアクトルの需要は増々伸びるものと思われる。

プラズマ (その 1) — 粒子の運動および衝突現象 —

河合 正*・伊藤利朗*・近藤博通**

1. プラズマ概論-序論にかえて

この講座の目的は、われわれの古くからなじんでいる各種プラズマや超高温プラズマの中での粒子個々の現象や、その集団的なふるまいを、従来国内の放電関係専門書であまりふれられていない完全電離プラズマの物理学を採用しながら、総括的に解説し、次にMHD発電などのプラズマ応用や、分光学的測定などのプラズマ測定について、最近までのめざましい発展の状況を展望しようとするところにある。この講座全体を通じて文中の式には原則としてMKS有理系を用い、それ以外の場合には使用単位を明記して、放電現象の数値計算の際に起こりがちな、数量的概念のあいまいを防ぐことにしたい。第1部は、その手始めとして粒子の運動、発生、消滅などの基本的な過程について述べる。ただし、これに先だて、ここでプラズマに関する基本的なことから述べておきたい。

1923年ごろ、I. Langmuirは電離されたガスについて理論を展開し、これをプラズマと名づけた。この命名は生物学でいうProtoplasm(原形質)からの連想によるものといわれている。ガスを構成する粒子、すなわち電氣的に中性な分子または原子は、電離されると負電荷を持つ電子と正電荷を持つ正イオンとに分かれる。電子はまた中性の粒子に付着して負イオンを作ることもある。この正負両電荷は互いに引き合い、もしある個所で負電荷が欠乏しかければそこでは正電荷が過剰となって負電荷を引き戻すような電界を生じ、結局空間のあらゆる個所で、正電荷と負電荷の電氣量がほぼつりあっているような電氣的中性の状態が保たれる。このような性質はプラズマの最も基本的な特質である。

水銀灯、ネオンサイン、放電管、水銀整流器、大気中のアークなどあらゆる電極間放電の陽光柱(電極近傍を除いた放電空間)は、われわれが絶えず目撃している人工的プラズマであり、またいわずま、オーロラ、電離層などはわれわれが直接間接に観測できる天然のプラズマであるが、実はこの広大な宇宙の全物質の中、驚くなけれ99.9%以上はプラズマ状態にあるといわれている。

プラズマの中では、温度が高くなるにつれ、熱解離、熱電離が盛んとなり、分子は原子に、原子は電子とイオンに、イオンは次々に電子をはぎとられて多価のイオンへと分解されてゆく。ある温度(たとえば水素プラズマでは数十万度)以上では、プラズマは完全に電子をはぎとられた裸の原子核と電子だけが無秩序に運動(熱運動)しているような状態に入る。これは物質の状態が、温度が上るにつれ、固態から液態、液態から気態へと変わってゆくのと本質的には同様な現象であって、その意味でプラズマは上記3態に次ぐ第4の状態と呼ばれている。ただし上記3態がせいぜい絶対温度0~数千度の間でしか維持されないのに対し、プラズマ状態はそれから上の数百億度程度まで維持される状態であって、宇宙にプラ

ズマが多量にあるのも、一つにはこのような理由に基づく。

ここで注意しなければならないのは温度という概念である。たとえば電離されていないガス中の各分子の熱運動の速度やエネルギーには、もちろん極端に大きいものもあれば小さいものもあるが、そのエネルギーの平均的な値を示す尺度が実は温度なのである。同様の定義がプラズマ内の各種の粒子にも適用される。たとえば整流器のアーク中の電子は全体として電極間の電界に引かれて、高い電位の側に向かって進んでいるが、電子の運動の個々に着目すると、それは一方向に向う秩序運動とあらゆる方向に無秩序に動く熱運動とからなりたっており、この電子全部の熱運動のエネルギーの平均値から電子群の温度を定義できる。このような低気圧ガスないし蒸気中の放電では、電子温度は著しく高くたとえば $(1\sim 2)\times 10^4$ °K程度の大いさであるが、他の粒子ことに中性粒子の温度はいついかにきわめて低い。これは中性粒子が電子との衝突によって若干のエネルギーをもらうだけで、電子のように電界から直接エネルギーをもらうわけにはゆかないためである。大気中のアークでは電子、イオン、中性粒子の密度が大きく、その相互衝突のひん度がきわめて大きいために各粒子群の温度は比較的よく平衡する。超高温プラズマでは電子群は制動放射(後述)などによってエネルギーを失いやすいので電子温度がイオン温度よりも低くなることが予想されている。したがって物質の4態の説明で述べた温度という言葉はきわめて大ざっぱな表現に過ぎないことをここでおことわりしておきたい。

温度という概念一つを採り上げて見てもこのように問題はきわめて複雑である。元来プラズマの中ではありとあらゆる核外的な(extra-nuclear)現象——荷電粒子や励発粒子などの発生、運動、消滅およびこれらに随伴する諸現象——が起きており、これらの無数の粒子は直接間接に相互作用を及ぼし合っている。したがってプラズマの中で起きる個々の過程は原子物理学の対象であり、一方プラズマの巨視的なふるまいはきわめて複雑な統計的な集団現象の問題として取り扱われなければならない。また、超高温(たとえば重水素と3重水素とから成るプラズマでは数億度以上)では顕著に核融合反応が進行する。太陽の熱は融合反応によるものであり、近年めざましい発達をとげつつある超高温プラズマ研究の強力な動機は、地上でこのような反応を実現しようとする意図にある。プラズマは導電性の媒質であって、その温度が高くなるほどその電導度および圧力は増す、したがって、地上の装置の中に超高温プラズマを容器壁にふれないように閉じこめるための最良唯一の手段は、強い磁場である。超高温プラズマにかぎらず、一般の天体プラズマのふるまいを理解する上でも、プラズマと磁場との交互作用の解明はとくに重要であって、これが近年のプラズマ物理の主要テーマの一つとなっている。電磁流体力学(MHD)はこの要請にこたえる一つの学問分野であって、その応用分野は例のMHD発電に

もおよんでいる。

このほかプラズマの現象の中、実用上学問上の両面からの興味を呼ぶものには、たとえばプラズマからの放射、プラズマ内の波動の問題がある。これらについては後の章で逐次ふれてゆくことにしたい。

2. 真空中にある単一の荷電粒子の運動

プラズマを理論的あるいは実験的に扱う際に、ある与えられた電磁界配位の中で、プラズマがどのようなふるまいを示すかを知ることがきわめて重要なことである場合が少なくない。プラズマと電磁界との相互作用を調べるために、プラズマを構成している粒子の1個1個について与えられた電磁界配位の中における運動方程式を、3章で述べるような粒子間相互の衝突効果をすべて考慮に入れて解ければ理想的であるが、これはまったく不可能な相談である。しかし、このように厳密な解を求めなくても、定性的な見通しが立つだけでも十分である、といった場合が実際には大部分であるので、そういう場合には単純な近似計算が十分役にたつ。

本章において扱う単一の荷電粒子の運動理論は、このような近似計算法の一つであって、与えられた電磁界の中に荷電粒子がただ1個だけある場合に、それがどのような運動をするかを計算し、その結果からそれら粒子の集合体であるプラズマが、どのようなふるまいをするかを類推しようとするものである。単粒子の運動理論は、加速器や電子顕微鏡のように荷電粒子の集合体がビーム状に加速されたものである場合には、きわめて良い近似を与えるが、プラズマにおけるようにその構成成分が少なくとも2種類以上はあり、その構成粒子それぞれの運動エネルギーや運動方向がまったくまちまちで、しかも粒子相互が互いに強いクーロン力を他に及ぼし合っている状態の下では、その近似が非常に程度の低いものとなるであろうことは容易に想像できる。しかしそれでも単粒子理論はプラズマと電磁界の相互作用を知るため一つの簡明な見通しを与えてくれるものであって、ほかに適当な方法が無い現状にあって、適当な注意さえ払うならばプラズマ研究のために一つの有利な武器となることはやはりまちがいない。

単一の荷電粒子の運動理論は、粒子を力学的な質点で置き換え、方程式

$$m\ddot{\mathbf{r}} = m\nabla\phi + q(\mathbf{E} + \dot{\mathbf{r}} \times \mathbf{B}) \dots\dots\dots (2.1)$$

を与えられた電磁界配位 (\mathbf{E} , \mathbf{B}) の中で考えられるあらゆる種類の初期条件を用いて解くことに基づいている。ただし上式において m , q はそれぞれ粒子の質量、電荷、 \mathbf{r} は粒子の空間的な座標を示す位置ベクトル、 $\dot{\mathbf{r}}$, $\ddot{\mathbf{r}}$ はそれぞれ \mathbf{r} の時間に関する1回および2回微分を表わす。 $\nabla\phi$ は重力を表わすが、われわれが取り扱うプラズマではこの項は通常無視してよい。たとえば陽子1個が地球上で受ける重力は、約 10^{-7} V/m の電界中で受ける静電力と同程度であるのに過ぎない。プラズマの温度が上昇して荷電粒子の運動速度が増すと、式(2.1)には当然相対論的な補正が加えられなければならないが、実際上このような高い温度のプラズマが扱われることは非常にまれで、熱核融合的なプラズマの中でも電子の速度は 6×10^{-7} m/sec ぐらいであるから、相対論的な補正を考慮しないこととする。

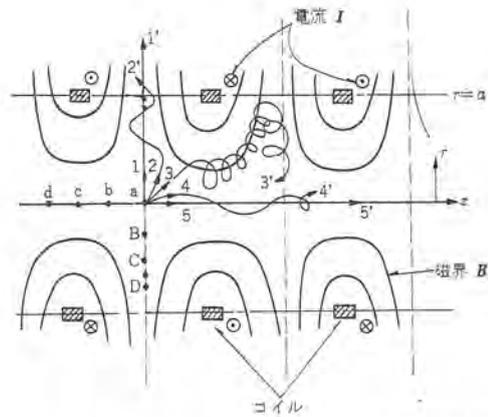


図 2.1 ペネットフェンス形磁界の中における荷電粒子の運動

式(2.1)に現われるベクトル \mathbf{E} および \mathbf{B} は一般的には位置ベクトル \mathbf{r} と時間 t の関数 $\mathbf{E}(\mathbf{r}, t)$, $\mathbf{B}(\mathbf{r}, t)$ である。単粒子の運動理論は結局このような \mathbf{E} , \mathbf{B} が与えられたとき、式(2.1)に示した微分方程式をいかにして解くかという問題に帰結する。しかし式(2.1)を一般的に解くことはきわめて困難であって、実際これまで解が得られている場合はごく限られたいくつかがあるにすぎないのである。以下にそれらの内、プラズマを扱う上から興味のあるおもな場合のいくつかを順次に述べることにしたい。

2.1 電磁界が時間的に変化しない場合

この場合には $\nabla \times \mathbf{E} = 0$ であるから電界 \mathbf{E} は位置のみの関数であるスカラーポテンシャル $V(\mathbf{r})$ によって与えられる。もし磁界が無ければ、このような電界の中にある荷電粒子は保存力場の中にある質点と考えられ、その運動は比較的容易に追跡できる。これに反して磁界がある場合には、たとえ電界が無くても問題ははなはだ複雑となる。

その例を図2.1に示したペネットフェンス型と呼ばれるプラズマ閉じ込め磁界の場合について考えよう⁽¹⁸⁾。図の配位は軸対称であって z 軸がその軸である。軸方向に沿って交互に逆向きに電流を流すコイルが並んでいるが、各コイル電流の大きさは同じである。このとき生ずる磁界の形は図中に \mathbf{B} に示すごとく z 成分と r 成分のみを持ち、コイル電流が時間的に一定であれば磁界 \mathbf{B} もやはり時間的に一定である。いまここで z 軸上の1点 a から出発した粒子について考えよう。プラズマ中の荷電粒子の速度はまったくまちまちであるから、 a にある粒子といってもその速度ベクトルはたとえば図の1, 2, ……で示したように種々のものが考えられなければならない。ところで図に示した1~5の速度ベクトルを持つ粒子のそれぞれの運動軌跡を追跡してみると、1, 2の粒子はいわゆるカプ損となって、系から外方に逃逸してしまい、3の粒子は複雑なラセン状運動を続け、一方4, 5の粒子は z 軸に沿って走り続けるといった調子である。しかもプラズマ中の粒子は a だけにあるのではなくて、 b , c ……や B , C ……など他の任意の点にありうるわけであるから、プラズマのふるまいを知るためには、あらゆる初期条件すなわち初期位置と初期速度の粒子を包括して考察しなければならない。ここに示した例は静磁界中の荷電粒子の運動でも磁界の不均一性(あるいは空間的な変化)が著しい場合には、きわめてやっかいな問題であることを示すものである。

磁界が一様であって直線的，たとえば直交座標系 x, y, z を用いて磁界が $B=Bz$ (B —一定， z は z 方向の単位ベクトル) で表わされる場合は最も簡単である。このとき粒子にはその速度の磁界に垂直な成分と B の積に等しい力が常にその速度成分と垂直に働くのでその運動軌跡は x, y 面内で円形，一方 z 軸方向の速度はそのまま保存されるので一種のラセン形状となるのが容易に認められる。ラセン形状の半径は Larmor 半径と呼ばれ，その値は

$$a = \frac{mv_{\perp}}{qB} \dots\dots\dots(2.2)$$

で与えられる⁽¹⁹⁾。ただし v_{\perp} は磁界に垂直な速度成分である。なお粒子が1円周を描く周期のことをサイクロトロン周期と呼ぶことがある。上では B —一定としたが，この条件を少しゆるめて B が磁界と垂直方向たとえば x 軸方向にゆるやかに変化しているとした場合には近似的に粒子軌跡を計算することができる。ここでゆるやかといったのは，その磁界における粒子の Larmor 半径の程度の長さの間の磁界の変化が十分に小さいという意味である。 $F B = kx$ (k —一定， x : x 方向の単位ベクトル) として求めた結果は図 2.2 に示すように $x-y$ 面内でラセン状の軌道を描きながら，正負の粒子がそれぞれ逆向きに移動(ドリフト)することがわかる。この運動は通常 $F B$ ドリフトと呼ばれておりそのドリフト速度は $\pm B \times F B / B^2$ で近似される⁽²⁰⁾。この事情を定性的に説明するためによく Larmor 半径が磁界が強いほど小さくなる事実が用いられる。図 2.2 でいえば上にゆくほど磁界が強くなり，粒子軌跡の曲率半径は小さくならなければならないので，粒子軌跡は結局図に示されたようなラセンの形になるというごとくである。しかし一般的にいて磁界の強さが与えられたとき，そこを通り過ぎる粒子軌跡の瞬時的な曲率半径が必ず Larmor 半径に等しくなっているというわけにはゆかないことには注意しなければならない。

磁界の空間的变化がゆるやかでなく，しかも正確な解が求められる一つの例は磁界が次式に示すように指数関数的に変化している場合である。

$$B = B e^{-\beta x z} \dots\dots\dots(2.3)$$

このときの運動軌跡の x 座標の一般解は

$$x = \frac{1}{\beta} \ln(\lambda + A \sinh at + B \cosh at) \dots\dots\dots(2.4)$$

の形に求められるが⁽²¹⁾，種々の初期条件を代入して調べてみると，軌跡の形には図 2.2 に示したようなラセン形状となるもののほかに粒子の速さが大きくなると単調あるいは極値を1個だけ持って x の正方向すなわち $-F B$ 方向に移動するものがあること，しかもラセン運動をするものでも，そのラセン半径がきわめて大きくなりうるものがあることなどが明らかとなるのである。

静磁界中を運動する荷電粒子に働く力 $v \times B$ は常にその速度ベクトル v に直交しているので，粒子の速さを変えることはない。したがって粒子の運動エネルギーは運動を通じて不変の量であって，運動軌跡の数値的計算などのチェックの基準量として用いることができる。磁界が軸対称的な配位で，円柱座標 (r, θ, z) を用いて書き表わしたとき，その θ 方向の変化が無い，すなわち $\partial B / \partial \theta = 0$ の場合にはさらに別の不変量として正準角運動量と呼ばれる量

$$P_{\theta} = m r^2 \dot{\theta} + q r A_{\theta} \dots\dots\dots(2.5)$$

が得られる。このような磁界配位においては，粒子の運動エネルギーと上記の P_{θ} の不変性だけを使って粒子運動の性質についてかな

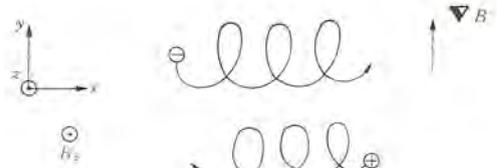


図 2.2 コウ配のある静磁界中における荷電粒子の運動

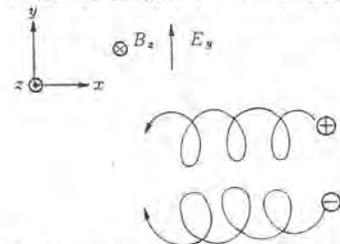


図 2.3 静磁界とそれと直交する電界のある場における荷電粒子の運動

り有意義な結論を引き出すことが可能であって⁽²³⁾，たとえば図に示したピケットフェンス型の磁界の中にある粒子運動についても，かなり詳しい検討がなされている。

以上は電界および磁界のいずれか一方だけが存在している場合について考察したのであるが，これらの結果からだけでも，電界と磁界が同時に存在するような場合は，取り扱いが一層困難となることは容易に想像されるであろう。ここではよく知られている簡単な場合，すなわち電界，磁界のいずれも一様であって曲がっていない場合について考えよう。簡単のため両者は互いに直交している

$$B = E y : B = B z \dots\dots\dots(2.6)$$

で与えられるものとする。 x, y 面上の粒子軌跡を定める運動方程式は式 (2.1) から

$$\left. \begin{aligned} m \ddot{y} &= qE - q\dot{x}B \\ m \ddot{x} &= q\dot{y}B \end{aligned} \right\} \dots\dots\dots(2.7)$$

となる。これを初期条件として $t=0$ において $y=0, \dot{x}=0, \dot{y}=\dot{y}_0$ として解くと

$$\left. \begin{aligned} y &= (m/qB)(E/B) + A \sin \{ (qB/m)(t+\gamma) \} \\ x &= (E/B)t - A \cos \{ (qB/m)(t+\gamma) \} + C \end{aligned} \right\} \dots\dots\dots(2.8)$$

ただし $A = (m/qB)(\sqrt{\dot{y}_0^2 + (E/m)^2})$
 $\gamma = \cos^{-1}(m\dot{y}_0/AqB)$

が得られる。上式が描く軌跡は明らかにラセン状であって，通常 $E \times B$ ドリフトと呼ばれるドリフトを示す。ドリフト速度は上式から求められるとおり $E \times B / B^2$ で与えられる。この模様を図示すると図 2.3 のようになり，定性的にいえば，電界の方向と速度の方向にしたがって粒子は加速されたり減速されたりすることとなるが，加速されたときは曲率半径が大となり，減速されたときは曲率半径が小となるので，かくして軌跡はラセン状になるというように説明される。このドリフト速度は図に示すごとく正負の粒子に対してまったく同じ向きとなる。電界が磁界と平行な成分を持つ場合，その成分の粒子に対する効果は磁界がない場合と同じである。

2.2 電磁界が時間的に変化する場合

電界あるいは磁界が瞬間的に変化するときはそれぞれ磁界あるいは電界を誘起するので，この場合には電界と磁界のうちいずれか一方だけが存在するという場合はない。この場合に属する簡単な例として，ここでは

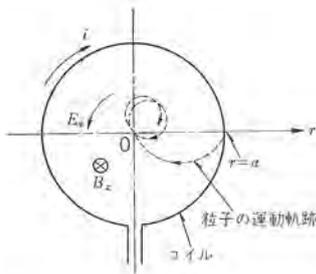


図 2.4 θ ピンチ 配位とそこにある荷電粒子の運動軌跡の一例⁽²²⁾

- (a) θ ピンチ 配位
- (b) 平面的な進行電磁界
- (c) 強度コウ配のある進行磁界配位

の三つの場合について考察することとしよう。

θ ピンチ 配位というのは、図 2.4 に示すようにコイルに θ 方向の電流 i を急激に増すことによって、コイル内部の z 方向磁界 B_z を急激に上昇させ、その磁気圧によってコイル内部におかれたラマ柱を圧縮加熱しようとするものである。簡単のため電流を $i = Kt\theta$ [A/m] (θ : θ 方向の単位ベクトル) とおくと、コイルが z 方向に無限長と近似すればコイル内部に実現される電磁界は

$$\left. \begin{aligned} B &= \mu_0 i z = \mu_0 K t z \\ E &= -\frac{r}{2} \cdot \frac{\partial B}{\partial t} \theta = -(r/2)(\mu_0 K) \dot{\theta} \end{aligned} \right\} \dots\dots\dots (2.9)$$

で与えられる。すなわち磁界の強さは時間とともに増加し、一方電界は時間的には不変であるが中心軸から遠ざかるにつれて強くなっている。この場合電界と磁界とはまったく直交しており、しかも $E \times B$ は常に中心軸に向うので、前項の結果から類推して、この中にある荷電粒子は $-r$ 方向すなわち中心軸に向って駆動されるであろうと考えられる。事実、適当な初期条件を与えて粒子の運動を追跡してみると、この類推が正しいことがわかるのである。図 2.4 には時間 $t=0$ に $r=a$ にあって初期速度を持たない粒子の運動軌跡の例を点線で示した。 θ ピンチ 配位において粒子がこのようにその電荷の正負のいかんにかかわらず中心軸に向って駆動される事実は、これによってプラズマが圧縮加熱されることの一つの確証を与えるものである。

上では電流の増加の割合 K は一定と考えたが、実際には電流のこのような上昇には技術上の限界がある。短時間後に電流の増加はやみ、電界 E は消え、粒子に加わる中心方向への駆動力もなくなる。

さてわれわれは次に次式で与えられる平面電磁波の中にある荷電粒子の運動を考えよう。

$$\left. \begin{aligned} E &= E \sin(\omega t - kz) \mathbf{x} \\ B &= B \sin(\omega t - kz) \mathbf{y} \end{aligned} \right\} \dots\dots\dots (2.10)$$

ただし $E = B/\sqrt{\epsilon_0 \cdot \mu_0}$

荷電粒子の運動方程式は

$$\left. \begin{aligned} m\ddot{x} &= q(E + B\dot{z}) \sin(\omega t - kz) \\ m\ddot{z} &= qB\dot{x} \sin(\omega t - kz) \end{aligned} \right\} \dots\dots\dots (2.11)$$

である。上の式はただちに積分されて

$$m\dot{x} = q[(B/k) - (E/\omega)] \cos(\omega t - kz) + C \dots\dots\dots (2.12)$$

が得られる。ここで一つの極限的な近似として、粒子が空間内をわずかな距離だけ移動する間にすでに十分ひんばんに電磁界の変化を経験する場合について考察しよう。この近似はいいかえれば粒子の運動速度が光速に比べて十分小さい場合に当てはまるものである。

式(2.12)を式(2.11)の後の式に代入すると

$$\begin{aligned} m\ddot{z} &= (q^2 B/m)[(B/k) - (E/\omega)] \sin(\omega t - kz) \cos(\omega t - kz) \\ &+ (qB/m) C \sin(\omega t - kz) \dots\dots\dots (2.13) \end{aligned}$$

上で行なった近似の成り立つ範囲では、荷電粒子の運動は電磁界の瞬時値よりも、むしろその時間平均によって左右されると見なせる。そのとき $\sin(\omega t - kz)$, $\sin(\omega t - kz) \cos(\omega t - kz)$ などの振動項は時間平均をとれば 0 となってしまうので、結局

$$\dot{x} = \text{const} \quad \dot{z} = \text{const} \dots\dots\dots (2.14)$$

なる解が得られることとなる。

これは電磁界があってもその中の粒子の運動は電磁界のない場合と等しいことを示している。しかし元に戻って式(2.10)をよく見ると電界と磁界はまったく直交しており、しかもベクトル $E \times B$ は常に電磁界の進む方向すなわち z 軸の正方向に向っていることがわかる。先に述べた $E \times B$ ドリフトの理論から類推すれば、粒子は電磁界の進む方向にドリフトしそうにみえる。その効果まで考慮に入れるためには、式(2.13)をもっと正確に解くことが必要である。上記の近似が成り立たない場合でも、電磁波の強さや周波数が適当で粒子速度が電磁波の進行速度に近いときには、式(2.13)を正確に解くことによって、そのような粒子はやはり直流の場合と同じ drift 速度 $E \times B/B^2$ で drift することが知られるのである⁽²⁴⁾。最も粒子が電磁波の速度に近くなれば、相対論的な補正を強く受けることになるのでこの議論は成り立たないが、式(2.10)に与えられると同様の、すなわち電界と磁界がまったく同相の関係にあるような形の進行電磁界において進行速度の小さいものは、たとえば交流電動機内部で回転磁界を発生すると同様の機構によって発生することができる⁽²⁴⁾のであって、上の議論はこのような場合においても粒子速度が電磁界の進行速度に近ければ成り立つものなのである。

さてわれわれは最後に、式(2.10)のような形で与えられる電磁界において、その振幅 E あるいは B が空間的に変化している場合について考察することとしよう。そのような電磁界の一例としてわれわれは図 2.5 に示すような $y=0$ にシート状に分布してある電流分布 I

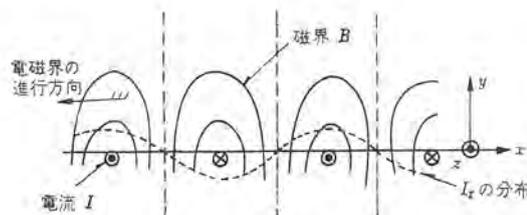


図 2.5 コウ配のある進行磁界の一例

$$I = I \sin(\omega t + \beta x) z \dots\dots\dots(2.15)$$

$$\left(\text{at } y=0, \quad -\infty < x < \infty, \quad -\infty < z < \infty, \quad \beta > 0 \right)$$

が作る電磁界配位について考える。上の電流分布は図に示すとおり x 軸方向に順次その向きを変じているが、その作る磁界は図 2.1 に示した ビレットフェンス 型磁界に似ているが、時間の経過とともに全体の配位が順次 x の負方向に進行している点が異なっている。この電流分布が $y > 0$ 領域に作る電磁界は容易に計算できて、図に示すように直交座標系 x, y, z を用いれば、

$$\left. \begin{aligned} B &= -B_0 e^{-\beta y} \sin(\omega t + \beta x) x - B_0 e^{-\beta y} \cos(\omega t + \beta x) y \\ E &= -(\omega/\beta) B_0 e^{-\beta y} \cos(\omega t + \beta x) z \end{aligned} \right\} \dots\dots\dots(2.16)$$

ただし $B_0 = (\mu_0 I/2)$

で与えられる。したがってこの中にある荷電粒子の運動方程式は

$$\left. \begin{aligned} m\ddot{x} &= qB_0 z e^{-\beta y} \cos(\omega t + \beta x) \\ m\ddot{y} &= -qB_0 z e^{-\beta y} \sin(\omega t + \beta x) \\ m\ddot{z} &= -qB_0 \left(x + \frac{\omega}{\beta} \right) e^{-\beta y} \cos(\omega t + \beta x) + qB_0 y e^{-\beta y} \sin(\omega t + \beta x) \end{aligned} \right\} \dots\dots\dots(2.17)$$

と書き表わされる。よく行なわれるように表式を簡単化するために

$$T = (qB_0/m)t, \quad W = \omega t + \beta x, \quad Y = \beta y, \quad Z = \beta z$$

において式(2.17)を書きなおすと、その一番下の式からただちに

$$\dot{Z} = -e^{-Y} \sin W + C$$

が得られる。これを残りの2式に代入すると

$$\left. \begin{aligned} 2\ddot{W} &= -e^{-2Y} \sin 2W + C e^{-Y} \cos W \\ 2\ddot{Y} &= e^{-2Y} (1 - \cos 2W) - C e^{-Y} \sin W \end{aligned} \right\} \dots\dots\dots(2.19)$$

となる。ここでふたたび先に行なったと同様の近似、すなわち粒子の運動速さが電磁界の進行速さに比べて十分小さい極限的な場合には振動的な項はすべて0となっており、結局

$$\dot{Z} = 0, \quad W = 0, \quad \dot{Y} = \frac{1}{2} e^{-2Y} \dots\dots\dots(2.20)$$

が得られる。最後の式はこのような強度コウ配のある進行磁界中にある荷電粒子は、その電荷の正負いかんにかかわらず z の正方向すなわち強度コウ配の下る方向に絶えず駆動されることを示している⁽²⁵⁾。このような駆動力は明らかに保存的であって、粒子はあたかも重力場において坂を下るように移動する運動を示すことがわかるのである。

上記の議論によって、コウ配のある進行磁界の中にある荷電粒子が強度コウ配の下る向きに駆動される効果が明らかとなったので、これを用いて荷電粒子をある一つの中心軸に向かって駆動することも可能である。図 2.6 はその方法の一つを示したもので、図 2.5 に示した直線シート状に分布された電流を $r = a$ の円周上に配置した形であって、通常 Hexapole 磁界と呼ばれているものである。これを図に示すように矢印の向きに回転させると、 $r < a$ の空間に発生する電磁界もやはり同じ向きに回転するけれども、そのときの強度分布は中心軸に近づくほど弱くなるようになっている。すなわちこのような空間にある荷電粒子は、常に中心軸に向かう保存的な力を受けるのであって、たとえばこの中の A 点にある遅い粒子の運動を追跡してみると、図中点線に示すような

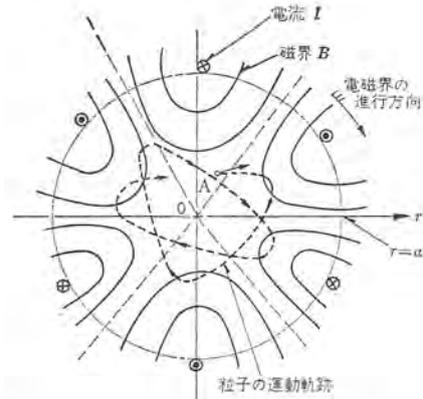


図 2.6 Hexapole 磁界を回転させたときの荷電粒子の運動軌跡の一例

な。これはあたかもすりばち形の容器に入れられた粒子が、重力の影響のもとに運動する様子に似ており、さきに θ ピッチの配位において得られたと同じように、粒子を中心軸に向かって駆動する効果が、このような配位で、しかも持続的に実現され得ることが明らかとなった。

単一の荷電粒子の運動については、まだほかにも論ずべき点が多いが、プラズマ考察上に重要な点はおおいえと思う。

3. 衝突現象⁽²⁶⁾⁻⁽²⁸⁾

3.1 衝突の起こりやすさの定義

ここでは散乱を含めた広義の衝突現象について述べる。ただしここで扱うのは個々の衝突現象、すなわち衝突粒子だけに着目した2体ないし3体問題だけであって、これらの衝突がプラズマの中で、どのような条件のもとでどの程度のひん度について起こるかについては後の章で述べることにしたい。この衝突現象については多くの権威ある名著が出ているので、ここでは各種のデータを総合的にとりまとめるとともに、これについて基本的なことがらを簡潔に説明する。

たとえばガスの中に質量 M のイオンを打ち込んで、標的粒子すなわちガス分子と入射粒子すなわちイオンとの衝突の確率などを調べる場合を考えよう。この場合、入射粒子の速度 v ないし運動エネルギー $U = (1/2)Mv^2$ が重要な因子である。普通 U としては電子ボルト eV [$1\text{eV} = 1.6021 \times 10^{-19}\text{J}$] で表わした値を用いることが多い。 $U = 1\text{eV}$ の電子、水素イオン(陽子)、質量数 A のイオンの速度はそれぞれ $5.95 \times 10^5, 1.38 \times 10^4, 1.38 \times 10^4(A)^{-1/2} [\text{m sec}^{-1}]$ である。もちろん正確にいえば、衝突現象の因子 v としては入射粒子の標的粒子に対する相対速度 v_r を採用しなければならないが、上記の場合標的粒子は、おおむね静止していると見なせる。なぜなら、温度 $T [\text{K}]$ の単原子ガスの分子の1個あたりの熱運動エネルギーの平均値は $(3/2)kT$ [k : ボルツマン 常数 $= 1.370 \times 10^{-23}\text{J}^\circ\text{K}^{-1}$] であって、780°K のガスの場合でも 0.1 eV であるにすぎないからである。

衝突の起こりやすさを示すには次のような諸量が用いられる。今図 3.1 のように標的粒子たとえば原子が一様な密度 n で充滿している空間において、面積 S 、厚さ dx の体積素片を考えると、

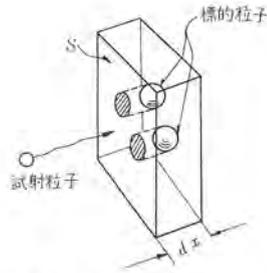


図 3.1 衝突一般の断面積についての説明

この素片中の原子総数は $nSdx$ である。原子 1 個の断面積を σ (10^{-19} m^2 のオーダー) とすると、面 S を通してながめた原子群の射影の面積は、 Ndx が十分小さくて原子の影同志が重ならぬものとすれば $\sigma nSdx$ であり、面の単位面積あたりの影面積すなわち面の中で影の占める面積の割合は $n\sigma dx$ である。入射粒子が電子である場合、その大きさは無視できるから、面 S を通った電子 1 個が厚さ dx を通過する間に原子と衝突する確率 Pdx は、 $n\sigma dx$ である。ここで、 P は単位長さを進む間に衝突する確率で、長さの逆数のディメンジョンを持ち、次式

$$P = n\sigma \dots\dots\dots (3.1)$$

で与えられる。 P は n に比例するが、一般のガスまたは蒸気は近似的には理想気体と考えてよく、したがってその圧力、温度〔絶対温度〕を P, T とすると、その原子ないし分子の密度 n は P/T に比例する。そこで放電現象論では通常 n として $1 \text{ mmHg}, 0^\circ\text{C}$ のときの値 $3.54 \times 10^{23} [\text{m}^{-3}]$ をとったときの P の値 P^* を基準として採用し、これから任意の圧力温度のガス中での衝突確率が容易に求められるようにしている。ちなみに $P^* [1/\text{m}]$ と $\sigma [\text{m}^2]$ との関係は次式

$$\sigma = 2.83 \times 10^{-23} P^* \dots\dots\dots (3.2)$$

で与えられる。 σ の単位としては $\text{\AA}^2 = 10^{-16} \text{ cm}^2$, $\text{barn} = 10^{-28} \text{ cm}^2$, $\pi a_0^2 \approx 0.88 \text{\AA}^2$ [a_0 : Bohr 半径 0.5292\AA] なども用いられている。また電子が衝突なしに進める距離の平均、すなわち平均自由行程を l とすれば、ごく簡単に考えて電子が距離 l だけ進んだときの衝突の確率 Pl は、ちょうど 100% になるはずだから次式

$$l = (n\sigma)^{-1} \dots\dots\dots (3.3)$$

が成り立つ。この値は自由行程の分布を考慮して求めた値とも一致する。衝突のひん度 (衝突周波数) ν は入射粒子の速度を v として

$$\nu = v/l = vn\sigma \dots\dots\dots (3.4)$$

で与えられる。

以上は入射粒子が電子の場合であるが、これが標的原子と同じ原子である場合には、両原子の中心が原子半径の 2 倍以内に近づいたときに衝突が起きるから、衝突の確率は前者の場合の 4 倍になる。ただしこのような場合でも式 (3.1)~(3.4) をそのまま採用し、この式中での σ が 4 倍になると考えるのが普通である。すなわち、 σ は衝突の確率を示すための、面積のディメンジョンを持った物理常数にすぎないのであって、その意味でこれは衝突断面積と呼ばれる。元来この種の衝突現象は波動力学的に取り扱われるべきもので、図 3.1 のように粒子を球と考えるような古典的取り扱いはごく近似的なものにすぎない。実際に σ は不変の定数では

なく、粒子の相対速度 v によって著しく変化するものである。

なお、入射粒子が各種の衝突たとえば弾性衝突や電離を伴う衝突を行なう場合、すべての種類の衝突に関する断面積は各種の衝突断面積の総和に等しい。衝突周波数についても同様に加算の法則が成り立つ。なお以後簡単のため、衝突粒子の種別をあらわすために、電子、イオン、中性粒子をそれぞれ e, i, n としてたとえば電子—イオン衝突を $e-i$ 衝突と略称することにする。

3.2 弾性衝突

両衝突粒子の運動エネルギーの和が衝突の前後を通じて不変である場合、この衝突を弾性衝突と呼ぶ。励起、電離のように衝突粒子の核外電子のエネルギー準位に変化がある場合には、運動エネルギーの和は保存されない。

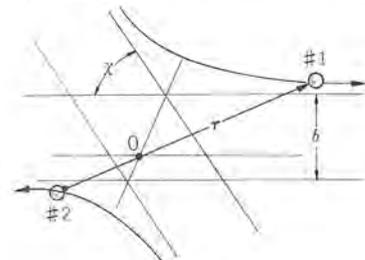


図 3.2 クーロン散乱

クーロン散乱: 図 3.2 のように質量、電荷がそれぞれ m_1, m_2 および q_1, q_2 であるような荷電粒子 #1, #2 が互いに接近した場合を考えよう。荷電粒子相互間には静電的引力ないし斥力 (クーロン力) が働く。この力は 2 粒子を結ぶ距離ベクトル $\mathbf{r} = \mathbf{r}_1 - \mathbf{r}_2$ に沿って働く中心力であると同時に、両者間の距離 $r = |\mathbf{r}|$ の関数 ($q_1 q_2 / r^2$) であるような保存力でもある。この両者の運動方程式を一つの式にまとめると

$$\mathbf{F} = m_r \ddot{\mathbf{r}} \dots\dots\dots (3.5)$$

ただし $m_r = m_1 m_2 / (m_1 + m_2)$ [換算質量] が得られる。両粒子はもちろんのことその重心 O も、観測者であるわれわれが立っている座標系 (実験室系) に対して動いているが、今、重心を原点として重心とともに動いて行く座標系 (重心系) を導入すると、両粒子の運動は、重心系からながめた運動と、重心系の実験室系に対する運動とに完全に分離することができる。重心は実験室系に対して等速運動を行なうだけであるので、以後図 3.2 のように重心系から眺めた運動だけを論ずればよい。図の b, χ はそれぞれ衝突パラメータ、散乱角と呼ばれる。無限遠点から相対速度 v_r で近づき合うときの散乱角 χ は⁽²⁾

$$\cot(\chi/2) = 4\pi\epsilon_0 m_r b v_r^3 / q_1 q_2 \dots\dots\dots (3.6)$$

$$\epsilon_0: \text{真空誘電率 } 8.854 \times 10^{-12} [\text{F/m}]$$

で与えられる。静止したイオンに対し運動エネルギー U の電子ないしイオンが衝突係数 $b[\text{m}]$ で入射したときの散乱角は

$$\left. \begin{aligned} e-i \text{ 散乱: } \cot(\chi/2) &= 1.38 \times 10^9 b (U/e) \\ i-i \text{ 散乱: } \cot(\chi/2) &= 1.38 \times 4 \times 10^9 b (U/e) \end{aligned} \right\} \dots\dots\dots (3.7)$$

で与えられる。ここで U/e の値は電子ボルトで表わした U の値に相当する。式 (3.7) の数値例は表 3.1 に示してある。このような散乱の断面積は、#2 が #1 に比べて著しく重くて、ほぼ静止している場合を示す図 3.3 について考えるとわかりやすい。こ

表 3.1 静止イオンに対し運動エネルギー U で入射された電子の散乱角が χ になるような衝突係数 b [Å]

U/e [eV]	1	3	10	30	100	300
χ (度)						
150	52	155	520	1,550	5,200	15,500
90	14	42	140	420	1,400	4,200
30	3.7	11	38	110	380	1,100

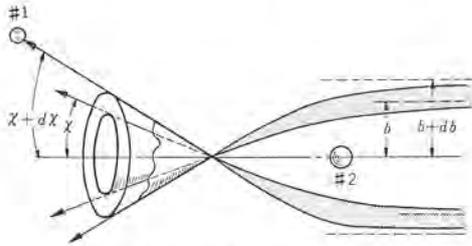


図 3.3 散乱断面の説明

の図で、散乱角が χ および $\chi + d\chi$ になるような #1 の 2 種類の軌跡にそれぞれ接する 2 円スイに挟まれた微小立体角は、 $2\pi \sin \chi d\chi$ に等しい。この $d\Omega$ を #1 が通るような散乱の断面積 (微分断面積) $d\sigma = S(\chi)d\Omega$ は Rutherford の式

$$S(\chi) = (q_1 q_2)^2 / [8\pi\epsilon_0 m_e v_e^2 \sin^4(\chi/2)]^2 \dots\dots\dots (3.8)$$

から求められる。 $S(\chi) = d\sigma/d\Omega$ は式 (3.7) と同じ場合の散乱においては次式の値をとる。

$$\left. \begin{aligned} e-i \text{ 散乱: } S(\chi) &= 1.80 \times 10^{11} [(U/e) \sin(\chi/2)]^{-2} \\ i-i \text{ 散乱: } S(\chi) &= (1.80/4) \times 10^{10} [(U/e) \sin(\chi/2)]^{-2} \end{aligned} \right\} \dots\dots\dots (3.9)$$

また密度 n でまばらに分布している標的粒子 #2 の群の中に、粒子 #1 を入射したとき、#1 の散乱角が χ と $\chi + d\chi$ の間に納まるような散乱の確率 dP は式 (3.1) と同様 $nd\sigma = nS(\chi) d\Omega$ で与えられ、あらゆる方向への散乱の確率は、 $nd\sigma$ を $\chi=0 \sim \pi$ の間で積分したものである。しかしながら式 (3.8) は χ の小さい散乱に対しては成り立たぬため、上記の積分が無限大となるような不合理が起きる。ただしプラズマ中の輸送現象の取り扱い(次号)で、よく行なわれるように小角度の散乱を無視することにすればこの積分は v_e^{-4} に逆比例する有限値となる。

弾性的な $e-n$, $p-n$ 衝突: これは前項のクーロン散乱の場合と違って、衝突粒子の一方が中性粒子である場合であるが、中性粒子の原子核や核外電子の電界は当然相手の粒子に作用する。このような電界のポテンシャルが両粒子間距離の 4 乗に逆比例するとして、前項と同様な取り扱いをすると、この衝突断面積は v_e (の \sqrt{U}) に反比例することが結論される、この結論は図 3.4 に示した大きな U の領域における He や H_2 と電子との弾性衝突の断面積の変化の状況とよく一致する。しかしながら、このような古典力学的な取り扱いが成り立たぬ典型例は、同図の小さな U の領域における Xe, Kr, A などの断面積の極端な変化 (Ramsauer-Townsend 効果) であって、これは波動力学でみごとに説明されている。図 3.5 は図 3.4 には記入できなかったほかのガスにおける電子の断面積、図 3.6 は希有ガスなどにおける各種イオンの断面積を示す。 $i-n$ 弾性衝突においては、いったいに同一イオンに対し標的となる中性粒子の質量が増すほど断面積は大きく、またそれらの断面積は U が増すにつれ一定値に近づく。イオンと親

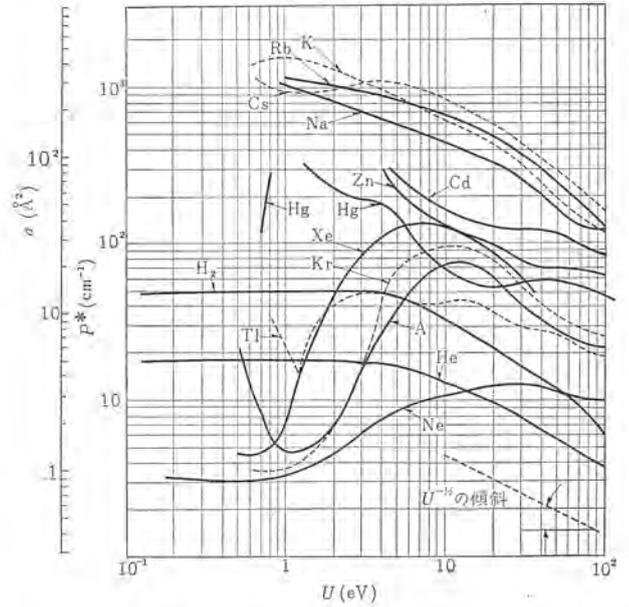


図 3.4 電子弾性衝突の確率および断面積 (その 1)⁽¹⁶⁾

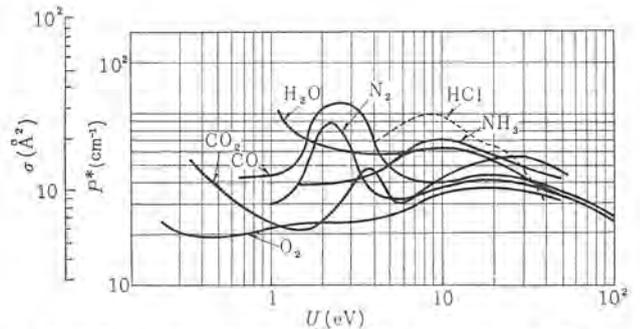


図 3.5 電子弾性衝突の確率および断面積 (その 2)⁽¹⁶⁾

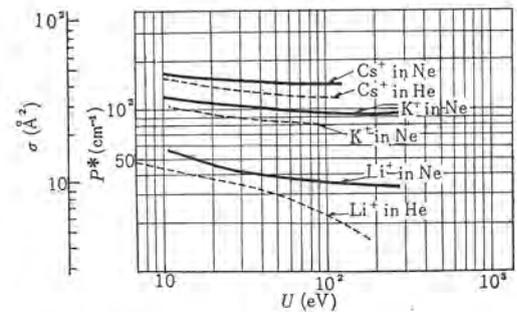
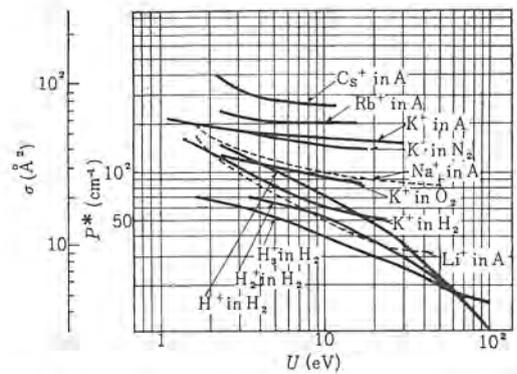


図 3.6 イオン弾性衝突の確率および断面積⁽¹⁶⁾

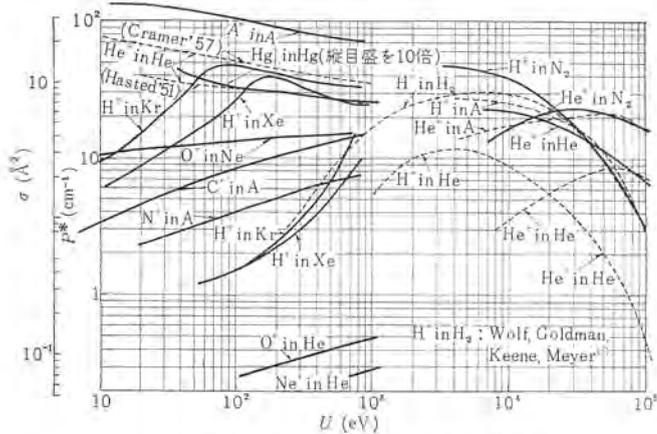


図 3.7 電荷交換の確率および断面積⁽¹²⁾⁽¹⁶⁾

ガス粒子、たとえば He^+ と He の弾性衝突の断面積は両粒子間の電荷交換現象（後述）の影響をうけやすい。

3.3 電荷交換

イオン X^+ と中性粒子 Y とが衝突した際に、前者が中性粒子 X 、後者がイオン Y^+ となる現象である。この現象の確率 [図 3.7] は、このほかの $i-n$ 間非弾性衝突たとえばイオンによる電離の確率 [図 3.9] よりも相当大きい。事実、ガス分子 Y の群の中に高速のイオン X^+ を打ち込んでも、これが相当に高い確率で高速の X と低化し、一方これとの電荷交換を行なった低速の Y が依然速度がいままで、イオン Y^+ となることはよく知られている。 X と Y とが同種のものである場合、電荷交換は高速イオンが低速イオンにすりかえられる現象だといえる。このような現象はイオンのガス中での実効的移動速度の見かけ上の低下や、高エネルギーイオンビーム入射による超高温プラズマ発生困難の原因となるものである。

一般にイオンが親ガスに入射された場合、入射エネルギー U が小さくなるにつれ電荷交換確率は増す。また異種ガスに入射された場合の確率は、一般に U がゼロでないある値となったときに最大となり、この最大を与える U の値は両粒子間の電離電圧の差が大きいほど大きくなる。しかしながら図 3.6 の A , He 中の O^+ , A 中の N^+ などの曲線はほかの種類非弾性衝突が存在するためかなり異常な曲線となっている。このほかの現象たとえば電荷交換による 2 価イオンの 1 価イオンへの転化などについては説

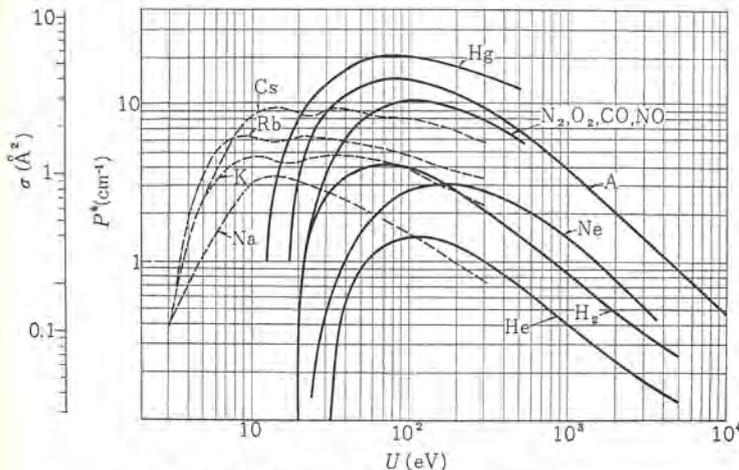


図 3.8 電子による電離の確率および断面積⁽⁵⁾

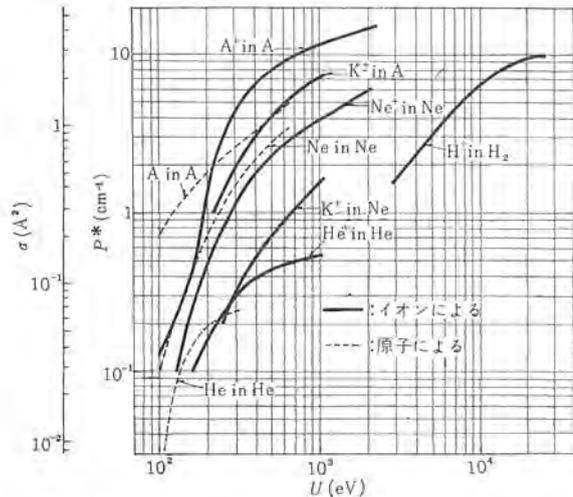


図 3.9 イオン、原子による電離の確率および断面積⁽⁵⁾

明を省略する。

3.4 電子、イオン、原子による電離

電子による電離：図 3.8 にこの電離の確率 P^* を示す。ただしこの確率の中には多価イオン発生率も含まれているが、 Ne , Hg , A の例でいえば、2 価イオン、3 価イオンの発生最大確率は 1 価イオンのそれよりもそれぞれ 1 ケタおよび 2 ケタ程度低い。また電子入射エネルギー U がたとえば $10^4 eV$ 程度である場合の電離では、標的原子から出る電子の中には、原子の内殻（殻）たとえば K 殻から出たものも含まれるが、その割合は著しく小さい。

P^* は $U = eV_i$ [V_i : 電離電圧] でゼロであるが、その最大値はアルカリ金属蒸気では $U \approx 15 \sim 30 eV$ 、そのほかのガスでは $U \approx 80 \sim 120 eV$ の所にある。アルカリ蒸気以外の場合、 $U \leq 2eV_i$ では $P^* \propto (U - eV_i)$ 、 U が著しく大きい所では $P^* \propto U^{-1}$ が近似的に成り立つ。また励起原子の電離（累積電離）の確率は、図 3.8 に示したような基底状態（励起されぬ状態）にある粒子の電離の確率よりも大きいはずであるが、これに関する実測結果ははなはだ少ない。計算によると励起状態 $2P$ にある水素原子 H の電離確率の最大値は基底状態にある H のその約 10 倍である。

正イオンによる電離：イオンは電子よりもはるかに質量が大きいため、その標的中性粒子に対する相対運動の速度 v_r は、この相対運動のエネルギーと同じ運動エネルギーを持つ電子の速度に比べて著しく小さい。したがって古典的な表現をかりれば、ガス中に入射されたイオンの運動エネルギー U が小さいとき、イオンは標的粒子の近傍をゆっくりと通過するので、後者の外殻電子はいったん軌道からはずれかけてもふたたび位置を調整する機会に恵まれ、結局後者内にとどまることになる。 U が小さいときのイオンによる電離の確率が、電子によるその確率よりはなはだ小さいのはこのような理由による。しかし、 v_r が等しい電子とイオンとは、同じ程度の能率で電離を行なうことが認められている。たとえば陽子 (H^+) は U が $10^5 eV$ 程度となったときに、最高の能率で電離を行なう。図 3.9 の実線はイオンによる電離の確率の実測例を示したものである。

中性原子による電離：イオンによる電離と同様に U が相当大きくならないと起こりにくく、図 3.9 からわかるとおり、両者

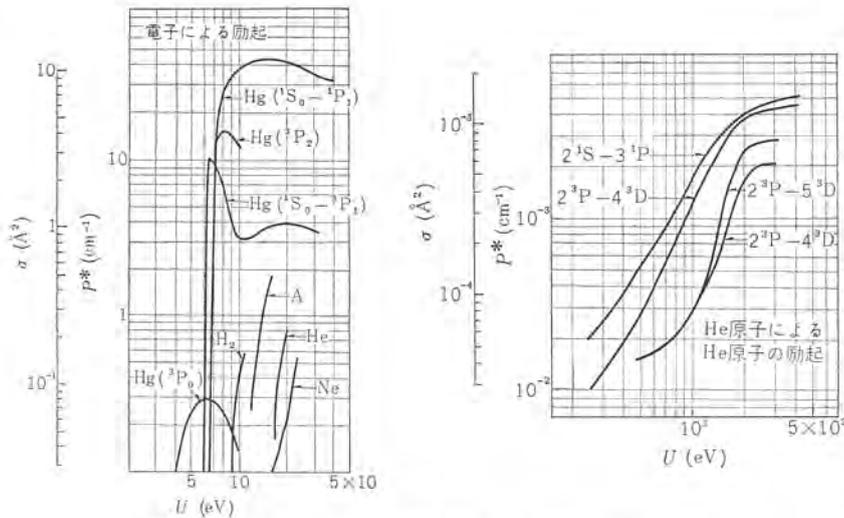


図 3.10 電子, 原子による励起の確率および断面積⁽⁵⁾⁽¹⁶⁾

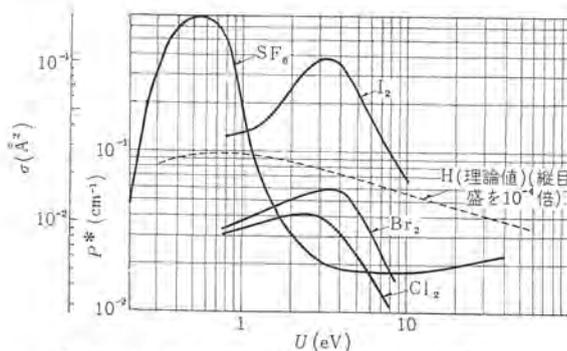


図 3.11 電子付着の確率および断面積⁽¹⁶⁾⁽²⁹⁾

の確率は大きざっぱにいて同程度である。

3.5 電子, イオン, 原子による励起

電子による励起: 図 3.10 と図 3.4 との比較からも大体わかるように, 電子の励起確率は同一ガス中における弾性衝突の確率よりも 1~2 ヶタ低い。また通常の励起では原子の核外電子 1 個が基底状態より高いエネルギー単位に上げられるのに対し, 電子 2 個が上げられるような励起 (2 重励起) があるが, 2 重励起粒子は異常項と呼ばれるエネルギーの大きい放射線を放出するか, あるいは放射線を出さずに, みずから電離してイオンとなる (自己電離ないし Auger 効果)。また基底状態に遷移することが許されていないエネルギー単位に励起された原子を, 準安定原子と呼ぶ。通常の励起粒子の寿命が 10^{-8} sec 程度であるのに対しこの準安定原子のそれは 10^{-4} ~数 sec といわれる。

原子, イオンによる励起: 原子による励起の例を図 3.10 に示す。一般に原子, イオンによる励起の確率の曲線は, U の広い範囲にわたって最大値に近い値を保つ, ならぬかな形をしているが, 後者による励起の確率のほうが大きい。

3.6 電子付着

電子が中性粒子に付着して負イオンを作る現象である。N, N_2 , 希ガスには電子付着が起こりにくい, H_2 ガス, C, CH, Li, H, OH, NO_3 , NO_2 , O_3 , O など最外電子カクがほぼ満されているガスには起こりやすい。図 3.11 は今までに測定されている若干

表 3.2 電子親和エネルギー E_a [eV]⁽¹⁶⁾

H	He	Li	C	N
0.7~0.76	0~-0.53	0.54~0.34	1.37	0.04
O	F	Ne	Na	Mg
2.2~3.8	4.13~3.94	-1.2	0.08	-0.87
Al	S	Cl	A	Br
-0.16	2.06	3.7~3.83	-1.0	3.54~3.82
I	Hg	O_2		
3.14~3.24	1.79	~1		

のガスの付着確率を示したものであるが, 図に示したように SF_6 が負イオンを作りやすい H_2 ガスに劣らぬ付着確率を持っていることは, このガスが真空断器の消弧媒体としてすぐれた性能を示すことと深い関係がある。また他の衝突現象と異なり, 付着確率の最大値が低い電子運動エネルギーの側

にあることは, 古典的な表現をかりれば, 電子が標的粒子の境界の影響の及ぶ区間を通過する時間が長いときに, 前者が後者に捕獲されやすいという理由に基づく。付着の際, 捕獲された電子の運動エネルギーと電子親和エネルギー E_a が放射の形で放出される。電子が強固に付着するほど E_a は大きい。 E_a の値は表 3.2 に示してある。

3.7 光による電離

光の二つの性質, すなわち波動性と粒子性の2面の中, 後者の観点にたてば光はエネルギー $U = h\nu$ (h : プランク定数 6.625×10^{-34} J-sec, ν : 振動数) を持つ光量子の集合である。ガス中に入射する光ビームの強さを I [J/sec] とすれば $z = I/(h\nu)$ は毎秒入射する光量子の数である。この U を電子ボルトで表わしたものを U/e は光の波長 $\lambda = c/\nu$ に対して

$$U/e = 1.24 \times 10^{14} / \lambda \dots \dots \dots (3.10)$$

で与えられる。たとえば Cs の最低励起エネルギー eV_i および電離エネルギー eV_i はそれぞれ 1.4, 3.89 eV であるが, これに相当するエネルギー (臨界エネルギー) を持つ光の波長はそれぞれ 8,944, 3,184 Å である。一般に光量子は, U がこのような臨界エネルギーよりも 0.1~1eV だけ高いときに, 最大の確率で標的粒子を励起ないし電離できる。超過エネルギー $U - eV_i$, ないし $U - eV_i$ は放出された電子に運動エネルギーの形で与えられる。ガス中に毎秒入射される光量子は, このような励起, 電離を起こすごとに数が減ってゆくの, 距離 dx を進む間の光量子の減少個数を $(-dz)$ とすると次式

$$dz = -\mu z dx \dots \dots \dots (3.11)$$

で与えられる μ [m^{-1}] は吸収係数と呼ばれる。Cs および Rb の蒸気の中では, 前述のような電離できる臨界波長 3,184, 2,858 Å よりやや短い波長のときに μ の値はそれぞれピーク値 0.73, 0.35 [m^{-1}] に達する。ただし, アルカリ金属は別として他のガスは励起, 電離電圧が高いので波長の短い紫外線ないし軟 X 線でないとこれを励起, 電離することは不可能である。

$h\nu$ が eV_i より著しく高いような X 線は原子の内カクの電子に作用する。たとえば A 原子の M, L, K カクから電子 1 個を取り出すのにそれぞれ約 16, 250, 3,200 eV を要するが, 1Å [$h\nu \approx$

12keV]のX線はA原子のM,L殻よりもむしろK殻電子をたたき出し、この電子は過剰エネルギー9keVを運動エネルギーとして得て飛んでゆき、次々と他のA原子を電離する。このX線の波長を大きくしてゆくと、 μ は次第に増すが4Å [$h\nu \approx 3.2$ keV]をこすと光子はK電子を取り出すことができなくなり、その代わりにL電子をたたき出す。このためこの4Åのところでは若干下るが、さらに波長を増すに従い μ は単調に増大し、50Åにいたって今度はL電子をたたき出せなくなるために μ が先の場合と同様低下する。

3.8 再結合

一般に正負両荷電粒子の密度を n_+ , n_- とし、これらが再結合によって失なわれてゆく割合を

$$-dn_+/dt = -dn_-/dt = \alpha n_+ n_- \dots \dots \dots (3.12)$$

と書いたとき、 α を再結合係数と呼ぶ。

電子-イオン間再結合: (a) 放射を伴う再結合 (b) 二重励起に伴う再結合 [イオンが電子を捕えたときに二重励起され、その後他の粒子と衝突して安定な中性粒子となる] (c) 解離を伴う再結合 [たとえば $He_3^+ + e \rightarrow He^* + He$ (e : 電子, He^* : 励起 He 原子)] (d) 3体衝突再結合がある。 α は (a) では 10^{-13} , (b) では 10^{-12} , (c) では $10^{-7} \sim 10^{-8}$ [cm^3/sec], (d) では $(10^{-10} \sim 10^{-11})p$ [cm^3/sec] [p : ガス圧力 (mmHg)] 程度といわれる。

正イオン-負イオン間再結合: 負イオンができやすいガス中ではこの種の再結合が問題となる。各種の機構の中3体衝突再結合がおおむね支配的であるとされている。 $p=760$ mmHg, $T=0^\circ C$ のときの α は O_2 , 空気, Co, Co_2 , H_2O などで $(0.9 \sim 1.7) \times 10^{-6}$ [m^3/sec] 程度という測定値がある。

参考文献

— 一般的な解説 —

(a) 気中放電

- (1) A. v. Engel, M. Steenbeck: Elektrische Gasentladungen I, II, Springer (1934)
- (2) L. B. Loeb: Fundamental Processes of Electrical Discharge in Gases John Wiley (1939)
- (3) M. J. Duruyvesteyn, F. M. Penning: Rev. Mod. Phys 12 87 (1940)
- (4) L. B. Loeb: Basic Processes of Gaseous Electronics, Univ. of California Press (1955)

- (5) A. v. Engel: Ionized Gas (Clarendon 1955)
[山本, 奥田(訳): 電離気体 (コロナ社)]
- (6) J. D. Cobine: Gaseous Conductors, Dover, (1958)
(b) プラズマ物理, 同応用, 核融合
- (7) L. Spitzer, Jr.: Physics of Fully Ionized Gases Interscience (1956)
- (8) A. Simon: An Introduction to Thermonuclear Research (Pergamon 1959)
- (9) J. G. Linhart: Plasma physics, North-Holland (1960)
- (10) F. H. Clauser (General Editor): Symposium of Plasma Dynamics, Addison-Wesley (1960)
- (11) J. E. Drummond: Plasma Physics, McGraw Hill (1961)
- (12) D. J. Rose, M. Clark Jr.: Plasmas and Controlled Fusion, John Wiley (1961)
- (13) Proc. I.R.E. 49 No. 12 (1961) [Special Issue on Plasma]
- (14) W. B. Thompson: An Introduction to Plasma Physics, Pergamon Press (1962)
(c) 放電およびプラズマに関するデータ集
- (15) M. Knoll, F. Ollendorf, R. Rompe: Gasentladungstabellen Springer (1935)
- (16) 電気学会放電専門委員会: 放電ハンドブック 電学 (1958)
- (17) S. C. Brown: Basic Data of Plasma Physics John Wiley, M. I. T., (1959)
- (18) J. Berkowitz et al.: Second Geneva P/1538
- (19) たとえば文献 (7)
- (20) たとえば文献 (8)
- (21) 近藤, 利岡: 関西支部電学連大 2-12 (昭 38)
- (22) たとえば昭 37 物理年会 7P-E-9
- (23) G. Schmidt: Physics of Fluids 5, No. 8, 994 (1962)
- (24) 近藤, 利岡: Mitsubishi Denki Laboratory Report 4, No. 4, 457 (1963)
- (25) 近藤, 利岡: 核融合研究 11, No. 4, (1963)
- (26) H. S. W. Massey, E. H. S. Burshop: Electronic and Ionic Impact Phenomena
- (27) N. F. Mott, H. S. W. Massey: The Theory of Atomic Collisions Clarendon (1961)
[高柳(訳): 衝突の理論(上, 下) (吉岡書店)]
- (28) たとえば文献 (1)~(6), (14)~(15) など
- (29) 潮, 宮本, 鎌谷: 「三菱電機技報」 36, 1036 (1962)

新製品紹介

三菱工業計測器 (A シリーズ その 3)

3.1 調節計 AC-300 形

AC-300 形調節計はプロセス量の測定値と設定値との間の偏差信号を入力とし、純電子回路によって比例、積分、微分 (PID) 演算を行ない、4-20 mA の直流電流の制御信号を操作端に伝送し、調節動作を行なうものである。

その構成は高利得の演算増幅器を有するキ(饋)還増幅器で、積分、微分演算部はキ還回路に含まれている。キ還増幅器からの出力は同期整流回路により直流電流信号として取り出される。この調節計は入力回路と出力回路とが静電的に絶縁されているので、接地は任意に行なうことができ、また、カスケード接続も可能である。

特長

- (1) 半導体素子を使った回路で構成され、全電子式に演算を行なうものであるから、高精度、長寿命で信頼性に富んでいる。
- (2) 調節に必要な操作、比例帯、積分、微分時間の設定はすべてパネル前面から行なうことができる。
- (3) パルプ開度指示計と自動-手動切換スイッチを併用することにより自動-手動切換はプロセスにカ(乱)を与えることなく円滑に行なうことができる。
- (4) AC-340 形は設定部のついた小形記録計、自動平衡形指示計または手動設定器と組み合わせて使用される。AC-390 形はユニットの中に設定部を有し、無指示調節計として使うことができる。

仕様

入力信号	4-20 mA DC または 1-5 VDC
入力インピーダンス	250 Ω (4-20 mA の場合) 100 kΩ (1-5 V の場合)
出力信号	4-20 mADC
最大負荷	600 Ω
比例帯	2-200%
積分時間	0.03-100 rep/min
微分時間	0.03-10 min
周囲温度	0.45°C
電源	100 ±10 V 50/60 c/s
消費電力	15 W



図 1 AC-340 形電気式調節計

3.2 空電変換器 AV-100 形

プロセス計装で空気圧信号を採っているものと組み合わせて使用するためのユニットで、標準空気圧信号を 4-20 mA の直流電流信号に変換する。したがって空気圧式の発信器または調節計からの

出力信号を受けて電気信号に変え、記録調節を行ない、あるいはデータ処理装置へ導入するなどの機能をもっている。

その動作としては、空気圧信号はベローに加えられて変位を生じ、入力スプリングを介して力平衡形変換器に力を与える。力平衡形変換器は加えられた力に比例した直流電流信号を生じ伝送するようになっている。

特長

- (1) 空気圧信号検出部はベローおよびパネから構成され、スパン、ゼロ点などの調節が容易である。
- (2) 電流信号変換器は力平衡形変換器を使っているので変換の精度が高く、安定性がすぐれている。
- (3) 装置がきわめて小形化されており、取付が容易である。

仕様

入力	0.2-1 kg/cm ²
出力	4-20 mADC
精度	±0.5%
最大負荷	600 Ω
周囲温度	0.45°C
電源	24 VDC または 100 ±10 V 50/60 c/s
消費電力	5 W



図 2 AV-100 形空電変換器

3.3 電空変換器 AV-600 形

A シリーズのプロセス計測制御装置の信号は 4-20 mA の直流電流に統一されているが、調節計の出力によってダイヤフラム弁のような空気圧式操作端を駆動させる場合には 0.2-1 kg/cm² の空気圧信号に変換する必要があり、電空変換器はこの機能をもっている。

この電空変換器は電気入力信号を空気圧信号に変えるユニットと、変換された空気圧信号を増幅するブースタより構成されている。前者は磁場内に置かれた可動コイルに電気入力信号が流れるとベームが変位し、ノズル・フラップの間隙が変わり、ノズル背圧が変化する。ブースタはソレノイド形の空気リレーで、出力空気量の増幅を行なうもので、力平衡方式を使っているため、増幅の直線性がすぐれている。

特長

- (1) 空気圧信号発生部にブースタを使用しているため、容量の大きい負荷を操作することができる。
- (2) ブースタはソレノイド形で、空気消費量が少ない。
- (3) 装置全体が小形化されており、取付に便利である。

仕様

入力	4-20 mADC
出力	0.2-1 kg/cm ² 空気圧
入力抵抗	300 Ω
空気供給量	0.01 Nm ³ /min 以下
精度	±1%



図3 AV-600 電空変換器

3.4 電流電圧変換器 AE-114 形

A シリーズの統一信号は 4-20 mADC であるが、テレメータ、データロガなどの入力には直流電圧となっているものがある。このような場合に、信号の変換の働きをするものが電流-電圧変換器である。

この装置は入力フィルタとゼナーダイオードを使った定電圧回路より構成される。定電圧回路によって作られる電圧によって、信号電流のバイアス値 4 mA による電圧を打消し、出力が 0 V をベースとするようになっている。抵抗を変えることによって出力電圧のレベルを変更することができる。

特長

(1) 統一電流信号を任意の直流電圧信号に変更することがで

きる。

(2) 温度補償を施したゼナーダイオードを使っているため、安定かつ高精度である。

(3) 装置が小形で、取付に場所を要しない。

仕様

入力	4-20 mADC
出力	0-10 mV, 100 mV, 1 V, 5 V, 10 V
精度	±0.2%
安定度	電源電圧変動に対し ±0.01% 1V 温度変化に対し ±0.006% 1°C
出力インピーダンス	10 mV の場合 3 Ω 10 V の場合 2 kΩ
周囲温度	-10 ~ +50°C
電源	100 V 50/60 cs
消費電力	1.5 W



図4 AE-114 形電流電圧変換器

デッキ吸引力に使いやすさをプラス!

三菱電機掃除機 TC-280 形 “クリーンエース” 新発売

当社では、このたびは吸い上げた吸い込み力を発揮する独特の太いホース、ホースにコードを内蔵した新方式の手もとスイッチ、長いコードもすばやく巻き込むコードリール、ホコリのたまり具合が一目でわかるダストインジケータなど使いやすしいアイデアがいっぱいの TC-280 形三菱電機掃除機（愛称 クリーンエース）を新発売いたします。

■ 特長

(1) デッキ吸引力

定評ある三菱モートルが、鉄片のような重いものからつつつしたわたぼこりまでグングン吸い上げます。チリは独特な太いホースを通りぬけて、大形集じん袋へどんとたまります。抜群の吸い込み力は、100 円硬貨 100 枚を 16 秒間できれいに吸い上げます。

(2) ホースにコードを内蔵した新方式の手もとスイッチ

掃除しながら手もとでスイッチが操作できます。またスイッチ用コードがホースに完全に内蔵されていますから、じゃまになりません。

(3) 長いコードもすばやく巻き込むコードリール

コードが望みの長さにして使えじゃまにならず、使用後は胴体の中に巻き込んでしまいます。

(4) ホコリのたまり具合が一目でわかるダストインジケータ

ホコリのたまり具合が一目でわかりますので、いつも強い吸い込みで能率のよい掃除ができます。

(5) 伸縮自在延長パイプ

長さを自由自在に調節でき、使用中抜ける心配もなく、使用後は短く 1 本にまとまります。

(6) すみずみまで気をくばった設計

つまみ一つでたたみとじゅうたんに使っていただける TC 式床ブラシ、大形車輪で使用中倒れる心配がない、三重消音装置、テレビヤ

ラジオに雑音の入らないデルタ式雑音防止装置、衛生的にチリを始末する二重チリ装置などすみずみまで気をくばった設計になっています。

■ 仕様

(1) 電源	単相交流 50~60 c/s
(2) 電圧	100 V
(3) 消費電力	350 W
(4) コード	有効長 5 m
(5) 真空度	980 mm 水柱
(6) 風量	1.8 m ³ /min
(7) 重量	5.9 kg
(8) 付属品	TC 式床ブラシ、フレキシブルホース、伸縮自在延長パイプ、パーマメントダスタ、紙袋
(9) アタッチメント	チリ払いブラシ、洋服ブラシ、すきまノズル、曲りパイプ



TC-280 形三菱電機掃除機 “クリーンエース”

現金正価 ¥14,000 アタッチメント ¥1,800
月賦正価 ¥14,800 アタッチメント ¥1,900

■ 通信衛星によるテレビ中継成功

—国際電々茨城宇宙通信実験所—

昭和 38 年 7 月 7 日に通信衛星 テルスタ 2 号の追尾実験に成功を収めた国際電々宇宙通信実験所では引き続き テレビ 中継実験を行なうべく、当社より製作納入した 20 m 送受信 アンテナを中心に鋭意準備を進めてきたが、すでに衆知のように昭和 38 年 11 月 23 日、ついに太平洋を越えての テレビ 中継に大成功を収めることができた。時あたかも ケネディ 大統領暗殺という予期しない重大事件と重なり、同大統領のメッセージで始まる予定であったテレビ 中継が、その暗殺の生々しい悲報を伝えるという、まことに通信史上忘れがたいものとなった。

今回の リレー 衛星を用いての実験は、11 月 15 日より 12 月 14 日まで、合計 18 回にわたって行なわれ、このうち 4 回が国内のテレビ 放送網に ナマ 中継された。実験はアメリカ太平洋岸の モービ



左側の大きな球形のものが 20 m 送受信アンテナを取めた 30 m レードーム、右側の小形レードームは追尾装置、中央建物が管制室で、この中に制御計算機、管制車などがある。

図 1 国際電々茨城宇宙通信実験所全景



図 2 レードームで覆う前の送受信 アンテナ

局あるいは太西洋岸の アンドーパ 局との間で行なわれた。その実験の方法はまず、あらかじめ計算された予測軌道 データ をもとにして追尾 アンテナ、送受信 アンテナ を制御計算機により衛星信号の到来予定方向に時々刻々 向けて待受け状態に入る (プログラム 追尾)。通信衛星が ビーコン 信号 4,080 Mc を発射すると、日本ではこの ビーコン信号を追尾 アンテナ が捕捉、自動追尾して衛星の正確な位置を知る。この角度位置情報に従って、制御計算機は送受信 アンテナ を時々刻々正確に衛星の方向に向ける。このようにして 4,170 Mc の搬送波で衛星より送られてくる テレビ 信号を送受信 アンテナ が受信するわけである。実験が行なわれた軌道は方位角、約 85~50 度、仰角約 35~1 度、距離約 8,000~11,000 km

表 1 送受信 アンテナ 概略仕様

形 式	送受共用カセグレン方式	
周 波 数	送信 6,390 Mc	受信 4,170 Mc
ア ン テ ナ	パラボラ反射鏡 直径 20 mφ	
	ビーム幅	送信 約 0.2 度 受信 約 0.3 度
	利 得	送信 約 58 dB 受信 約 55 dB
	可動範囲	方位角 ±360 度
		仰 角 0~90 度
駆 動	油圧駆動方式	
	最大角速度	方位角 3°/sec
		仰 角 1°/sec
角 度 検 出	デジタル方式	
	最小検出角度	1/200 度
総合追従精度	3 分以内	
レードーム	軟式一重レードーム	
	直径 30 m	損失 約 0.15 dB

表 2 追尾装置概略仕様

形 式	サイマルテニアス ロービング方式	
周 波 数	4,080±0.2 Mc (連続波)	
ア ン テ ナ	パラボラ反射鏡 直径 6 mφ	
	利 得	約 43 dB
	可 動 範 囲	方位角 ±400 度
		仰 角 -5~90 度
駆 動	油圧駆動方式	
	最大角速度	方位角 8°/sec
		仰 角 1°/sec
角 度 検 出	デジタル方式	
	最小検出角度	1/200 度
測 角 精 度	方位、仰角とも 1 分以内	
受 信 電 波	円偏波、左右偏波取換可能	
	最小追尾入力 約 -140 dBm	
受信機雑音指数	追尾用 3 回路とも総合 3 dB 以下 (パラメトリック増幅器付)	
レードーム	軟式一重レードーム	
	直径 11 m	損失 約 0.15 dB

表 3 制御計算機概略仕様

語 の 構 成	符号+10 進 7 ケタ (数値語)
	8 進 7 ケタ (指令語)
記 憶 装 置	2 周波メモリ 512 語
論 理 素 子	パラメトロン 3,600 個
ク ロ ッ ク	25 kc
入出力選択回路	磁気変調形コアマトリクス (16 入力, 16 出力)
入 出 力 装 置	電動タイプ 2 台 磁気テープ装置 2 台
外 部 ス イ ッ チ	強制停止信号を含み 34 個

で、受信強度はピーコン信号約 -120 dBm (1×10^{-15} W)、テレビ信号約 -92 dBm でスピン周波数約 2.5 c/s、中継実験時間はいずれも約 $15 \sim 25$ 分であった。

この実験中、各装置はいずれも、その機能を十分発揮し、満足すべき成果をあげることができた。とくに直径 30 m の巨大なレドームに収められた送受信アンテナは、その要求機能を完全に満足しており、総合角度精度で 3 分以内という規格に余裕をもって入っているなど、来日中であった NASA 担当官もそのすばらしさに讃辞をおしなかつた。

今後引き続いて昭和 39 年 1 月中旬には、リレー衛星 2 号が打上げられる予定であり、日本における宇宙通信研究も本格的な活動に入ったわけで、これら宇宙通信用諸設備（送受信アンテナ、追尾装置、電子計算機、制御装置レドーム、その他付属装置）の製作を担当した当社に対して、その技術レベルの高さに信頼が寄せられるとともに今後の活躍が大いに期待されている。

■ 新幹線量産電車用電機品あいついで完成

東海道新幹線の量産電車用として、当社は主変圧器、主電動機など主要電機品の基本設計を担当するとともに、主変圧器 39 台、主電動機 190 台、主平滑リアクトル 51 台、タッパ切換器 27 台、ATC 装置 20 台、空気調和装置 560 台をはじめ、限流値制御装置などの各種制御機器、ブレーキ装置、配電盤などを大量に受注、製作中であつたが、このほどあいついで完成し、大部分の納入を終えた。

これらの電機品は量産第 1 次車 (180 両) に装備され、近く試運転が開始される予定であるが、今秋の開業までに引き続き第 2 次車 180 両が製作されることになっており、すでに第 1 次車分とほぼ同数の電機品を受注して製作中である。

なお、これらの機器の詳細は次号に掲載の予定である。



組立中の主変圧器

■ 東北本線向け試作 ED75 形交流電気機関車完成

国鉄東北本線向けとして製作中であつた ED75 形交流電気機関車が完成、 12 月 27 日の公式試運転をもって無事納入を終えた。

ED75 形機関車は、東北本線をはじめとする 50 c/s 交流電化区間の標準形シリコン整流器式機関車として新たに設計されたもので、このほど完成した試作車に引き続き、量産車の製作が開始

されることになっている。

この機関車は、磁気増幅器を用いて、無電弧タッパ切換とノッチレス制御を実現したのをはじめ、性能、信頼度を高め、保守を容易にするため種々の新技術が取り入れられており、次のような特長を有している。

(1) 高い粘着性能

交流機関車の有する良好な粘着特性をさらに高めるため、低圧タッパ切換方式を採用して主変圧器の内部インピーダンスの低下をはかり、再粘着特性を向上するとともに、磁気増幅器を用いた直流電圧のノッチレス制御により、空転発生の誘因となるノッチ進段時の引張力変化をなくし、円滑な運転が行なえるようにした。また軸重移動を抑制するため台車には特殊なリック構造を採用し、電氣的にも軸重補償回路を設けてある。

(2) 無電弧タッパ切換方式の採用

主回路にそう入した磁気増幅器の働らきにより、タッパ切換スイッチを無電流とした後開閉するので、スイッチの最大通電電流は約 $4,200$ A に達するにもかかわらず、投入シヤ断責務は 10 A 以下でよくタッパ切換器が小形軽量となり、保守も容易である。

(3) 制御回路の無接点化

SCR や磁気増幅器を用いて大幅に無接点化し、信頼度の向上と保守の簡易化をはかってある。また無接点回路の設計を容易にするため、制御電源として従来直流発電機に代わって交流発電機を採用した。

(4) 60 c/s への転用可能

主要機器は 60 c/s でも使用できるように設計されており、将来必要に応じて 60 c/s 電化区間にも転用できる。

機関車の主要要目は次のとおりである。

方式・用途	シリコン整流器式 客貨両用 重連総括制御付
電気方式	単相交流 20 kV 50 c/s
重量・軸配置	67.2 t (運転整備)・B-B
機関車寸法	(長) $13,500 \times$ (幅) $2,800 \times$ (高) $3,600$ mm
機関車性能	最高許容速度 100 km/h
	1 時間定格引張力 14.1 t
	1 時間定格速度 49.1 km/h
	1 時間定格出力 $1,900$ kW



ED75 形交流電気機関車

- けん引荷重(最大コウ配) 1,300 t (10⁹/min)
- 主電動機 MT 52 形 4 極 他力通風 F 種絶縁
1 時間定格(脈流) 475 kW, 900 V, 570 A,
1,070 rpm 4 台
- 駆動装置 ツリカケ式 弾性歯車使用 歯車比 4.44
- 主変圧器 TM 11 形 外鉄 フォームフィット 形 送油風冷式
連続定格 2,330 kVA (冬期 2,710 kVA)
- 磁気増幅器 MA 1 形 H 種乾式 風冷式 巻鉄心形
連続定格 196 kVA 96 V 2,040 A 2 組
- シリコン整流器 RS 11 形 単相ブリッジ結線および磁気増幅器
帰還用 連続定格 1,938 kW, 950 V, 2,040 A
(素子数 280 個)

■ 光磁気共鳴による弱磁場測定器の開発に成功

弱磁場中で整列したアルカリ金属蒸気の磁気共鳴を透過光(円偏波 D₁ 線)で測定する技術を研究中であったが、これを使った原子発振器の発振に成功した。これは空間の磁場の強さに比例した周波数で、磁場の変化に遅れなく発振する。したがって磁力計として使えるが、0.05~10 G 程度の弱磁場が 0.001 mG 以上の精度で連続的に測定、記録できる。しかも小形(200φ×300 以下)、軽量(数 kg 以下)で、所要電力も少なくすむ(数 W 以下)ので飛行機、ロケットなどへの搭載に適する。まず来年度、夏に打ちあげ予定の東大生産研究所のロケットに積み、高空の磁気測定に使われる予定である。今後、地球磁場、月やその他の天体の磁場の測定器、産業用、軍事用磁気探知器として偉力を見せるものと思われる。

この技術の開発にあたり Na, K, Rb, Cs, などのアルカリ金属を用いて磁気共鳴吸収の実験を行ない、原子の分光学的なデータを得た。とくに Rb⁸⁵, Rb⁸⁷, Cs¹³³ などについてこのような方法で

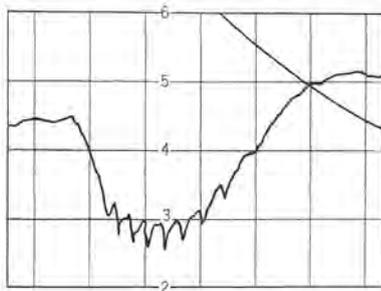


図 1
6.43 G の磁場中の
Rb⁸⁵ の磁気共鳴
吸収

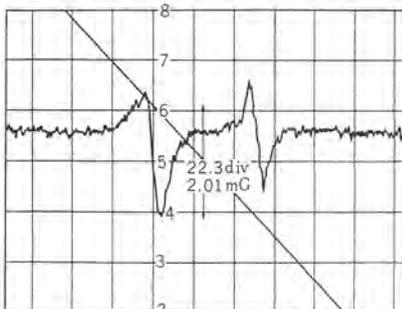


図 2
地磁気(0.46 G程度)
中の Rb⁸⁷ 磁気共
鳴吸収の微分曲線

原子の超微細構造のゼーマン分岐を観測、記録したが、これは世界でも最初のものである。

■ 三菱 WS-100-SJ 形双頭式電気抵抗溶接機完成

当社伊丹製作所では、すでに千数百台の各種電気抵抗溶接機を製作し、自動車、航空機、鉄道車両、メカなどに納入して、それぞれの業界の発展に貢献してきたが、今回さらに“少ない作業人員で量産を”とのわが国工業界の要望にこたえ、生産ラインにおける溶接工程を合理化する目的で、写真のような、三菱 WS-100-SJ 形双頭式電気抵抗溶接機を完成して、38 年 11 月大阪で開催された溶接実演展に出品し、その高速点溶接ぶりをひろうして、好評を博した。

本機は、今後自動車工業、家庭電機工業などの量産ラインで、その偉力を発揮するものと期待されている。



三菱 WS-100 SJ 形双頭式
電気抵抗溶接機

仕 様

形 名	WS-100-ST	
定 格 容 量	単相 100 kVA (50% 使用率)	
定 格 一 次 電 圧	無負荷時 200 V 400 V 負 荷 時 180 V 380 V	
定 格 周 波 数	50 c/s 60 c/s	
最 大 入 力	288 kVA (6% 使用率)	
	普通スポット、プロジェク ション側(写真の左側ヘッド)	高速スポット側 (写真の右側ヘッド)
最 大 負 荷 電 流	36,000 A (6% 使用率)	28,000 A (10% 使用率)
最 大 加 圧 力	1,000 kg (給気 5 kg/cm ²)	360 kg (給気 5 kg/cm ²)
標 準 フ ト コ ロ 深 さ	400 mm 255 mm	400 mm
標 準 フ ト コ ロ 間 隔	116 mm 200 mm	200 mm
電 極 ス ト ロ ッ ク	0~100 mm (2 段調整)	0~100 mm (2 段調整)
標 準 作 業 高 さ	900 mm	
下 駒 調 整 範 囲	標準位置より上方へ 25 mm 下方へ 100 mm	標準位置より上方へ 25 mm 下方へ 100 mm
溶 接 能 力	厚さ 3.2 mm の軟銅板を A 級点溶接、厚さ 1.6 mm の軟 銅板を 3 点同時に、または厚 さ 1.0 mm の軟銅板を 4 点同 時にプロジェクション溶接	厚さ 1.6 mm の軟銅板を毎 分 240 点の速さで A 級点溶接
そ の 他	イグナイトロンの制御に SCR、電磁弁の制御にパワート ランジスタ、時間回路にコンデンサトランジスタ を用いた無接点化、半導体化された同期式タイマ(特許出 願中)を使用している。	

■ 競馬場用テレビ設備完成

最近、各方面において ITV の利用が非常に活発になってきているが、これらの広範囲の用途に応じるために、トランジスタ化した ITV “メルビジョン” 完成したことはすでに本誌で紹介したとおりである。

このほど、日本中央競馬会より受注した競馬場用 テレビ 設備が完成し、11 月 2 日から開催された京都淀競馬で活躍し、好評を博している。

この テレビ は競馬場における ファン への サービス を目的として



図 1 メルビジョンカメラによる撮影



図 2 テレビ室の調整卓



図 3 場外のテレビ受像機

設置されたもので、4 台のメルビジョンカメラにより撮影した映像をテレビ室の調整卓で切換え送像し、場内各所に配置された約 40 台のテレビジョン受像機に写している。

4 台のカメラのうち 2 台はレース用で各レースを追跡し、1 台は投票券の売上高および着順その他を送るデータサービス用、他の 1 台は馬下見所に設置され馬下見所の様子を写すもので屋外用カメラケースに納められている。テレビカメラは解像度の良いインターレース方式の IT-T2 形メルビジョンを使用し映像はビデオ信号のまま伝送して、映像分配器で分配する方式を採用しているため、画質もよく、また受像機のスピーカで場内アナウンスを放送しているためレースの模様などがスタンド以外でもよくわかって便利だと競馬ファンに喜ばれている。

なお、このテレビ装置は 12 月からの阪神競馬場においても活躍することになっている。

おもな納入機器

IT-T2 形メルビジョン	5 台 (内予備 1 台)
受像機	41 台 (" 4 台)
内訳	16 形 26 台 (" 2 台)
	19 形 13 台 (" 2 台)
	21 形 2 台
映像分配器	14 台
調整卓	1 台
映像モニタ用 8 インチ受像機	5 台
屋外用カメラケース	1 台
遠隔操作回転台	1 台

■ わが国最初の南米 (コロンビア) 向けエレベータを受注

わが社では、かねて南米コロンビアのハリア・エンタプライズ社との間で、各種エレベータの輸出商談中であつたが、このほど高層ビル用超高速エレベータ (わが社独自の速度制御方式、シンクログライド方式を採用、分速 210 m のスピードを誇るエレベータである。) 4 台を含む、計 9 台のエレベータの大量受注をした。

このエレベータの輸出成約は、わが国として最初の南米向けエレベータの輸出であり、従来コロンビアのエレベータ市場は、オーチス (アメリカ)、シンドラー (スイス) など、欧米の有力メーカーが市場を独占していたものを、今回わが社がはじめてこの市場に食いこんだものできわめて意義深い。またコロンビアは、将来もエレベータ、エスカレータの市場として、かなり需要があるものと期待されている。

受注したエレベータは

- (1) 客用
- (2) 歯車なし方式
- (3) 3,500 ポンド (約 1,600 kg)
- (4) 4C-ASP-A 方式
- (5) 毎分 700 フィート (210 m)
- (6) 23 または 24 個所停止



特許と新案

複数電動機の運転表示灯装置

考案者 木内修・藤井二郎

電動機群が一連の関係をもって運転されている場合、その中の一つの電動機に故障があるときは、この電動機と関係のある全部の電動機を運転停止するように構成している。ところで、この場合電動機の運転表示灯も全部が同時に消灯するため、故障電動機がわからない欠点がある。そこでこの考案に論理要素を組み合わせて上記故障電動機のみを運転表示灯を点滅させて、故障電動機を容易に検知できるようにしたものである。

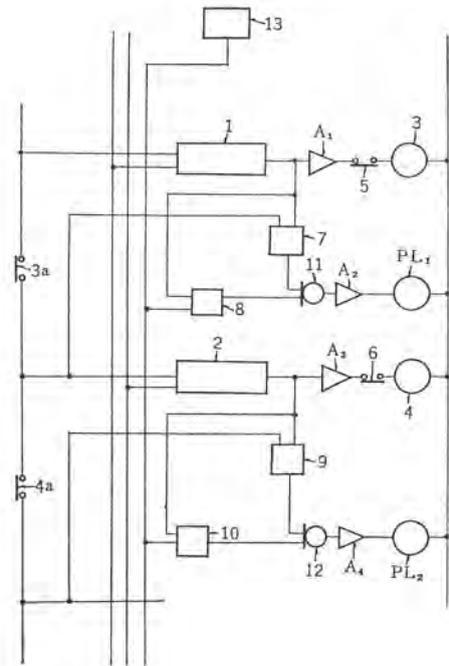
図は電動機が2個の場合を例示しており、各電動機はそれぞれの運転制御装置(1)(2)の作動により、操作線輪(3)(4)が付勢される時運転され、同時に表示灯(PL₁)(PL₂)が点灯される。(5)(6)は過負荷継電器の接触子、(3a)(4a)は上記操作線輪により作動する次段電動機運転制御用の錠止接触子である。各表示灯には AND 要素(7)……(10)、OR 要素(11)(12)、断続信号発生装置(13)が接続されている。(A₁)……(A₄)は増幅器である。

上記 AND 要素(8)(10)は断続信号発生装置(13)の作動により断続的に OR 要素(11)(12)へ出力を送出しているのに対し、AND 要素(7)(9)は過負荷継電器接触子(5)(6)が閉成している正常運転時には連続的に OR 要素(11)(12)へ出力を送出する。一方たとえ過負荷により接触子(5)が開放される時は上記 OR 要素への出力送出を停止する。

したがって表示灯(PL₁)(PL₂)は正常運転時には AND 要素(7)(9)の出力により連続的に点灯し接触子(5)が開放さ

れる時には表示灯(PL₂)は接触子(3a)(4a)の開放により消灯するとともに表示灯(PL₁)は AND 要素(8)の出力により断続的な点滅を行ない過負荷にある電動機を表示する。

(実用新案登録第 571837 号)(山田記)



複数電動機の起動装置

考案者 木内修・藤井二郎

複数電動機の総括制御を行なう場合、制御所と電動機設置現場とを結ぶ連絡線の数は少ない方が経済的にも誤接続防止にも望ましい。この考案は運転切換開閉器の切換に応じて互に 180° の位相差を有する θ 相あるいは φ 相電圧を選択的に発生させ、この電圧極性に対応して所望の電動機運転を行なわせるようにし連絡線の節減を計ったものである。

すなわち、図 1 に示すように制御所に設けた切換開閉器(COS₀)あるいは電動機設置現場に設けた切換開閉器(COS₁)(COS₂)(COS₃)……の切換により A 系統に属する電動機群あるいは B 系統に属する電動機群に対し、単独あるいは連動運転するため上記開閉器の切換に応じて互に 180° 位相の異なる θ 相電圧あるいは φ 相電圧を発生させ、この電圧に対応して AND 要素、OR 要素、NOT 要素、増幅器、FLIP、FLOP 要

素などの論理要素を作動させて電動機の運転操作線輪(MC₁)(MC₂)(MC₃)……を選択的に付勢する。なおこの操作コイルは B 系統電動機群のものを示し A 系統電動機群のものは省略している。なお(TM₀)(TM₁)(TM₂)(TM₃)は位相選択器、(TR₁)(TR₂)(TR₃)は変圧器、(AC)は交流給電装置、(K₁)(K₂)は交互に時限出力を出す時限出力発生装置である。図 2 は位相選択器の構成を示し、半波整流器(a)……(d)を通じ可飽和リアクトルの一方のインピーダンス値をゼロとし交流導線(L)の電圧を θ 相あるいは φ 相とする。

このようにして切換開閉器の切換に応じ互に 180° 位相の異なる電圧を発生させ、論理要素を選択的に作動させるのでこの考案によれば制御所と電動機設置現場とを結ぶ連絡線の数を節減できるものである。(実用新案登録第 571840 号)(山田記)

複数電動機の序相起動装置

考案者 木内 修・藤井 二郎

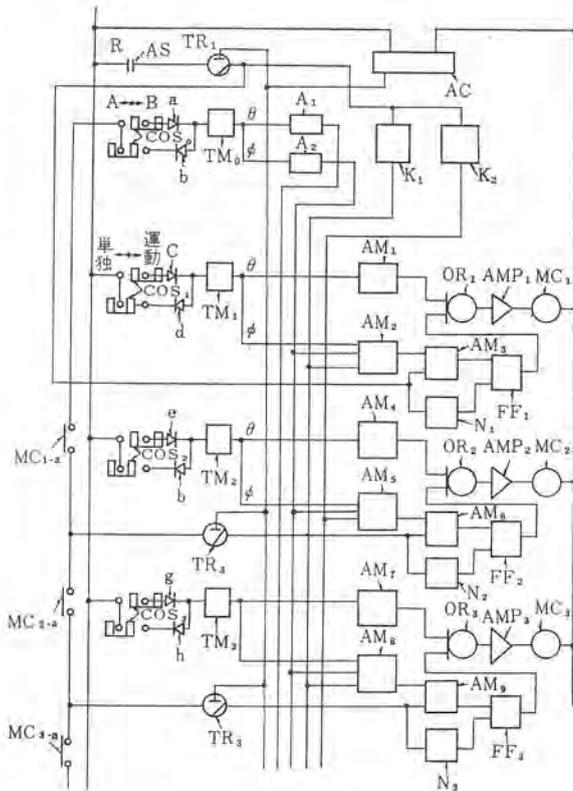


図 1

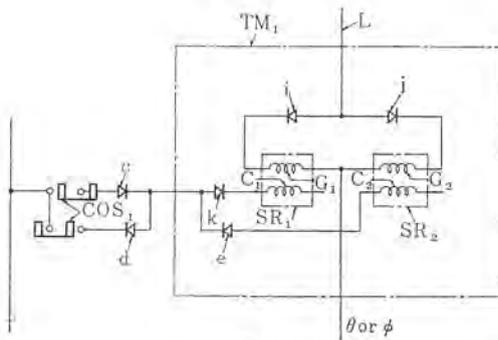


図 2

この考案は論理要素の構成により電動機群の各電動機を順次に起動する場合、前段の論理要素が電動機運転用操作線輪が不作動の場合後段の論理要素が作動しないように構成したものである。

すなわち、図示起動装置において電動機運転用操作 コイル (MC₁)(MC₂)(MC₃) の付勢を FLIP FLOP 要素 (FF₁)(FF₂)(FF₃) で制御するようにし、上記操作線輪の補助接触子 (MC₁-a)(MC₂-a)(MC₃-a) を次段電動機運転用 FLIP FLOP 要素の信号入力回路にそうし、この接触子の閉成時には FLIP FLOP 要素を作動させ接触子開放時には NOT 要素 (N₁)(N₂)(N₃) により上記 FLIP FLOP 要素をリセットさせる。

電動機を順次に起動させる場合、前段電動機が故障している場合後段電動機を起動させないよう一般に構成されており、これを論理要素で構成する場合には前段論理要素の出力がない場合に、次段論理要素を作動させないようにするのが普通である。しかしながらこのように構成すると前段論理要素が出力を出している状態で電動機運転用操作線輪が断線事故を生じた場合は、この事故に無関係に後段論理要素が作動するため次段電動機以降が停止できない欠点がある。

この考案によれば上記のように構成されているので前段電動機用操作線輪の不作動時には次段以降の電動機を確実に起動させないよう錠止できるものである。

(実用新案登録第 571841 号) (山田記)

最近における社外講演一覽

年月日	主催または開催場所	演 題	講 演 者	所属場所
38-10-26	関西大学	優先シャ断用継電器の一例	福原尚志・三上一郎 西浜忠・島田五郎	神 戸
38-10-26	関西大学	続流消去式单相再閉路方式	島田五郎・森 健 福原尚志	神 戸
38-10-26	電気関係学大連合大会	負帰還形磁気増幅器の安定限度を最適 ゲイン	大野栄一	中央研究所
38-10-26	電気関係学大連合大会	変圧器油の絶縁耐力と含有ガスとの影響	田畑則一	中央研究所
38-10-26	電気関係学大連合大会	オナライザ形電極におけるコロナ放電の特性	山口峯男	中央研究所
38-10-26	電気関係学大連合大会	可燃性気体の火花放電による着火限界	山田直也	中央研究所
38-10-26	電気関係学大連合大会	パルス放電による空気イオンの発生	平林庄司	中央研究所
38-10-26	電気関係学大連合大会	頂部装荷ユニポールアンテナの自己および相互インピーダンス	喜連川隆・武市吉博 水沢丕雄	中央研究所
38-10-26	電気関係学大連合大会	Reggia-Spencer形移相器の周波数特性	中原昭次郎・上松正雄	中央研究所
38-10-26	電気関係学大連合大会	コレパイル作成上の問題	首藤 勝	中央研究所
38-10-26	物理学学会	線形陽子加速器 I, II	永井昭夫	中央研究所
38-10-26	物理学学会	半導体検出器	高田 守	中央研究所
38-10-26	電気関係学大連合大会	二, 三の絶縁皮膜の極低温における性質	光本 誠・小俣虎之助 森田義男	中央研究所
38-10-26	電気関係学大連合大会	シアノエチルセルローズ含浸紙について	伊藤公男・小野 博	中央研究所
38-10-26	電気関係学大連合大会	同期化および制動トルクの周波数特性による動態安定度計算法	林 重雄	中央研究所
38-10-26	電気関係学大連合大会	各種多相再閉路方式の過渡安定度極限電力の比較	芝滝寿宏	中央研究所
38-10-27	電気関係学大連合大会	接着鉄心(第5報)	伊藤公男・清水英範	中央研究所
38-10-27	電気関係学大連合大会	電力系統特性のシミュレーション	馬場準一	中央研究所
38-10-27	電気関係学大連合大会	真空スイッチ中のアークによる真空度の変化	八代稜穂	中央研究所
38-10-27	電気関係学大連合大会	MHD発電ダクトの流体力学的特性の考察	森川鉄也	中央研究所
38-10-27	電気関係学大連合大会	オーランサイクルMHD発電装置の総合効率	伊藤利朗	中央研究所
38-10-27	電気関係学大連合大会	大電力ラズマジェットによるMHD発電	村井 裕	中央研究所
38-10-27	電気関係学大連合大会	制御系における飽和における飽和の協調について	真鍋舜治	中央研究所
38-10-27	電気関係学大連合大会	絶縁材料のコロナ劣化に関する研究の最近のすう勢	原 仁吾	中央研究所
38-10-27	電気関係学大連合大会	ラズマを閉じ込める進行磁界内の荷電粒子の運動	近藤博通	中央研究所
38-10-27	電気関係学大連合大会	環状ラズマの電磁圧縮の実験	飛田敏男	中央研究所
38-10-27	電気関係学大連合大会	図形認識モデルの一実験	黒田寿一	中央研究所
38-10-27	電気学会関西支部連合大会	電車の振動解析	山村隆司	伊 丹
38-10-27	電気学会関西支部連合大会	抵抗紙による磁界模写の誤差	渡辺次男	伊 丹
38-10-27	電気学会関西支部連合大会	変圧器保護用SPリレー動作特性の問題	桑原 宏	伊 丹
38-10-27	電気学会関西支部連合大会	内部冷却充テッ絶縁外鉄形変圧器(第一報)	瀬藤憲治	伊 丹
38-10-27	電気学会関西支部連合大会	接着鉄心(第五報)	岡崎信一	伊 丹
38-10-27	電気学会関西支部連合大会	粉末モールド形心形高周波変成器	丸谷領一	伊 丹
38-10-27	電気学会関西支部連合大会	アミン添加耐熱処理紙を使用した変圧器のモデル試験	清水英範	伊 丹
38-10-27	電気学会関西支部連合大会	フロン汚損閃絡特性試験	永谷幸保	伊 丹
38-10-27	電気学会関西支部連合大会	新幹線用区分閉路器	森岡昭二	伊 丹
38-10-27	電気学会関西支部連合大会	避雷器の緩波頭サージ放電開始電圧	岡田昌治	伊 丹
38-10-27	電気学会関西支部連合大会	シャ断器の三相合成等価試験	瀬度卓三	伊 丹
38-10-27	電気学会関西支部連合大会	ソリッドヨークのあるインダクタンスと交流(脈流)	露木益郎	伊 丹
38-10-27	電気学会関西支部連合大会	交流車両の磁気増幅器による無電弧ノッチレス制御	白庄司 昭	伊 丹
38-10-27	電気学会関西支部連合大会	電車の自動運転装置	北岡 隆	伊 丹
38-10-27	電気学会関西支部連合大会	104kV配電線用保護装置		伊 丹
38-10-27	電気通信学会	航行エレクトロニクス研究会講演 “レーダシミュレータの試作について”	鹿島 孝	伊 丹
38-10-28	現代経営センター	海外における銅、ニッケル、コバルトの新製品開発の動向について	小倉忠利	相 模
38-10-28	東北沖電気	銅合金パネ材料	矢吹真之助	相 模
38-10-29	大田区産業会館超音波技術講習会	透過法と超音波厚さ測定法	秋鹿為之	鎌 倉
38-10-30	東京規格協会	第6回標準化全国大会 パネル討論会“コストダウンと標準化”	前田幸夫	本 社
38-10-30	東京規格協会	第6回標準化全国大会 “品質管理職班長教育”	山本成一郎	本 社

次号予定

三菱電機技報 Vol. 38 No. 3

新幹線電機品特集

- 東海道新幹線量産車電機品
- TM-200 形国鉄新幹線向け主変圧器
- 東海道新幹線量産車用主電動機
- 東海道新幹線 ATC 装置
- 東海道新幹線用空調和装置
- 東海道新幹線電車用補助回転機
- 東海道新幹線列車用 400 Mc 帯指向性埋込み形 アンテナ
- 東海道新幹線列車無線地上系設備
- 東海道新幹線量産車用照明
- 東海道新幹線変電所用配電盤
- 東海道新幹線用負荷時 タップ 切換 スコット 変圧器
- 東海道新幹線変電所用 ショ 断器

- オーストラリア 向け 330 kV 超高压変圧器
- コンベヤ 式高炉原料自動装入装置
- テレビジョン 用 ラミネートブラウン 管
- 最近の オートラジオ
- 6UH-205 形高压気中電磁接触器
- HB 形電磁 ブレーキ
- 技術解説: X 線テレビジョン

三菱電機技報編集委員会

- 委員長 小倉弘毅
 副委員長 宗村平
 常任委員 明石精
 " 安藤安二
 " 大野寛孝
 " 河野武彦
 " 小堀富次雄
 " 篠崎善助
 " 高井得一郎
 " 中野光雄
 " 馬場文夫
 " 宮内圭次
 " 山田栄一
 委員 岩原二郎
 " 大森淳夫
 " 片岡高示
 " 榎本弥幸
 " 堀真幸
 (以上 50 音順)

昭和 39 年 2 月 22 日印刷 昭和 39 年 2 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 12 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 12 番地 (三菱電機ビル内)
 (電) 東京 (212) 大代表 6111

発売元

東京都千代田区神田錦町 3 の 1 株式会社オーム社書店
 電話 (291) 0912 振替東京 20018

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 12 番地 (三菱電機ビル内) (電) 東京 (212) 大代表 6111
大阪営業所	大阪市北区堂島北町 8 の 1 (電) 大阪 (312) 大代表 1231
名古屋営業所	名古屋市中区広小路通り 2 の 4・グリーンビル (電) 名古屋 (23) 代表 6231
福岡営業所	福岡市天神町 58・天神ビル (電) 福岡 (75) 代表 6231
札幌営業所	札幌市北二条西 4 の 1・北海道ビル (電) 札幌 (6) 大代表 9111
仙台営業所	仙台市大町 4 の 175・新仙台ビル (電) 仙台 (22) 代表 6101
富山営業所	富山市総曲輪 490 の 3・明治生命館 (電) 富山 (3) 代表 3151
広島営業所	広島市八丁堀 63・昭和ビル (電) 広島 (21) 代表 4411
高松営業所	高松市寿町 1 の 4・第 1 生命ビル (電) 高松 (2) 代表 5021
東京商品営業所	東京都千代田区丸の内 2 の 12・三菱電機ビル (電) 東京 (212) 大代表 6111
大阪商品営業所	大阪市北区堂島北町 8 の 1・(電) 大阪 (312) 大代表 1231
名古屋商品営業所	名古屋市中村区広井町 3 の 88・大名古屋ビル (電) 名古屋 (56) 大代表 5311
福岡商品営業所	福岡市天神町 58・天神ビル (電) 福岡 (75) 代表 6231
札幌商品営業所	札幌市北二条西 4 の 1・北海道ビル (電) 札幌 (6) 大代表 9111
仙台商品営業所	仙台市大町 4 の 175・新仙台ビル (電) 仙台 (22) 代表 6101
富山商品営業所	富山市総曲輪 490 の 3・明治生命館 (電) 富山 (3) 代表 3151
広島商品営業所	広島市八丁堀 63・昭和ビル (電) 広島 (21) 代表 4411
高松商品営業所	高松市寿町 1 の 4・第 1 生命ビル (電) 高松 (2) 代表 5021
北九州出張所	北九州市小倉区京町 10 の 281・五十鈴ビル (電) 小倉 (52) 代表 8234
静岡出張所	静岡市七間町 9 の 10・池田ビル (電) 静岡 (53) 代表 9186
岡山出張所	岡山市上石井 174・岡山会館 (電) 岡山 (4) 0331~2
長崎出張所	長崎市江戸町 30・中島ビル (電) 長崎 (2) 0293
金沢出張所	金沢市田丸町 55 の 1 (電) 金沢 (3) 6213~4
長野出張所	松本市本町 3 の 123 (電) 松本 (2) 1058
中央研究所	尼崎市南清水字中野 80 番地 (電) 大阪 (481) 大代表 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
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) 代表 1531
福岡製作所	福岡市今宿青木 690 番地 (電) 福岡 (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) 大代表 1251
相模製作所	相模原市小山字久保 224 の 224 (電) 相模原 (0427) (7) 代表 3231・3241
静岡製作所	静岡市小島 110 番地 (電) 静岡 (85) 大代表 1111
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
大船製作所	鎌倉市大船 800 番地 (電) 鎌倉 (6) 代表 2121
郡山製作所	郡山市字境橋町 1 番地 (電) 郡山 (2) 1220~1223
群馬製作所	群馬県新田郡尾島町大字岩松 800 番地 (電) 尾島 270 番 太田代表 4311 番
無線機製作所	尼崎市南清水字中野 80 番地 (電) 大阪 (481) 大代表 8021
京都製作所	京都府乙訓郡長岡町大字馬場小字岡所 1 (電) 京都 (92) 代表 1141
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) 鎌倉 (6) 大代表 6171
伊丹工場	伊丹市大鹿字主ヶ池 1 番地 (電) 伊丹 大代表 5131
鎌倉製作所	尼崎市南清水字中野 80 番地 (電) 大阪 (481) 8021
名古屋工場	名古屋市中区矢田町 18 丁目 1 番地 (電) 名古屋 (73) 代表 1531



ブラジル・ミナス製鉄所納め

厚板圧延機電機品完成



ウジミナス製鉄所全景

日本とブラジルの経済協力の一環として、両国の共同出資により設立されたウジミナス製鉄所は、その建設に、わが国の主要鉄鋼・電機・機械メーカーが参画し、大規模な純国産技術の輸出として、世界の注目を集めてきた。

当社は、厚板圧延機ならびに自家発電所用電機設備の製作を担当し、1963年秋、現地における据付、調整の指導を終わり、好調のうちに営業運転に入った。

厚板圧延機電機品のうち、おもなものは、次のとおりである。

(1) 粗圧延機

- 2 重式可逆圧延機 46"×120"
- 圧延用直流電動機 1 台—4,500 HP, 750 V, 30/70 rpm
- イルグナ 変流機
 - 直流発電機 2 台—2,000 kW, 750 V, 514 rpm
 - 誘導電動機 1 台—4,000 HP, 11 kV, 3φ, 60 c/s, 14 P
 - フライホイール 1 台—120,000 HP-sec

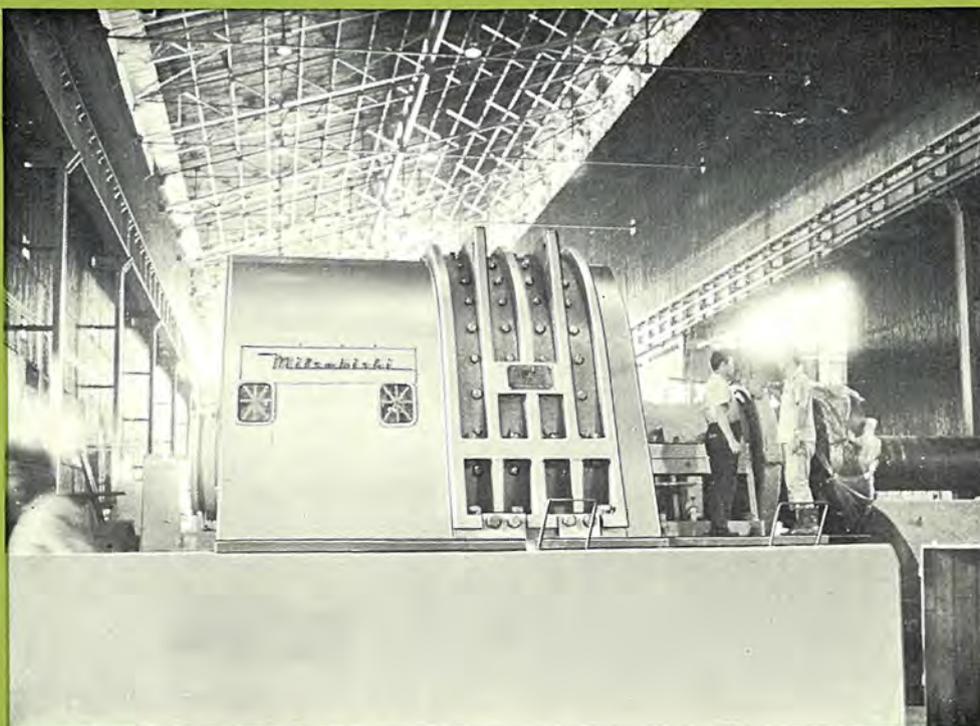
(2) 仕上圧延機

- 水平 ロール, 4 重式可逆圧延機
- ワーク・ロール 36"×120"

- パック, アップ, ロール 54"×118"
 - 圧延用直流電動機 2 台—3,500 HP, 750 V, 35/90 rpm
 - 双子形駆動
- エッジャー・ロール 24"×10"
 - 同上用直流電動機 1 台—600 HP, 750 V, 200/600 rpm
- イルグナ 変流機
 - 直流発電機 3 台—2,000 kW, 750 V, 514 rpm
 - 直流発電機 1 台—500 kW, 750 V, 514 rpm
 - 誘導電動機 1 台—7,000 HP, 11 kV, 3φ, 60 c/s, 14 P
 - フライホイール 1 台—120,000 HP-sec

以上のほかに、圧下、テーブル、レバー、シャワーなどの補機用として、130 台あまりの製鉄補機用直流電動機ならびに、その電源設備が含まれており、さらに、将来、粗圧延機立ロール用 1,500 HP 直流電動機の設置が予定されている。

主圧延用直流電動機の制御は、当社の実績、経験とともに豊かな回転増幅機による強制励磁方式が採用されており、十分な信頼性と成果が保証されている。



現地据付中の厚板, 仕上圧延機用直流電動機 (3,500 HP)



社会と企業を結ぶPR施設
三菱電機スカイリング