

MITSUBISHI DENKI GIHO

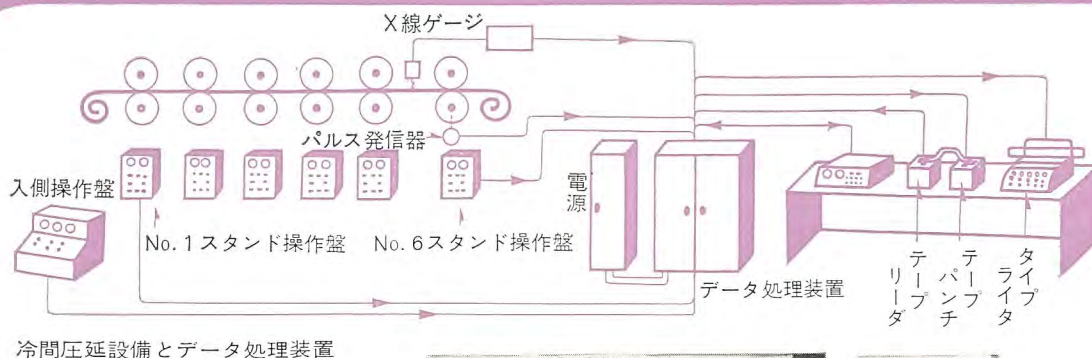
三菱電機技報

Vol. 36 August 1962

コッククロフト・ワルトン形中性子発生装置



八幡製鉄納め冷間圧延設備用データ処理装置 MELDAP-5211 完成



かねてから鋭意製作中であった八幡製鉄納め、冷間圧延設備用データ処理装置 MELDAP-5211 が完成し、工場試験も成功裏に終了して納入された。

このデータ処理装置は新設冷間圧延設備の工程管理ならびに品質管理を目的として設置されるものである。

図は圧延設備とデータ処理装置の関係を示す略図であり、最終段のワークロールおよびビリロールにパルス発信器をとりつけ、そのいずれかと X 線ゲージからの板厚に関する情報をうけとって、この両者の信号の組合せによって圧延した板の全長、数区分のオフゲージのそれぞれの長さ、および圧延の速度を計測するとともに各種のコンスタントデータ、時刻データ、作業、休止の時間、オフゲージ発生率、圧延の状況などを記録するものである。なおロールの摩耗による計測誤差の増大を防ぐために補正回路を内蔵している。

この装置によるデータ処理は3種に大別することができる。すなわち第1のグループは入側操作盤から送られてくるコンスタントデータ類で、これに属するものとしては各種の番号、品種、寸法、工程区分、圧延条件など総計約 60 ケタ分のデータであり、これらはミルの動作とか、データ処理装置の作表動作などとはまったく独立に内部に紙テープの形で記憶させることができる。したがって記憶容量に関する制限はとくになく、またここで得られたテープはこの装置だけでなく、他の目的に流用することもできる。印字指令をうけた場合にはこのさん孔されたテープを逐次テープリーダーにてよみとりタイプライタで印字を行なう。

第2のグループは各種の自動計測、計算を行なうものであり、コ

イルの長さ、オフゲージ発生率、圧延速度、時刻および時間などを求める。コイルの長さに関する計測は板の長さ按比例したパルスが発生するパルス発信器と板厚を計測する X 線ゲージの信号をうけとり、コイルの長さを数組のカウントで分類計数する。なおこの際ロールの摩耗による誤差の増大を考慮して、これを補正するための回路を内蔵している。オフゲージ発生率はこのコイル長計数結果により、内蔵の計算回路で算出する。またオフゲージの合計パーセンテージがあらかじめ設定された基準値より大きい場合にはその旨印字する。

この他圧延速度は圧延中 0.5 秒ごとに計測を行なって、圧延中の最高速度を求めるものである。時刻および時間関係のデータは内蔵の水晶発振器の発生パルスを基準にして、条件に応じて各種に分類計数記憶して印字に使用する。

第3のグループは圧延の状況に関するもので合計約 40 種類の状況が押しボタンで設定可能であり、圧延中にこのボタンを押せばデータ処理装置内部では、どのボタンが、どの順序におかれたかを記憶しておき、印字指令をうけた場合にはその順序にしたがって押しボタンに対応した内容を文章の形に翻訳して記録する。

印字の指令としてはロードセルから得られる圧延開始、圧延終了の信号および手動押しボタン3種による指令があり、それぞれに対応して作表する項目は相違している。写真は、データ処理装置室内に設置される本体、電源装置（内部に電池を有し、無停電式の電源を構成している）、作表用タイプライタ、テープリーダー、テープパンチ、操作卓などの全景である。



表紙説明

三菱原子力工業株式会社研究所に設置された軽水減速形臨界未満実験装置用の中性子源として 300 keV コッククロフト・ワルトン形中性子発生装置が完成した。この装置は重陽子を 300 keV のエネルギーに加速し、上記実験装置内のターゲットにあてて中性子を発生させるもので、毎秒 $10^8 \sim 10^{10}$ コの中性子を発生させることができ、またパルス中性子源としても使用できる。堅牢で動作が安定であること、加速電圧の安定化、および加速されたビームの集束をよくすることに意を用いて設計製作された。



三菱電機技報

昭和 37 年 第 36 卷 第 8 号

誌名変更について

本誌は大正 14 年 創刊以来「三菱電機」で長らく親しまれて来ましたが、このたび「三菱電機技報」と改題いたしました。何とぞ従前に変わぬご愛読をお願い申し上げます。

目 次

電車の自動運転装置	宇田川銑造・北岡 隆・柴谷浩二・竹内康太郎	2
電気絶縁用耐燃性積層板“レタルタ”	小山二郎・長谷川謙三	8
ガラス布基材エポキシ樹脂積層品の高電圧機器への適性	小山二郎・長谷川謙三	13
変圧器用接着鉄心(2)	伊藤公男・清水英範	19
観測用ロケット追尾レーダ(GTR-1 形)	榎本俊弥・森川 洋・上村康男・渡辺 優・遠藤義昭	27
MELCOM EA-7402 形全トラジスタ式アナログ計算機	大鳥羽幸太郎・柴谷浩二・多田 淳	33
磁心とトラジスタによる計数回路	浜岡文夫・阪尾正義	41
最近の特殊甲板補機	有働星一・熊本 永・富永隆弘	48
3t 差動歯車ウイッチ	和田義勝・熊本 永・新良由幸・元木智春	56
AS プレーキ	新良由幸	61
大形ベータ線スペクトログラフの試作	後藤正之・下地貞夫	65
小形保護ガス発生装置	佐藤 真・小幡時治	71
SF ₆ ガス中のアーク動特性	潮 恒郎・宮本紀男・鎌谷章博	78
電力潮流のデジタル計算の一方法	馬場準一・芝滝寿宏	85
銅合金パネ材料のパネ特性	竹内守久・矢吹真之助	91

《技術解説》

系統短絡容量と遮断器の適用	潮 恒郎	99
---------------	------	----

《文献抄訳》

電子式遠隔監視装置・固体通倍器とらせん共振器・バンド支承方式指示計器の新しい応用・パワーアイランド・タンデム形発電機の容量増加	103
---	-----

《ニュース・フラッシュ》

ペルー 国鉄向け 725 PS 電気式ディーゼル機関車完成・2,250 kW 500 rpm 電磁継手完成・DB 形気中遮断器箱—三段引出式—・マイクロプログラム方式による万能論理回路・GM-2 形直動式ペン書記録計・ヒズミ定量ビューワ販売開始	105
--	-----

《特許と新案》

電車・電区間における混触保安装置・飛しょう体誘導方式	107
----------------------------	-----

《表紙》

- 八幡製鉄納め冷間圧延設備用データ処理装置 MELDAP-5211 完成
- わが国最大容量の三相抵抗溶接機完成
- ベトナム ダム第一発電所向け 45,000 kVA 水車発電機完成

電 車 の 自 動 運 転 装 置

宇田川 銑造*

北 岡 隆**

柴 谷 浩 二***・竹内康太郎***

Automatic Train Operating Apparatus

Teito Rapid Transit Authority

Mitsubishi Electric Manufacturing Co.

Mitsubishi Electric Manufacturing Co.

Itami Works

Electronics Works

Keizō UDAGAWA

Takashi KITAOKA

Kōji SHIBATANI・Kotaro TAKEUCHI

Automatic operation of electric cars has been regarded as extremely difficult for underground railways where the track conditions are complicated. But following the completion of ATC apparatus as a safety device sometime ago, a complete automatic operating apparatus has been developed now. This device makes it capable of automatic operation with just a touch on a start button which is accompanied by notch off, speed limiting at a grade and stop at a predetermined position at a station. The test results were markedly good with such a wonderful record of having the error in stopping was about 10 cm in average. When this apparatus is proved satisfactory for practical use, much more complete operation may become feasible.

1. ま え が き

最近の鉄道技術の進歩はめざましいものがあるが、とくに制御技術の発展は日進月歩といえよう。制御技術の中でも自動制御の部門がもっとも華やかであるが、今までの電車制御の自動化は、まず主電動機の起動およびブレーキの自動化より出発し限流リレーによる方式が一般化されることとなった。当初はこれも単なる一定電流制御でステップ数もごくわずかであったが、電車の加減速度の向上にともない可変荷重機構の採用によって乗客の多少に関係せず定加減速が得られるようになった。さらに乗心地の改善と粘着係数の最大利用等の目的より加減速度のプログラムコントロールと超多段方式が開発され、制御装置としてはまず完璧と考えられる域に達した。しかしこれらの技術はいわゆる制御装置の領域で自動運転に関しては直接関係がなかった。しかるに最近になって、自動制御技術を自動運転の方面に応用しようとする試みがなされ、まず実用化されたのが A.T.C. (Automatic Train Control) 装置である。A.T.C. 装置は運転上の保安を主たる目的としたものである。地上の閉索く信号機に連動して速度制限および停止制御を行なうものである。この装置は帝都交通日比谷線的全車両に備えられて実用し効果をあげている。今回開発した自動運転装置 (A.T.O. 装置) は運転手の行なう操作をすべて自動化しようとするもので、地下鉄を対象としている。すなわち地下鉄では駅間距離が短く停車ひん度が大きく路線は曲線、コウ配区間が相当多くて運転操作は非常にむずかしい。一方有利な条件としては踏切がまったくないので、運転の自動化の対象としてはもっとも適しているものの一つである。この装置では起動、ノッチオフ、速度制限、コウ配抑速、自由走行中の力行惰行ブレーキの合理的選択、さらにもっとも運転技術上困難とされている定位置停止などの制御が自動化されている。このような A.T.O. 装置は国外でも実用化のための研究が相当行なわれているようで文献にも多少紹介されているが、アメリカのニューヨーク地下鉄、ドイツのハンブルグ鉄道、フランスではパリの地下鉄、などの例が有名である。ソ連でもかなり研究されてい

るようであるが、いずれも内容の詳細は公表されていないのでこの方式が最良かということは判然としない。これらの A.T.O. 装置について一般にいえることは、運転の自動化のためには相当複雑な論理が必要であるから回路自身もかなり高級なものとなる。したがって信頼度を向上させることはもちろんのことであるが万一故障が起っても安全側に動作するよう考慮することが、A.T.C. 装置と同じく重要なことである。信頼度自身を向上させるためには回路の無接点化が必要であることはいうまでもない。

2. 方 式

自動運転装置の方式としては各種のものが研究されているが大きく分類すると

1. 車 上 プ ロ グ ラ ム 方 式

2. 地 上 プ ロ グ ラ ム 方 式

の二つに分けることができる。車上プログラム方式とは車上で列車の速度、走行距離を検出し、運転に必要なプログラム (パターン) を演算発生して、これに追従するよう制御するものである。この方式においても地点検出器により走行距離検出器の誤差を補正してやる必要があるが大部分の装置が車上に搭載されることになる。このプログラムは長距離運転用としては走行距離のほか時間の要素も入れて補正指令する必要がある。短距離用のものは走行中は時間の要素を入れなくても実用に供することができる。たとえば新幹線用のものなどは時間を一つの独立変数に入れなければ定時運転が期待できないが、地下鉄用などは駅での停車時分がかなりの率を占めるので、走行中に時間変数を入れてプログラムを補正する必要はなく各駅での発車時刻の値によってプログラムを選定する程度で十分と考えられる。一方地上プログラム方式とは地上での指令室から列車へ指令を送る方式で広意には C.T.C. もその部類に入るが、これは各列車間の調整には有効な方式であるが、定位置停止制御のためには地上に速度パターンを施設する等の設備が必要である。これはパリ地下鉄の実験に見られるものである。この2方式はいずれも長短があり、用途によっても異なるが、実用に供する

場合には両方式を組合せてそれぞれの長所を利用するようにしないといわずに装置が複雑となるおそれがある。今回試作試験を行なった A.T.O. 装置は、地下鉄の特殊運転条件を勘案して両者を適当に組合せた方式によった。日比谷線ではすでに A.T.C. を優先させるとともに、A.T.O. 用として A.T.C. 用連続式信号を利用している。

3. 動作の概要^{*1}

運転を自動化するためには、運転手の操作を合理化に取捨選択してこれを論理回路に写し直すのがもっとも早道である。しかし地下鉄のような複雑な路線では運転手に要求される運転操作は非常に複雑であることは運転手の教習に多大の日時を要することを考えればわかることである。今回試験を行なった試作器では次のような内容を有している。

3.1 ノッチオフの自動化

地下鉄での最高速度は 70 km/h に制限されているので、67 km/h になれば自動的に ノッチオフ とし惰行となる。ただし線路条件が特殊な場合は地上におかれた ノッチオフ 指令用地上より受信して惰行となる。ただし速度が 40 km/h 以下のときは ノッチオフ 信号を記憶するだけで、40 km/h 以上となつてはじめて惰行となるようになっている。

3.2 速度制限

急 コウ配のところは 40 km/h の速度制限があるのでこの箇所では地上より連続誘導式の信号を受信し、これによって速度制御を行なう。下り コウ配での抑速ブレーキによる定速度運転は手動で行なった場合熟練を要するが、A.T.O. 装置では コウ配に見合ったステップ選択をブレーキ力と速度との関係で選択制御するものである。上り コウ配で低速範囲では抵抗制御範囲となるので完全な定速運転ができないため速度範囲に適切なヒステリシスをもたせてある。

3.3 定位置停止

定位置停止操作はもっともむずかしいものとされているが A.T.O. 装置では、乗心地が良いこと(減速度の大幅な急変が起らないこと)停止誤差が極小小さいこと、編成両数に関係のないこと、を主眼にして設計した。

すなわち図 3.1 に示すように距離第一検出点 A₁ から停止点 A₃ までは連続誘導式地上信号とし point check は行なわない。これは誤動作を避けるためである。(試験は線路の関係で point check とした。) A₂ は第一検出点 A₁ において誤差が出た場合に補正するものである。これを point check にしたのは地上子が簡単である

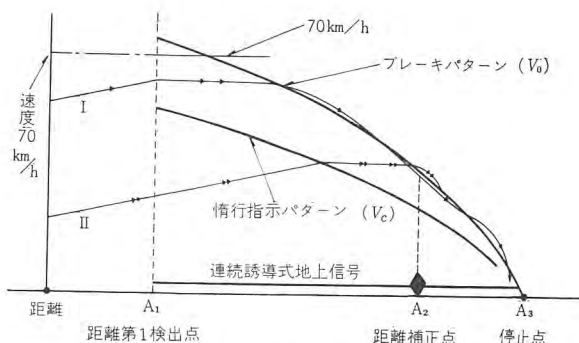


図 3.1 定位置停止制御原理図
Fig. 3.1 Principle of automatic stop control.

^{*1} この項には特許出願中の内容数件を含む

ことと、A₁ 点では余裕を見て、安全側に誤差がでるよう場所をきめておき A₂ で補正する方法を取れば、万が一これが動作しなくても必ず停止点より手前に止まるようになり、安全側であるからである。車上で A₁ を検出すると惰行パターン V_c およびブレーキパターン V₀ がパターン発生器より出され電車の速度と常に比較しながら制御する。すなわち、たとえば I のような速度で電車が進入して来たとすると、A₁ 点でまず惰行となる。これはブレーキ作用の準備を行なう意味である。次にブレーキパターンにぶつかるとうブレーキ指示が与えられる。このブレーキパターンは電車が減速度 3 km/h/s で平たん線を減速するときの曲線にほぼ一致させておく。ブレーキパターンにぶつかるとう減速度指示は 3 km/h/s が与えられるようにしておくとう、平たん線の場合はパターンの上に乗ってそのまま減速し A₃ 点に停車する。しかし制御誤差やコウ配による走行抵抗の変化があった場合には、このパターンから外れるので、上方にある値だけ外れるとう強い減速度指示が与えられてパターンに復帰するように作用し、下方に外れるとう弱い減速度指示が与えられてパターンに復帰するように働く。これの一例を示したのが I の走行曲線である。また低速で進入した場合、たとえば II のような場合は、惰行パターンにぶつかるまでは自由に加速できるが、惰行パターンにぶつかるとう惰行となり以後は I の場合と同様である。ブレーキパターンの基準値より外れた場合減速度を制御してパターンに復帰させ

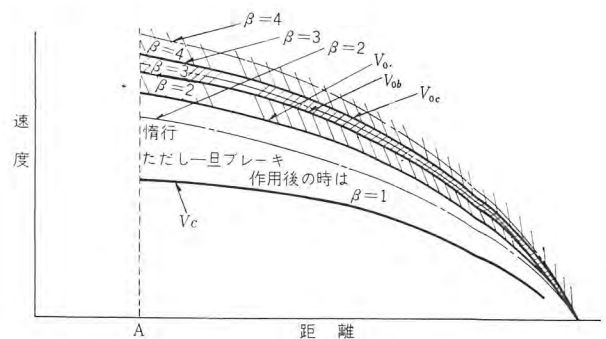


図 3.2 定位置停止制御用パターン
Fig. 3.2 Patterns for automatic stop control.

る具体的方法は次のように行なう。すなわち、図 3.2 のように V₀ パターンを 3 分帯域に分け各 $\beta=2, 3, 4$ の帯域に入ればそれに相当する β 指示が与えられる。一方電車が実際に $\beta=4, 3, 2$ で走行した場合は鎖線のような減速をするとしてパターンの各 β 帯域をこれより狭くにとっておくとう必ず $\beta=3$ の帯域に収束するようにできるわけである。以上のようにして自動運転の動作を行なうことができるが、そのほか、停車時のトビラの開閉、出発時駅より信号を与えて自動的に発車する等の動作が行なえるよう考慮されている。

4. 仕様および構成

4.1 仕様

この A.T.O. 装置は次のような仕様および構成によっている。

- 路線 帝都高速度交通営団日比谷線
- 車両 3000 形全電車 (4 両編成)
- 地上信号 A.T.C. 用連続誘導式信号およびアイデントラ 地上検出器併用
- 車上装置 連続誘導式信号受信器およびアイデントラ 受信器
全静止式論理継電装置
運転室 パネル など
- 車上電源 バッテリーを電源とするインバータ (AC200 V, 120 c/s)

4.2 構成

(1) 信号装置

信号装置で重要な要素のものは連続誘導式を使用し、地点選別上精度を要するものはアイデントラによる point check を行なった。すなわち速度制限、停止制御用パターン発生指示などは連続誘導式とし距離検出器補正用としてアイデントラを使用した。それゆえ万一 point check が動作しなくても必ず所定の位置付近に停止するようになっている。またアイデントラは passive network で車上からの高周波に感応するようになっているので一定速度以下ならば通過速度に関係なく動作し非常に安定である。図 4.2 は受電器の取付状態を示す。

(2) 指令装置

指令装置は全トランジスタ化された静止器で走行中は常時速度検出器で列車速度を検出するとともに地上信号の種類によって、惰行、力行、ブレーキ、おのもののパターンを発生し、比較器の動作によって適正な速度により車を制御するようになっている。これは急勾配での速度制御も車両制御装置の不必要な高ひん度動作を行なうことなく作用するように考慮されている。次に定位置停止作用を行なう場合は地上信号によって駅より一定距離前方から距離検出器が動作し始め速度パターンを発生するようになっているが、これは電子式カウンタ、D-A 変換器、非直線関数発生器を使用した全静止式のものである。図 4.3 は指令装置外観を示す。装置は大別して速度検出器、距離検出器、パターン発生器、比較器から構成される。これらは主として NOR 回路およびトランジスタ演算増幅器で組立てられ、3 パネルに分割収容されている。動作順序に従って各回路の概要を説明する。

a. 速度検出器

図 4.4 に検出器のブロック図を示す。TG は速度発電機で車輪の回転数に比例した正弦波出力が得られる。整形回路では正弦波を方形波に整形増幅し、パルス信号に変換、分周して単安定マルチバイ

ラータに送られる。パルスの立下りで単安定マルチをトリガし一定幅のパルスを作る。したがってその出力は入力パルスの周期で一定幅のパルス列となり、これを整流することにより周波数→アナログ信号変換して速度検出が行なわれる。速度は連続的に検出する必要があるので回路の時定数を大きくすると追従特性が悪くなる。このため整流器出力はリップルをいくぶん含むが次の DC 増幅器に減衰特性をもたせて直線性の改善を計っている。スイッチング回路の出力段には車輪径補正ずみの基準電圧が供給され、径の大小による検出誤差をパルスの振幅をおさえることにより補正している。この補正基準電圧は後述の距離検出器に共通で、平均車輪径に対して補正が行なわれる。この方式による検出範囲は 4 ~ 90 km/h できわめて直線性がよく、検出遅れ 30 ms 以下、精度 $\pm 1\%$ である。

b. 距離検出器

距離の検出は TG 出力パルスの積算による。図 4.5 に検出器のブロック図を示す。分周比はパターン I に対して 1/40、パターン II

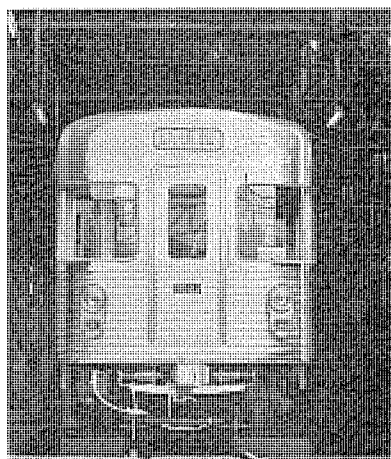


図 4.2 A.T.O. 受電器取付状況
Fig. 4.2 Car receiving coil for A.T.O.

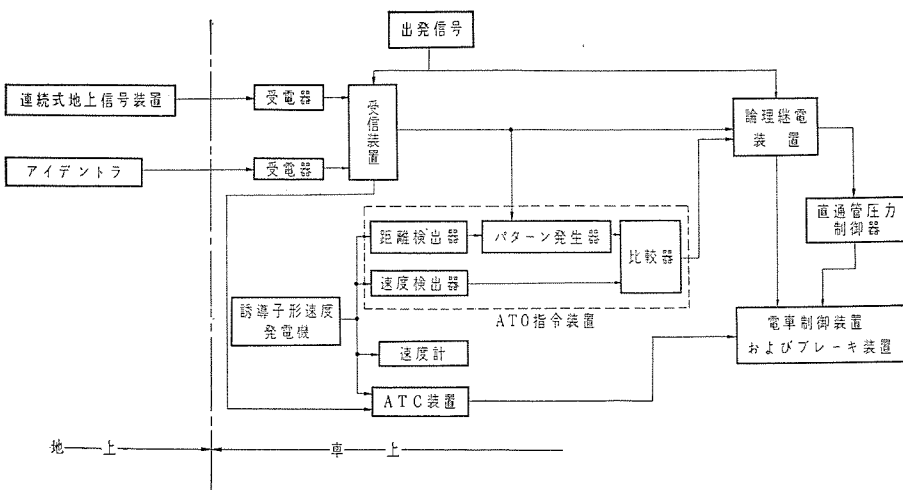


図 4.1 A.T.O. 構成ブロック図
Fig. 4.1 Block diagram of A.T.O.

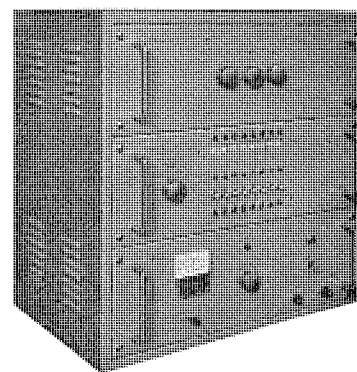


図 4.3 指令装置外観
Fig. 4.3 Control computer for A.T.O.

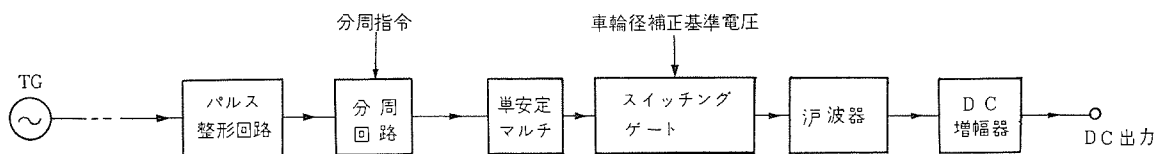


図 4.4 速度検出器
Fig. 4.4 Velocity detector block diagram.

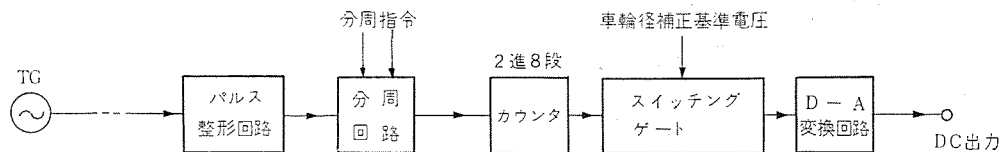
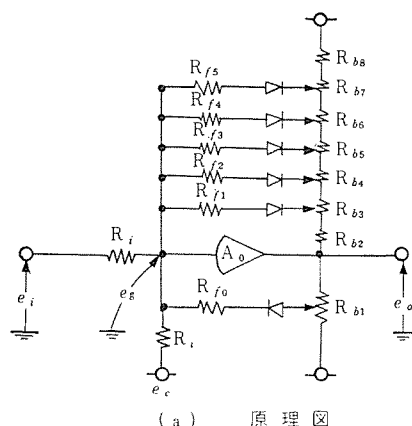
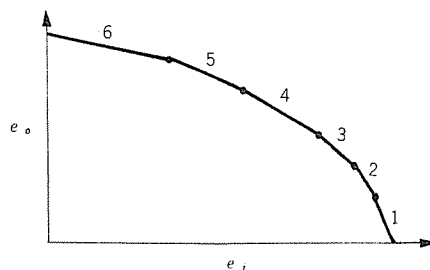


図 4.5 距離検出器
Fig. 4.5 Distance detector block diagram.



(a) 原理図



(b) 出力パターン

図 4.6 パターン発生器 Fig. 4.6 Pattern generator.

に対して $1/6$ に切換えられ 2 進 8 段のカウンタで計数する。平均車輪径 (825 mm) の場合 1 パルスは区間 $A_1 \sim A_2$ で 1.1 m, $A_2 \sim A_3$ で 16 cm の距離に対応する。2 進計数値は径補正を施したスイッチング回路を通して D-A 変換器に加えられアナログ信号で取出す。D-A 出力電圧は距離に対しては階段状となるが、その検出精度はきわめて高く計数値に対しては $\pm 0.1\%$ に達する。また従来二つ以上のパターン発生器を駆動する場合、各発生器にそれぞれ距離検出器を必要としたがこの装置では分周比の切換えすなわち検出精度の切換えを行なうことにより回路の簡略化を計っている。最小車輪径 (790 mm) で走行する場合でも十分検出可能とした。

c. パターン発生器

距離検出アナログ信号を受けて減速度パターンを設定するもので、パターン I およびパターン II の 2 種類ある。パターン I は区間 $A_1 \sim A_2$ を II は $A_2 \sim A_3$ で発生させる。原理はアナコン等に用いられる折線近似関数発生器で図 4.6 (a) にその基本原理図を示す。 A_0 はトランジスタ演算増幅器できわめて増幅度の高いもので $e_0 = 0$ のとき $e_o = 0$ となるよう調整されている。パターンは I, II とともに 6 折線で近似し入出力極性を同一とするためバイアス e_c を印加し e_o を負電圧で取り出している。同図 (b) は近似出力パターンで抵抗 R_i , R_o , R_f および R_b を適当に選ぶことにより距離—速度関係式に対応して e_0 と e_i の関数形を形成することができる。パターン出力としては $\beta = 4, 3, 2$ および惰行の 4 分帯を得るために 4 種のパターンが入用であるが、これら 4 種のパターンは一定の入力信号に対して大略いずれも $\sqrt{\beta}$ に比例するのでパターン発生器では $\beta_{\max}$ に対応するパターンのみ発生させ、他は分圧器によって $\sqrt{\beta}$ に比例した点から取り出される。またパターン II に対しては β を漸減させる機能を与え異なった 6 種のパターンを発生して乗心地の改良も計った。この発生器の精度は $\pm 1\%$ で、外周温度 $-10 \sim +40^\circ\text{C}$, $0.5\text{G}/2\text{h}$ の耐振性を示しきわめて良好である。

d. 比較器

速度検出器出力と減速度パターンを比較し減速度指示を与えるものである。動作原理はアナコン等に使用される電圧比較器と同一で

演算増幅器とダイオードで構成される。比較回路は同一の 4 台の比較器からなり、速度電圧がパターン電圧より大となれば 0 V, その逆で +14 V の出力を得てサイバック論理条件として送出される。前述したように β の選択は比較器出力がぜんぜんゼロの場合に最大となるからたとえ比較器の障害で出力がゼロとなっても安全側に制御し fail safe である。

e. 付帯回路

上記の回路に付属して 40 km/h 速度制限を行なわせるためのバイアス機構、5 km/h 速度検出器、地上子からの受信信号で切換動作を行なわせる

ようリセット回路およびサイバック制御信号増幅回路がある。40 km/h 速度制限は地上信号によって前記のパターン発生器に 40 km/h に相当する入力を与え距離に無関係に一定のパターン出力を取り出し、走行速度と比較制御するのである。5 km/h 検出器は上記の比較器と同一で 5 km/h に相当する比較入力を常時加えパターン速度と比較検出する。

(3) 論理継電装置

論理継電装置では指令装置、受信装置より得られた情報より力行、惰行、ブレーキ、および減速度の選択を行ない車両制御装置の方へ指示する役目をする。論理継電回路は作用別に分けると次のようになる。

a. 力行惰行選別回路

出発信号を受けることにより走行命令を記憶し、とくに制限を受けなければ力行を指令する。ただし地上より、ノッチオフ信号を受けた場合速度が 40 km/h 以上になると惰行指令を行なう。またノッチオフ信号を受けなくても許容制限速度に達するとノッチオフを行ない惰行に入るようになっている。

b. 速度制限制御回路

速度制限区間が平坦である場合は制御が容易であるが上りおよび下り急こう配での円滑な速度制御をすることはかなりむずかしい問題である。この装置では制限速度値付近の速度変化を検出

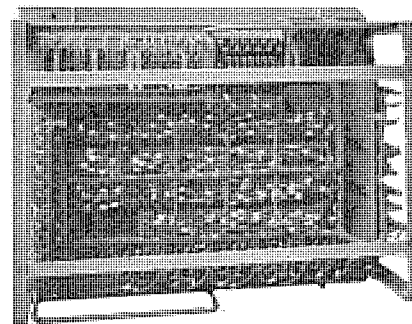


図 4.7 論理継電装置外観
Fig. 4.7 Logic relay box for A.T.O.

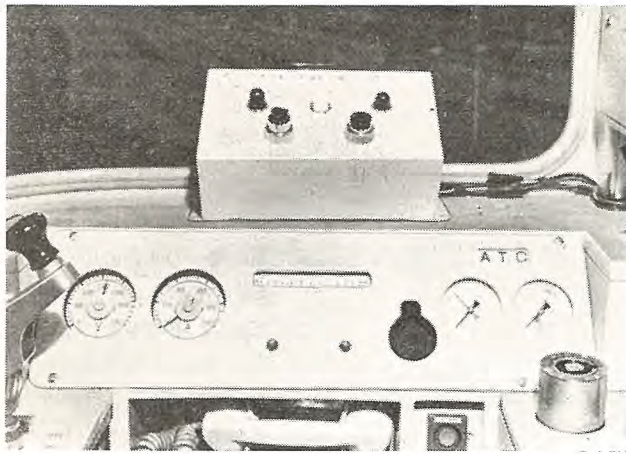


図 4.8 A.T.O 運転台 パネル
Fig. 4.8 Cab panel for A.T.O.

し、上りコウ配では力行および惰行の合理的選択、下りコウ配ではバランスステップの選択を行なっている。とくに抑速ブレーキ制御回路には十分留意し、不要なブレーキの on, off が起らないようにした。

c. 定位置停止制御回路

指令装置からのパターン、速度比較出力より、ブレーキ開始点の指示および作用減速度の選択を行なう回路を有し、特別な場合として低速で進入した場合には力行を続け、停止点との距離と速度とから惰行をいったん指示した後車両制御装置が、スポッティングを完了した後ブレーキを指示するようになっている。また停止点付近で速度が 5 km/h 以下になると強制的に減速度を下げて停止時のショックをなくしている。

d. 自動、手動切換回路

地上信号の施設してない区間では手動運転の必要があるので切換スイッチを設け手動運転が行なえるようになっている。

以上のような回路を有しているが自動運転中でも運転手がブレーキ弁を扱えば、ブレーキ弁が優先し、A.T.C. が動作すれば、これが最優先となる。この論理継電装置は信頼度の向上のため、無接点リレーサイバックを使用し、電力増幅には磁気増幅器を用いている。

(4) その他

ブレーキを作用させる場合、長編成列車にも適用できるよう、直通管圧力制御を行なって電空併用ブレーキが作用するよう考慮しており、減速度指令は直通管圧力制御器を介して各車に伝えられる。

5. 試験結果

試験は南千住一三の輪間、三の輪—入谷間および入谷—上野間で行なわれたが、南千住一三の輪間は地上より地下へ潜入する場所のため 39% という急コウ配および、強度の曲線区間となっており平坦箇所がほとんどなく直ちに三の輪駅となっている。三の輪—入谷間は理想的直線区間で最高速度は 70 km/h まで許容される。入谷—上野間は停車駅の前に下り急コウ配があり、さらに停車位置は +10% となっている。

試験にあたりこの区間を選んだのは、これが地下鉄の代表的路線と考えられたからである。この路線図を図 5.1 に示す。まず南千住一三の輪間試験では運転手が押しボタンを押すと起動信号が送られ論理回路は走行条件を記憶する。起動直後路線は -39% 区間となるが、ここでは地上より 40 km/h 指示の連続誘導信号が送られてくるので、パターン回路より約 37 km/h 電制バランスの指令を与えるので電車は電気ブレーキが作用し、コウ配バランスを行ないながら走行する。試験の結果ではこの区間の制御が非常にスムーズで運転手による操作以上の成績であった。この状態で三の輪駅に接近するが、停止点 230 m 前方で停止制御用距離検出器がスタートするが、パターンは 40 km/h 制限のまま持続し、停止パターンが 40 km/h 以下となると停止パターンに切換えられ停止制御に入る。停止用パターンは各減速度選択を行ないながら停止制御区間に多少のコウ配があっても必ず基準パターンに収束するように御制され定位置に停止するが、停止時のショックを防ぐため停止直前に減速度を約 1 km/h/s 以下となるように制御する。試験結果によれば停止までのショックはまったくなくきわめて快的であった。つぎに三の輪—入谷間では、起動指示を与えると 67 km/h まで加速した後ノッチオフし惰行に入る。再力行は特別のばあい以外 40 km/h まで減速後行なうようになっているが、一般には、40 km/h まで減速することなく停止制御に入る。しかし先方車との関係で A.T.C. が動作した場合には減速後再力行し停止制御区間に入った後も惰行パターンに達するまでは力行を続けるようになっている。入谷—上野間も試験を行なったが三の輪—入谷間とほぼ同一の動作を行なう。ただし上野駅では +10% になっているが、収束性が非常によく停止誤差は入谷と変らなかった。図 5.2、図 5.3 は進入速度を 66 km/h にした場合と、停止制御区間で A.T.C. による非常ブレーキが作用した場合を示すがいずれも停止誤差はきわめて小である。図 5.4 は A 点進入速度を 5 km/h より 70 km/h ま

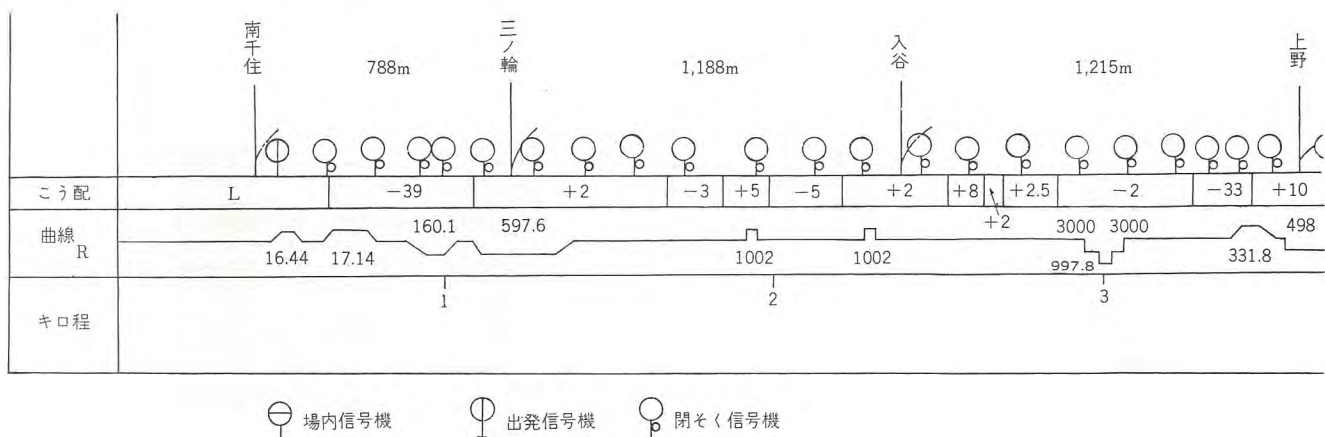
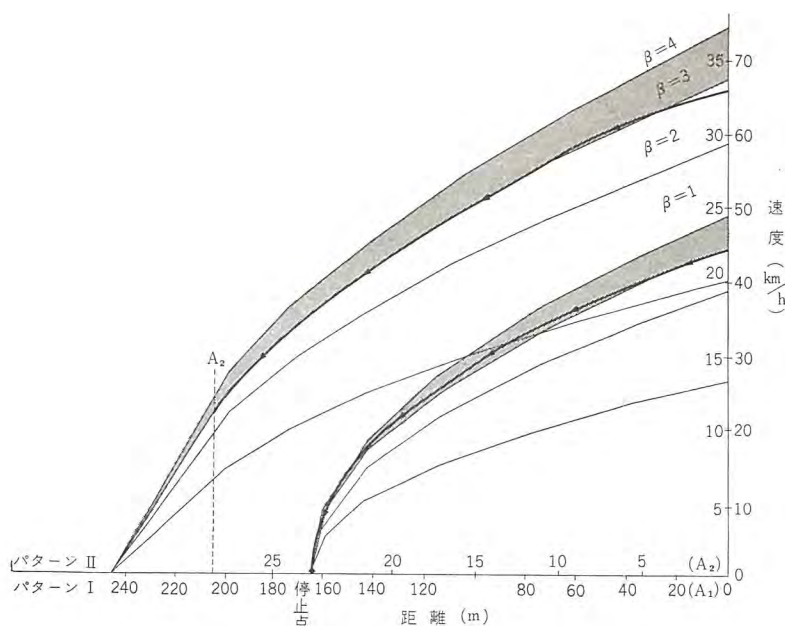


図 5.1 日比谷線南千住—上野間路線図

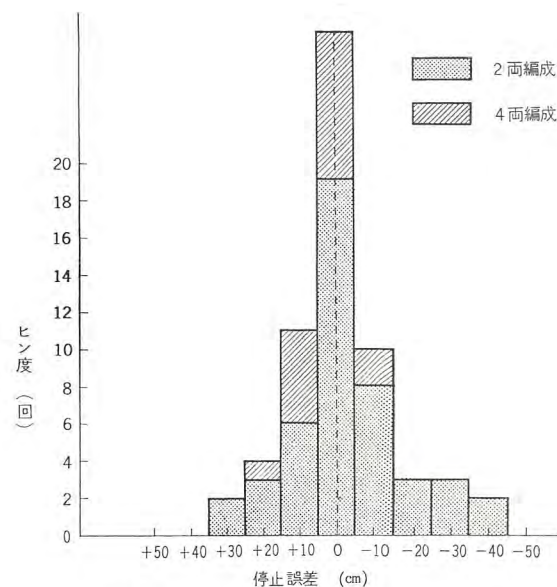
Fig. 5.1 Diagram of track between Minamisenju and Ueno of Hibiya line.



試験車 3015, 3016 号車 三の輪→入谷間 停止誤差—10 cm

図 5.2 A.T.O. 現車試験 (37—2—23)

Fig. 5.2 A.T.O. test oscillogram.

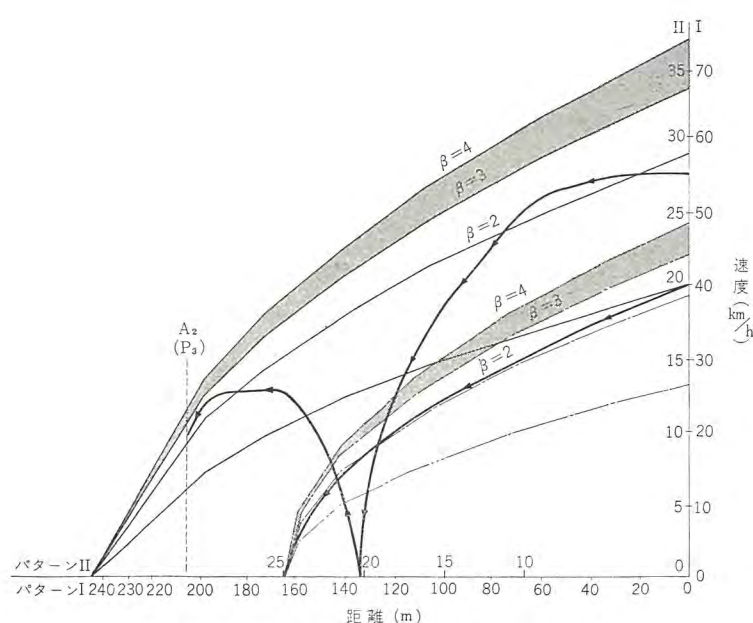


停止誤差 平均 12 cm

進入速度 5 km/h~70 km/h

図 5.4 定位置自動停止誤差分布

Fig. 5.4 Test data of automatic stop control.



試験車 3015, 3016 号車 三の輪→入谷間 停止誤差—20 cm
A.T.C. による非常ブレーキ作用いつたん停止

図 5.3 A.T.O. 現車試験 (37—2—23)

Fig. 5.3 A.T.O. test oscillogram.

で変えた場合の停止誤差分布を示し、進入速度による差異はまったくないことがわかった。試験結果によれば停止誤差の平均値は約 12 cm であった。

6. む す び

車載用電子機器としてとくに留意すべき点は前にも述べたように苛酷な環境条件にも十分耐え、長期にわたって安定な動作を維持させなければならないことである。また万一の障害発生に際しても常に安全側に制御する回路構成を採用し、許容される仕様範囲でできるだけ簡単であり、小形化することも必要である。このような厳しい条件を完全に満すことはきわめて困難であるが、現車試験の結果、ほぼ満足すべき性能を示し、今後の改良により回路の簡易化等の点を含め、より完全な装置をうる確信を得た。このA.T.O. 装置の実用化にあたっては、さらに研究すべき余地が残っていると考えられるが、これらを解決すれば、将来運転の自動化によって、運転手の習熟を必要とせずして安全確実、しかも経済的運転が可能となり輸送量の増大と乗客に対するサービスの向上が十分期待できるものと確信するものである。なお信号関係でご協力戴いた京三製作所の各位に感謝の意を表するものである。

電気絶縁用耐燃性積層板“レダルタ”

小山 二郎*・長谷川 謙三*

Fire Resistant Laminate “REDARTA” for Electrical Insulation

Itami Works Jirō KOYAMA・Kenzō HASEGAWA

Westinghouse Research Report accounts for research on paper base fire-resistant laminate made from dicyandiamide modified phenolic resin. However, this resin has so rigorous a reaction that cracks often grow up in laminating, making it very difficult to manufacture the laminate. In contrast to this fire-resistant laminate “REDARTA” is such a new type modified phenolic resin that it is very easy in laminating. This laminate has very excellent electrical and mechanical properties in addition to fire resistance. It is also applicable to the place where fire resistance is not necessary, this having a wide scope of usage.

1. ま え が き

電気絶縁用積層板としてもっとも多量に使用される紙基材フェノール樹脂積層板の耐燃性を改善しようとする試みはかなり以前から行なわれてきたのであるが米国 Westinghouse 電機会社 Research, Labo. の研究によってフェノールジシアミドホルマリン共縮合樹脂を紙基材に含浸処理、積層する方法が実用化され、日本特許昭 33—797 によって公告が行なわれた。しかしながら機器設計の要求はこの積層板の製作可能寸法をはるかに越えることが多く、また電気的性能をさらに向上させるため種々検討を行なった結果、新規な方法によって難燃性積層板“レダルタ”を完成した。

この報告は一般的特性・耐燃性能・電気的性能・機械的性能・クリープ特性・熱的性能などについて試験した結果について述べる。

2. 一般的特性

表 2.1 “レダルタ”の一般性能

試験項目	処理条件	試片の採り方	$X_{n=4}$	R	JIS PL—PEV
貫層絶縁破壊 (kV/mm)	A D 24/30		27.3 30.4	1.2 4.7	
沿層絶縁破壊 (kV/mm)	A D 24/30 D 24/30	LW CW LW CW	8.8 9.9 8.8 8.5	1.8 1.4 5.3 2.6	
絶縁抵抗 (MΩ)	A D 24/30 D 2/100		1.0×10^5 1.6×10^4 2.2×10^3		5×10^3 以上 5×10 以上
体積抵抗率 (MΩ cm)	A D 24/30		1.6×10^7 9.0×10^6		
表面抵抗率 (MΩ)	A D 24/30		2.3×10^6 5.2×10^5		
誘電率 (1 Mc)	A D 24/30		5.50 5.65	0.67 0.57	
力率 % (1 Mc)	A D 24/30		4.36 4.33	0.12 0.22	
曲げ強さ (kg/mm ²)	A	LWFW CWFV LWEW CWEW	21.6 23.0 22.0 13.9	5.80 4.07 1.78 3.76	} 9.0 以上
圧縮強さ (kg/mm ²)	A	FW LWEW CWEW	35.0 22.2 24.4	3.16 1.59 1.59	
引張強さ (kg/mm ²)	A	LW CW	12.9 8.6	3.72 3.00	
衝撃値(シャルピー) (kgcm/cm ²)	A	LWFW CWFV LWEW CWEW	15.4 12.9 3.9 3.3	3.42 5.20 1.20 0.86	
へき開値 (kg)	A	LW CW	395 380	45.0 32.5	
比重	A		1.424		1.25~1.42
吸水率 (%)	D 24/30		0.509	0.084	
ブリネル硬度	A		52.5	5.7	
耐アーク性 (sec)	A		127	38.2	
耐燃性, 着火(sec) 燃焼(sec)			185 44	24 13	
耐燃性	130±2°C/2h		外観に異常なし		外観に異常のないこと

JIS, K—6911 (1962) に基づく一般的特性を PL—PEV の規格値と比較すると表 2.1 のようである。表中記号の説明を次に示す。

処理条件 A: 受理のままの状態であり処理を行なわない。

D-24/30: 受理後 30°C のコウ温水中で 24 時間浸漬処理を行なう。

D-2/100: 受理後 100°C の水中で 2 時間浸漬処理を行なう。

試験片の採り方. LW: Length Wise

CW: Cross Wise

FW: Flat Wise

EW: Edge Wise

“レダルタ”はこのように良好な性質を有しているの以下とくに実用上必要と思われる性質について詳述する。

3. 耐燃性能

3.1 試験方法

耐燃性の試験方法として Federal Spec. L—9-4066, Method 2023, 1 (1952) [Gale, Stewart and Aefers; ASTM, Bulletin 131, 23 (1944) 参照] に規定された方法を用いた。この試験方法は現実に機器の故障などによって起りうる状態に非常に近い苛酷な試験方法である。試験片 (10 t×10×125) は四つ爪チャックで保持され上半分はニクロム線コイルで加熱される。二つの自動車用点火センが試験片が加熱され発生するガスに点火するように試料に近くコイルの上に取付けられニクロム線コイルに流れる電流を 65 A に調整し試験片が十分加熱されるようにする。

着火後なお 30 秒間電流を流しつづける。材料の耐燃性能は二つの特性値で示される。すなわち着火時間(Ignition time)—試験片を加熱し始めてから点火するまでの時間と燃焼時間(Burning time)—電流を切ってから自己消火に要した時間である。この装置にはガラス窓付試験片出入口、煙やガスを排気するための定速送風機のついた換気装置が取付けられている。図 3.1 は試験片を取付けたところ、図 3.2 はコイルに通電して加熱中の状態、図 3.3 は燃焼中の模様、図 3.4 は装置の外観を示す。図 3.5 に加熱コイルの時間温度変化を示した。

3.2 試験結果

“レダルタ”とフェノール樹脂積層板の耐燃性能の比較を表 3.1 に記した。“レダルタ”は着火時間で約 2 倍、自己消火性で約 10 倍の

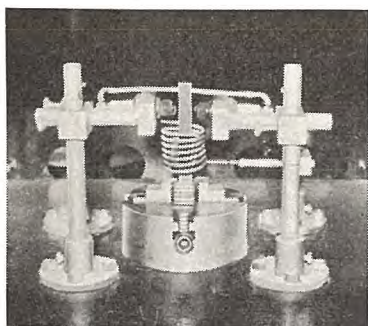


図 3.1 試験片を取付けたところ
Fig. 3.1 Installation of test piece.

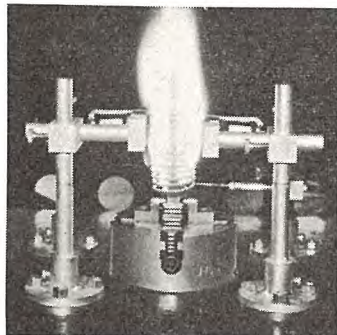


図 3.3 燃焼の状態
Fig. 3.3 A state of burning.

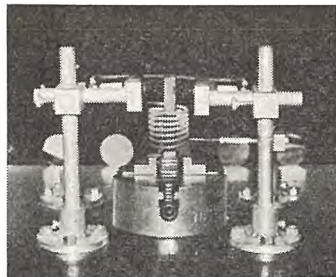


図 3.2 試験開始
Fig. 3.2 Beginning of test.

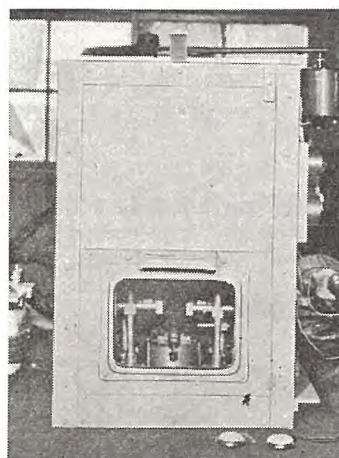
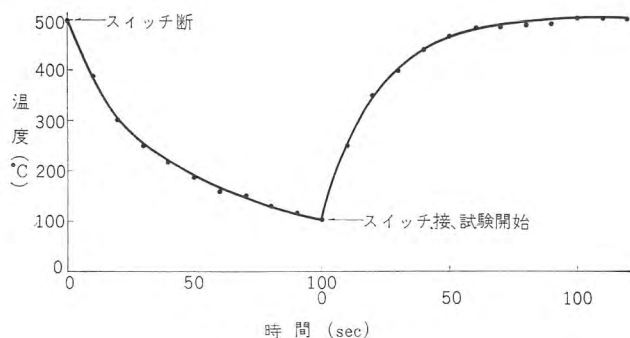


図 3.4 試験装置
Fig. 3.4. Experimental arrangement.

表 3.1 “レダルト” PL-PEV の耐燃性能比較

レダルト	着火時間	燃焼時間	PL-PEV	着火時間	燃焼時間
1.	196	35	1.	105	435
2.	172	48	2.	104	415
3.	181	48	3.	91	412
4.	192	44	4.	90	430
X	185 sec	44 sec	X	97 sec	423 sec



コイル電流 65 A 端子電圧 9.9 V 消費電力 644 W

図 3.5 時間—コイル 温度曲線
Fig. 3.5 Time—temperature curve of testing coil.

性能をもつことが明らかである。

3.3 耐燃性の Aging 効果

“レダルト”を機器に使用して長期にわたる場合、耐燃性がいかに変化するかを調査するために試料を $120 \pm 2^\circ\text{C}$ の熱風式乾燥炉に入れて加熱処理を行ない耐燃性能と処理日数との関係求めた。(図 3.6)着火時間は最初の第 1 日で約 20% 低下するがその後は着火燃焼時間とも安定しており実用上支障のないことを示している。

電気絶縁用耐燃性積層板 “レダルト”・小山・長谷川

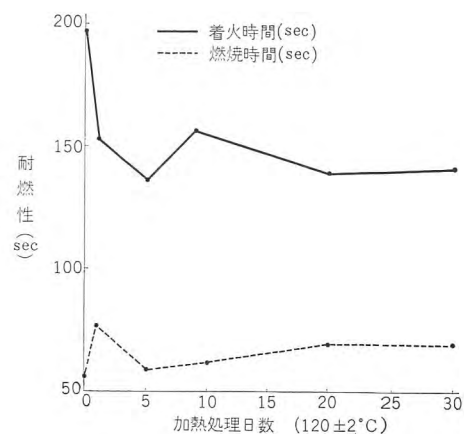


図 3.6 耐燃性と加熱処理日数との関係
Fig. 3.6 Relation between fire resistivity and days of heat aging.

4. 電気的 性能

4.1 体積抵抗率の温度特性

$2t \times 100 \times 100$ のレダルト板をシリコン油中で測定温度に保ち横河 1,000 V 超絶縁計で体積抵抗率を測定した。温度は $34 \sim 125^\circ\text{C}$ の範囲にわたり試験を図 4.1 に示した。この関係は $80 \sim 90^\circ\text{C}$ で折点を生ずる。体積抵抗率の温度特性の傾向は通常のフェノール系樹脂積層板に類似している。

4.2 体積抵抗率と吸水時間

$2t \times 100 \times 100$ のレダルト板を 30°C のコウ温水中に浸漬して経過時間に対する体積抵抗率の変化を求めた。(図 4.2) 体積抵抗率は浸漬時間の経過と共に急激に低下するが實際上絶縁材料の浸水試験はあまりにも苛酷な試験であるから 500 h 後なお $10^4 \text{ M}\Omega\text{cm}$ を保つということは相当に吸水—ひいては吸湿に対しても抵抗性があるといえる。

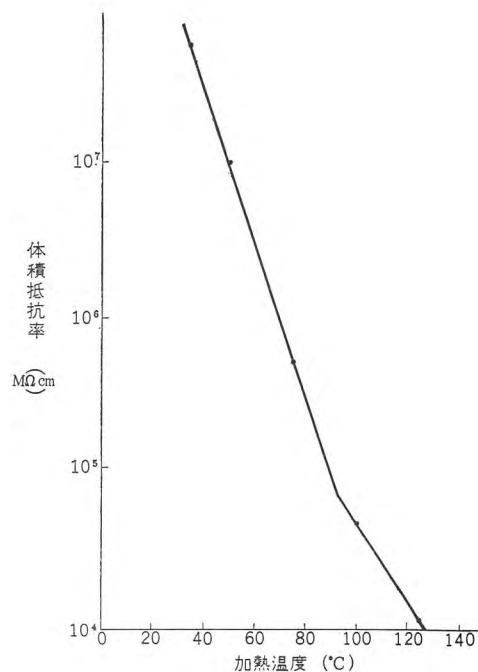


図 4.1 体積抵抗率の温度特性
Fig. 4.1 Temperature characteristics of volume resistivity.

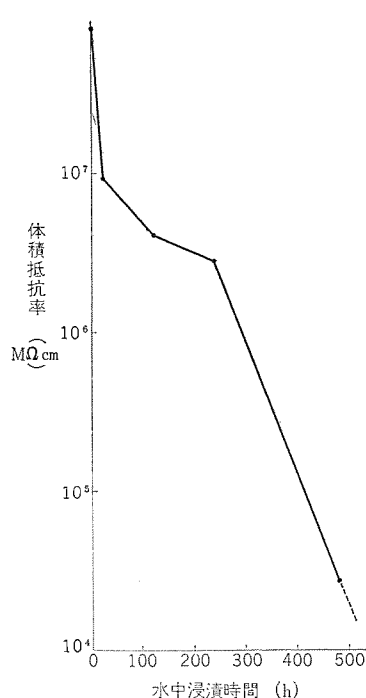


図 4.2 水中浸漬後の体積抵抗率の変化
Fig. 4.2 Change of volume resistivity by water absorption.

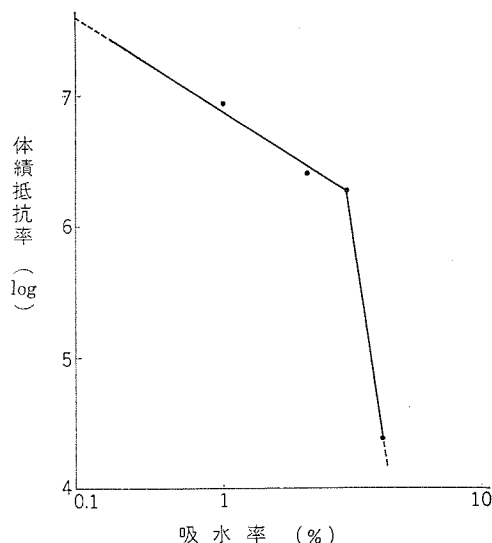


図 4.3 体積抵抗率(MΩ cm)と吸水率との関係
Fig. 4.3 Relation between volume resistivity and water absorption.

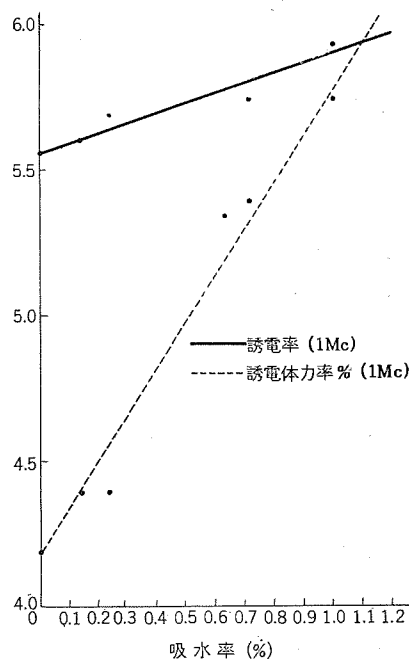


図 4.6 誘電特性と吸水率との関係
Fig. 4.6 Relation between frequency characteristics and water absorption.

4.3 体積抵抗率と吸水量 (重量 %)

2t×100×100 のレダルタ板を 30°C の水中に浸漬して体積抵抗率と吸水量との関係を試験した。(図 4.3) 相互の関係は直線的となるが吸水量 2% で折点を生ずる。この折点の前後においては系内の水分の吸着状態が異なり、後では強く吸着された状態にあることを示している。

4.4 誘電的性状

試料を 50 kc から 20 Mc の範囲にわたって誘電特性を求めた。

図 4.4 測定器は横河 Qメータで常温での測定値である。εは直線

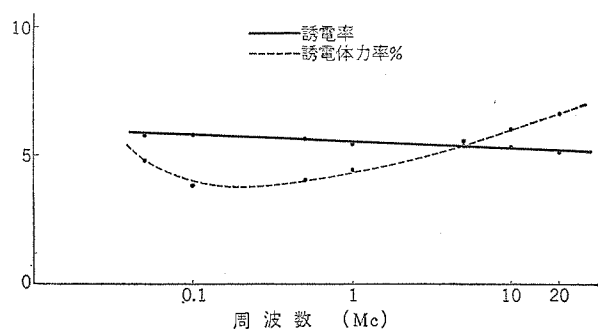


図 4.4 レダルタ板の周波数特性
Fig. 4.4 Frequency characteristics of Redarta.

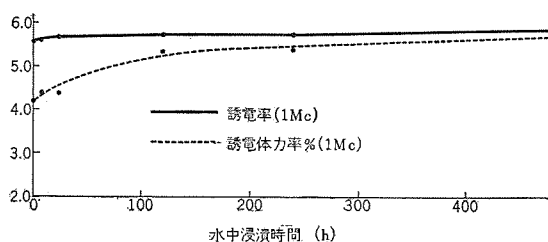


図 4.5 水中浸漬後の誘電特性の変化
Fig. 4.5 Change of frequency characteristics after water dipping.

的關係にありフェノール系積層板よりわずかに高い。tan δ% は 0.1 ~ 0.2 Mc で最低値を示し高周波側に移行するに従い増加する。これはフェノール系の一般的傾向に近似している。

10t×50×50 の試験片を 30°C のコウ温水中に浸漬して経過時間と誘電特性との関係を図 4.5, 吸水率と誘電特性との関係を図 4.6 に示した。“レダルタ”は 4.2 項で指摘したように吸水劣化に対しては安定しており誘電率はほとんど変化がない。tan δ% は 200 h 後ほとんど一定値に近く 480 h 後において 1.5% 上昇しているに過ぎない。吸水率との関係は当然影響があり、直線的に増加する。ことに tan δ% の増加は著しい。

4.5 耐アーク性

耐アーク性は JIS, K-6911 の測定法によるとフェノール樹脂積層板が 2~5 秒であるのに対し“レダルタ”は 120~135 秒の範囲にある。120±2°C で 30 日間処理して耐アーク性と経過日数との関係をみると図 4.7 のようであって、むしろ Aging は耐アーク性の向上に効果があり、この傾向は縮合樹脂の残留揮発分の揮散ということが原因の一部をなしていると思われる。

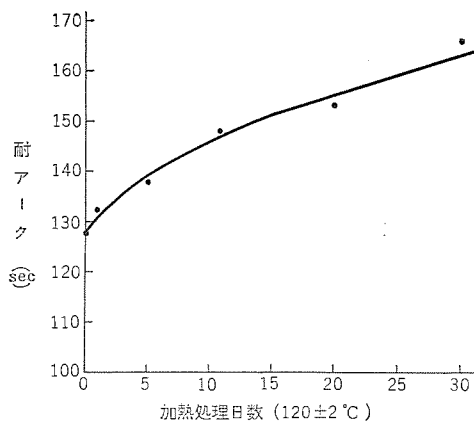


図 4.7 耐アーク性と加熱処理日数との関係
Fig. 4.7 Effect of heat aging days on arcing resistance.

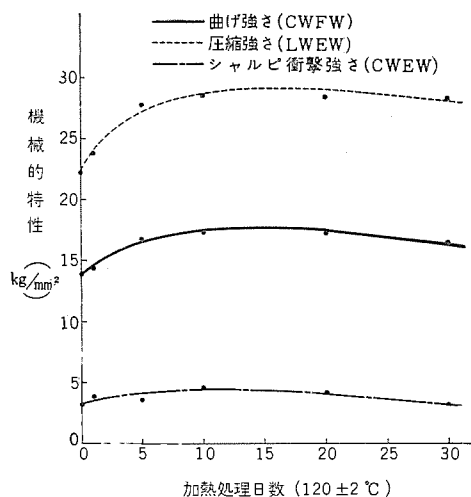


図 5.1 機械的特性と加熱処理日数との関係
Fig. 5.1 Effect of heat aging hours on mechanical characteristics.

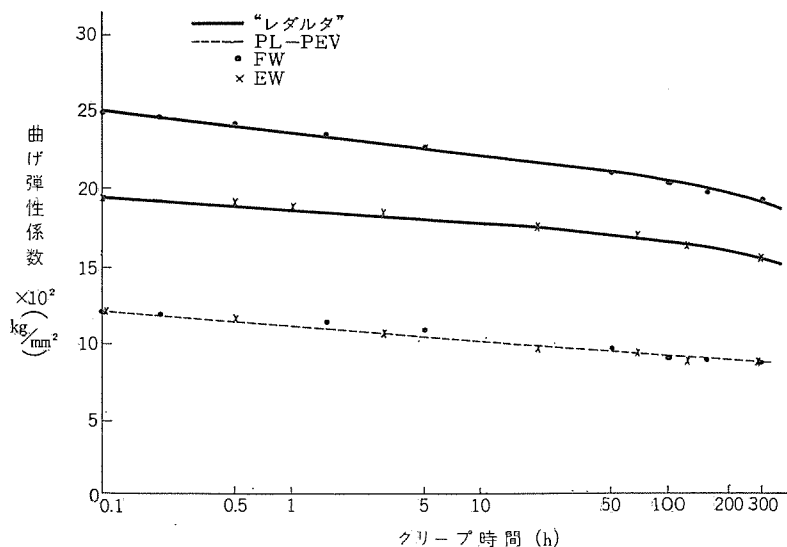


図 5.4 常温クリープ時間と曲げ弾性係数との関係
Fig. 5.4 Relation of cold creep with flexural modulus.

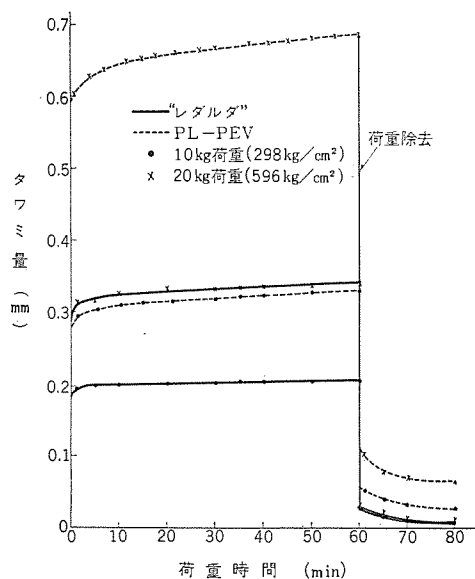


図 5.2 常温クリープ特性
Fig. 5.2 Creeping characteristics at room temperature.

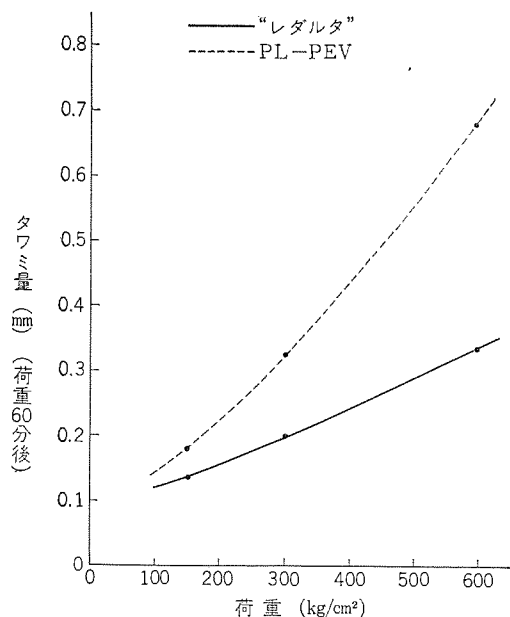


図 5.3 常温クリープ特性—荷重と変形量との関係
Fig. 5.3 Creeping characteristics at room temperature. (Relation of weight and bending)

5. 機械的性能

5.1 機械的特性の Aging 効果

“レダルタ”の機械的性質は表 2.1 により明らかなように JIS, PL-PEV の規格値を上回っているが加熱処理を行なって劣化の傾向を検した結果が図 5.1 である。10 t の JIS 機械試験片を試験寸法に切断してそのまま 120 ± 2 °C の熱風式乾燥炉に入れて所定時間後取出し強度を試験した。含有樹脂の架橋反応がさらに進行するに従い曲げ強さ、圧縮強さ、衝撃強さ、いずれも 10~20 日間でピークに達し以後は熱劣化のため強度が漸減しはじめる。しかしながらこの結果は“レダルタ”の機械的耐熱性の優秀であることを示している。

5.2 常温クリープ特性

積層板を機器に使用するに際し、静的応力が長期にわたる場合設計上その変形量を推定しておく必要がある。“レダルタ”および JIS, PL-PEV の曲げ試験片 6.35 t × 12.7 × 120 を中央負荷の単純ハリとして用いハリ間距離 101.6 とし 25 ± 2 °C, 40% R,H のコウ温室でクリープを試験した。

図 5.2 は弾性変形、初期クリープ、クリープ、の総和をタワミ量として示した。負荷 60 min 後に荷重を除去して残留タワミ量を測定してクリープの比較を推定した。実験時間が短いので残留ヒズミの比較は正確ではないが少なくとも“レダルタ”は PL-PEV より塑性変形が少ないといえる。負荷 60 min 後の変形量と荷重との関係を図 5.3 に示した。常温クリープ時間と曲げ弾性係数との関係を図 5.4 に示した。JIS—PL—PEV は FW, EW とともに同じ値をとることに特長があり、“レダルタ”は FW が EW より高い値をとる。

5.3 高温クリープ特性

130 °C 油中のクリープを図 5.5 に示したが“レダルタ”の変形量は JIS, PL-PEV の約 1/2, クリープは約 1/4 であって高温特性にすぐれていることがわかる。

5.4 高温時の曲げ強さ

積層板の機械強度が加熱下にいかに変化するかということが機器設計上しばしば問題になる。曲げ試験片を熱風式乾燥炉で所定温度に加熱し取出し後直ちに試験を行なった結果が図 5.6 の曲げ強さの温度特性である。“レダルタ”は常温では PL-PEV よりも高い値を示すが傾斜は急で約 140~150 °C で PL-PEV と同じ値

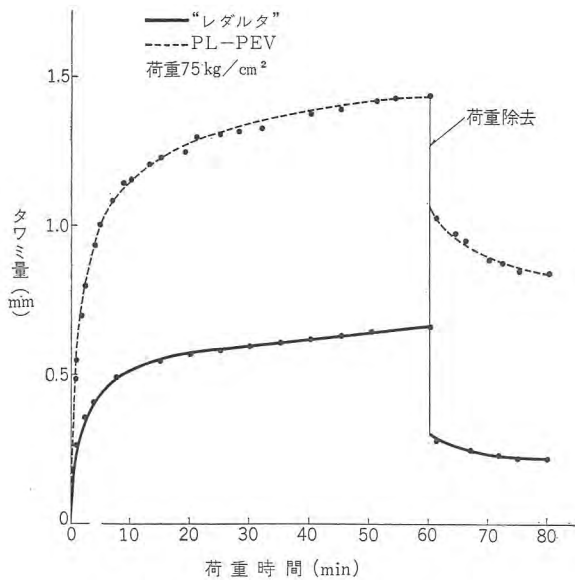


図 5.5 高温 (130°C 油中) クリープ特性
Fig. 5.5 Creeping characteristics at high temperature.

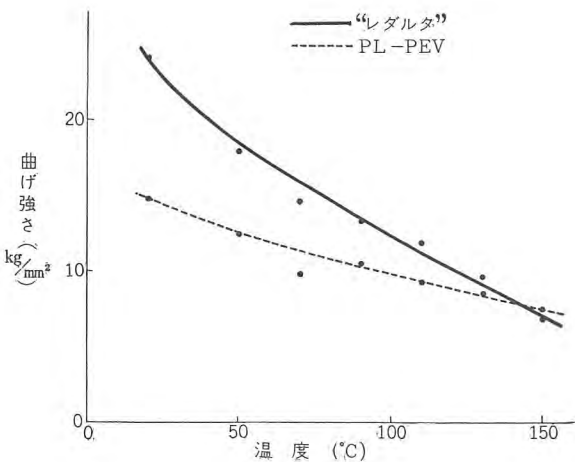


図 5.6 曲げ強さの温度特性
Fig. 5.6 Temperature characteristics of bending strength.
をとる。しかしながら実際の使用温度は 90~120°C を最高温度として想定すれば良いと思われるので、実用上支障はない。

6. 熱的 性能

JIS, K-6911 の曲げ試験片を $120 \pm 2^\circ\text{C}$ の熱風式乾燥炉に入れ所定時間後取出し冷却後、長さ方向と厚さ方向の収縮率を測定した。図 6.1 または実用試験として 3t, 90φ の試験片を銅板の間に交互にそう入し 2 kg-m のトルクにて締付け、 $130 \pm 5^\circ\text{C}$ の熱風式乾燥炉に入れ一定時間後取出し冷却する。冷却後圧力をゆるめ厚さ方向の収縮率を測定した。図 6.2。

この結果は“レダルタ”、PL-PEV とほとんど同様の傾向を示している。

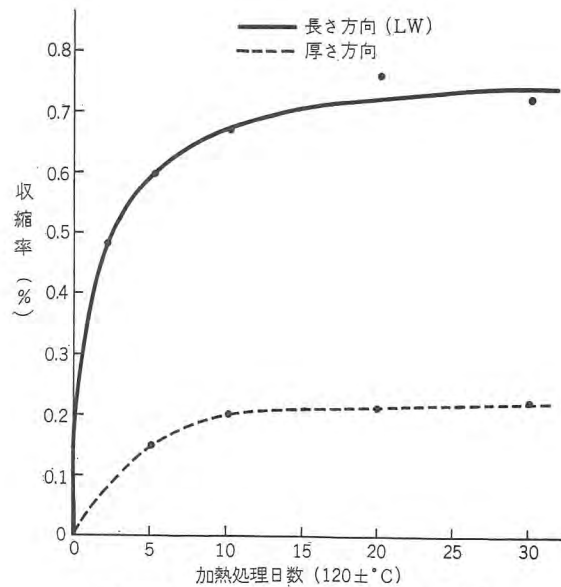


図 6.1 収縮率と加熱処理日数との関係
Fig. 6.1 Relation of shrinkage with after aging days.

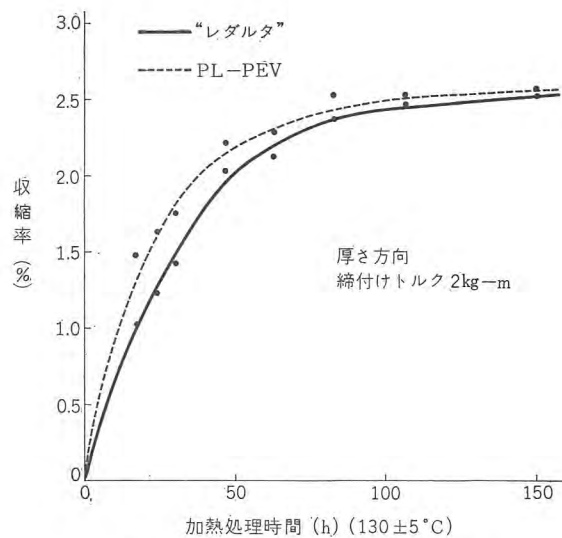


図 6.2 収縮率と加熱処理時間との関係
Fig. 6.2 Relation of shrinkage and after aging hour.

7. む す び

難燃性積層板“レダルタ”は電気絶縁用積層板として広く使用することができる。機器の故障のための部分的過熱による発火にはすこぶる効果的に働き災害を最少限に防止する。従来、耐燃性積層板と称せられているアミノ系樹脂積層板には積層厚さの制限があるが、“レダルタ”は任意の厚さに積層できることも特長の一つであり、現在配電盤、シヤ断器用部品として独特の地位を確保している。

ガラス布基材エポキシ樹脂積層品の高電圧機器への適性

小 山 二 郎*・長谷川謙三*

Characteristics of Glass Cloth Reinforced Epoxy Resin Laminate for High Voltage Electric Apparatus

Itami Works Jirō KOYAMA・Kenzō HASEGAWA

In recent years glass cloth reinforced plastics have much improved in electrical properties and moisture resistance as well as mechanical properties with the progress of the characteristic of resin and glass fiber and also application of coupling agent to the surface of glass fiber.

Specially glass cloth reinforced epoxy resin laminate is very excellent material for moisture resistance, high insulating resistance and dielectric strength in addition to mechanical properties.

Because of these properties, this material is applicable in a wide scope to the insulator of high voltage electric equipment subjected to high mechanical force such a lifting rod of circuit breakers.

1. ま え が き

近年、電気機器は急速に大容量、高電圧化しつつあり、400kV級についても研究が進められている現状である。

このように高電圧が印加され、そのうえ高度な機械力、たとえばシャ断器の操作棒のように衝撃を伴った引張り、圧縮荷重が増えられる場合の絶縁材料は、つぎのような性質を備えなければならない。

- (1) 貫層方向はもちろん、操作棒などでは沿層方向の絶縁破壊値が高いこと。
- (2) 体積および表面の抵抗率が高いこと。いいかえれば長時間耐電圧が高いこと。
- (3) 抵抗率の温度特性が小さいこと。
- (4) 誘電特性が良いこと。
- (5) 引張り強さおよび層に平行方向の圧縮強さが大きいこと。
- (6) 衝撃強さが大きいこと。
- (7) 弾性係数が大きく、荷重による永久ヒズミが小さいこと。

ガラス布を基材とした樹脂積層品は機械的特性において最もすぐれた絶縁材料であるが、過去においてはガラス繊維と樹脂の密着が十分でないため沿層方向の絶縁耐力が小さく、さらに耐湿性の悪いことが致命的で絶縁抵抗の吸湿劣化がはなはだしく高電圧用絶縁材料としては使用に耐えなかった。

近年、各種のガラス繊維表面処理剤が開発され、さらにガラス繊維および樹脂の進歩とあいまって積層品の特性は飛躍的に向上した。とくに電気的特性と耐湿性の向上が著しく、高度な機械特性を要求される高電圧用絶縁物として最もすぐれた材料の一つと考えられる。

この稿は高電圧用として考えたガラス布基材積層品について検討し、各種シャ断器の操作棒その他多方面に使用されているガラス布基材エポキシ樹脂積層品の諸特性について報告するものである。

2. ガラス布表面処理剤の効果

Heat Cleaningされたガラス布に樹脂を含浸すると、樹脂はガラス繊維を管状に取巻く。いいかえればガラス繊維と樹脂との間に空気が存在し、毛細管が生ずる。この空気のために層間接着力が小さく、乾燥状態においても沿層絶縁破壊値が小さい。ま

たその部分に水分が吸着され、それにガラス中のイオン化物質などが溶出するため、吸湿による絶縁抵抗の劣化がはなはだしい。

近年、これらの欠点を改善する目的でガラス繊維の表面処理剤が研究され Volane, T-31, A-1100 などの商品名で市場に現われた。これらの表面処理剤はいずれも2個以上の反応基をもつ有機化合物で、一方の反応基においては化学的にしる物理的にしるガラス繊維の表面と強固に結合し、他方の反応基においては樹脂と反応して化学的に結合する。

このような表面処理剤を使用したガラス布基材の積層品は、ガラス繊維の表面と樹脂が強固に結合するので Heat Cleaning のみのガラス布基材積層品に比べて飛躍的にすぐれた特性を持つようになる。

これらの表面処理剤は使用する樹脂に対して適性があり、たとえばフェノール樹脂に対しては A-1100 が、メラミン樹脂に対しては T-31 が最もよい効果を示した。

表 2.1 は Heat Cleaning のみのガラス布およびそれに表面処理を行なったものの特性比較を示したものであるが、吸水率の減

表 2.1 ガラス布表面処理剤の効果
試験法 JIS K 6911-1961

試験項目	単位	試験状態	フェノール樹脂		メラミン樹脂	
			H・C	H・C +A-1100	H・C	H・C+T-31
絶 縁 抵 抗	Ω	A D-24/30 D-2/100	4.1×10^9 5×10^6 以下 5×10^6 以下	8.5×10^{10} 2.4×10^8 2.3×10^8	4×10^9 5×10^6 以下 5×10^6 以下	5×10^{10} 1×10^8 9×10^7
貫層絶縁破壊値 短時間法 2mm	kV/mm	A D-24/30	22.4 3.2	26.4 21.3	11.4 3.8	22.2 24.0
沿層絶縁破壊値 短時間法	kV/mm	A D-24/30 D-2/100	3.15 2.20 2.51	5.79 6.32 6.51	3.18 — —	5.97 — —
吸 水 率	%	A→ D-24/30	1.29	0.085	0.49	0.10
曲げ強さ F・W	kg/mm ²	A D-2/100	21.7 21.2	42.4 42.2	27.7 21.9	56.3 55.8
圧縮強さ E・W	kg/mm ²	A	17.2	32.5	22.5	48.4
へ き 開 値	kg	A	420	605	640	855
樹 脂 含 率	%	—	45	44	36	36

注 記号の説明

A: 常温常湿 (10~30°C, 50~80% R, H)

D-24/30: 30°C 清水中 24 時間浸漬後

D-2/100: 沸騰清水中 2 時間, 常温清水中 30 分冷却後

FW: 積層に垂直に荷重

EW: 積層に平行に荷重

H・C: Heat Cleaning の略

少、沿層絶縁破壊値の増大、絶縁破壊値および絶縁抵抗の耐湿耐水性の向上、曲げ強さおよび層に平行方向の圧縮強さの増大など著しい向上を示している。

3. 高絶縁抵抗積層品に用いる樹脂の検討

270kV あるいは 400kV 級の超高電圧が直接印加される絶縁物では電気破壊に対して十分な耐力が必要であると同時に、とくに長時間耐電圧が高いこと、いいかえれば絶縁抵抗が高く熱破壊を生じないことが重要である。一般に樹脂積層品の絶縁抵抗は温度特性が大きく、漏れ電流による抵抗損発熱のため絶縁抵抗が低下する。この発熱と熱放散が平衡し熱破壊に至らないためには、とくに超高電圧の場合は初期の絶縁抵抗を非常に高くしなければならない。

樹脂積層品の抵抗率は同一材質の場合その含有水分によってほぼ定まるもので、積層直前の材料の揮発分（吸着水分と縮合反応によって生ずる水分の和）と体積抵抗率との間には、揮発分 5~9% の間でつぎの関係を得た。

$$\log R_{W_2} = \log R_{W_1} - 0.92 (W_1 - W_2)$$

ただし W_1 , W_2 は材料の揮発分 (%) で、 R_{W_1} , R_{W_2} は揮発分が W_1 , W_2 のときのそれぞれの体積抵抗率 ($\Omega\text{-cm}$) を示す。

すなわち約 1% の水分の増加は樹脂積層品の体積抵抗率をもとの 1/10 に低下させる。一方この揮発分は、縮合形樹脂の場合は材料の流れ性と密接な関係があり、作業上ある値以下にすることはできない。

フェノール樹脂は縮合形の樹脂であるため積層硬化中に相当な縮合水を生じ、しかもこの水分はほとんどそのまま積層品の中に残ってしまう。乾式積層法において樹脂含浸を終った材料（以後は処理材料と書く）は、樹脂についていえば B-Stage でこの段階では平均 6 核程度である。これがメチロール基を平均 4 個持ち、それが完全にメチレン結合すると仮定すれば縮合水は約 13% と推測される。したがって樹脂分 40% のガラス布積層品では全体として 5% 程度になると予想される。

樹脂量 41%, 吸着水分 0.98% のガラス布フェノール樹脂処理材料について、160°C, 170°C および 180°C それぞれ 60 分後の縮合水分を測定した結果は、160°C 4.91%, 170°C 5.36%, 180°C 5.85% であった。

このようにフェノール樹脂など縮合形の樹脂では、処理材料の吸着水分をいかに小さくしても縮合水分のために高い抵抗率を持つ積層品を得ることがむずかしい。

これらの点から抵抗率の高い積層品を得るための樹脂は積層硬化に際して縮合水の生成が少なく、またフェノール樹脂のように OH 基のような親水基を持たないものが望ましい。硬化に際して揮発物を出さない重合形の樹脂で抵抗率が高くガラス繊維に対して密着性の良い樹脂としてエポキシ樹脂とポリエステル樹脂がある。この両者のうちエポキシ樹脂は高価であるが特性上はポリエステル樹脂より相当すぐれている。一方、工場において積層品製造の場合作業性は重要な問題であって、分どまりが悪く作業時間が多くて高価になったり、さらに均一構造が得られず特性の信頼度が少ないものでは実用にならない。

ポリエステル樹脂はつぎの点で実用性が少ないと考えた。

- (1) 可使時間が短いので材料の分どまりが悪い。
- (2) 高圧積層ができないので積層品中に気泡が生じやすい。

- (3) 樹脂含率を一定化しにくい。
- (4) 厚板の製造がむずかしい。
- (5) 積層中に内部発熱が大きく、しかも一定化しない。

当社で採用した乾式積層用エポキシ樹脂はポリエステル樹脂に比べて特性、作業性においてつぎのようなすぐれた特長をもっている。

- (1) ツースの可使時間が実用上問題にならない程度長い。
- (2) 乾式材料にできるので容易に樹脂含率を一定に、かつ均一にでき、そのうえ処理材料の可使時間は 1 か月以上である。
- (3) 20 kg/cm² 以上で任意の積層圧力に適した処理材料を作ることが可能で、無気泡の積層品を容易に得られる。
- (4) 熱変形温度が十分に高い。

4. 積層品の特性

上述にもとづいて製作し、広範囲に使用されているガラス布基材積層品は板、管、棒、アングル、チャネル その他多種類にわたり、積層板においては 1,000 mm × 2,000 mm、厚さは 100 mm に達するものまで、積層棒では径 50 mm 長さ 2,700 mm の長尺棒が製作されている。

4.1 電気的特性

(1) 積層板および管の絶縁抵抗温度特性

絶縁物の絶縁抵抗温度特性は重要な問題であって、これが絶縁破壊の原因になることがしばしばある。図 4.1 は各種の材料について測定した結果であるがフェノール系の積層品は温度特性が大きくほぼ 10°C 上昇ごとにものの 1/2 に低下する。ただし気中で測定する場合は表面の乾燥効果により、見かけ上は温度特性が小さくなる。また交流等価抵抗の温度特性から誘電特性の温度特性も大きいことがわかる。ガラス布エポキシ積層品は、板、管ともに絶縁抵抗が高く、温度特性は比較的小さい。また誘電特性の温度係数も小さいので、高電圧の絶縁として高い信頼度を持つすぐれた

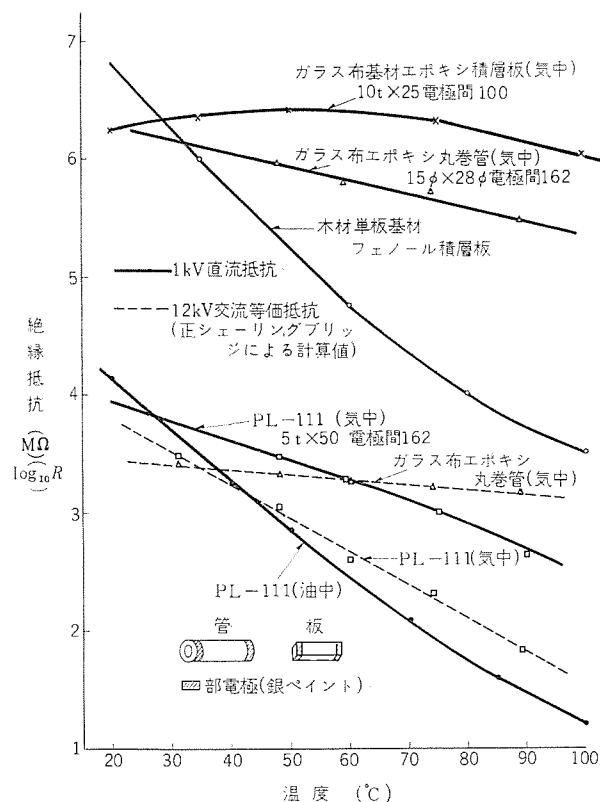


図 4.1 各種材料の絶縁抵抗—温度特性

Fig. 4.1 Temperature characteristics of insulating resistance.

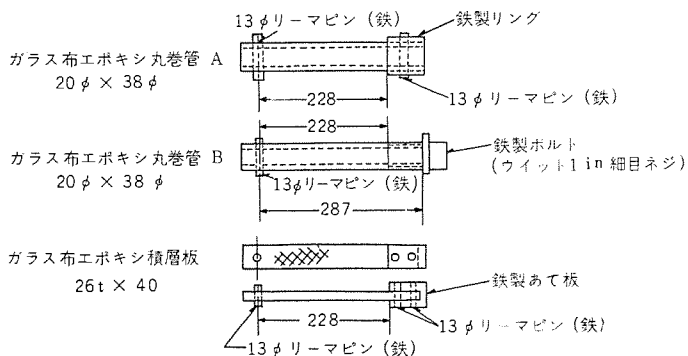
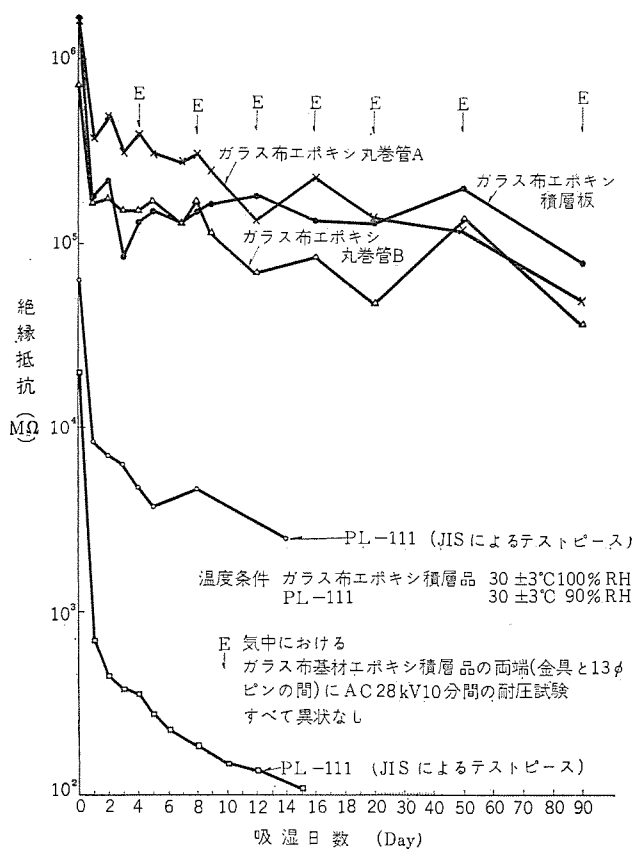


図 4.2 絶縁抵抗の吸湿劣化

Fig. 4.2 Change of insulating resistance by moisture absorption.

絶縁材料であると考えられる。

(2) 耐候性および絶縁抵抗の吸湿劣化

この積層品が高湿気中で使用される場合、あるいは屋外で 사용되는場合を想定して絶縁抵抗、耐電圧および誘電特性についてウエゾメータによる耐候性と、気中シタ断器操作棒の 100% R・H 中における絶縁抵抗を測定した。表 4.1 はウエゾメータによる耐候性を示したものである。表に示す条件では屋外ばくろに比べて約 30 倍の加速といわれているので 700 h では 2~3 年間に匹敵する。絶縁抵抗は次第に低下しているがなお非常に高い値を保持しており、その他の特性はほとんど変化していない。

図 4.2 は磁気シタ断器操作棒の 30°C 100% R・H 中における絶縁抵抗および耐電圧の試験結果を示したものであるが、比較のために示した PL-111 よりもさらに悪条件下であるにもかかわらずはるかに高い絶縁抵抗を保持している。また 90 日後における AC 28 kV (定格電圧の約 5 倍) の 10 分間耐電圧試験も異状なく、さらに昇圧して約 100 kV で数回セン絡させたがなんら異状を生じなかった。

ガラス布基材エポキシ樹脂積層品の高電圧機器への適性・小山・長谷川

表 4.1 ガラス布エポキシ積層品の耐候性

ウエゾメータ 東洋精機製 WOM IB 形

試料数各 4 個

試験時間 (h)	絶縁抵抗 (MΩ)		tan δ (%)	誘電率	耐電圧 (kV/mm)	引張り強さ (kg/mm ²)	
	積層板	丸巻管				積層板	丸巻管
0	平均値 7.3×10 ⁷	1.4×10 ⁸	2.73	4.47	25 以上	24.6	16.7
	偏差		0.10	0.15		1.2	3.4
400	平均値 4.2×10 ⁶	4.6×10 ⁷	2.75	4.49	25 以上	24.5	16.8
	偏差		0.31	0.17		1.5	3.1
700	平均値 2.1×10 ⁶	4.3×10 ⁶	2.89	4.61	25 以上	23.3	18.5
	偏差		0.20	0.08		4.8	5.0

注 (1) 試験方法は JIS K 6707, 6711 による。

(2) 誘電特性は Q メータを使用し 1,000 kc/s の値を示す。

(3) 使用ウエゾメータ運転条件。

500 h まで 60°C, 500 h より 50°C。

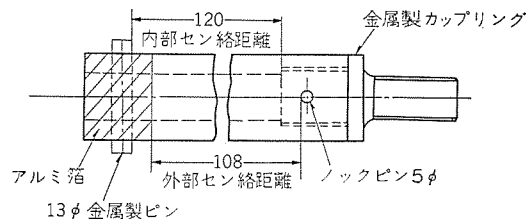
散水、2 時間中 18 分間。

表 4.2 6kV 級シタ断器操作棒の長時間耐電圧

平均気温 20.4°C, 平均湿度 78% R.H

日数	時間	漏れ電流 (mA), 印加電圧 AC 60 c/s 30 kV				
		開始時	2 h 後	5 h 後	8 h 後	11 h 後
1		0.065	0.0662	0.065	0.0625	0.065
2		0.064	0.0637	0.065	0.0625	0.0625
3		0.125	0.0675	0.0675	0.065	0.0675
4		0.0675	0.0687	0.0675	0.0675	0.065
5		0.065	0.065	0.065	0.0675	0.065
6		0.0625	0.0625	0.0625	0.0625	0.0625
7		0.070	0.0675	0.0675	0.065	0.0675
8		0.064	0.065	0.065	0.065	0.065
9		0.0675	0.065	0.0675	0.0675	0.065

注 (1) 試料形状 20φ×38φ ガラス布エポキシ丸巻管



注 (2) 漏れ電流値は 4 本の平均値である。

表 4.3 タップ端子板モデルの 80°C 気中における絶縁抵抗および交流等価抵抗

試料番号	絶縁抵抗 (MΩ)	交流等価抵抗 (MΩ)	AC 60 c/s 24 kV 長時間耐電圧試験の結果
ガラス布エポキシ板 No. 1	1×10 ⁶ 以上	4.4×10 ³	7 時間後も変化なし
" No. 2	"	"	"
" No. 3	"	"	"
PL-111 No. 1	3.5×10 ³	1.6×10 ²	6.5 分後電流値 2 倍に増加。破壊
" No. 2	3.5×10 ³	1.9×10 ²	7 分後電流値 2 倍に増加。破壊
" No. 3	4×10 ³	1.7×10 ²	5 分後電流値 2 倍に増加。破壊

注 (1) 測定条件は 80°C 気中。

(2) 試料形状は図 4.3 に示す。

(3) 絶縁抵抗は DC 1,000 V 1 分値で示す。

(4) 交流等価抵抗は正シェーリングブリッジ AC 1,000 V による計算値である。

(3) 積層品の長時間耐圧

ガラス布エポキシ積層品は非常に高い絶縁抵抗を有しているのので長時間耐電圧特性も良好である。現在使用されている部品について定格電圧の数倍を印加し試験した。表 4.2 は丸巻管を使用した気中用 6 kV 級シタ断器の操作棒について、AC 30 kV を印加し常湿気中における漏れ電流の変化を 9 日間にわたって測定したものであるが、ほとんど変化を生じない。

図 4.3 は油入変圧器に使用されているタップ端子板のモデルについて、油中における最高電圧の 1.25 倍を、80°C 気中において

印加し、そのときの漏れ電流の変化を6時間測定したものである。表 4.3 は、図 4.3 の試験前に測定した各試料の絶縁抵抗および交流等価抵抗を示したものである。ガラス布エポキシ板製は非常に漏れ電流が小さくまったく変化を生じないが、比較して行なった

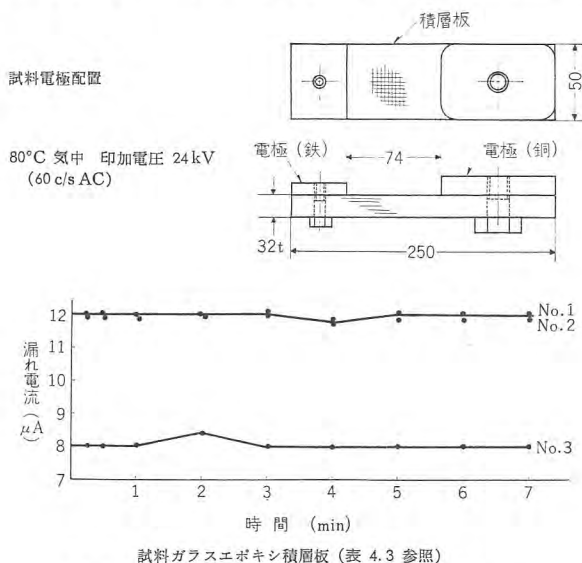


図 4.3 長時間耐圧における漏れ電流の変化
Fig. 4.3 Change of leakage current at long hour withstand in voltage.

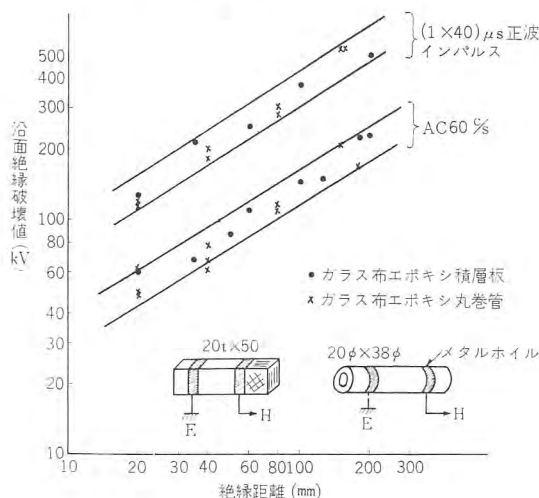


図 4.4 常温油中における絶縁距離と絶縁破壊値
Fig. 4.4 Relation between insulating distance and dielectric breakdown voltage in oil (in normal temperature).

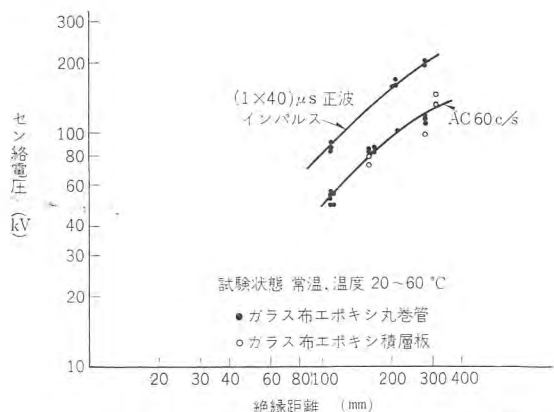


図 4.5 気中における絶縁距離と絶縁破壊値
Fig. 4.5 Relation between insulating distance and dielectric breakdown voltage in air.

PL-111 製は電圧印加の初期に 0.4~0.6 mA の漏れ電流を示し、時間とともに増加し 4~5 分後より急激に増大し 6~7 分後白煙をあけて破壊した。なおこの PL-111 製も 80°C の油中においては破壊しない。

(4) 積層品の絶縁破壊値

ガラス布エポキシ積層品の短時間絶縁耐力を調べるために、油中および気中における絶縁距離と絶縁破壊値の関係を測定した。

図 4.4 は絶縁油中における AC 60 c/s (20 kV/min 昇圧) および (1x40) μs 正衝撃電圧による沿層方向の絶縁破壊値を示したものである。この結果は現在超高電圧に使用している絶縁物や PL-111 よりも高い値であり、板、管ともに超高電圧の絶縁に適している。破壊はすべて絶縁油と試料の境界面で起り、ガラス糸に沿って Tracking を生ずる。

図 5.5 は同様に気中における AC および衝撃電圧によるセン絡電圧を、種々の形状、寸法、電極および温度について測定したものである。すべて気中をセン絡し、試料は異状を生じない。多数回セン絡させると電極付近に少し Tracking を生じる程度であった。

4.2 機械的特性

(1) 曲げ特性

単純はりの中央に荷重した場合、曲げ応力および弾性係数はつぎのように表わされる。

$$\sigma = 3WL/2bh^2, \quad E = 3W \left(\frac{L}{h} \right)^3 / 8\delta b$$

ただし

σ : 曲げ応力 (kg/mm²) E : 曲げ弾性係数 (kg/mm²)
 W : 荷重 (kg) h : 試料の厚さ (mm)
 L : はり間距離 (mm) δ : 中央のたわみ (mm)
 b : 試料の幅 (mm)

実際の機器においては長時間荷重の状態が多く、この場合、永久変形 (Creep) が重要な問題となってくる。

図 4.6 は荷重時間とたわみ量との関係を示したものであるが、荷重の方向に関係なく Creep は比較的小さい。

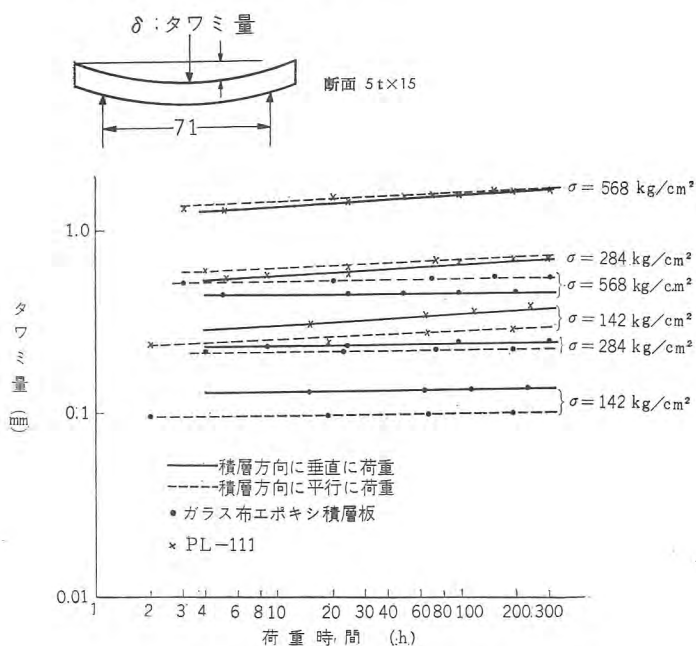


図 4.6 曲げ荷重による時間とたわみ量の関係
Fig. 4.6 Relation between bending and loading time at room temperature.

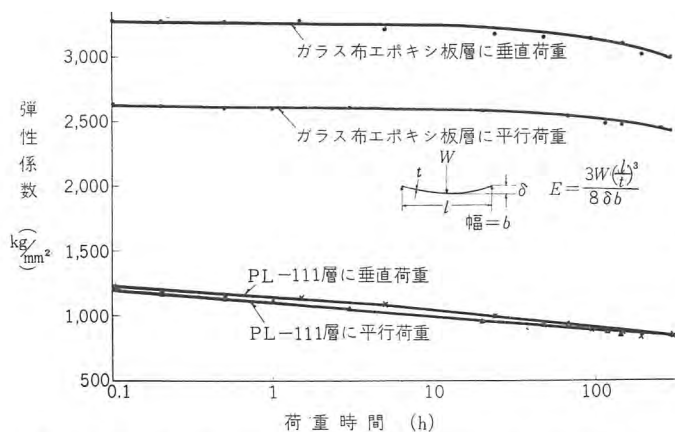


図 4.7 荷重時間と曲げ弾性係数の関係 (曲げ応力 568 kg/cm²)
Fig. 4.7 Relation between loading time and modulus of elasticity of bending.

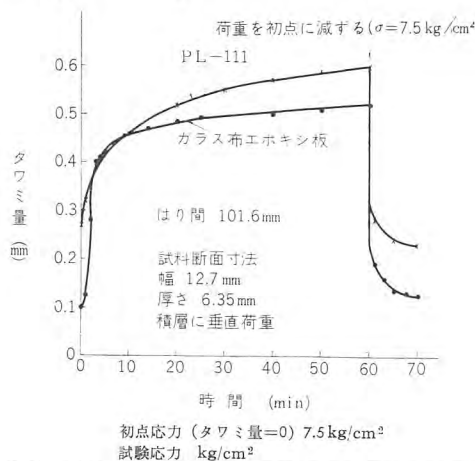


図 4.8 130°C 油中の曲げ荷重時間に対する変形量の関係
Fig. 4.8 Relation between flexural loading time and bending in oil at 130°C.

図 4.7 は荷重時間と弾性係数の関係を示したものであるが、PL-111 に比較して 2~2.5 倍の値をもっている。タワミ量を同一に設計する場合を考えると、弾性係数から厚さは PL-111 の 70~80 % に減少できる。このとき曲げ応力は 1.6~2 倍に増加するがガラス布エポキシ積層板の曲げ強さは PL-111 に比べて 2.5~3.5 倍であるから、安全率は少なくとも 1.3 倍、大体 1.5~2 倍に増加することになる。

図 4.8 は 130°C 油中の、曲げ荷重に対する時間と変形量の関係を示したものであるが、この図において 0 分のタワミ量は常温の弾性係数に逆比例の関係にあり、70 分後のタワミ量は荷重 60 分間の Creep を示す。したがって 60 分後のタワミ量から 70 分後のタワミ量を引いた値は 130°C における弾性係数に逆比例し、この値は 3 分後の値にほぼ等しい。このことからガラス布エポキシ積層板の弾性係数は 130°C においては常温の約 1/4 に低下し PL-111 とほぼ等しい値になるが Creep は少なく PL-111 に比べて 1/2 にすぎない。

図 4.9 は、気中における曲げ強さおよび曲げ弾性係数の温度特性を示したものであるが温度特性は相当大きく、90°C における曲げ強さおよび弾性係数は 20°C の値に対してそれぞれ 65 % および 58 % に低下する。

図 4.10 は、160°C および 200°C における加熱時間と曲げ強さの関係をほかの樹脂と比較して示したものである。ガラス布エポキシ板は 160°C においては 2,000 時間後もほとんど低下をみない。200°C においては相当な低下をみるが、フェノール、ポリエステル

ガラス布基材エポキシ樹脂積層品の高電圧機器への適性・小山・長谷川

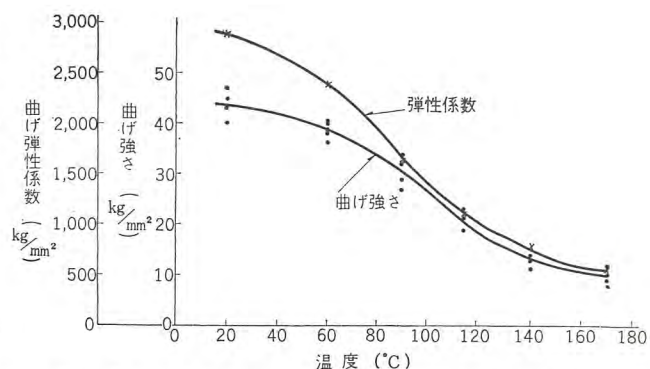


図 4.9 曲げ強さおよび弾性係数の温度特性 (気中)
Fig. 4.9 Temperature characteristic of flexural strength and modulus of elasticity in air.

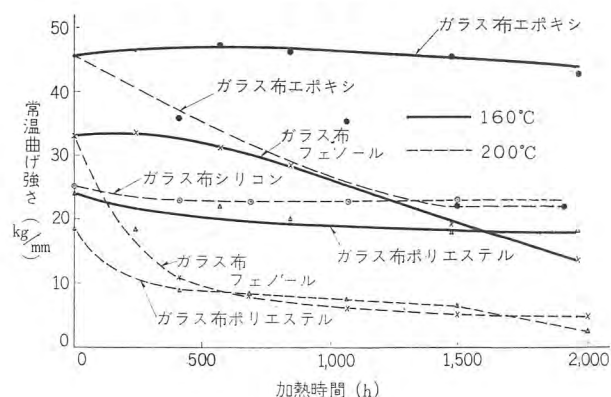
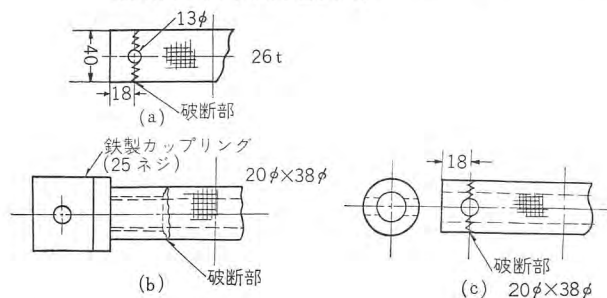


図 4.10 各種積層板の加熱劣化
Fig. 4.10 Flexural strength of glass cloth resin laminate after thermal aging.

表 4.4 チャッキングによる引張り強さの変化

試料	平均破壊値 (kg)	破断面積 (mm²)	引張り強さ (kg/mm²)	備考
1 積層板 10t×40 JISK 6707	4600	200	23	最小断面部で破断
2 " 26t×40, 13φピン止メ	5030	702	7.12	ピン部で破断, 注(2)図(a)
3 丸管 20φ×38φ 内ネジ止メ	11200	628	17.9	カップリング端で破断, 注(2)図(c)
4 " 20φ×38φ 13φピン止メ	3530	568	6.22	ピン部で破断, 注(2)図(c)
5 " 20φ×30φ JISK 6911	4230	217	19.5	最小断面部で破断

注 (1) 試料 2 および 4 は幅の中央で端より 18 mm の位置に積層に垂直に 13φ のリーマ孔をあけ、同径の鉄製リーマピンでチャッキングする。
試料 4 は両端に 1 in ユニット細目ネジ 2 号 (JIS B 0208) を加工し鉄製カップリングをネジ止めする。



板が短時間でほとんど強度を失うのに比較して、はるかに高い値を保っている。

曲げ強さの残存率 50 % の点を一応使用限界として、10 年間を使用寿命とした場合の連続許容温度は、10°C 法則 (B 種)、11°C 法則 (F 種) によれば、200°C の試験結果からは 145~150°C と考えられる。

F 種絶縁として使用できるかどうかはこれだけの結果では結論

表 4.5 ガラス 布 エポキシ 積層板の一般特性 (JIS K 6911)

項 目	単 位	試 験 状 態	特 性 値
貫層絶縁破壊値 短時間法 2mm	kV/mm	A D-24/30	25~30 22~28
沿層絶縁破壊値 短時間法	kV/mm	A D-24/30	7~10 5~8
表面抵抗率	Ω	A D-24/30	$1 \times 10^{14} \sim 3 \times 10^{14}$ 以上 $5 \times 10^{12} \sim 7 \times 10^{13}$
体積抵抗率	$\Omega \cdot \text{cm}$	A D-24/30	$1 \times 10^{13} \sim 3 \times 10^{14}$ 以上 $2 \times 10^{12} \sim 3 \times 10^{13}$ 以上
絶縁抵抗	Ω	A D-2/100	$2 \times 10^{12} \sim 2 \times 10^{13}$ 以上 $5 \times 10^8 \sim 5 \times 10^9$
誘電率 1M c/s	—	A	5.2~5.6
誘電体率 1M c/s	%	A	3.0~3.5
引張り強さ	kg/mm ²	A	21~25
引張り弾性係数	kg/mm ²	A	2,600~3,000
曲げ強さ	kg/mm ²	A・FW A・EW	40~45 40~45
曲げ弾性係数	kg/mm ²	A・FW	2,800~3,200
圧縮強さ	kg/mm ²	A・FW A・EW	48~53 36~45
衝撃強さシャルピー	kg-cm/cm ²	A・FW A・EW	100 以上 40~55
ヘキ開値	kg	A	700~800
比 重	—	A	1.74~1.76
吸水率	%	A→D-24/30	0.03~0.07
熱変形温度	°C	A	200 以上

注 試験状態の説明

- A: 常温常湿 (10~30°C, 50~80% R・H)
D-24/30: 30°C 清水中に 24 時間浸漬後
FW: 積層に垂直荷重
EW: 積層に平行荷重
D-2/100: 沸騰清水中 2 時間煮沸後に常温水中 30 分冷却

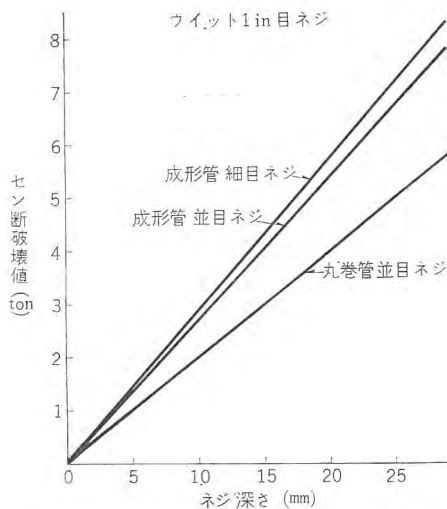


図 4.11 ガラス 布 エポキシ 管のネジの強さ

Fig. 4.11 Shearing strength of thread (glass epoxy tube).

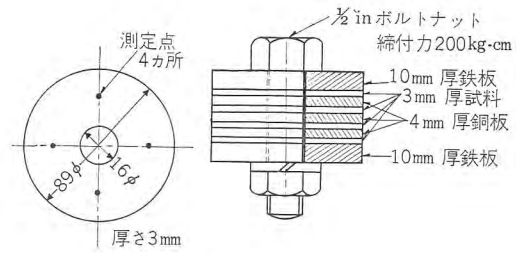
できない。

(2) チャッキングによる引張り強さの変化

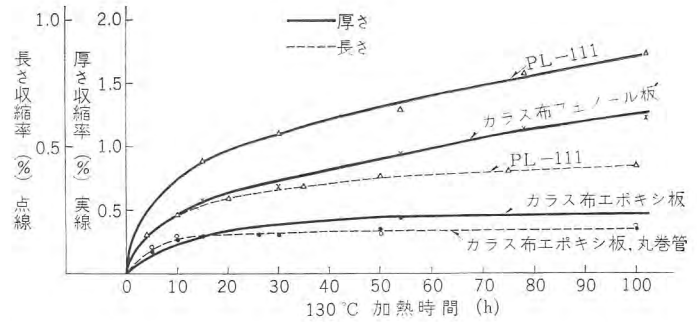
表 4.5 に示すように JIS K 6911 に規定する試験法によれば、積層板の引張り強さは 21~25 kg/mm² である。実際にはこのような理想的な形で チャッキング されることはほとんどない。表 4.4 は各種の チャッキング について静的荷重による破壊値を示したものである。ネジによる チャッキング では引張り強さの低下は比較的少ないが、ピン 止めの方法ではピンの付近に応力が集中するため引張り強さはおおよそ 1/3 に低下し、しかもピン 穴のためにそれだけ荷重断面が減少するので非常に不経済である。積層板を引張り荷重のみ要する場合に適用するときは、断面を正方形とし両端に金属製 カップリング をネジ止めする方法が効果的と考えられる。

(3) ネジのせん断強さ

図 4.11 は、1 in ユイトネジ 2 号のネジ 深さとせん断破壊値の関



厚さ収縮率試験



長さ収縮率試験 寸法 10t-10×100 自由状態

図 4.12 130°C における加熱収縮率

Fig. 4.12 Thermal shrinkage at 130°C.

係を示したものである。並目ネジ (8 山/in) と細目ネジ (14 山/in)の間では大きな差はないが丸巻管は成形管 (積層板と同質) に比べて弱い。これは低圧力による巻管であるため層間接着力が比較的小さいことが原因と考えられる。

4.3 加熱収縮率

重電機の絶縁物は一般に高温の状態で使用される場合が多く、有機系の絶縁物はいわゆる枯れを生じて比較的大きな加熱収縮がある。これがネジのゆるみやヒズミを生じて電氣的機械的事故の原因となることがある。

図 4.12 は、荷重を受けた場合の厚さの加熱収縮率と自由状態における長さの加熱収縮率を示したものであるが、ほかの積層板に比べてすぐれた特性を持っている。

4.4 その他

表 4.5 に JIS K 6911 (1962) による積層板の試験結果をまとめて示す。

5. む す び

以上、種々の特性について検討したが、当社で生産しているガラス 布 エポキシ 樹脂積層品は、機械的特性、電氣的特性ともにすぐれた材料で高度な機械的負荷に耐える超高電圧絶縁物として、油中空气中を問わず、もっとも適した信頼度の高い材料に数えることができる。

機械強度においては チャッキング の方法によって特性が大きく変わるのでこの点に留意し、材料の持つすぐれた特性を活用することが肝要である。

おわりにご協力をいただいた方々に深く感謝の意を表する。

参 考 文 献

- (1) C.H.-Harper: エポキシ 硬化剤の選択, Electronic Design, July 19 (1961)
- (2) E.C.-Kilgore: Engineering study on Wind-tunnel fan-blade materials, Langley Aeronautical Lab. National Advisory Committee for Aeronautics. (1959)
- (3) 大石 新: FRP の種類と特性, 「工業材料」9, No. 11 (1961)

変圧器用接着鉄心(2)

伊藤 公男*・清水 英範**

Bonded Cores for Transformers (Part 2)

Research Laboratory Kimio ITÔ

Itami Works Hidenori SHIMIZU

In manufacturing transformer cores, an attempt has been made for a long time to solidify silicon steel plates into one body with bonding agent. Because of recent advancement in quality of the bonding agent and also improvement of surface conditions and magnetic properties of the core material, the products thus made are being extensively applied to large apparatus.

This report describes the bonding agent, bonding method-the basic technic of bonded cores, their magnetic characteristics and mechanical properties in reference to experimental results and practical experience on products. The first has been reported in the No. 1 issue.

A new technique of bonding now solves many manufacturing problems, making it possible to produce reactors with air gaps, radial cores, and split cores of large core type transformers facilitating shipment disassembled.

1. ま え が き

変圧器鉄心の接着技術および接着鉄心の形態に関する研究は各国において古くから試みられてきており、実用例も少なくないが、近年高分子接着剤の急速な品位向上と供給量増大に伴ってさらに一層工業化の研究が進められることとなった。変圧器接着鉄心の形態は大きくわけて巻鉄心と積層鉄心の二つになる。巻鉄心の接着は方向性 ケイ素鋼帯の出現によるいわゆる C コア⁽¹⁾ の発明を実用化するための根本的な問題として研究され、積層鉄心の接着はとくに欧州各国⁽²⁾ で取り上げられた パット・コア 製作技術の基本をなす研究として進められてきたものである。

この報告では主として中・大形の変圧器に適用することを目的とする鉄心接着に関する技術の研究を取り上げたが、その基本的技術については小形機器用の C コアに関する研究に基づくところが多い。

変圧器接着鉄心の目的とするところあるいは実益とされるものを取りまとめるとおよそ次のようになる。

- (1) 積層鉄心の磁気振動を直接あるいは間接に抑制することにより変圧器騒音を低減することができる。
- (2) 鉄心各部(たとえば三相変圧器の U・V・W 各相)を分割することにより変圧器の分解輸送が容易になる。
- (3) 積層鉄心を固着一体化することにより鉄心とコイルとの組合わせ作業が単純、迅速になる。
- (4) 変圧器鉄心積み作業を機械化することがきわめて容易になる。(すなわち現在広く行なわれている 1 枚ずつ鉄心を積みあげる作業に比し切板の固着、成形または巻鉄心の固着などは比較的容易に機械化することができる)。
- (5) 内鉄形変圧器鉄心は一般にボルト締めを行なうが、接着鉄心ではその必要はなく、そのための磁気特性劣化はまったくなくなる。
- (6) 工作上の管理しにくい要素たとえば鉄心の接ぎ目の大小、ボルト締め付のいかなどある程度作業者の任意性にまかせら

れる要素が少なくなり製品成績が安定、向上する。

2. 接着鉄心の製作方法

接着鉄心の製作方法は塗布積層法、含浸法、端面塗布法、モールド法の四種類に分けることができる。実際にはこれらいずれか単独またはいくつかの併用によって製品化されるわけであるが、おのおのの特長を十分生かすよう考慮せねばならない、各方法に用いられる接着剤および硬化処理条件については第 1 報で詳述したので、ここには製作工程を中心におのおのの特長をとりまとめた。

2.1 塗布積層法⁽³⁾⁽⁴⁾

ケイ素鋼板の表面に接着剤をブラシ、スプレーまたはローラなどを用いて塗布し、これを予備乾燥してのち、積層鉄心に組立て、硬化固着させる方法である。少量の場合はブラシまたはスプレーで、量産化する場合はローラ塗布、予備乾燥の連続ラインを設けて製作する。ローラ塗布の方法としてはリパス・ロール法、ナイフ法、スキーズ法などがある。この方法は小形大形いずれの機器製作についても適用できる最も基本的なものである。

(1) 接着剤

接着剤はローラ塗布による均一分布をはかるためフィルム生成能力、可塑性をもつとともに塗布後の速乾性が要求される。耐熱性、接着性にすぐれていなければならないことは勿論である。フィルム生成力を増すためにはポリビニル系樹脂、耐熱性接着性を保持するためフェノール系またはエポキシ系樹脂が加えられ、

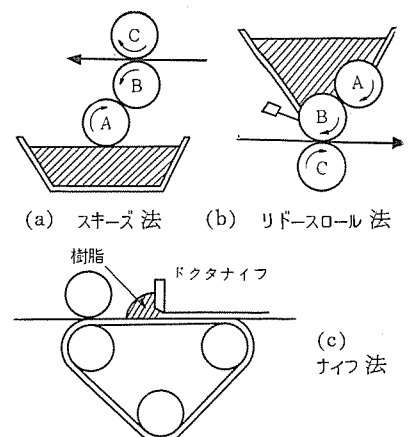


図 2.1 各種ローラ塗布法
シ系樹脂が加えられ、Fig. 2.1 Various types of roller coating.

速乾性と樹脂有効量をあわせ考えて溶剤(アルコールまたはケトン類)を添加する。

(2) 基本工程

a. 素材鋼板の洗浄脱脂, b. ロー 塗布, c. 乾燥(熱風循環または吹付け), d. 処理された鋼板の組立・締付, e. 加熱硬化, f. 余剰接着剤の除去, g. 機械加工, h. 加工面の酸洗い。

このうち g, h は研削, 研磨などの機械加工を行なわないものについては省略される。また a. の洗浄脱脂にかえて, ここでケイ素鋼板表面の皮膜を除去する(3-6 参照)場合もある。

・乾燥はこの後の組立作業を容易にするために行なわれる。蒸気または赤外線加熱による乾燥炉を用い, 50~60°C の熱風循環または吹付けによって溶剤を飛散させる。

・処理鋼板を積層, 締付けてのち加熱硬化する。このとき樹脂はいったん軟化するので加熱途中で中締めを行なうか, 締付機構にスプリング・アクションを与えておく必要がある。

・接着剤処理による占積率の低下, 機械加工に関連する問題については別項にのべた。

2.2 含浸法

この方法は積層鉄心を タンク 内に収容し, 排気したのち樹脂を注入し, 加圧して含浸する方法で, C コア の製作工程には広く採用されている。タンク の収容量を大きくすれば 1 回の作業で同時に多数個処理できるから小形機器の製作には適しているが, 電力用の大形機器を処理するためには設備が大形化し経済的でない。処理は タンク 内で機械的に行なわれるから作業の管理は比較的容易である。

(1) 接着剤

この方法に用いる接着剤は何よりも低粘度であることが要求される。注入時の粘度は不揮発分の関係もあるができるだけ低粘度でなければならないが普通の接着剤は一般に低粘度のものが多く, 溶剤を混合するか, 注入時のみ加温し粘度を低下させて使用する。前者の場合は接着力の低下, 後者の場合はポット・ライフ の短縮が避けられない。

(2) 基本工程

a. タンク 内の処理品を加熱する(40~70°C) b. 樹脂を注入する。 c. 加圧する(5~7 kg/cm²) d. 樹脂を排出する。

2.3 端面塗布法⁽⁵⁾

この方法は塗布積層法, 含浸法がいずれもケイ素鋼板の全面に接着剤を処理分布させるのに対して, 組立てた鉄心体の積層面のみ接着剤を処理し, 一体にしようとする方法である。勿論この方法によれば接着剤は鋼板の端のみを互いに接着するだけでなく一部は毛細管現象の理論により内面に浸透して接着性能を助けることになる。この方法によればとくに設備を設けることなく大形機器の接着鉄心化が可能である。

端面塗布法と含浸法を折衷した方法として, 気中で端面から樹脂を積層面内に注入する方法が考えられる。この方法によってもきわめて接着性能の良い接着鉄心が得られるが実用上は樹脂量がやや多く必要なこと, 接着剤分布がむらになること, 大形化すると浸透の確実性とばしくなることを考えなければならない。

(1) 接着剤

接着剤としては有機系のみでなく無機系のものを用いることができる。この方法に用いる接着剤は粘度としては約 100p 以上の中粘度のもの, または 1,000p 以上のいわば パテ 状の樹脂を用いることによって, 浸透と側面固定を行なう。無機接着剤としてはソ

ジウムシリケート と シリカ, マグネシウムオキシクロライドセメント, ポートランドセメントなどの陶器質 セメント 類を用いる, 無機系のものは一般に柔軟性とばしく均一に付着量を制御して塗布することも容易でないで, プラズマ・ジェット 溶融吹付法などの採用が考えられる。

(2) 基本工程

a. ケイ素鋼板を組立てて最終の姿とする。 b. 加熱する(70~100°C) c. 接着剤を周囲から塗布・注入する。 d. 加圧・加熱する。 e. 余剰接着剤を除去する。

・塗布注入時には鉄心を傾けて浸透を容易にする。この方法では樹脂量がややもすると多くなる懸念があるから吹付けによる塗布法がよい。

2.4 モールド法⁽⁶⁾

鉄心体の外周を樹脂層で包囲するもので, 鉄心を一体にするのと同時に絶縁層を形成することによって絶縁設計の合理化を行なうことができる。処理方法としては モールド・ケース を製作して行なう方法といわゆる揺動塗装法として知られている方法によって樹脂膜を全周に生成することが考えられる。いずれの方法も製作は容易であるが, どちらかといえば小形機器に適している。

(1) 接着剤

この方法は, 中・高粘度の比較的入手しやすい接着剤で行なう

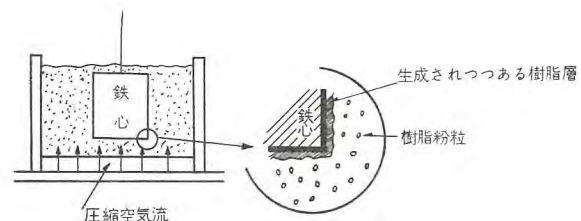


図 2.2 揺動塗装説明図

Fig. 2.2 Iron core being immersed in a fluidized bed.

ことができる。樹脂はとくに柔軟性を与えて鉄心の熱変形に追従できるようにする。エポキシ系についてはポリサルフェイド系などの柔軟性付与剤を加えるか, あるいは シリカ などの添加剤を加えることもよい。

(2) 基本工程

a. モールド・ケース による方法

(a) モールド・ケース 内に鉄心を収容する。 (b) 加熱する (c) 樹脂を注入する。 (d) 加熱硬化する。 (e) ケース を除去する。 (f) 樹脂層外周を研削・仕上げする。

b. 揺動塗装による方法

(a) 鉄心を加熱する。 (b) 樹脂粉末の揺動する ケース 内に入れる。 (c) ケース から取出し冷却する。

3. ケイ素鋼板およびその表面皮膜

接着鉄心は接着剤とケイ素鋼板との組合わせである。接着剤については第1報に詳述したのでここには後者のケイ素鋼板についてその機械的性質を中心にして使用上の問題点を取上げた。市販のケイ素鋼板は大部分が表面に無機質の絶縁皮膜が処理されており, 鋼板相互の接着性能, 加工性を考えるうえではケイ素鋼板自体よりむしろ表面皮膜の特性の果す役割のほうが重要であるのでこの点の関連性を重視した。

3.1 ケイ素鋼板の種類と一般的性質

ケイ素鋼板は製造法によって分ける と熱間圧延と冷間圧延の 2 種類があり, 熱間圧延のものは平たん度悪く, 占積率も低い, 冷間

表 3.1 変圧器用ケイ素鋼板一覧表

製 造 法	規格番号	各 班	記号	厚 さ (mm)	形 状	備 考
熱間圧延	JEM 1049	ケイ素鋼板	S-F 級	0.35	板	
				0.50		
				0.70		
冷間圧延	JEM 2007	溶接ケイ素鋼帯	S 級	0.35	コイル	八幡ダイライト・コア E 級
				0.50		八幡ハイライト・コア H 級
				0.70		川崎リバー・コア RM 級
	JEM 2008	無方向性冷間圧延ケイ素鋼帯	S 級	0.35		八幡ダイライト・コア E 級
				0.50		八幡ハイライト・コア H 級
				0.70		川崎リバー・コア RM 級
	JEM 2008	方向性ケイ素鋼帯	G 級	0.30		八幡オリエント・コア Z 級
				0.35		川崎オリエント・コア RG 級

表 3.2 ケイ素鋼板の物理的性質

材 料	性 質		平均熱伝導度 (cal/cm/s/°C)	
	熱膨張係数 ($\times 10^{-6}/^{\circ}\text{C}$)		板に平行方向	板に垂直方向
低 ケ イ 素	20~100°C	100~300°C	0.113	0.00132
高 ケ イ 素	12~13	13~14	0.047	0.00122

ケイ素量%	性 質	抗張力 (kg/mm ²)	降伏点 (kg/mm ²)
2		40	28
3		50	37
4		60	46

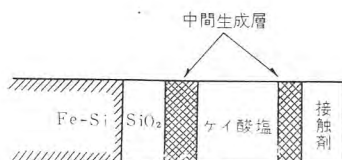


図 3.1 絶縁皮膜層生成状況
Fig. 3.1 Surface analogy of insulation coating.

圧延板は表面がなめらかで、平坦度よく、大容量変圧器には冷間圧延による方向性ケイ素鋼帯がもっぱら用いられている。変圧器用鉄心として一般に用いられている各種ケイ素鋼板を表 3.1 に示した。

3.2 表面皮膜の生成⁽⁷⁾⁽⁸⁾

表面皮膜についてはきわめて数多くの方法が試みられ、実用化されているが、主成分として組合せられるものは酸化カルシウム (CaO)、酸化マグネシウム (MgO)、酸化アルミニウム (Al₂O₃)、磷酸塩などであって、これらをケイ素鋼板素板に直接または酸化皮膜を介して反応融着させるものである。これらは通常 900~1,000°C の高温で処理されるため、できあがったものは耐熱性が高いが、金属と無機塩類質のものの複合層であるため反応が不完全であると往々にしてハク離することがある。表面皮膜の生成層の状況の一例を図 3.1 に示した。

3.3 表面絶縁抵抗

ケイ素鋼板は鋼板内ウズ電流損失を低減するために 0.30 または 0.35 mm の薄板とされているのであるが、この板間の漂遊的ウズ電流を防止するため絶縁皮膜を塗布しているわけである。このウズ電流による漂遊損失は鉄心の磁束密度、板幅に関係式(3.1)⁽⁹⁾で求められる。したがって大形変圧器で板幅の大きいものほど、所要絶縁抵抗は大きくなる。

$$We = D^2(wB)^2 \times 10^{-8}/24 \rho_i \text{ [watt/cm}^2\text{]} \dots\dots\dots (3.1)$$

D: 鉄心幅 (cm) $w = 2\pi f$ (f は周波数)

変圧器用接着鉄心⁽²⁾ 伊藤・清水

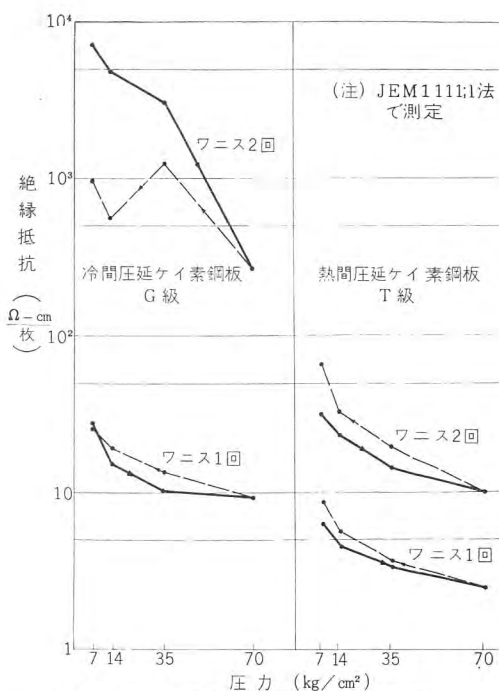
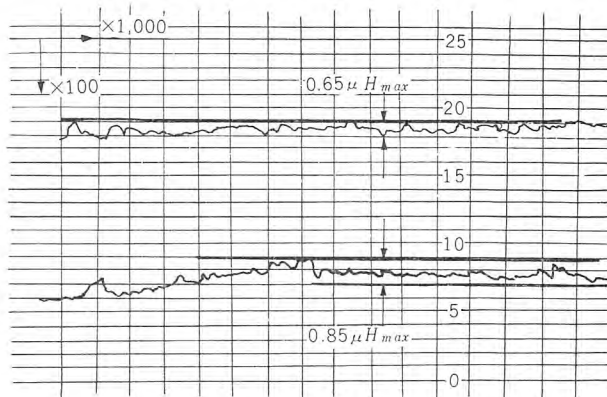
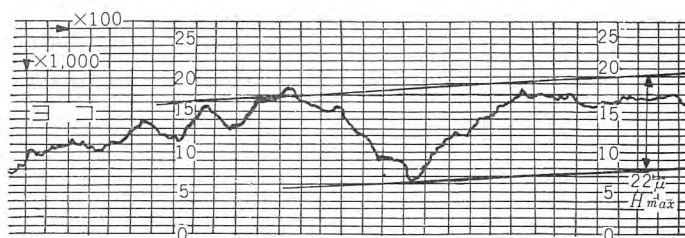


図 3.2 ケイ素鋼板皮膜抵抗の圧力特性
Fig. 3.2 Insulation resistance-pressure characteristics of Silicon-steel film.



(a) 冷延ケイ素鋼板の表面粗さ (オリエント・コア Z11)



(b) 熱延ケイ素鋼板の表面粗さ (ダイライト・コア E9)

図 3.3 ケイ素鋼板の表面皮膜の粗さ
Fig. 3.3 Roughness of insulation film on cold rolled and hot rolled Silicon-steel.

B: 最大磁束密度 (wb/cm²) ρ_i : 固有層間抵抗 (Ω-cm)

接着鉄心については無機質皮膜のもつ抵抗の加圧特性と有機ワニス層の抵抗温度特性を考慮しなければならない。接着鉄心の積層方向に加えられる締付力の必要値は別項にのべたが、加圧による抵抗値の低下は図 3.2 に示すとおりである。熱間圧延板は表面粗度大なるためワニス処理効果が少ない。ケイ素鋼板の表面状況を図 3.3 に示した。

一般に市販品の絶縁抵抗値は要求値に比し低いが、ワニスフィルムを処理すると抵抗値は急激に増加する。これは鋼板素板のアウトツが埋没することにより、導電性突起の接触が失われることによる

ものと考えられる。

有機 二重 層は温度が上がると急激に抵抗値が低下するがこれに シリカ、石英粉末などの添加剤を入れて改善することができる。

3.4 硬 度

ケイ 素鋼板の表面皮膜は一般に無機系の ホウロウ 質のものできわめて硬いものである。市販の ケイ 素鋼板について表面皮膜およびヒズミ 取焼鈍前後の ケイ 素鋼板素板の硬度を測定した結果を表 3.3 に示した。

3.5 表面皮膜の付着強度

接着鉄心の機械的強度を考えるうえできわめて重要な問題であ

表 3.3 ケイ素鋼板の硬度

材 料	ケイ素量 %	硬度 (マイクロ・ビッカース 500 gr)		備 考
		表面皮膜	銅 板	
			焼 鈍 前 焼 鈍 後	
冷間圧延 方向性ケイ素鋼板	3		220 210	八幡 Z11
冷間圧延 無方向性ケイ素鋼板	3	210	220 200	川鉄 RH-12
熱間圧延 無方向性ケイ素鋼板	2		265 250	八幡 E9

るが、第1報 2.2 項で詳述したので省略する。

3.6 機械加工面の酸洗い

鉄心接合部を研削仕上げしたものについては、積層板層間は研削 カエリ で短絡しているため、なんらかの方法でこれを除去する必要がある。その有効な方法の一つとして酸洗腐食法がある。これは青酸 ソーダ または硝酸などの弱酸溶液を用いて溶解除去するもので、液濃度、浸漬時間、液温の各条件を適切に選ぶことによって良好な仕上げ面を得ることができる。このあと適当に中和、湯洗いする。接着鉄心は鋼板層間が接着剤で充 テン されているので、液の残留はない。

3.7 素面皮膜の除去

2.1 でのべたように接着鉄心製作に当って表面皮膜を除去する必要がある場合には塩酸、弗化水素酸の混合溶液などを使用するとよい。作業はつねにカクハンし、ブラッシングして表面全体が一様に除去されるようにする。表面皮膜の失われた鋼板表地はきわめて活性であってサビ やすいから、適当な防 セイ 剤を処理するか、次工程に接着剤処理 ライン を設けななどを行なうことが必要である。

3.8 接着剤層の厚さおよび占積率

市販の ケイ 素鋼板については表 3.4 に示すような占積率を得られるが、接着剤を処理したときは当然占積率は低下する。接着剤の塗布は必要に応じて1回または2回行なわれるが前者で0.5~1 %、後者で 2~3% 低下する。

熱間圧延板は表面の平たん度悪く粗度も大きいため接着剤塗布量を多くすることによって積層鉄心締付後層間を完全に充 テン することが望ましい。接着剤層は図 3.4 に示すように無機質層の粗孔 (ピンホール) に食い込んでいるが厚さとして平均値をとると1回塗り で 0.010~0.017、2回塗り で 0.020~0.040 mm 程度であるが、

表 3.4 ケイ素鋼板の占積率

	規 格 (%)	最近の市販品 (%)
熱 間 圧 延	90 以下	92~93
冷 間 圧 延	95 以下	97~98

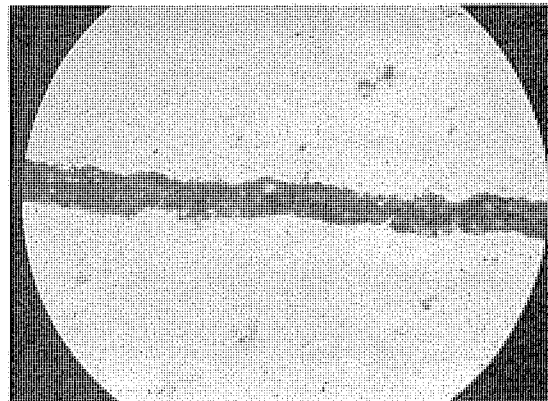
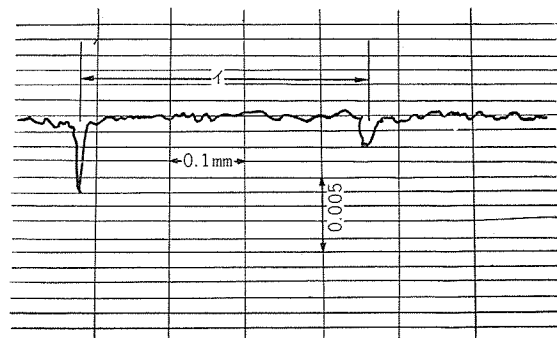
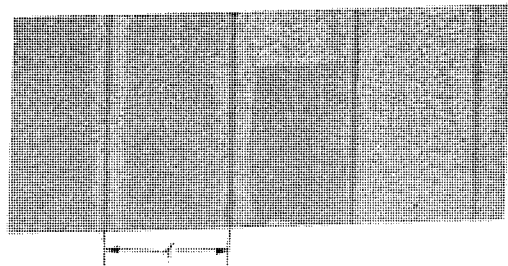


図 3.4 接着部拡大図
接着圧力 10kg/cm² (720倍)
Fig. 3.4 Picture of adhesive layer.



(a) 酸洗後の ケイ 素鋼板表面粗度



(b) 酸洗後 ケイ 鋼板表面拡大写真 (倍率 42)

図 3.5 酸洗した ケイ 素鋼板層拡大図
Fig. 3.5 Steel laminations after acid dipping.

締付けて加熱硬化させることによって展延される。

4. 接着鉄心の磁気特性

ケイ 素鋼板を接着硬化して巻鉄心とした際に ケイ 素鋼板と接着剤の熱膨張係数の差ならびに接着剤自身の硬化収縮により内部応力が発生し、鉄心の磁気特性が劣化することはよく知られている⁽¹⁰⁾。接着鉄心の形態には巻鉄心と積層鉄心の2種類がありこれらがおのおの接着剤硬化時の内部応力発生によって、どのような磁気特性の変化を示すかについて取りまとめた。また積層鉄心製作時の締付および組立時の圧着などの外部応力によって鉄心の磁気特性がどの程度の影響を受けるかについても検討した。

4.1 内部応力による磁気特性の変化

巻鉄心と積層鉄心とでは発生した内部応力の伝わり方は異なっている。接着剤層と ケイ 素鋼板層相互の関係を考えると巻鉄心では交互に層長さが異なるため、変化量が巻厚方向に連続的に変化し、発生応力はきわめて大きい。積層鉄心については、両端が解放されていること、各層の変化量が同一であることから硬化収縮の影響を受けることは少なく、硬化後低温処理することによって

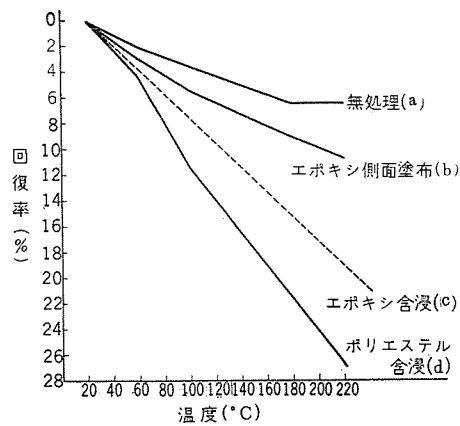


図 4.1 各種接着法による巻鉄心の鉄損の温度特性
Fig. 4.1 Iron loss-temperature characteristics of various type bonded core.

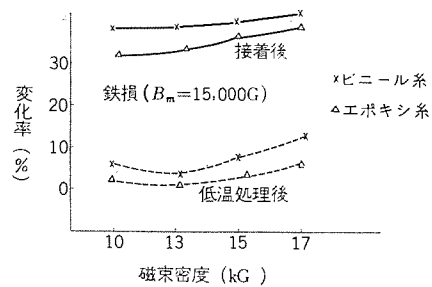


図 4.2 低温処理による磁性の改善
Fig. 4.2 Magnetic characteristics recovery by low temperature process.

図 4.4 (100) 面加圧力による接着鉄心の磁性変化
Fig. 4.4 Iron loss-tightening and bonding pressure curves at (100) plane.

局部的に発生するヒズミを解放することができる。巻鉄心について内部応力の影響を軽減するためには接着される部分を少なくすること、硬化収縮の小さい樹脂を用いることなどが考えられるが、前者についていくつかの方法を比較すると図 4.1 に示すようになる。これはいったん固着した巻鉄心を再び加熱した場合の磁気特性の変化を見たもので次の順に変化程度は少なくなっている。

- a. 接着しない巻鉄心 b. エポキシ樹脂で端面のみ固着した巻鉄心 c. 加熱硬化形のエポキシ樹脂で合浸固着した巻鉄心 d. ポリエステル樹脂で合浸固着した巻鉄心。

硬化時の収縮による特性劣化を各種の樹脂について比較すると

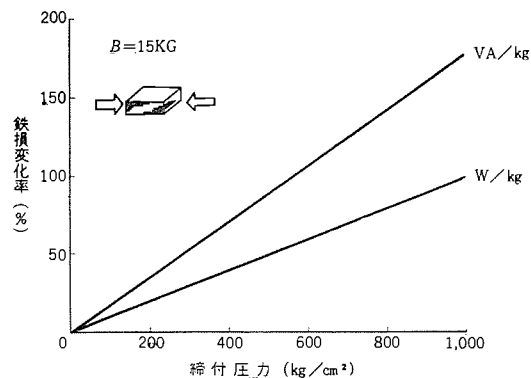


図 4.5 接着鉄心の (100) 方向締付圧力による鉄損変化率 (圧力 1,000 kg/cm² まで)
Fig. 4.5 Iron loss-tightening pressure (100) direction curves (maximum pressure 1,000 kg/cm²).

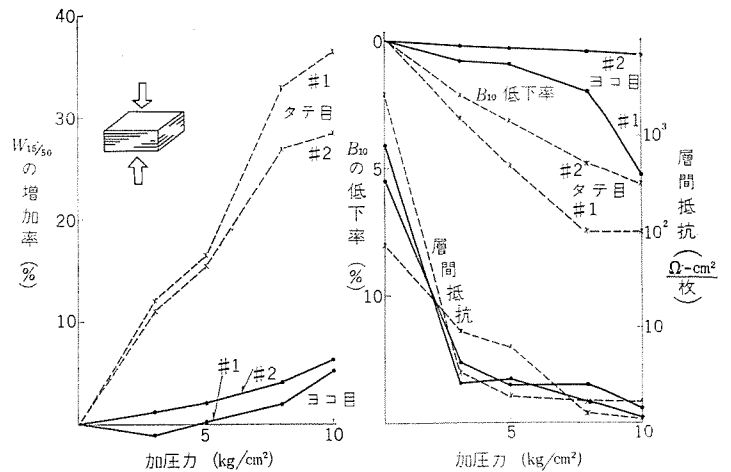


図 4.3 加圧による特性変化 (方向性 Si-Fe) Z13 0.35mm
Fig. 4.3 Magnetic characteristics change of si-steel by tightening pressure.

磁束密度15,000 ガウスにおいてたとえば、エポキシ系では常温硬化形で2~5%、加熱硬化形で10~15%、ポリビニール系樹脂では20~30%程度の違いがある。接着剤で含浸した巻鉄心を加熱硬化し、いったん冷却したものを低温処理すると特性は著しく改善される。その一例を図 4.2 に示した。

4.2 外部応力による磁気特性の変化

接着鉄心については使用方法と組立状態から、ケイ素鋼板積層面【いわゆる(110)面】に対する圧力と切断面に対する垂直方向【いわゆる(100)方向】に対する圧力が考えられる。

積層面に加えられる締付力による磁性の劣化については磁歪の横効果として知られているが、オリエント・コア Z13 について行った結果の一例を図 4.3 に示した。⁽¹¹⁾

接着鉄心としてはこの締付圧力による磁性劣化の残留と硬化した接着剤の応力が締付けをはずしたときに伝バすることによる磁性変化の組合わせとして磁気特性を考えなければならない。加圧を変化させて磁性変化を実験した結果を図 4.4 に示した。実際の作業上は組立締付時の変形が加わることが多くこれが残留すると磁性劣化はきわめて大きいので注意しなければならない。⁽¹²⁾ 衝合せ接続 (いわゆる バット・コア) を行なう接着鉄心については鋼板の (100) 方向に圧力が加えられるが、締付力としては通常

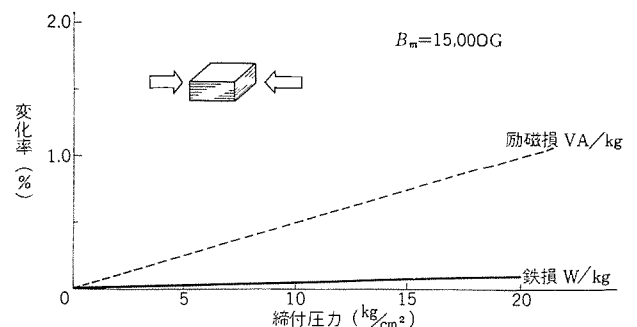


図 4.6 接着鉄心の (100) 方向締付圧力による鉄損変化率 (圧力 20 kg/cm² まで)
Fig. 4.6 Iron loss-tightening pressure at (100) direction curves (maximum pressure 20 kg/cm²).

小形機器で $5\sim 10\text{ kg/cm}^2$ 大形機器で $10\sim 20\text{ kg/cm}^2$ 程度の数値が採用される。このような鋼板断面に対する圧縮応力による磁性劣化は図 4.5 および 図 4.6 に示すように 20 kg/cm^2 までの応力についてはほとんど影響を受けないことがわかる。

5. 接着鉄心の実施例

5.1 空ゲキ付分路リアクトル⁽¹³⁾

大容量空ゲキ付リアクトルは、これまで高騒音の発生はやむを得ないものと考えられてきた。これは鉄心体が相当数に分割され鉄心体間には、ベークライトなどのスペーサをそう入して組立てるためケイ素鋼板の磁歪振動とそれに伴う鉄心体の二次振動が著しく高騒音を生じるためである。当社では接着技術の応用によって20 MVA 級の大容量分路リアクトルの騒音を、JEM に定める同容量の一般変圧器よりさらに1級下の騒音レベルに低減することに成功した。

空ゲキ付鉄心は、次の三つの部分に分けられそれぞれについて、その異なる振動を抑制するように接着方法を変えている。

(1) 空ゲキ部： 一般にはベークライトの1枚板を用い、その両面に接着剤を塗って鉄心にはり付けているが、ここでは空ゲキ部の縁周辺に沿ってベークライトを置き、ここに低粘度無溶剤樹脂を注入し、樹脂が空ゲキスペーサを生成するようにした。

(2) 積層鉄心部： (1) と同系の接着剤を用いてローラ塗布法により接着鉄心を製作し、鉄心部と空ゲキ部の一体化を容易にした。

(3) 継ぎ目部： 外周をペースト状接着剤で包囲し、二次振動

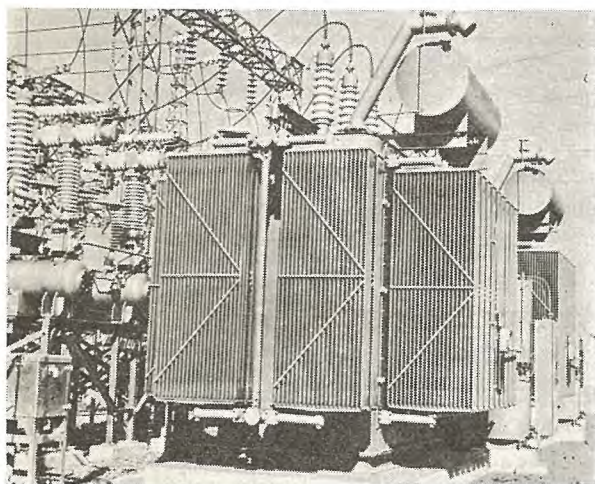


図 5.1 20 MVA 分路リアクトル（空ゲキ付鉄心使用）外観
Fig. 5.1 Appearance of 20 MVA shunt reactor.

表 5.1 リアクトルモデルによる騒音試験結果

測定点	3,300 V		4,500 V	
	1	2	1	2
1	77.5	61.5	83.3	72.5
2	77.2	62.5	82.0	74.2
3	77.3	62.5	83.0	75.5
4	80.0	62.5	85.3	75.2
5	81.8	64.0	86.0	75.8
6	83.0	70.0	87.5	77.5
7	84.0	66.0	89.5	76.3
8	84.8	66.0	89.0	75.5
9	83.0	66.5	88.5	75.5
10	81.0	60.5	87.4	73.5
平均	80.9	64.2	86.1	75.2
周囲騒音	64.5	46.5	64.5	46.5

1: 従来の方法によるもの 2: 樹脂処理したもの (測定点は図 5.2 参照)

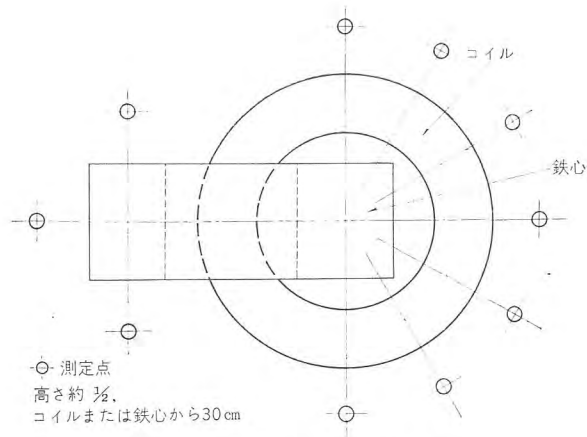


図 5.2 リアクトルモデル 騒音試験測定点
Fig. 5.2 Measuring points of reactor model noise tests.

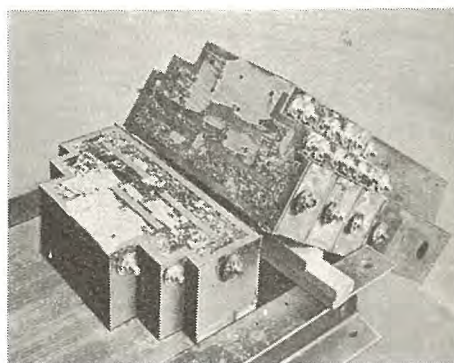


図 5.3 リアクトルモデル 接着部破断面図
Fig. 5.3 Sectional view of bonded part of reactor model.

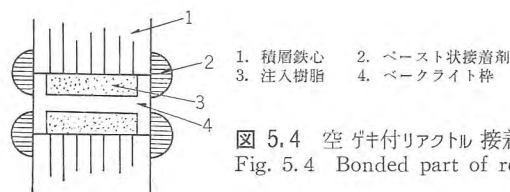


図 5.4 空ゲキ付リアクトル 接着部
Fig. 5.4 Bonded part of reactor.

を抑制した。530 kVA のリアクトルモデルによって、この方法の効果について検討した結果を表 5.1 に示した。このモデルの接着状況を確認するため破壊した接合部の状況を図 5.3 に示した。鉄心と樹脂部が完全に1体となっていることがわかる。

5.2 放射鉄心（ラジアル・コア）⁽¹⁴⁾

円柱状の脚鉄心とその外周に、コの字形の継鉄群を配列して構成する放射状鉄心は図 5.5 に示すように鉄心高さを著しく低くできること、外鉄形のフォームフィット構造に似て、タンク寸法が軽減され油量少なく、製品重量が減少することなどから、大形変圧器の輸送問題解決策としてきわめて有効な方法であるが、中央円柱鉄心の製作がきわめて困難であるため、製品に適用された例はあまりない。欧州では BBC が電気溶接技術の援用によって、かなり広範囲の変圧器製作に実施しているが、われわれは接着鉄心技術を応用し交流電気機関車搭載用変圧器の鉄心を製作し、工作を容易にし、製品精度を高めてきわめて優秀な磁気特性を得ることができたので、鉄心工作法について簡単に紹介する。中央脚鉄心は図 5.7 に示すように三角片鉄心部の集成によって、円柱を形成している。したがって製作手順は次の3段階になり、別途コの字形継鉄を製作してコイルと組合せ、製品とするのである。

(1) 三角片鉄心部の製作

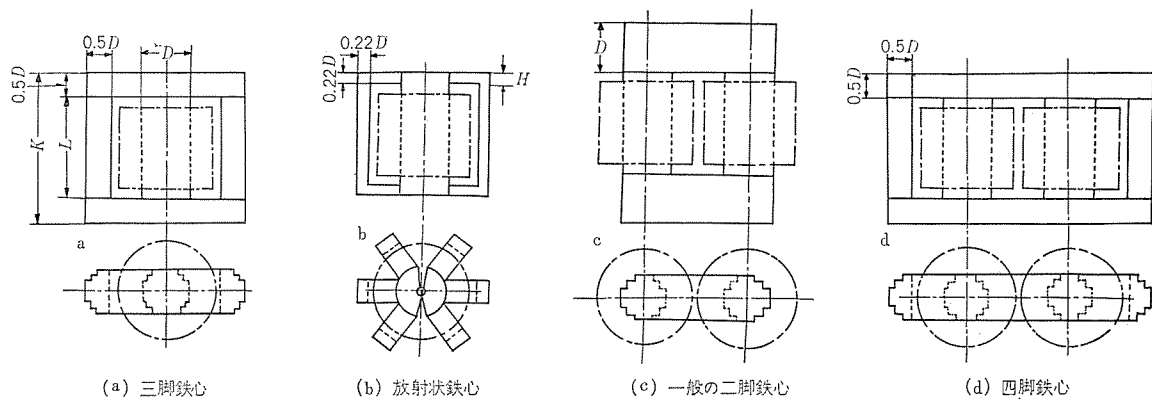


図 5.5 各種単相変圧器鉄心構造の継鉄高さ比較
Fig. 5.5 Comparison of yoke height of various single phase core structure.

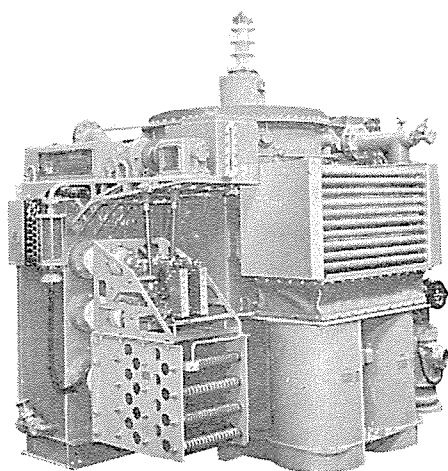
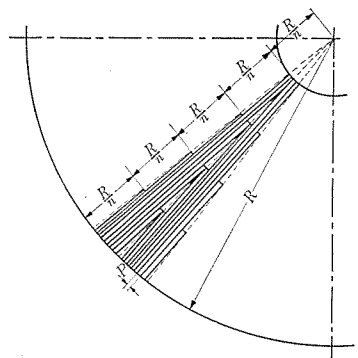


図 5.6 放射状鉄心使用車両用変圧器
Fig. 5.6 Locomotive transformer using radial core.



R : 脚部半径
 d : ケイ素鋼板厚さ
 n : 分脚数

図 5.7 放射状鉄心断面図
Fig. 5.7 Sectional diagram of radial core.

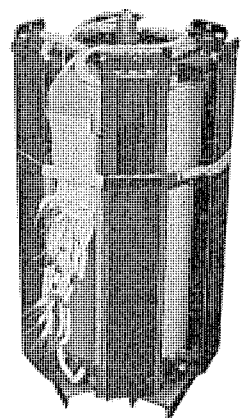
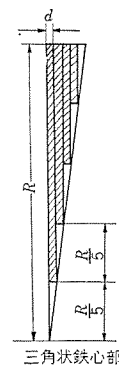


図 5.8 放射状鉄心組立図
Fig. 5.8 Assembly of radial core structure.

ケイ素鋼板にローラ塗布法により接着剤を予備処理し、これを規定種類各幅の鋼板に切断する。各幅の鋼板を積層して、三角片鉄心部とし、交互に反転して積層し、加圧加熱して各部を一体とした。各部の対向面の間には、絶縁紙をそう入して鉄心各部の固着を避けた。

(2) 円柱鉄心の製作

丸ツツ状の治具内に、三角片鉄心を集成し、外周に中粘度ペースト状樹脂を一樣に塗布し、集成鉄心の仮止めを行ない、次工程の樹脂注入の保護ケースとした。集成鉄心上部より、低粘度接着剤(エポキシ系接着剤とフィラの組合せ)を注入し、鋼板段間の空気を充てた。

(3) 成形加工

一体となった円柱鉄心外周は、継鉄との組合わせ面を仕上げるため、大形旋盤で研削を行ない、そのあと層間短絡を防止するため、酸洗いを行なって研削カエリを除去した。

5.3 分割鉄心式内鉄形変圧器⁽¹⁵⁾

外鉄形変圧器の特別三相式構造(6)に相当するもので、三相変圧器では各相を3個の鉄心部に分割することによって、寸法重量ともにほとんど $1/3$ 程度とし、各個別個に輸送し、現地で共通タンクに入れて再組立てするものである。これまで実用された分割方式には図5.12に示すようなものがある。これらの鉄心は、基本的に鉄心継ぎ目にパット接合を用いている⁽¹⁶⁾。鉄心製作にあたってはいずれも突合せ面相互間の直線度、平面度、直角度が重要で図5.5(a), (b)などの方式について、平行面は同時研削する

変圧器用接着鉄心(2)・伊藤・清水

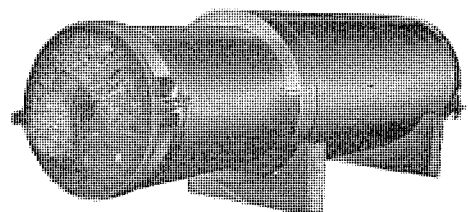


図 5.9 放射状鉄心
Fig. 5.9 View of radial core.

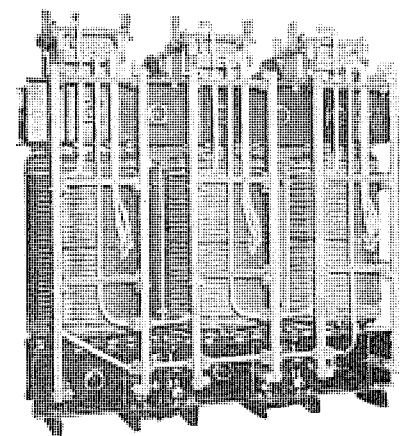


図 5.10 特別三相内鉄形分割鉄心組立図
Fig. 5.10 Core and coil assembly of special three phase core type transformer.

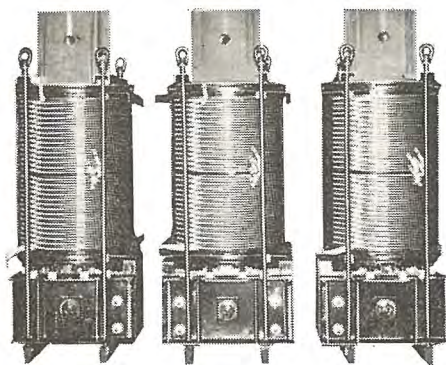


図 5.11 特別三相鉄心分割図
Fig. 5.11 Split view of special three phase transformer.

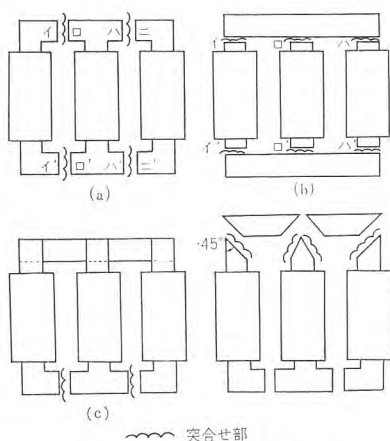


図 5.12 各種の鉄心分割方式
Fig. 5.12 Various types of split core structure.

ため大形の研削加工機が必要である。(c)は上部ヨークは、さしコアとし、ラップ接続を併用した折衷方式で現地でコア積を行なわねばならないが、鉄心加工が各相独立で容易であり。(a)と異なりコイルと別個に加工できること、分割輸送重量を、いっそう低減できることなどの利点がある。図 5.10 および図 5.11 は、(c)の方式による、8,000 kVA 三相変圧器の実施例である。製作は、研削加工を行なう下部継鉄部のみを、ロー塗布法または、含浸法による接着鉄心とした。衝合せ面はバイトにより荒研削し、次いで砥石により、仕上げを行なった。荒研削における使用バイトは高速度鋼第4種を用い、製品の面精度 $2\sim4\mu$ を得た。

5.4 ベータトロン

ベータトロンは磁気誘導により電子を加速する装置であり、20 MeV ないし 30 MeV のエネルギーを得ることができるが、加速は電子を数 10 万回回転させることによって行なわれるため、マグネットは中心に円柱鉄心を置き、この周囲に電子軌道を収束しつつ加速している。このマグネットに用いる鉄心は、図 5.2 に述べた放射状鉄心で、製作はほぼ同様の工程で行なわれるが、小形であるため、樹脂注入を行なう必要はない。

このような放射線を取扱う機器について、接着剤の放射線劣化については、P.D.Peltier によると、フェノール・ゴム系の接着剤は、 γ 線の 10^9 r 照射によって 83% に接着強度が変化したと報告している。著者らの実験によると 1.5 MeV の電子線で 10^9 r の照射では、エポキシ系が約 40%、ビニール系（フェノールなどを含む）は約

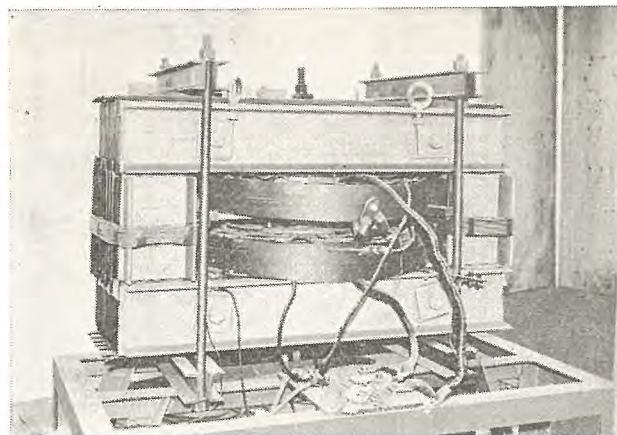


図 5.13 ベータトロン用マグネット組立図
Fig. 5.13 Picture of magnet assembly of Betatron.

70% に変化した。この変化率は放射線にたいして、抵抗性が大であるベンゼン核の含有度によって異なるものと考えられる。またこれらの接着鉄心が、どのくらいの線量率で照射されるかは問題であるが、接着剤層に加わる線量は、ケイ素鋼板などにより、大部シャベいされ、エネルギーは小さくなり、そう心配する必要はないと思える。

6. む す び

変圧器およびリアクトルなどの鉄心に用いる接着鉄心の製作法と実施例についてとりまとめた。

接着鉄心製作技術の基本は接着剤と接着方法、ケイ素鋼板とその表面皮膜について知ることにあるが、前者については第1報で、後者については接着鉄心としての磁気特性、加工法に関する問題をも含めて本号で検討した。

接着鉄心は必ずしも変圧器およびリアクトルにのみ適用されるものではなく、電力機器一般について広範な応用が考えられるが、鉄心接着技術の採用によって、これまで不可能または困難と考えられてきた鉄心構造がきわめて容易に製作できることになり、機器性能の向上と設計上工作上的新方式を生み出すことができる。今後いっそうの発展が期待される。

この報告をまとめるにあたってつねにご指導ご援助くださった関係者の方に深く感謝いたします。 (昭 37-5-7 受付)

参 考 文 献

- (1) 萩野, 清水: 「三菱電機」 35 9 号 (1961)
- (2) Brechna; Bulletin Oerlikon, No. 326, 6
- (3) Peltier, Firrer; Insulation May pp37 (1960)
- (4) 竹島: 石油と石油化学, 5, 8号, 58 (昭 36)
- (5) 実用新案 積層鉄心 昭36-23722
- (6) Pascoe; E.E. May, pp360 (1961)
- (7) 成田: 電気試験所研究報告, No. 566 pp. 30
- (8) Taylor: AIEE Paper 1019
- (9) 電気学会: 電気材料 I pp 73
- (10) Ball; ETZ, A, Bd, 77, H 14
- (11) 野口・土屋: 研究報告 924 (未公表)
- (12) 清水: 「三菱電機」, 34, 10 号, (1959)
- (13) 山内, 清水, 青木: 「三菱電機」, 34 10 号 (1959)
- (14) Meyerhaus; Brown Boveri Review, June, pp. 187, (1956)
- (15) 田宮, 村上: 「三菱電機」, 29, 656, (1955)
- (16) 実用新案 電気鉄心 昭36-22916

観測用ロケット追尾レーダ (GTR-1)

——機器の詳細と実用結果について——

榎本 俊弥* ・ 森川 洋** ・ 上村 康男**
渡部 優*** ・ 遠藤 義昭**

Sounding Rocket Tracking Radar (Type GTR-1)

——Detail of Units and Results of Actual Tracking——

Electronics Works Toshiya KASHIMOTO ・ Hiroshi MORIKAWA ・ Yasuo UEMURA
Masaru WATANABE ・ Yoshiaki ENDŌ

The tracking radar for sounding rocket previously reported was installed at the rocket experimental station of the Institute of Industrial Science University of Tokyo. At the end of last year, it tracked the Kappa 9L rocket automatically from the launching point to the maximum range of 600 km along the full blight path. Simultaneously a tracking test was made satisfactory by the primary radar made for a small rocket without a transponder. These results prove that the radar is capable of responding so quickly as to track the initial motion of the rocket, tracking accurately up to a long range and being adapted to track a large or small rocket of various kinds. Following the former article, this paper deals with units and practical results.

1. ま え が き

東大生研に納入のわが国初の大形観測用ロケット追尾レーダについては、さきに“システムに対する要求とその解決”と題して、本誌に報告したが⁽¹⁰⁾このレーダは秋田県道川海岸の東大生研ロケット実験場に設置されて実用段階に入り、昨年末カッパ形ロケットを発射の瞬間から、最高高度 343 km を経て 600 km 遠方の海面に落下するまでの全飛しょう径路にわたって完全に追跡することに成功し、また同時に行なわれたトランスポンダを搭載しない小形ロケットの発射に際しても、このレーダを一次レーダとして使用することにより、きわめて安定で確実な追尾を行なうことができた。

これらの成功は、このレーダが大口径パラボラを有し、しかもロケット発射時の初期運動を完全に追尾できる迅速な応答特性を有し、遠距離特性も高性能で、大形から小形にいたるまでの各種のロケット追跡に適合した万能形のレーダであることを実証したものである。

ここには前回の報告に引き続き、機器の詳細とこれまでの実用結果について述べることにする。

2. 機器の詳細

2.1 機器の構成

系を下記の機器に分割し構成した。

空中線装置	1 台
油圧発生装置	1 台
送受信装置 (パラメトリック増幅器付)	1 台
指示器およびサーボ制御装置	1 台
大電力自動可変減衰器	1 台
データ撮影装置 (直交座標算出計算器付)	1 台
水平面射影ペン記録器	1 台
垂直面射影ペン記録器	1 台

400 c/s 電源	1 台
自動電圧調整器	1 台
配電盤	1 台
付属品、予備品	1 式

2.2 空中線装置

(1) 空中線

空中線装置の外観を図 2.1 に示す。空中線がサーボ系の一要素としての働きを満足するためには、慣性率や摩擦トルクおよびバックラッシュの軽減と、剛性の向上に努力することが必要である。

この空中線の反射鏡は、直径 4 mφ の回転放物面で、フレームは耐食アルミのパイラ構造とした。鏡面には、耐食アルミエクスパンダメタルを使用して、剛性、鏡面精度、風圧、耐食重量の点で有利なように考慮した。また、トラックや鉄道の輸送限界を考へて、反射鏡

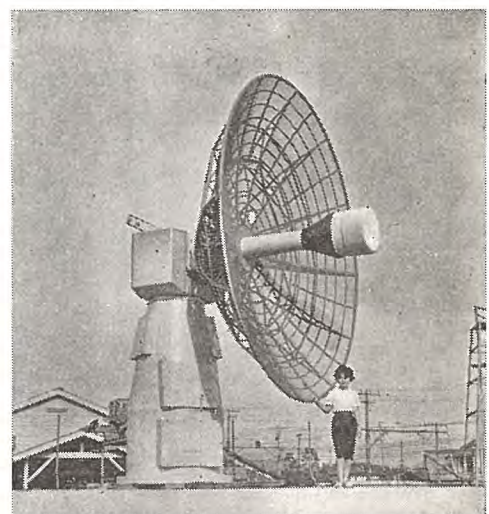


図 2.1 追尾空中線の外観
Fig. 2.1 External view of tracking antenna.

は、二分割形にした。反射鏡には、光学的な観測のために、望遠鏡や、シネカメラを取り付け得る構造になっている。反射鏡の焦点位置には、コニカルスキャンを行なう一次フック射器がある。一次フック射器のスキャン速度は、12 CPS であるが、オフセットフィードを行なうための形状のアンバランスが、振動の原因となりやすく、角度追尾の精度に影響があるのでダイナミックバランスに留意した。空中線内部の導波管系は、水平、垂直二つのロータリジョイントと、円偏波一直線偏波切換装置を経て、一次フック射器に開口している。通常、レイドームを使用しないレーダ空中線の場合には、風によるトルクを軽減するために、平衡翼を取り付けることが望ましいが、ロケット発射は、風速の大きい悪天候のときには行なわれないので、全負荷トルクの中に占める風トルクの影響が小さいため、平衡翼は取り付けなかった。

反射鏡部は、水平、垂直二つの回転伝達機構で駆動する。この二つの伝達機構は、各々油圧サーボモータで駆動し、サーボ制御装置の出力で動くサーボバルブで制御する。

垂直回転部は、反射鏡部を門形の構造で支持しており、左右それぞれの腕に、回転伝達機構と検出機構を持っている。検出機構には、角度信号を取り出すための 1X、と 36X のシンクロおよび垂直軸回りの動作範囲を越えた場合の空中線の損傷を防ぐため 2 段にわたるリミットスイッチをおき、スイッチの各段は、それぞれ油圧サーボモータの停止とブレーキの作動および全電源の断を行なう。また、シンクロ駆動用歯車列には、バックラッシュの少ない歯車系を使用して、角度検出精度の向上に留意している。水平回転部は、回転機構、検出機構、ともに水平きょう体内に内蔵している。水平駆動範囲は要求性能では、 $\pm 200^\circ$ となっているが、実際には無制限にすることができた。これは垂直回転機構の油圧サーボモータに、圧力油およびもどり油の配管をするための、油圧ロータリジョイントの開発に成功したことによって可能になったものである。油圧ロータリジョイントは水平主軸に直結され、油圧配管は主軸内部を通して垂直回転部に行なっている。

制御系の一要素としての回転伝達機構を設計、製作するうえで、次の点に注意した。すなわち

a. 摩擦トルクおよび慣性性能率の軽減

減速比が大きくなると、負荷の慣性性能率にくらべて、歯車列のそれを無視できない、したがって、加工、組立上の制約を考慮しつつ、段数および各段の減速比を決定した。

b. バックラッシュの除去

$\pm 2 \text{ mil}$ という要求性能を満足するために、加工上の公差、材料の選択、購入部品の精度管理に注意した。

c. 剛性の向上

d. 騒音の排除

歯車の加工精度が高く、かみあい率に注意したので、問題にならなかった。

(2) 油圧駆動装置

油圧駆動装置としては、速応性を要求されたので、サーボバルブを油圧ラインの中に使用するラインコントロール方式を採用した。図 2.2 に油圧駆動装置のブロック図を示す。

a. 油圧発生装置

垂直軸、水平軸に高圧油を送る油圧源で、高圧油を発生し、一定圧力に設定するための、ポンプ、リリーフバルブなどの各種バルブ、圧力、油の温度などを表示するためのメータ類、油の温度を一定に保つ温度制御装置の三部からなる。性能の大略次に示す。

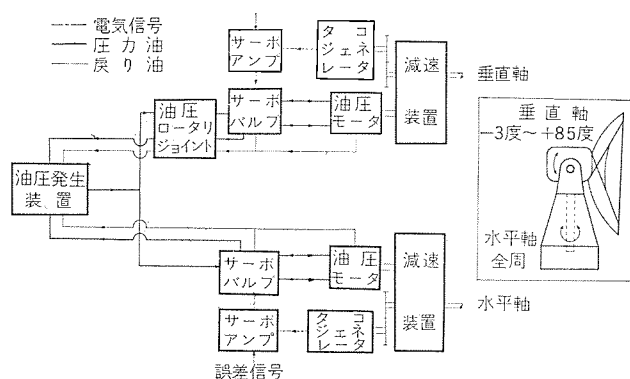


図 2.2 油圧駆動装置ブロック図
Fig. 2.2 Block diagram of hydraulic circuit.

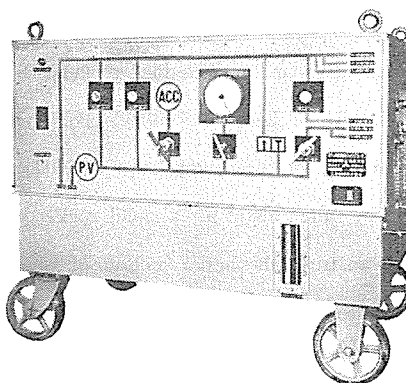


図 2.3 油圧発生装置
Fig. 2.3 Hydraulic power source.

常用圧力	100 kg/cm ²
最高圧力	140 kg/cm ²
常用流量	90 l/m
最大流量	76 l/m
温度制御範囲	35 $\pm$ 5 $^\circ$ C
使用油	MIL-0-5606

外観図を図 2.3 に示す。

b. サーボバルブおよび油圧サーボモータ

垂直軸サーボバルブは 23 l/min、水平軸サーボバルブは、46 l/m の流量を制御できる。油圧モータは、アキシャルピストン形のものをを用いた。性能は最大回転数 3,000 rpm である。油圧サーボモータは低速回転と、大きな速度比が得られ、レーダ駆動には利点の一つに数えられる。

c. 油圧配管

配管は圧力配管用鋼管と航空機用高圧ゴムホースで行なった。ネジ類、ホースなどもすべて航空機の規格を適用して高圧に耐え、油漏れのないよう考慮した。垂直軸系には、圧力油、もどり油を油圧サーボモータに配管するために、油圧ロータリジョイントを必要とする。これに必要な高圧でしかも直径の大きい回転形の油シールは、まだどこも手がけていないが、この成功は油圧配管を非常に楽にした。その外観を図 2.4 に示す。

2.3 エレクトロニクス機器

(1) 送受信装置

図 2.5 は送受信装置である。きょう体は左右 2 つの部分から成る。左側には、送信機と、受信機がある。

送信機は、大電力パルサーとマグネロン発振器とから成りマグネロン発振器は、一次レーダ、二次レーダ切換の際の周波数切換装置



図 2.4 油圧ロータリジョイント
Fig. 2.4 Rotary joint of oil hydraulic system.

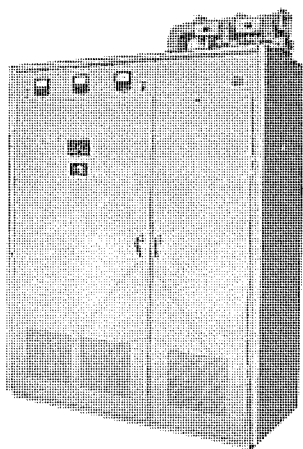


図 2.5 送受信装置
Fig. 2.5 Transmitter and receiver with parametric amplifier.

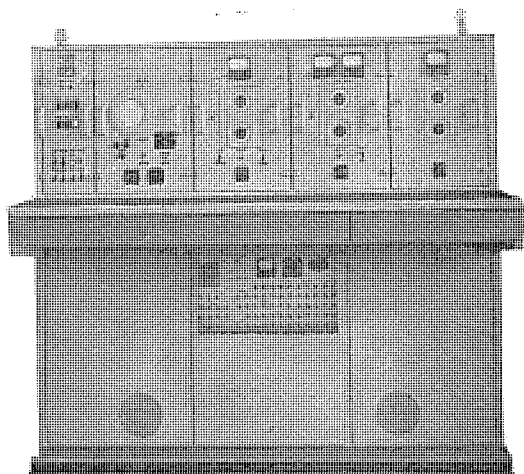


図 2.6 指示機およびサーボ制御装置
Fig. 2.6 Indicator and servo control.

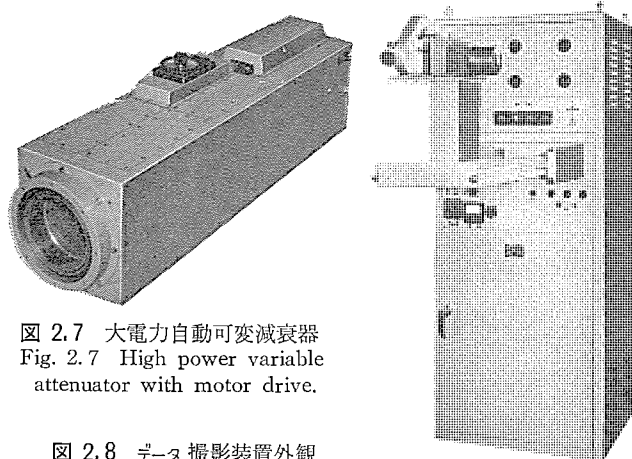


図 2.7 大電力自動可変減衰器
Fig. 2.7 High power variable attenuator with motor drive.

図 2.8 データ撮影装置外観
Fig. 2.8 Data movie recorder.

を持っている。

受信機は、送受切換機構、局部発振器、周波数変換器、中間周波増幅器、AFC 部、STC 部などを備えている。

送受信装置の右側は、パラメトリック増幅器である。

パラメトリック増幅器については、2.4 に詳しく述べる。

(2) 指示機およびサーボ制御装置

図 2.6 は外観図である。この装置は水平角、高低角追尾のデータ処理および油圧サーボバルブ前段までのサーボ回路を持つ。また距離追尾に関しては、受信ビデオ信号以降の全機構を持つ。送信パルスや測距のための全パルス系のタイミングを、水晶を基準として行なう部分もこの装置内にある。また、パルスの表示と観測のために A/R スコープを持っていて、全系統の集中制御を行なうための各種の制御器、表示器もこの装置パネル面に配置してある。

(3) 大電力自動可変減衰器

ロケット発射の初期における過大な受信入力を防ぐための可変減衰器である。これは、送受信機から空中線に至る導波管の途中にそう入するもので、500 kW の送信出力にもスパークングを起こさないで十分耐えることが実証された。外観は、図 2.7 に示した。

(4) データ撮影装置

外観は、図 2.8 に示す。この装置は、高低角、水平角、距離の三つの測定値を精粗各々二つずつのダイヤルで表示すると共に、指示機よりの水晶基準のタイミングパルスを基準としてロケット発射後の時間を表示する時計がある。表示は、最小単位が 0.1 秒で、999.9 秒までのデジタル表示である。これらを 16 mm のムービーカメラで連続して撮影記録する。

また、この装置内には、極座標を、直交座標値に換算するアナログ計算器を持っていて、ロケット飛跡の射影ペン書記録器に送り出す。

(5) 射影ペン記録器

外観は、図 2.9 に示した。これは、二つあり、一つは、ロケット飛跡の水平面射影、ほかの一つは、垂直面射影をペン書記録する。

(6) その他

その他としては、サーボ系の応動特性をよくするために用いた 400 c/s 電源の電動発電機、商用電源の自動電圧調整器、配電盤、付属各種測定器、予備品等々あるが、詳述は略す。

2.4 パラメトリック増幅器

(1) 概説

受信系の雑音特性改善のための低雑音前置増幅器として、放射空胴形パラメトリック増幅器がつけてある。特性の大略を次に示す。

信号周波数 $1,673 \text{ Mc} \pm 20 \text{ Mc}$ 可変

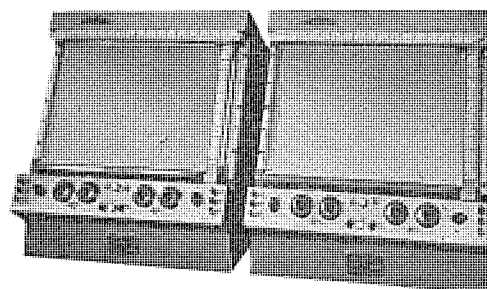


図 2.9 ロケット飛跡記録用ペン記録器
Fig. 2.9 Pen plotter for rocket course recording.

アィドラ 周波数	9,527 Mc
ポンプ 周波数	11,200 Mc
信号利得	20 dB
帯域幅	10 Mc
雑音指数	2.4 dB
ポンプ 電力	10 mW

パラメトリック増幅器はポンプ源一切およびバイアス電池とともに一つのきょう体におさめてあり、TR管およびミキサとはごく短いケーブルで接続する。

(2) 回路構成

パラメトリック増幅器の外観図を図2.10に示す。サーキュレータからの出力は動作安定化のためアイソレータをとす。サーキュレータおよびアイソレータは当社研究所で研究開発したものである⁽¹⁾。ポンプ回路にはフェライト可変減衰器を用いたAPCをそう入し、ポンプ出力の変動を ± 0.1 dB以内に押さえている。これはパラメトリック増幅器の利得変動1 dBに相当する。ポンプ電源には更にAFCを付加しポンプ周波数の変動は0.1 Mc以内に押さえている。

パラメトリック増幅器の信号共振器は同軸形、アィドラ共振器は導波管形であり⁽²⁾、アィドラ共振器には微調装置を付け増幅周波数を微細に変えうるようにしてある。ダイオードはMA-460Eを用いた。

(3) 増幅特性

1,673 Mcで帯域幅を10 Mc以上とるということは、この追尾

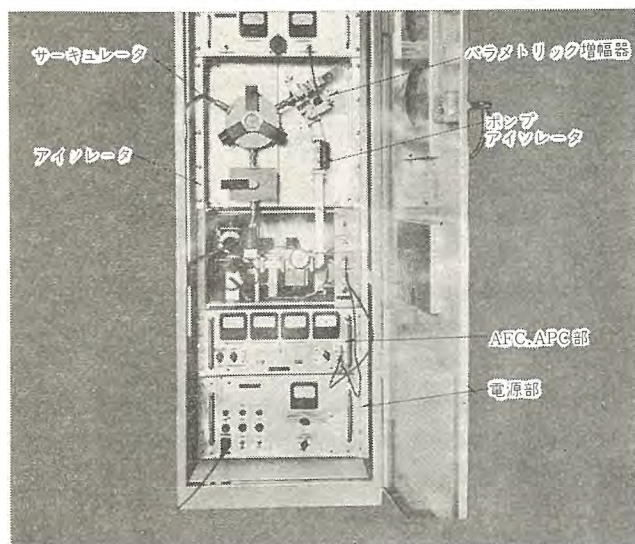


図 2.10 パラメトリック増幅器外観
Fig. 2.10 External view of parametric device.

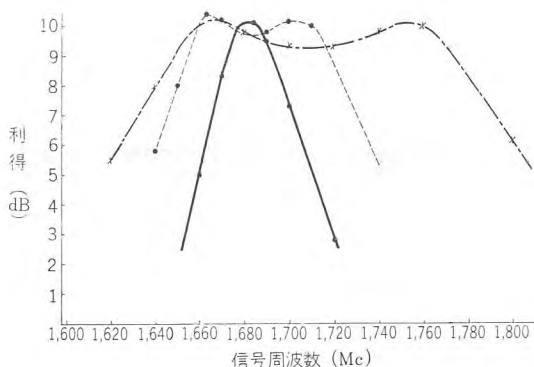


図 2.11 広帯域特性と狭帯域特性
Fig. 2.11 Broad band characteristics and narrow band characteristics.

レーダが計画された当初はかなり難かしいこととされていた。したがってこのパラメトリック増幅器を研究開発するにあたっては目標をまず広帯域化におき、種々検討を重ねた。その結果は利得10 dBで帯域幅160 Mc、すなわち比帯域幅10%というほかにほとんど例をみないほどの超広帯域特性が実現できた⁽³⁾。しかしこのレーダには帯域幅は10 Mcあれば十分で、それ以上はスプリアスなどのうえからかえって望ましくないので、利得20 dBで帯域幅を10 Mcまで絞って使用している。広帯域特性と狭帯域特性を図2.11に示す。

図2.12はポンプ電力を変えて利得を20.15および10 dBとした場合の利得の周波数特性である。 $\sqrt{GB}$ 積はほぼ一定の100 Mcである。図2.13はアィドラの微調装置を調節して増幅の中心周波数を变化した場合で、利得変動は ± 20 Mcで1 dB以内である。なお、利得極大点を結ぶ包絡線は破線の如くであり、ダイオードに印加するバイアス電圧を变化させると包絡線は図のように变化する。すなわちダイオードを交換した場合でも、バイアス電圧を加

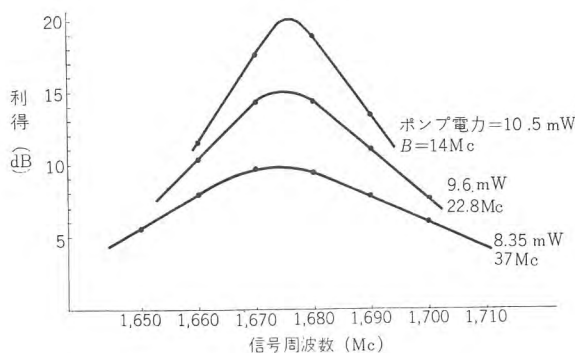


図 2.12 1,680 Mc パラメトリック増幅器増幅特性
Fig. 2.12 Amplification characteristics of 1,680 Mc parametric amplifier.

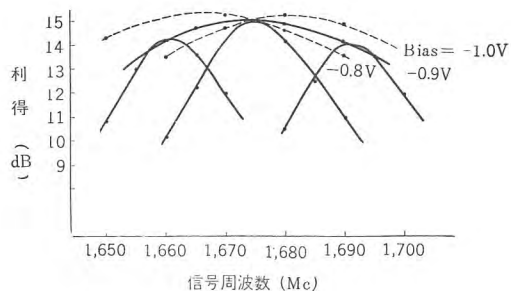


図 2.13 アィドラ調整による利得の変化
Fig. 2.13 Variation of the gain by adjusting the idler circuit

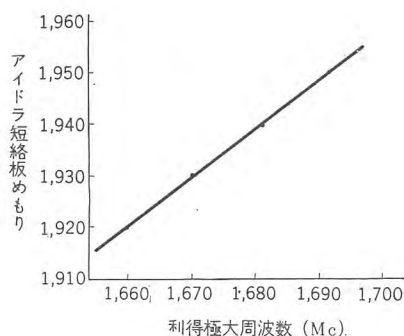


図 2.14 アィドラ調整による増幅周波数の变化
Fig. 2.14 Frequency variation of the maximum gain by adjusting the idler circuit.

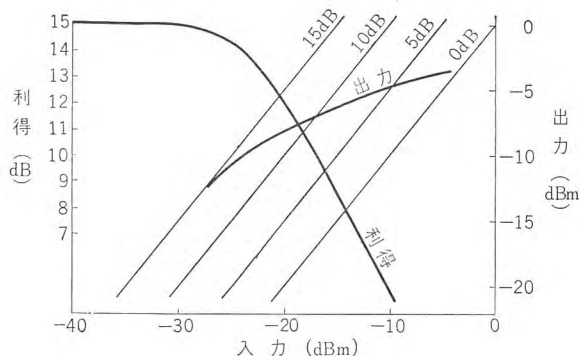


図 2.15 利得の飽和特性
Fig. 2.15 Saturation characteristics.

減して、増幅特性を最適状態に保たせ得るようにしてある。図 2.14 は微調装置の目盛りに対する増幅中心周波数の移動を示す。

図 2.15 は利得の飽和特性であって、利得 15 dB の状態で 1 dB の Compression の点は -24 dBm である。

(4) 雑音特性

パラメトリック増幅器を付加した受信系の雑音指数はサーキュレータを含めて 2.4 dB と測定された。実際の S/N 改善の様態を図 2.17 および図 2.18 の写真に示す。図 2.17 はパラメトリック増幅器をそう入していない状態で、入力信号レベルを $S_{\min} - 95$ dBm よりわずかに大きい -93 dBm としたときの出力を示す写真である。図 2.18 はパラメトリック増幅器をそう入し利得を 20 dB にした場合の写真である。信号が雑音レベルをおさえてよく伸びており、前の状態にくらべて S/N が著しく改善されていることがわかる。入力信号レベルおよび IF の利得等は前と同一状態に保ったから、もちろん雑音レベルも増加してはいるが、信号レベルの増加のほうが著しく、その比が大きくなっている⁽⁴⁾。このことを次に簡単に述べる。

図 2.16 に示すようにパラメトリック増幅器を通さないで直接ミキサに入力を入れたときの出力の S/N を S_{31}/N_{31} とすると

$$\frac{S_{31}}{N_{31}} = \frac{S_1 G_2}{(N_1 + N_2') G_2} = \frac{S_1}{N_1 + N_2'}$$

である。またパラメトリック増幅器をそう入した場合の S/N すなわち S_{32}/N_{32} は

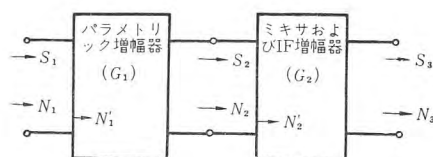


図 2.16 ブロック図
Fig. 2.16 Block diagram.

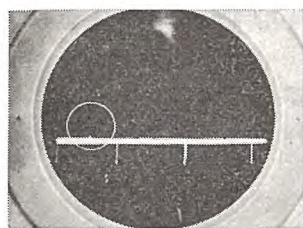


図 2.17 パラメトリック増幅器なしの S/N
Fig. 2.17 S/N ratio without parametric amplifier.

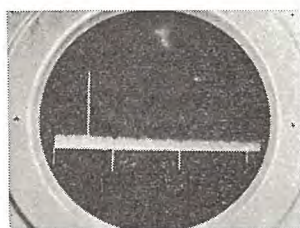


図 2.18 パラメトリック増幅器つきの S/N
Fig. 2.18 S/N ratio with parametric amplifier.

$$\frac{S_{32}}{N_{32}} = \frac{S_1 G_1 G_2}{[N_2' + (N_1 + N_1') G_1] G_2} = \frac{S_1}{\frac{N_2'}{G_1} + (N_1 + N_1')}$$

であるから

$$\left. \frac{S_{32}}{N_{32}} \right|_{G_1 \rightarrow \infty} = \frac{S_1}{N_1 + N_1'}$$

となる。 N_1' および N_2' は等価内部雑音である。上式からわかるように G_1 が増加すれば分子の信号レベルのみならず、分母の雑音レベルも増加するが、 $N_1' \ll N_2'$ であるから

$$\frac{S_{32}}{N_{32}} \gg \frac{S_{31}}{N_{31}}$$

となる。 S/N の改善度は実測の結果 6 dB 以上であった。

実際にこのパラメトリック増幅器は長時間の連続使用にきわめて安定な動作を示した。

3. 実用結果

この追尾レーダは、秋田県道川の東大ロケット実験場に据え付けられた。位置は、ロケット発射台の南方へ、約 0.73 km の所である。予定射面がほぼ直西をふくむ垂直面であるから、発射方向はレーダから見た視線にほぼ直角である。

当初のシステム設計の条件が、発射台までの直距離 2.1 km であったので、0.73 km の条件はきわめてきびしく、初期の急速応動に計算上の余裕が少なくかなりの懸念があった。

関係者一同の不安と期待をもったの注目のもとに、カップ 9L 形 3 段ロケットは発射された。ごう然たる音とともにオレンジ色の火を吐いてまたたく間に飛び去るロケットを 4 mφ の大きなパラボラアンテナはしかと捕えたまま見失うことなく追従した。最も心配の多い発射後の 2 秒が過ぎて、ロケットは雲の中に消え去ったがレーダの各部は正常に動作し、垂直および水平面のプロッタにはロケットの飛跡が刻々と伸びて行った。約 300 秒ののち、垂直面プロッタには、放物線の頂上が現われ、ロケットが 343 km の高度に達したことを示した。その後、さらに飛跡は落下を示しつつ延長し、発射後 581 秒で、水平線に落下し終るまでを連続して安定に追跡した。

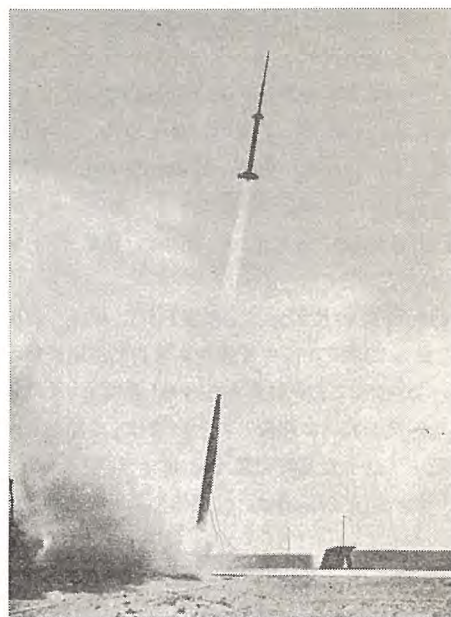


図 3.1 観測ロケットカップ 9L 形の発射状況
Fig. 3.1 Firing of the Kappa 9L type sounding rocket.

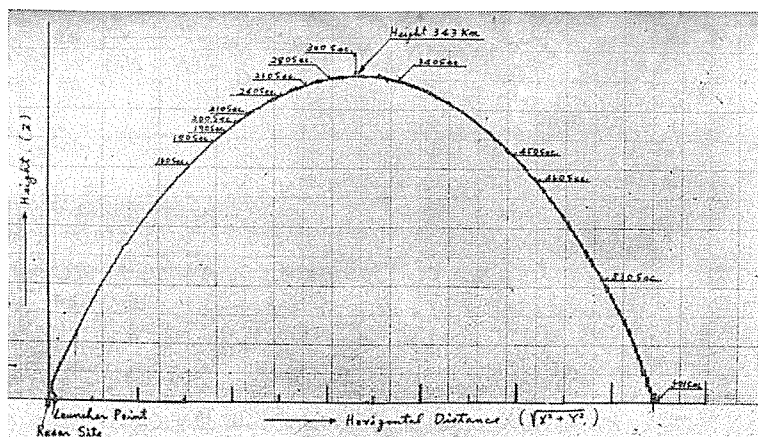


図 3.2 この装置で記録した カッパ 9L ロケットの高度
水平距離飛跡
Fig. 3.2 Height to horizontal distance trajectory
plotted by this system for Kappa 9L rocket.

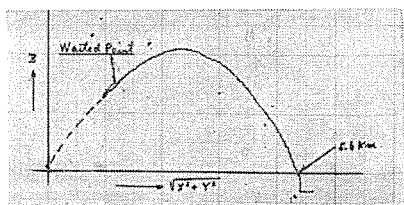


図 3.3 一次レーダによる小形ロケットの追尾記録
Fig. 3.3. Height to horizontal distance trajectory
plotted by this system for small rocket without
transponder.

今回の実験においては、ロケットに約 10 cps の強制的なスピニングが途中で加えられた。トランスポンダアンテナにはかなりの指向性があったため、スピニングにもとづく受信信号の強度変化が現われた。これは、コニカルスキャンニングの 12 cps と相互に干渉し、約 2 cps の小振幅の周期的振動が発生した。この点は諸般の事情でコニカルスキャンニング方式を採用したこのシステムとしては、やむを得ないところであるが、今後この現象でアンテナの歯車系をいためないように、中期、後期の追尾時に、角度サーボ系の応動バンド幅を狭ばめる方式で使用する事となった。

次に同じ時期に行なわれた一次レーダとしてのこのレーダの試験結果について述べる。

これは約 6 km 飛ぶ小形ロケットの追跡である。

この場合には、トランスポンダを用いないので、レーダからの送信波の反射波を追うわけで、発射台とロケットからの反射波が同一周波数であるから、区別をつけることができない。したがってロケットの予定飛跡上の一点にアンテナを向け、距離ゲートを設定して待ちうけた。

発射後約 5 秒で A/R スコープ上に現われたロケットの反射波が距離マークに合った瞬間スイッチを操作して自動追尾に移った。それ以後ロケットが水面に達するまでの約 60 秒間レーダはきわめて安定に確実な追尾を続け、連続してその飛しょう軌跡を記録した。

この装置で記録した飛跡を図 3.3 に示す。

通常、一次レーダの追跡は、目標体の反射面積の急変が多く、

それがサーボ入力の雑音となるが、今回の結果では、トランスポンダ追尾のときよりも、安定でなめらかな追尾ができた。これはロケットの反射波がトランスポンダからの到来電波よりも時間的な変動の少ないものであることを示している。

4. む す び

このレーダシステムは単に規模が大きいくだけでなく、技術的に種々の新機軸を折り込んでいます。

これは、システムに対する要求条件が技術的にむずかしい多くのものを含んでいるから必然的に生じたことではあるが、それらの総合的な完成にあたっては、各種の分野の技術にたずさわるものの力を合わせての努力が必要であった。それは、研究、設計、製作、試験調整を通じて、ほとんど無線機製作所全般にわたったものでありこのシステムの成功は、関連技術の水準を高めるとともに、むずかしい大規模なシステムを総合的に作り上げる自信と勇気とを我々に与えてくれるものである。

終わりに、このプロジェクトを進める貴重な機会を与え、途上種々有益な助言とご指導をいただいた東大生研高木教授、沢井教授、齊藤教授、野村教授、森助教授、浜崎助教授の方々に深甚の謝意を表するものである。

またこのシステムの製作に直接または間接にご尽力をいただいた数多くの方々に厚く御礼申し述べます。

参 考 文 献

- (1) 喜連川・中原 “3 端子対 サーキュレータ” 「三菱電機」 35, No. 8, p. 1210 (1916)
- (2) 喜連川・有田・白幡 “1.3Gc パラメータ増幅器” 昭 35 電 4 学連大予稿 No. 1203.
- (3) 喜連川・白幡 “広帯域 パラメトリック増幅器” マイクロ波伝送研究専門委員会資料 1961. 9. 21.
- (4) 喜連川・白幡 “メーザ・メーパの雑音” 「三菱電機」 33, No. 11, p. 1674 (1959)
- (5) 樫本・渡部・若田・竹内・三宅 “遠距離レーダ用コニカルスキャン空中線” 昭 36 電関西連大予稿 No. 13. 3
- (6) 樫本・若田・竹内・河村 “大電力円偏波、直線偏波切替器” 昭 36 電通全大 No. 191.
- (7) 樫本・若田・竹内 “大電力可変減衰器” 昭 36 電通全大 No. 186.
- (8) 樫本・渡部・種田・田 “トラッキングレーダにおける新しい精密長距離追尾方式” 昭 36 電関西連大 No. 20. 10.
- (9) 樫本・渡部・遠藤 “ロケット追尾レーダの角度検出に関する考察、低 PRF における角度検出の問題” 昭 36 電通全大, No. S 4-7
- (10) 樫本・喜連川・渡部他 “観測用ロケット追尾レーダ——システムに対する要求とその解決——” 「三菱電機」 36, No. 5 (1962)

MELCOM EA-7402形 全トランジスタ式アナログ計算機

大鳥羽幸太郎*・柴谷浩二**・多田 淳**

MELCOM EA-7402 All Transistorized Analog Computers

Electronics Works

Kōtarō ŌTOBA・Kōji SHIBATANI・Atsushi TADA

Analog computers have been used in various fields of scientific and engineering study as general purpose computers, simulators, or measuring instruments. Still more there arise strong desire of using them as on-line control elements of various control systems recently. In this case, sturdiness for giving full play to their performance under adverse conditions and high reliability together with small size and small power consumption are required. To meet these requirements all transistorized analog computers have been now completed and their outline and design features are described herein. Using a unique operational amplifier circuit which combines an all transistorized DC amplifier with a drift compensating amplifier using a transistor chopper and AC pre-amplifier, they operate by a voltage analog system. Each unit comprises so operational amplifiers for general use, 16 potentiometers, 10 non-linear elements for general use and other components. For integrating condensers are used specially developed low voltage, large capacitance polystyrene capacitors. The allround operational accuracy of the computers is well comparable with that of the electronic analog computer.

1. ま え が き

電子管式アナログ計算機が実用化されて以来、相当の年月が経過した。この間、装置全体およびその構成部品の性能、製作技術も著しい進歩を示し、アナログ計算機の応用範囲も理工学をはじめとしてあらゆる産業分野にまでおよぶに至った。過去数回にわたり本誌でも紹介してきたように、当社では EA-7100 シリーズ 精密級低速度形、EA-7300 シリーズ 普通級低速度形、EA-8300 シリーズ 繰返形など各種の電子管式アナログ計算機を製作しているが、現在では市場に送り出した製品も相当多数にのぼり、技術革新の担い手としてその重要な使命を果しつつある。

ところで、アナログ計算機の使用法として最近とくに顕著な点は、従来の オフライン での使用に加えて オンライン としての使用例が漸次増加しつつあることで、機器の性能に対する顧客の要求もそれに応じて相当きびしくなっていることは注目すべき事柄である。たとえば、圧延鉄板とか線材ミル用電機品の自動制御系における一制御要素として、あるいは列車のプログラム運転制御装置の一部として使用される場合を考えると、各制御ループの一環を

なすアナログ計算機要素の信頼性が、製品のコストや人命の安全を左右する重要な役割を占めており、比較的悪条件の環境で安定かつ確実な動作が要求される。また、列車とか自動車などの運転性能などを調べる際の試験器としてアナログ計算機を使用する場合には、耐振性、小形軽量、消費電力の少ないことなどが必要であろう。すなわち換言すれば、アナログ計算機に対する時代の要求は単に精度のみをうんぬんするだけではなく、高信頼化、小形軽量化、耐振性、低消費電力という点にまでおよんできているのであって、アナログ計算機の構成部品や性能に対して、従来よりさらに一步進んだ考慮がなされなければならないのは当然の帰結といえよう。

当社ではこのような時代の要求にこたえるべく、いち早くアナログ計算機のトランジスタ化に着手し、鋭意設計製作を進めてきたが、昨年末、MELCOM EA-7402 形全トランジスタ式アナログ計算機を完成した。この装置は 20 台の演算増幅器を中心にポテンショメータ、リミッタなどを配し、機能にして最高 20 階までの線形常微分方程式および特殊な非線形問題が取扱えるアナログ計算機として製品化した。姉妹機である EA-7451 形の関数乗算機、関数発生器などを併用すれば一般の非線形微分方程式も解析できるほか、演算増幅器単体には別途ブースタ増幅器を付加することにより工業用制御演算要素として使用できるなど、その適用範囲はきわめて広い。以下にもっとも技術的問題の多かった演算増幅器を中心に、装置の特長、構成、仕様などその概要を述べる。

2. 装置の特長

この装置の特長を要約すれば下記のとおりである。

(1) 全トランジスタ式であり信頼度が高い。

演算増幅器をはじめ、電源装置にいたるまで、すべてトランジスタおよび半導体ダイオードで構成され、信頼度はきわめて高く、長寿命である。

(2) 小形軽量である。

トランジスタ化により、従来の電子管式のものに比較して寸法、重量は大幅に低減され、耐振性も飛躍的に向上した。

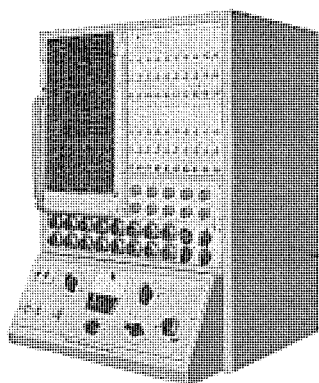


図 1.1 EA-7402 形 全トランジスタ式アナログ計算機
Fig. 1.1 EA-7402 type all transistorized analog computer.

(3) 電圧相似演算方式の採用

元来電流動作形の トランジスタ を回路的に工夫して使用し電圧相似形演算増幅器に構成したので、従来の電子管式のものと同様に取扱いが便利である。

(4) 使用温度範囲が広い

とくに温度補償に対する考慮がなされており、少なくとも +10 ~45°C の周囲温度でも安定かつ精度のよい演算が可能である。

(5) プレパッチシステムの採用

プログラム方式はプレパッチ式であり、演算回路の組立て、プログラムの保存が容易である。

(6) はん用性に富む演算要素

演算増幅器の機能はすべてはん用であるが、積分器、加算器の組立てにはとくに便利に構成されている。リミッタは演算増幅器と組合せて、飽和、不感帯、バックラッシュ など特殊な非線形特性が簡単に模擬できる。

(7) 便利な演算制御盤

演算制御 (リセット、コンピュータ、ホールド)、演算器の出力監視、抵抗ブリッジによるポテンショメータの精密設定ができるほか、演算増幅器および電源の過負荷検出保護が可能である。

(8) 非線形演算要素の増設が可能

関数乗算器、関数発生器など非線形演算要素 (EA-7451 形) との接続が可能で、接続用端子はあらかじめ用意されている。

(9) 僅少な消費電力

トランジスタ化により、その消費電力は同規模の電子管式アナログ計算機に比べ約 $\frac{1}{6}$ 以下に低減された。

3. 構 成

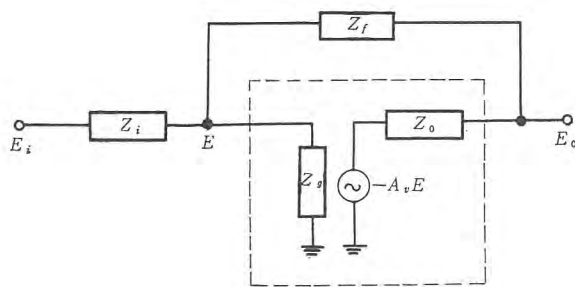
EA-7402 形 アナログ 計算機の構成演算要素は表 3.1 に示すとおりである。

表 3.1 EA-7402 形アナログ 計算機の構成

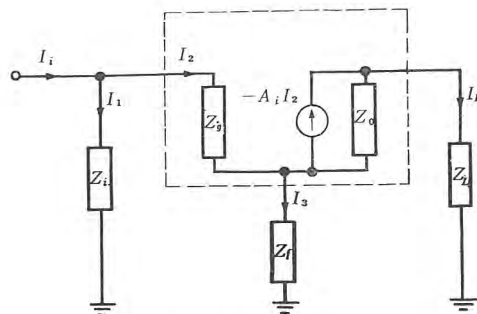
要素名	備 考	要素数
はん用演算増幅器	加算積分器として便利なもの 入力端子数 7 (初期条件用端子を含む) 倍 率 1, 1, 1, 1, 10, 10 内蔵コンデンサ 10 μ F のもの 5 台 1 μ F のもの 5 台	10
	加算係数器として便利なもの 入力端子数 6 倍 率 1, 1, 1, 1, 10, 10 内蔵補償抵抗 100 k Ω	10
ポテンショメータ	係数設定用	16
リミッタ	正バイアスのもの	5
	負バイアスのもの	5
補助可変演算抵抗	0~100 k Ω (10 k Ω 間隔)	2
	0~1 M Ω (100 k Ω 間隔)	2
補助固定演算抵抗	10 k Ω , 20 k Ω , 50 k Ω , 100 k Ω , 200 k Ω , 500 k Ω , 1 M Ω	20
補助演算コンデンサ	0.2 μ F, 0.5 μ F, 1 μ F, 2 μ F	12
パッチペイ	端子数 510 点	1
演算制御盤	演算制御機構、出力監視機構、 過負荷検出機構、抵抗ブリッジ 電源制御機構	1
電 源	入力 AC 100 V 120 VA	1
きょう 体	(高さ) 675 $\times$ (幅) 480 $\times$ (奥行) 370 mm	1

4. トランジスタ化演算増幅器の問題点

ここで、アナログ 計算機の生命ともいえるべき演算増幅器をトランジスタ化するにあたり、技術的に問題となった点を明らかにし、これ



(a) 電圧相似形



(b) 電流相似形

図 4.1 演算増幅器の等価回路

Fig. 4.1 Equivalent circuits of the operational amplifier.

らをいかに解決したかをふりかえってみよう。その問題点を列挙すれば次のとおりである。

- (1) 演算方式の決定——電流相似形か、電圧相似形か——
- (2) インピーダンス・レベル
- (3) 温度特性
- (4) トランジスタ・チョッパ
- (5) 演算電圧範囲

(1) 従来の電子管式 アナログ 計算の演算方式はいうまでもなく、電圧相似形である。これは電子管が基本的には電圧増幅素子であるという事実に基づくもので、電子管で構成される高(電圧)利得増幅器に図 4.1 (a) のような電圧負帰還をかけたいわゆる演算増幅器では、入出力間の伝達関数を厳密に計算すると

$$\frac{E_o}{E_i} = -\frac{Z_f}{Z_i} \cdot \frac{A_v}{1+A_v} \cdot \frac{1 - \frac{1}{A_v} \cdot \frac{Z_o}{Z_f}}{1 + \frac{1}{1+A_v} \left[\frac{Z_f}{Z_i} + \frac{Z_f}{Z_o} + \frac{Z_o}{Z_i} + \frac{Z_o}{Z_g} \right]} \dots\dots\dots (4.1)$$

となる。ここに A_v は増幅器の開回路における増幅度で、演算増幅器としては通常 $10^5 \sim 10^7$ 程度(直流にて)に設計される。電子管式増幅器では入力 インピーダンス Z_g は実際上無限大とみてさしつかえなく、また出力 インピーダンス Z_o はせいぜい数 k Ω 程度であるから、演算用 インピーダンス Z_i, Z_f を数 M Ω 程度に選べば式 (4.1) は実用上十分な精度で

$$\frac{E_o}{E_i} \doteq -\frac{Z_f}{Z_i} \dots\dots\dots (4.2)$$

と近似でき、増幅器の諸定数とは無関係に演算 インピーダンスのみによって演算器の入出力電圧が関係づけられることがわかる。これがすなわち“電圧相似形演算方式”の原理である。

これに反し、トランジスタは元来電流増幅器であるから演算増幅回路としては図 4.1 (b) のような等価回路で表わすのが妥当であろう。ここで入力電流 I_i と負荷電流 I_L との比を回路定数で表わすと

$$\frac{I_L}{I_i} = -\frac{Z_i}{Z_f} \left[\frac{1+A_i}{A_i} \cdot \left\{ \frac{1}{1-\frac{1}{A_i} \cdot \frac{Z_f}{Z_0}} \cdot \left(1 + \frac{Z_i}{Z_f} + \frac{Z_g}{Z_f} \right) \right\} - \left(\frac{Z_i}{Z_f} + \frac{Z_g}{Z_f} \right) \right]^{-1} \quad \dots\dots\dots (4.3)$$

となるが、開回路での電流増幅度は十分大きく $A_i \gg 1$ と仮定し、通常の電流増幅器の性質として $Z_g \ll 1$, $Z_i/Z_0 \ll 1$ の条件を課せば式 (4.3) の近似式として、

$$\frac{I_L}{I_i} \doteq -\frac{Z_i}{Z_f} \quad \dots\dots\dots (4.4)$$

が得られる。すなわち I_L/I_i は高(電流)利得増幅器の回路定数には関係なく、外部回路 Z_i , Z_f の関数として表現できる。これが“電流相似形演算方式”である。

以上2通りの方式を比較しながら、トランジスタ化演算増幅器の演算方式を検討してみるに、トランジスタ特有の性質をそのまま利用するという観点からは電流相似形を考えるのが最も自然ではあるが、単位演算器として具備すべき条件という点からみていくと、信号測定の便利さ(電流よりも電圧)、演算器の動作が他の演算器によって乱されない(高入力、低出力インピーダンス)点で電圧相似形のほうが有利である。そこでトランジスタ増幅器を図4.1(a)の電圧増幅器として取扱い、しかも式(4.1)から式(4.2)への近似の条件が成立するよう増幅器初段にダーリントン回路(図5.3)を使用して回路の高入力インピーダンス化をはかった結果、100 k Ω 程度になり得た。これはトランジスタの入力回路としてきわめて高い値である。かくてトランジスタ式の場合においても十分な精度で式(4.2)が成立し、トランジスタ化演算増幅器による電圧相似演算が可能となった。

(2) トランジスタ回路は一般にインピーダンスレベルが低いため、側路用および特性補償用コンデンサが大容量になりがちであり、これは機器の小形化の目標に逆行するものである。その対策としてあとのべるチョップ増幅部では400 c/s搬送波を使用してRC回路の時定数を小さくするとともに(もちろんコンデンサの小形化以外に増幅器周波数特性の向上、出力飽和時の回復時間短縮などの目的も兼ねている)、側路用にはタンタルコンデンサを用いて小形化をはかったが、タンタルコンデンサはまだまだ高価であり今後一層の品質改善と価格の低減が望まれるところである。このような事情は演算用インピーダンスについても同様の事がいえる。つまり式(4.1)において理想演算式(式(4.2))からのズレを極力小さくするために式(4.1)分母の[]項を可能な限り小さな値にすることが必要であって、これは演算用インピーダンス Z_i , Z_f は増幅器の入力インピーダンス Z_0 と同程度の大きさを選ぶべきことを意味する。かかる理由からこの装置では演算抵抗の基準値として100 k Ω を選んだ。したがってたとえば、時定数1秒の積分演算を行なうには10 μ Fの積分用コンデンサが必要である。積分用コンデンサの性能はよく知られているように低速度形アナログ計算機の総合演算精度を決定する重要な因子であるから、この装置では、吸収特性が良好で絶縁抵抗の高い、低電圧大容量のポリスチレンコンデンサを使用した。これはとくにトランジスタ回路用としてこの目的のために開発したものである。しかしこれも小形化の要求に反して外形寸法が大きく、高価であることはいえない事実であって、増幅器の高入力インピーダンス化の問題とともに、この種のコンデンサの改良が今後に残された重要な課題の一つといえよう。

(3) 電子管式増幅器では、電子管自体の発熱量が大きいため、予熱時間を経てある程度の熱的平衡状態に達した後は、周囲温度の変化が敏感に増幅器の特性に影響することはほとんどないもの

である。これに反してトランジスタはその動作機構が根本的に電子管と異なり、キャリアの移動度が温度の影響を非常に受けやすく、これが原因してトランジスタの諸定数、とくにコレクタシ断電流が周囲温度に対して大幅に変化する。したがっていま問題とする高利得直流増幅器にあつては初段のコレクタシ断電流の変化が順次電流増幅されて後段に伝わり出力段には大きなドリフトとして現われること、および各段の動作点のズレに起因する増幅器諸特性の変動を補償してやらなければならない。この点に関してこの装置では比較的周囲条件のよい室内用計算機としての用途のほかに、温度変化の激しい工場現場での酷使に耐えるよう、一応周囲温度約10~45°Cの変化幅を想定して、半導体ダイオードおよびサーミスタによる温度補償を行なうとともに、従来の電子管式直流増幅器で賞用されているチョップ増幅器によるドリフト補償をも併用した結果、所期の目的を達することができた。

(4) 電子管式直流増幅器ではドリフト補償用増幅器のチョップとして、ほとんど理想特性を有する機械式のものがもっぱら用いられているが、その寿命には明らかに限度がある。そこでこのトランジスタ化演算増幅器においてはさらに長寿命化、高信頼化を目的とし、機械式チョップに代わるものとして高性能のトランジスタチョップを開発使用している。図4.2はトランジスタチョップの構成と等価回路を示したもので、その原理はいうまでもなく、ベース回路に流れる駆動電流の大小に応じてエミッタ、コレクタ間が電氣的に短絡

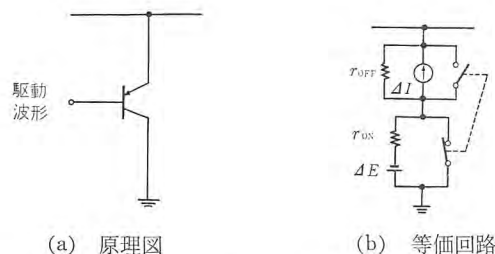


図 4.2 トランジスタ・チョップの原理
Fig. 4.2 Principle of the transistor chopper.

開放される現象をスイッチ素子として利用したものであるが、半導体であるためにその特性は理想的とはいえず、次のような数々の問題点を見過ごすわけにはいかない。すなわち、

1. 開放抵抗 r_{OFF} が無限大ではなく、短絡抵抗 r_{ON} もゼロでない。
 2. 開放時に残留電流(漏れ電流) ΔI 、短絡時には残留電圧(えん層電圧) ΔE を無視し得ないこと。そして ΔI , ΔE がそれぞれ温度係数を有するため周囲温度の変化に対して、これがチョップ自体のドリフトの原因となること。
 3. ON, OFF 切換動作時に過渡波形(Spurious)を生ずることなどである。
1. はチョップに続く回路の入力インピーダンスの値を制限することの意味し、この影響を避けるべく、次段の入力インピーダンスをほぼ $\sqrt{r_{ON} \cdot r_{OFF}}$ に選ぶ必要がある。2. のうち、漏れ電流 ΔI はコレクタシ断電流 I_{CO} に比例するもので温度に対し指数関数的に変化するのでドリフトの最大の原因と考えられる。したがって I_{CO} がほとんど無視できるシリコン・トランジスタを使用するか、あるいは、ゲルマニウムトランジスタでも特性のよく揃った2個を逆接続して打消すなど考慮して ΔI を極力押える以外に、トランジスタをオフにする条件をなるべく温度依存性を少なくするようにベース電流 $\doteq 0$ 、すなわち必要以上に大きな逆電圧で駆動しない注意が必要である。

残留電圧 ΔE は ΔI より温度依存性が少ないが、これも誤差の原因となるので、逆極性の補償電圧 $-\Delta E$ を加えて打消すか、または特性がよく揃った2個のトランジスタで打消すなどの手段を講ずる必要がある。なお図4.2(a)でコレクタ接地接続になっているのは、短絡時の残留電圧 ΔE がエミッタ接地接続に比較して1/10程度に小さいという事実に基づくものである。また理論的に、電流増幅率 β の値が大きなトランジスタほど、 ΔE , ΔI が小さいといえることもチョッパ用トランジスタを選定する際の一つの目安となるであろう。3. はトランジスタの高周波特性に依存するもので駆動周波数が高くなるほど問題となる。この装置では(2)項にのべたような理由から400 c/s 駆動としたが、電圧波形は方形波として切換時間を短縮すること、Spurious 出力を小さくするために駆動波形は必要以上に大きな振幅にしないことなどのほか、本質的な問題として β 断周波数 f_α のできるだけ高いトランジスタを選ぶことが大切である。

(5) アナログ計算機においては、ドリフトおよび雑音に対する S/N 比向上のため、最大演算電圧は可能な限り大きいことが望ましく、電子管式では通常100 V とされている。しかしトランジスタでは現在のところ、使用可能電圧が電子管に比べてはるかに低く、100 V もの演算電圧は望めない。この装置では演算時のスケール変換の便利さを考慮して最大演算電圧は10 V に選んだが、近い将来トランジスタの(とくに高周波中電力増幅用の)高耐圧品種の開発をまわって演算電圧範囲を拡大する予定でありこれも残された大きな課題の一つといえる。

以上の議論は主としてゲルマニウムトランジスタを使用することを前提としているが、シリコントランジスタがより安価に供給されるようになれば上に述べてきた(1)~(5)の各問題点も比較的簡単に解決できよう。

このような諸問題に対する十分な配慮のもとに設計されたトランジスタ式演算増幅器の詳細については次の節でふれる。

5. 装置各部の概要

5.1 演算増幅器

演算増幅器は高利得の直流増幅器で、加算、積分その他種々の伝達関数の模擬など、アナログ演算の主要部を受け持つものであって、アナログ計算機構成要素のうちもっとも重要なものといえる。図5.1はトランジスタ化演算増幅器の外観構造を示すもので、プリント基板を用いたパッケージとしてユニット化されたプラグイン方式である。前面板にはゼロ調整用のつまみと、各増幅器を単独に休止

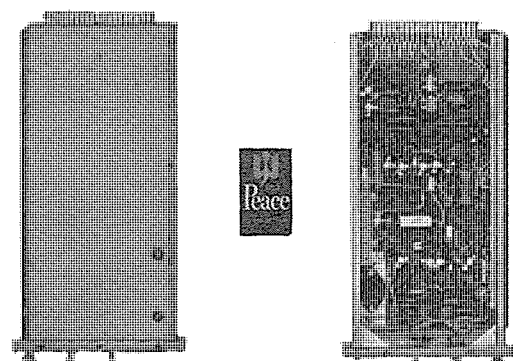


図 5.1 トランジスタ化演算増幅器のパッケージ
Fig. 5.1 A package of transistorized operational amplifier.

状態に切換えるためのスイッチを取付けてある。

増幅器の回路構成は図5.2のブロック線図に示したような組合わせ形増幅器で、すべてチョッパ増幅器によるドリフト補償が施してあるが、主増幅器の前に前置増幅器を配した点が従来の回路と異なる。前置増幅器は図5.3のようなダーリントン接続エミッタ接地形回路で、前節(1)項にも述べたように電圧相似演算器に必要とされる高入力インピーダンス特性を実現していること、 C_1, R_1, C_2, R_2 との組合わせにより増幅器全体の高域周波数特性を補償していること(図5.5参照)、また前置増幅部の主増幅器への結合が交流的になされているため、たとえこの部分でドリフトが発生してもその影響は主増幅器に現われないからドリフトとしては直結増幅器である主増幅器に生ずるもの(主として初段トランジスタのコレクタ β 断電流の変化に起因するもの)を考慮すればよく、その設計が容易になることなど、トランジスタ化高利得直流増幅器の入力回路としてきわめて重要な役割を果すものである。 C_1, R_1 は周波数特性補償以外に回路の入力インピーダンスをさらに高める目的を有し、また C_1 は前置増幅器の初段のベース電流(これは電子管式の場合のグリッド電流の効果とよく類似している)を阻止するという観点からも不可欠なものである。

チョッパ増幅部の搬送波として、周波数特性の向上と回路部品の小形化を目的として400 c/sを選んだことは前節(2)項に述べたとおりである。

トランジスタチョッパの問題点については前節(4)項でも触れたが、入力チョッパとしてはとくに低ドリフトのものが要求されるところから、図5.4(a)のように本質的にコレクタ β 断電流の小さい S_i トランジスタを用いて残留電流 ΔI の低減をはかるとともに、短絡時、 R_1, D_2, R_2 の回路により残留電圧 ΔE を補償しているほか、定電圧ダイオード D_1 で駆動波形の振幅を制限して過励振を避け Spurious 出力を極力押えるなどの考慮がなされている。出力チョッパには図5.4(b)のように特性がよく揃った2個の Ge トランジスタを平衡形で用いて $\Delta I, \Delta E$ を同時に打消している。定電圧ダイオード D_1 の効用は入力チョッパの場合と同様である。

演算増幅器には、帰還インピーダンスとして種々の形のものが接続されるので、つねに安定な動作を行なうよう高利得増幅器の周波数特性を適当に選ばなければならないが、同時にこの周波数特性

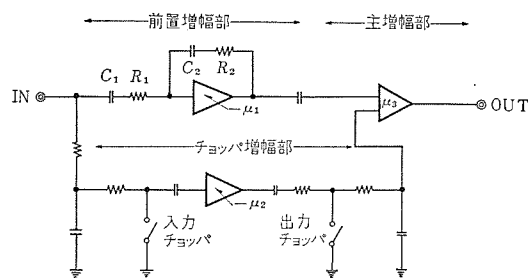


図 5.2 トランジスタ化演算増幅器のブロック線図
Fig. 5.2 Block diagram of the transistorized operational amplifier.

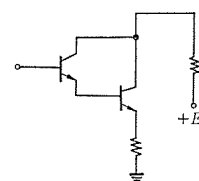


図 5.3 ダーリントン接続回路
Fig. 5.3 Darlington circuit.

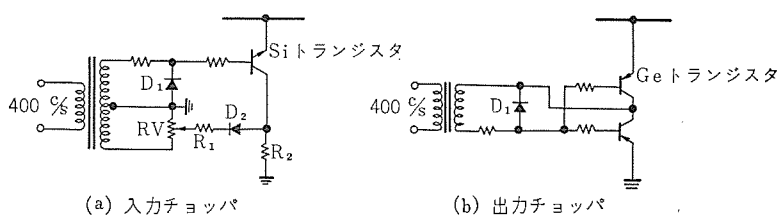


図 5.4 トランジスタ・チョッパの実例
Fig. 5.4 Practical circuits of the transistor chopper.

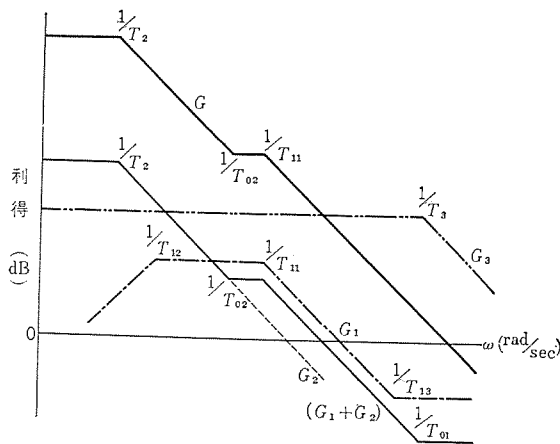


図 5.5 トランジスタ化演算増幅器の開回路 Bode 線図
Fig. 5.5 Bode diagram of the operational amplifier.

は演算周波数対演算誤差を決定する重要な一要素でもある。
このトランジスタ演算増幅器の周波数特性配分は下記のとおりである。

図 5.2 における各部の伝達関数は式 (5.1), (5.3), (5.4) のように選んである。

$$\text{前置増幅部: } G_1(P) = \frac{-\mu_1 P \tau_{1g} (1 + P T_{13})}{(1 + P T_{11}) (1 + P T_{12})}, \dots (5.1)$$

$$T_{12} > T_{11} > T_{13},$$

$$T_{11}, T_{12} = f_n(\tau_{11}, \tau_{22}, \tau_{1g}, \tau_{2g}, \tau_{2s}, \mu_1),$$

$$T_{13} = \tau_{22} - \tau_{2s} / \mu_1,$$

$$\tau_{11} = C_1 R_1, \tau_{22} = C_2 R_2, \tau_{20} = C_2 R_0,$$

$$\tau_{1g} = C_1 R_g, \tau_{2g} = C_2 R_g,$$

R_g : 前置増幅器の入力抵抗,

R_0 : 出力抵抗.

高域特性を考えると

$$G_1(P) \approx -\mu_1 \frac{1 + P T_{13}}{1 + P T_{11}}, \dots (5.2)$$

$$\text{チョップ増幅部: } G_2(P) = -\frac{\mu_2}{1 + P T_2}, \dots (5.3)$$

T_2 は復調回路の時定数で決まる。

$$\text{主増幅部: } G_3(P) = \frac{\mu_3}{1 + P T_3}, \dots (5.4)$$

この部分では周波数特性補償を行っていないので T_3 はほとんど電力用トランジスタの β シャ断周波数で定まる。

低周波領域においては前置増幅器の寄与がなく総合特性は

$$G(P) = G_2(P) \cdot G_3(P) \approx -\mu_2 \cdot \mu_3 \dots (5.5)$$

で表わされ、この装置では μ_2, μ_3 はそれぞれ約 65 dB, 45 dB で総合直流利得は約 110 dB である。

高周波領域での総合特性は

$$G(P) = [G_1(P) + G_2(P)] \cdot G_3(P), \dots (5.6)$$

で表わされ、チョップ増幅部の折点周波数を $1/T_2 < 1/T_{11} < 1/T_{13}$ とするようによれば

$$G_1(P) + G_2(P) = -(\mu_1 + \mu_2) \frac{(1 + P T_{01})(1 + P T_{02})}{(1 + P T_{11})(1 + P T_2)}, \dots (5.7)$$

$$T_{01} \approx \frac{\mu_1 T_{13} T_2}{\mu_1 (T_{13} + T_2) + \mu_2 T_{11}},$$

$$T_{01} \approx \frac{\mu_1 (T_{13} + T_2) + \mu_2 T_{11}}{\mu_1 + \mu_2}.$$

となる。ここで各時定数の大きさを丹念に比較してみると

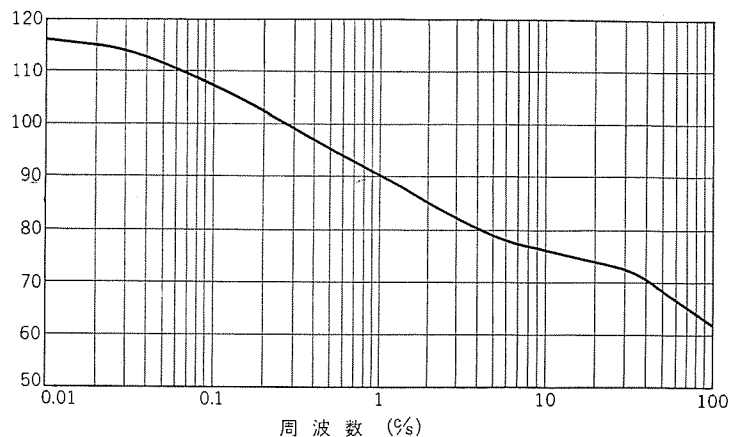


図 5.6 演算増幅器開回路周波数特性
Fig. 5.6 Open loop frequency characteristics of the operational amplifier.

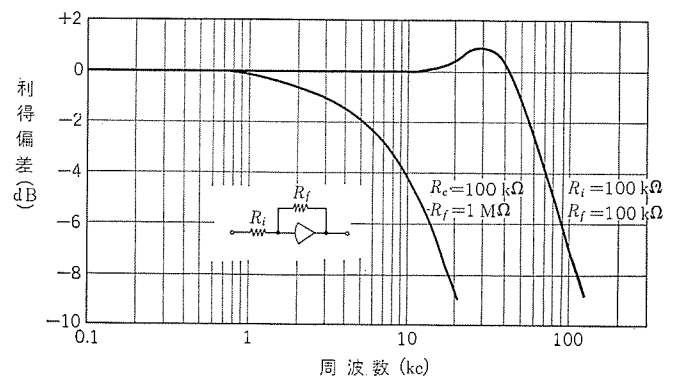


図 5.7 係数器周波数特性
Fig. 5.7 Frequency characteristics of the coefficient multiplier.

$$T_2 > T_{02} > T_{11} > T_{13} > T_{01} \dots (5.8)$$

となることがわかるので、 $[G_1(P) + G_2(P)]$ のボード線図は図 5.5 の細い実線のようになる。前置増幅器の時定数 T_{13} を適当に選び $T_{01} = T_3$ となるようにしてやれば総合伝達特性 $G(P)$ は

$$G(P) = -(\mu_1 + \mu_2) \mu_3 \frac{(1 + P T_{02})}{(1 + P T_{11})(1 + P T_2)} \dots (5.9)$$

となり高周波領域でのボード線図の傾斜は -20 dB/dec が維持されるから、任意の演算インピーダンス Z_i, Z_f に対して演算増幅器は安定である。以上のようにこの高利得増幅器では高域周波数特性が前置増幅部で容易に補償できることを説明したが、信号レベルの低い前段で特性補償を行なうことは、高周波信号に対する出力の非直線性を軽減できる点からも有利である。図 5.6 に開回路周波数特性の一実測例を示す。また、前節 (2) 項のような考慮から演算増幅器としての演算インピーダンスの標準値は、抵抗 $100 \text{ k}\Omega$ 、コンデンサ $10 \mu\text{F}$ である。図 5.7 に閉回路周波数特性を示す。

なお、演算増幅器としての最大出力は $\pm 10 \text{ V}$, 10 mA 、単体精度(直線性) $\pm 0.2\%$ 以内、ドリフトは周囲温度 25°C にて入力換算 1 mV/8 h 以下、 $+10 \sim +42^\circ\text{C}$ の変化に対して 2 mV/8 h 以下である。

5.2 ポテンショメータ

ポテンショメータは、いうまでもなく 1 以下の係数を設定するための分圧器で、全抵抗値 $5 \text{ k}\Omega \pm 5\%$ 、直線性 $\pm 0.3\%$ 以内、全回転角 $3,600^\circ$ の 10 回転精密巻線形可変抵抗器を使用しており、二重ダイヤル目盛により 3 ケタの分圧比設定が可能である。なお、5.4 で述べる演算制御盤の抵抗ブリッジを使用すれば、実働状態での負荷

効果も含めてポテンシオメータの分圧比を正確に設定できる。これらの原理は従来の電子管式アナログ計算機で行なわれているものとまったく同様なのでその詳細は省略する。

5.3 リミッタ

リミッタは独立した半導体ダイオードとバイアス電源とで構成される。バイアス電源には図5.8のように片線接地の基準電圧($\pm 10\text{V}$)を低抵抗のプラーダR、RVで分圧して用いる方式であって、動作点はポテンシオメータRVにより $0 \sim +10\text{V}$ または $0 \sim -10\text{V}$ の範囲で設定することができる。リミッタ盤には図5.8(a)および(b)のものが各5台収容してあり、その端子は5.3に述べるパッチベイ上に引き出してあるので図5.9(a)~(d)のようにはん用演算増幅器と組合わせて各種の非線形特性が簡単に模擬できる。なお、半導体ダイオードにおいては、順方向バイアス時のえん層電圧および逆方向バイアス時の漏れ電流が無視できず、一般に電子管式のリミッタに比較して精度は多少落ちるが、フルスケールに対して $\pm 1\%$ 以内である。

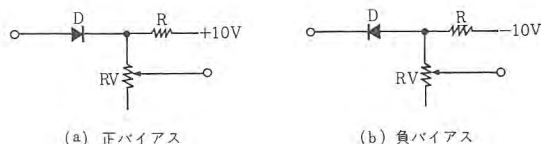
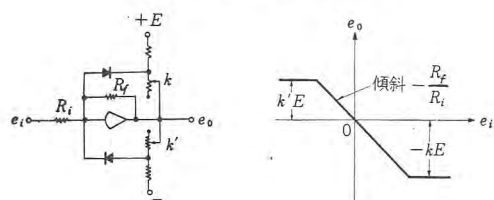
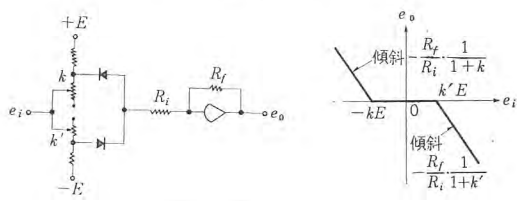


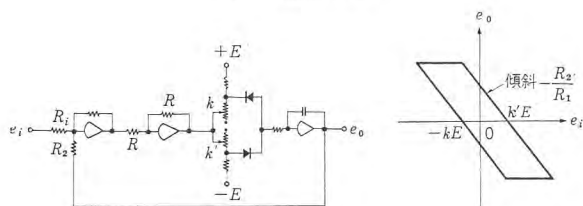
図 5.8 リミッタ
Fig. 5.8 Limiter circuits.



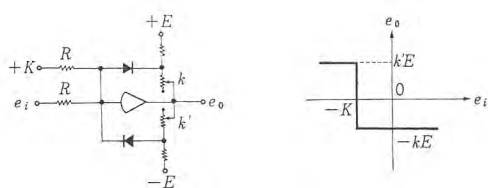
(a) 飽和特性



(b) 不感帯特性



(c) 履歴特性



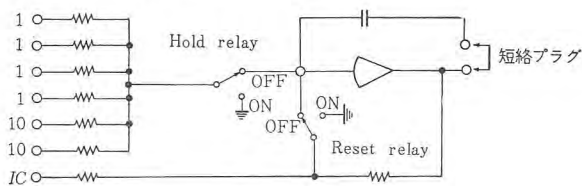
(d) 電圧比較回路

図 5.9 各種の非線形特性
Fig. 5.9 Non-linear circuits.

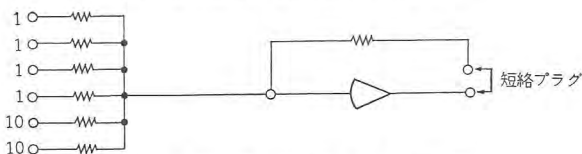
5.3 パッチベイおよびブレパッチボード

パッチベイには本体を構成する各演算要素の入出力、基準電圧、接地、その他の補助端子などがすべて集中され、それぞれの端子パネに接続されている。ブレパッチボードは、これらの端子パネに対応したジャック穴を有する着脱自由な絶縁端子板で、この穴に接続コードをそう入して各演算要素を連絡する結線を行なったのち、これをパッチベイに装てんすれば、両者の端子は1対1の対応を保って一斉に接続され所望の演算回路が構成される。この場合に問題となる各端子の接触の安定性、各端子間の良好な絶縁状態を確保するためになされている独特の装てん機構、端子パネの材料の吟味と加工法などは、すべて当社精密アナログ計算機の製作経験によって得られた数々の成果がそのまま生かされており、きわめて高性能である。

2. (5) 項で演算増幅器の機能はすべてはん用であるが、簡単に加算器、積分器にもできることを述べた。その原理は図5.10に示した通りであって、ブレパッチボード上で短絡プラグをそう入するだけで容易にその目的が達成される。



(a) 積分演算に便利はん用増幅器



(b) 加算演算に便利はん用増幅器

図 5.10 はん用増幅器の演算回路

Fig. 5.10 General purpose operational amplifier.

表 5.1 ブレパッチボード 端子内訳

要素名	端子数	要素名	端子数
演算増幅器	250	電圧計	1
ポテンシオメータ	32	抵抗ブリッジ	2
リミッタ	20	連結用端子	17
可変演算抵抗	8	基準電圧端子	14
補助演算抵抗	40	接地端子	13
補助演算コンデンサ	24	補助端子	39
計算用リレー	14	(関数乗算器)	16
印加関数制御用	8	(関数発生器)	6
解記録装置	6	合計	510

ブレパッチ方式の使用により、演算回路を本体と無関係に組立てることができ、演算前の準備、演算後のチェックやプログラムの保存に便利なることはもちろんであるが、演算インピーダンスを直接ラウラインする方式に比べ、サークルテストで代表される計算精度の向上することが最大の利点である。本装置では、当社精密形アナログ計算機と同様、演算インピーダンスはすべてパッチベイ内部に收容し、配線にも十分気を配って演算精度の向上をはかった。演算抵抗としては、精度 $\pm 0.5\%$ 、温度係数 $-250 \times 10^{-6}/^{\circ}\text{C}$ 以内の絶縁炭素皮膜抵抗を用い、演算コンデンサには、精度 $\pm 0.5\%$ 、絶縁抵抗 $10^4\text{M}\Omega\text{-}\mu\text{F}$ 以上、温度係数 $-(100\sim 400) \times 10^{-6}/^{\circ}\text{C}$ 以内の低電圧大容量スチコンをとくに開発して使用した。

なお、ブレパッチボードの端子数は510点で、その内訳は表5.1の

とおりである。

5.4 演算制御盤

演算制御盤は次のような種々の機能を有している。

(1) 演算制御

「リセット」、「コンピュータ」、「ホールド」の切替操作を行なうもので、演算状態を直接制御するリレーは、図 5.10 に示したように各演算増幅器ごと(ただし積分器用のものだけ)にあって、パッチベイ内部に収容してあり、これらを一括制御するためのスイッチが演算制御盤の中央に取付けてある。演算状態とリレーの励磁状態との関係は表 5.2 に示したとおりである。

(2) 出力監視

フルスケール $\pm 30\text{ V}/10\text{ V}/3\text{ V}/1\text{ V}/0.3\text{ V}/0.1\text{ V}$ 切替可能な 1.5 級の直流電圧計で、選択スイッチにより各演算器の出力、プレパッチボード上の任意の点の対アース電位が測定できるほか、基準演算電圧($\pm 10\text{ V}$)のバランス点検、抵抗ブリッジの検流計としても使用できる。

(3) 印加関数制御

スナッチ・スイッチにより、手で $\pm 10\text{ V}$ のステップ状電圧が発生できる。さらにプレパッチボード上で計算用リレーと組み合わせれば、演算途中での回路切替や、任意の駆動関数印加が可能となる。

(4) 抵抗ブリッジ

抵抗値 $5\text{ k}\Omega$ 、直線性 $\pm 0.3\%$ 以内、目盛読取精度 $2/1,000$ の 10 回転精密ポテンショメータを内蔵し、(2) 項の多レンジ電圧計との組合わせで、零位法により、ポテンショメータ盤に実装されたポテンショメータを呼出して負荷効果を含めた分圧比の精密設定、読取りができるほか、プレパッチボード上で接続すれば、各演算器出力や任意の点の電圧を精密に測定することができる。

(5) 演算増幅器過負荷警報

各演算増幅器の出力が一つでも最大演算電圧を越えた場合、これを検出してランプ表示を行なうもので、そのブロック図は図 5.11 のとおりである。

電子管式演算増幅器の過負荷検出には通常ネオン管が用いられるが、トランジスタ式では最大出力電圧が低いので、ネオン管を直接点灯できない。そこで本装置では、各演算増幅器の出力をパイアスのかかった「OR」回路に導き、増幅器の出力が1台でも $\pm 10\text{ V}$ を越えると「OR」回路に出力が生じ、これを電力増幅してリレーを

表 5.2 演算制御リレーの動作

	リセット	コンピュータ	ホールド
Reset Relay	ON	OFF	ON
Hold Relay	ON	OFF	OFF

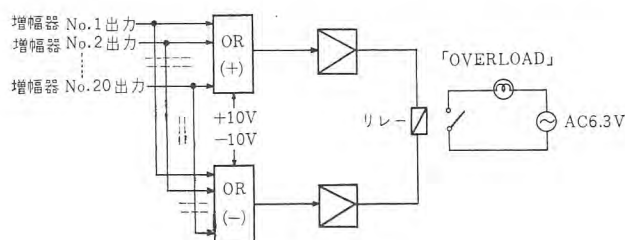


図 5.11 演算増幅器過負荷検出回路

Fig. 5.11 Block diagram of the detector of the overloaded amplifier.

動作させランプ表示を行なうようになっている。図 5.11 の回路によって、過負荷時の符号が正負いずれであっても同一のランプを点灯することができる。また、必要あれば、過負荷時に演算状態を「ホールド」することも可能である。

(6) 電源制御

電源の投入、シャ断は演算制御盤上のスイッチにより行なうことができる。

5.5 電源部

装置を動作させるに必要な電源回路は、演算制御盤後部のシャーシ内に収容されている。そのブロック線図を図 5.12 に示す。

(1) 安定化直流電源

本装置で安定化を必要とする直流電源は、 $\pm 15\text{ V}$ 、 $\pm 10\text{ V}$ 、 $+35\text{ V}$ の 5 種類で、これらはすべてトランジスタを使用した直列制御形定電圧回路である。その動作原理は電子管式の場合と同様で、各整流出力は制御用トランジスタと負荷の直列回路に加えられ、一方、安定化出力を分圧し、定電圧ダイオードの基準電圧と比較して得られる誤差信号を増幅して制御用トランジスタのベースに加えてあるので、誤差信号によって制御用トランジスタのコレクタ・エミッタ間の動作抵抗が変化し、出力が一定となるように制御される。これらの出力電圧は、定格負荷の時、電源入力 $\text{AC}90\sim 110\text{ V}$ の変化に対し、出力変動 $\pm 0.1\%$ 以内、電源入力が 100 V 一定の時、 $1/3\sim$ 全負荷に対し、出力変動 $\pm 0.1\%$ 以内に安定化される。なお各電源の容量は $\pm 15\text{ V}$ 各 2.2 A 、 $\pm 10\text{ V}$ 各 100 mA 、 $+35\text{ V}$ 140 mA である。

(2) 400 c/s 電源

前項で得られる安定化 -15 V 電源を、2 個の電力用スイッチング

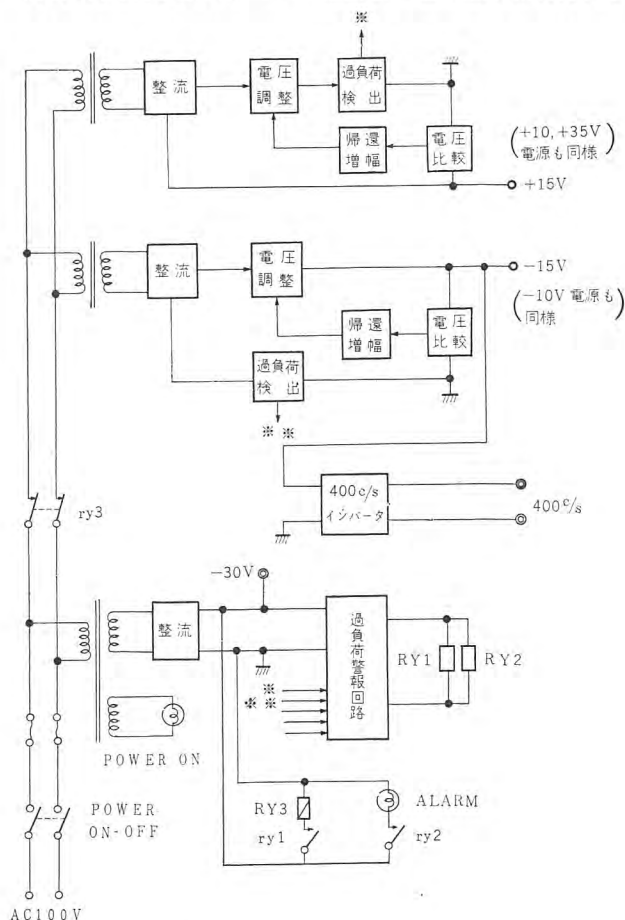


図 5.12 電源のブロック線図

Fig. 5.12 Block diagram of the power supply.

トランジスタと可飽和リアクトルとによる Royer 発振回路で P-P40 V の 400 c/s 方形波に変換したもので、演算増幅器のチョッパ駆動用に使っている。

(3) -30 V 電源

安定化していない -30 V, 300 mA の直流電源で、リレー駆動用および(4)項の電源過負荷警報回路用電源として用いるので、他の電源とは別系統になっている。

(4) 電源過負荷警報回路

安定化電源の過負荷保護を目的としたもので、その系統図を図 5.12 に示してある。各安定化電源回路に付属する過負荷検出回路の出力を「OR」回路で一系統にまとめ、増幅回路を経てリレー RY1, RY2 を駆動できるようになっている。安定化電源のいずれか一つでも過負荷すると、それは検出回路の抵抗両端の電圧変化として検出され「OR」回路に出力が生じてリレー RY1, RY2 が動作し、各安定化電源の制御用トランジスタを Cut Off にして保護するとともに、さらに RY3 を動作させて -30 V 電源以外の電源を入力側でシタ断し、演算制御盤上では赤ランプを点灯して警報を発する。電源のリセットは、過負荷の原因を除去したのち、手動で行なう。

6. 総合精度

アナログ計算機の誤差については現在までに多くの解析が行なわれているが、誤差の大きさそのものは、対象とする方程式により、また変数と時間係数の変換のやり方によって異なるものであり、アナログ計算機自体の精度を一口で表現することはできない。しかし、一般に現在では測定の簡便さとある程度の目安が得られるというところから、図 6.1 のように積分器 2 台、加算器 1 台で求めた非減衰振動の解の誤差により装置の精度をいいあらわすことが行なわれており、このための試験をサークルテストと称している。

図 6.1 の回路の方程式は

$$\left(\frac{RC}{\sqrt{k}}\right)^2 \frac{d^2 y}{dt^2} + y = 0, \quad k = \frac{R_f}{R_i} \quad (6.1)$$

$t=0$ において $y=A$, $\frac{dy}{dt}=0$ であると理想的解は

$$y = A \cdot \cos \omega t, \quad \omega = \frac{\sqrt{k}}{RC} \quad (6.2)$$

であるが実際のアナコンの解は

$$y = A \cdot e^{-\alpha t} \cos(\omega + \Delta\omega)t \quad (6.3)$$

となり周波数誤差をもつと同時に、時間に対して振幅の変化が生

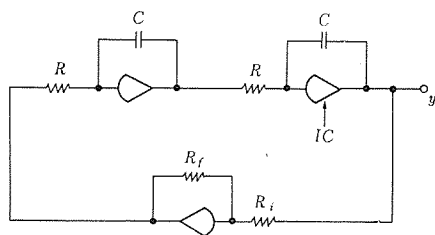


図 6.1 サークルテストのブロック図
Fig. 6.1 Block diagram of circle test.

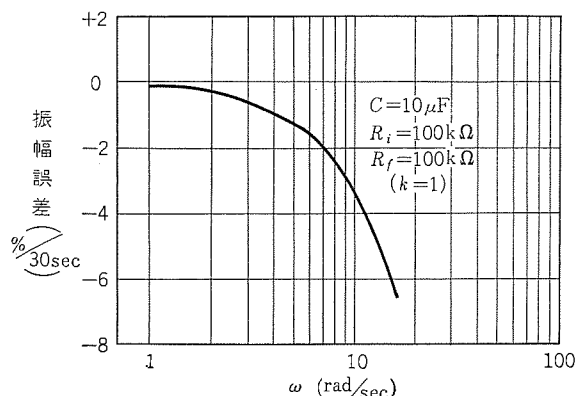


図 6.2 サークルテスト特性
Fig. 6.2 Circle test characteristics.

ずる。振幅誤差については、 t_0 秒あたりの振幅変化率 $(1-e^{-\alpha t_0})$ が何 % であるというように表現するのが習慣になっている。これらの誤差の原因として、演算インピーダンスの誤差、係数の設定誤差、係数器の時定数、演算増幅器の周波数特性、積分コンデンサの漏れおよび吸収特性、演算抵抗器の時定数、その他が考えられ、詳細は割愛するがこれらの事柄はトランジスタ式アナログ計算機にも通ずるものである。本装置を用いて行なったサークルテストの一例を図 6.2 に示したが、精密級アナログ計算機に準ずる良好な特性を得ている。

7. むすび

以上このたび完成された EA-7402 形全トランジスタ式アナログ計算機の製品紹介を通じて、演算増幅器をトランジスタ化する場合の問題点、および将来に残されたぜひとも解決すべき諸問題を明らかにした。紙面の都合で非線形演算要素について触れ得なかったが、いずれまた稿を改めて述べたい。

なお本装置の製品化にあたっては、研究所電気第一研究室、電気第二研究室、当所誘導飛しょう体部電気課の関係各位より有益な助言を賜った。ここに報告して謝意を表する次第である。

参考文献

- (1) G.B.B. Chaplin: Some Transistor Input Stages for High-Gain D.C. Amplifiers. T.I.E.E. (1957).
- (2) G.B.B. Chaplin: A Transistor High-Gain Chopper-Type D.C. Amplifier. T.I.E.E. (1957).
- (3) W. Hochwald: D-C Operational Amplifier with Transistor Chopper. Electronics (1959).
- (4) A.W. Lo: Transistor Electronics. Prentice-Hall Electrical Engineering Series (1957).
- (5) R.F. Shea, 喜安ほか訳: トランジスタ回路上・下, 丸善(1953)
- (6) 馬場・大鳥羽・柴谷・松本: MELCOM 精密低速度形アナログコンピュータ (1), 「三菱電機」33, No. 12 (昭 34).

磁心とトランジスタによる計数回路

浜岡 文夫*・阪尾 正義**

Counting Circuit Using Cores and Transistors

Kamakura Works

Fumio HAMAOKA

Research Laboratory

Masayoshi SAKAO

Validity of a magnetic core used for the counting element for industrial purpose has been enhanced by the joint use with transistors.

Its versatility, however, has been restricted because of its circuits requiring the input voltage to have the amplitude in a small range. This drawback can be overcome by either reducing the input circuit impedance or controlling the rate of flux change with a transistor amplifier and by feed-back technique.

This paper discusses two types of new counting circuits suggested. The test results on these circuits are very satisfactory. The maximum counting scale is available up to 100 pulses per stage at least. They also permit an arbitrary adjustment of the counting scale.

1. ま え が き

磁気増幅器や記憶素子などに利用される角形ヒステリシスループを有する磁心は、入力電圧を積分しその値を磁束の形で記憶する機能を持っているが、計数とは本来不連続な信号の単位を順次加算し、その結果を蓄積して行くことであるから、角形磁心は計数のための非常に便利な素材といえる。これまで磁心のこの特性を利用した計数回路が種々考案されたが、現実には理想的角形ヒステリシスループを有する磁性体は得られないために、計数器としての動作範囲は狭く、その性能には限界があった。ここでは磁心の励磁電流の問題を回路的に解決して、入力パルスの電圧時間面積が損失なく磁束に変換されるような新しい回路を2種考案しその特性を記した。第1の回路は入力回路のインピーダンスを低くして磁心を定電圧で駆動し、励磁電流の非線形性による計数誤差を小さくしたものであり、また第2の回路はトランジスタ増幅器とフィードバックの技術により、磁束の変化速度を入力パルス電圧で精密に制御したものである。これらの回路では入力パルス電圧の広い範囲にわたって動作するので1段当りの計数容量を任意に可変できるほか最大計数容量は100近くに及んでいる。

磁心計数回路は電子管式や機械式の計数器に比べて、その構造計が非常に堅牢にできているほか信頼性も高いので、一般工業用の数器として広い応用分野が期待される。

2. 磁心計数回路の動作

図2.1に示すような理想的な角形ヒステリシスループを持つ磁心に巻線を巻き、図2.2に示すようなパルス電圧を印加した場合を考える。回路の全抵抗分を R で示し、図2.3に示す記号を用いて、回路の電圧電流の関係式を求めると次式となる。

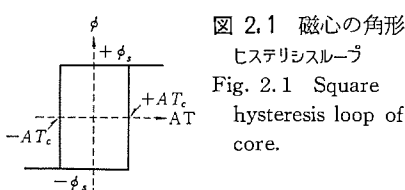


図 2.1 磁心の角形ヒステリシスループ
Fig. 2.1 Square hysteresis loop of core.

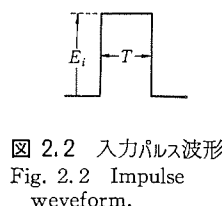


図 2.2 入力パルス波形
Fig. 2.2 Impulse waveform.

$$E_i = e_R + e_X \quad (2.1)$$

$$e_R = i_X R \quad (2.2)$$

$$e_X = N(d\phi/dt) \quad (2.3)$$

ただし、 i_X は巻線に流れる磁心の励磁電流で、 $i_X = AT_c/N$ である。式(2.1)(2.2)(2.3)から

$$N(d\phi/dt) = E_i - i_X R \quad (2.4)$$

したがって、パルス幅 T 、波高値 E_i のパルス1個による磁束の変化量を $\Delta\phi$ で示すと、 $\Delta\phi$ は次式で表わせる。

$$\Delta\phi = \frac{1}{N} \int_0^T (E_i - i_X R) dt \quad (2.5)$$

入力パルス電圧が消えると、励磁電流はもはや流れずその後は磁心の保磁力の作用で、磁束レベルは入力パルスが消える時の状態で記憶される。したがって、多数の入力パルスを印加する時は、図2.4に示すように記憶される磁束レベルはパルスが入るたびに $\Delta\phi$ ずつ変化し、ついには磁束は飽和するに至る。いま、同一のパルスの n 個で、磁束がちょうど負の飽和から正の飽和まで変化したとすると、入力パルスの電圧時間面積の和と、磁束変化量とは等しいから、

$$n \int_0^T (E_i - i_X R) dt = 2N \phi_s \quad (2.6)$$

$$n = \frac{2N \phi_s}{T(E_i - R i_X)} \quad (2.7)$$

ただし、 ϕ_s は磁心の飽和磁束とする。磁心が飽和すると $e_X = 0$ となるので回路には飽和電流 i_{XS} が流れる。この時磁束を負の飽和にかえすようなリセット回路を設けると、磁心は n 個のパルス

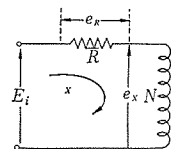


図 2.3 計数器の入力回路
Fig. 2.3 Input circuit of counting element.

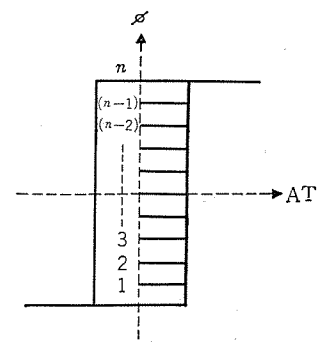


図 2.4 磁束レベルの変化
Fig. 2.4 Change of magnetic flux level.

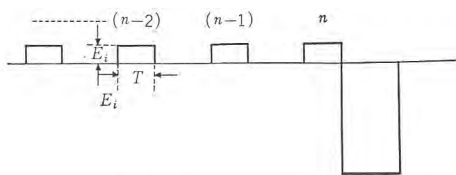


図 2.5 出力巻線電圧波形
Fig. 2.5 Voltage wave-form of output winding.

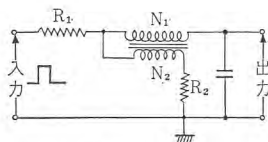


図 2.6 磁心とコンデンサによる計数回路
Fig. 2.6 Counting circuit consisting of core and condenser.



図 2.7 コンデンサ端子電圧
Fig. 2.7 Condenser terminal voltage.

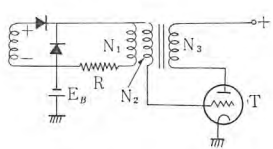


図 2.8 磁心と電子管による計数回路
Fig. 2.8 Counting circuit consisting of core and electron tube.

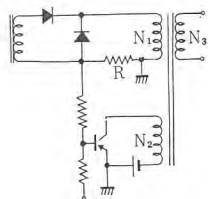


図 2.9 磁心とトランジスタによる計数回路
Fig. 2.9 Counting circuit consisting of core and transistor.

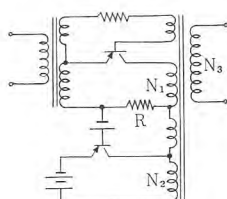


図 2.10 Pittman の回路
Fig. 2.10 Pittman circuit.

が到来するたびに正の飽和に達し、さらにリセット回路によって負の飽和にかえされる。入力パルスによって磁束が負の飽和から正の飽和に向かう期間を計数期間、また正の飽和から負の飽和にリセットされる期間をリセット期間と呼ぶことにすると、磁心の巻線に誘起される電圧は、計数期間とリセット期間とで逆になり図 2.5 に示すような波形となる。リセット期間に発生するパルス電圧を出力として取り出すと、出力パルスは n 個の入力パルスが到来して初めて得られるので、この回路は n 進の計数器として動作することになる。以下 n 個のパルスでちょうど磁心が飽和するような計数器を計数容量 n の計数器と呼ぶことにする。

以上の動作原理にもとづいてすでに多種多様な磁心計数回路が、発表されているが、そのうちもっとも簡単な磁心計数回路として図 2.6 に示すような回路がある⁽¹⁾。入力パルスを図の入力端に与えると、励磁電流は $R_1 - N_2 - R_2$ を通じて流れ磁束を負の飽和から正の飽和まで変化する。磁心が飽和するとコンデンサに入力パルス電圧が充電され、入力パルスが消えた時はコンデンサは放電し、この放電電流で磁束を負の飽和にリセットする。コンデンサの端子電圧は図 2.7 に示すような波形となる。図 2.8 はリセット回路の開閉に電子管を使用したもので⁽²⁾、磁心が飽和して N_2 巻線の誘起電圧が無くなると、入力パルス電圧が電子管のグリッドに直接かかり、電子管を導通させる。プレート電流により磁心はリセットされるが、この時に N_2 に誘起する電圧は電子管をますます導通させる極性であるから、この状態は磁心が負の飽和に達するまで持続する。図 2.9⁽³⁾、図 2.10 はリセット回路の開閉にトランジスタを利用したもので、トランジスタは、磁心が飽和して抵抗 R に大きい電圧降下が生じた時に導通し、リセットを始める仕組みになっている。図 2.10 は Pittman の回路で入力回路にもトランジスタスイッチを使用し、磁心のリセット時に入力回路に大電流が流れるのを防いでいる。

3. 磁心の磁化特性による影響

1 個の入力パルスによる磁束の変化は式 (2.5) で表わされるから、磁心が理想的な角形ヒステリシスループを持っているならば、入

力の大きさや回路方式には無関係に入力パルスの電圧時間積分値を適当に選ぶだけで、任意の計数容量を持つ計数器が得られるはずである。しかし、実際の磁心の磁化特性は種々な点で理想的なものとは異なっているために、入力パルスの大きさに一定の制限が生じ、また、回路方式によりその性能が違ってくる。ここで、現実の磁心の特性と磁心計数回路に及ぼす影響について考察することにする。

3.1 励磁電流の影響

合金形の磁心はウズ電流を小さくするためにごく薄いテーラに圧延されたうえトイダルに巻かれているが、それでも印加電圧が大幅に変化する時は励磁電流の影響が無視できなくなる。たとえば図 3.1 は 3 種類の磁心に方形波パルスを加えてその励磁電流 (AT/cm) が印加電圧によってどのように変化するかを測定したものである。図からわかるように、励磁電流は印加電圧とともに増大するが n の関係は直線的ではない。また、図 3.2 は印加電圧を一定にして磁束が負の飽和から正の飽和に向かう時、励磁電

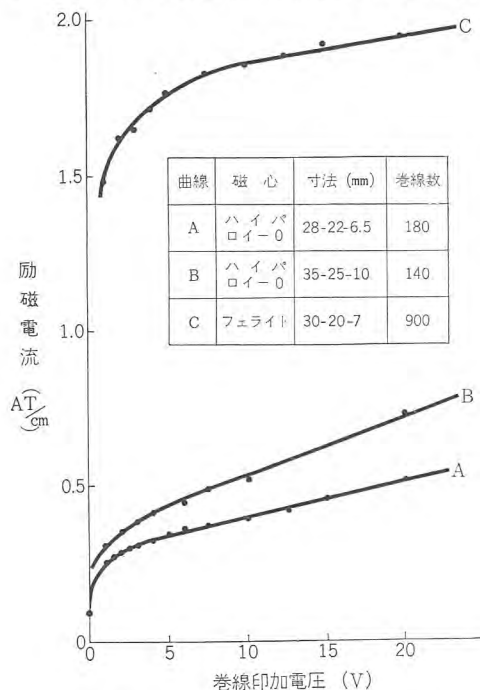


図 3.1 印加電圧による励磁電流の変化
Fig. 3.1 Change of exciting current by impressed voltage.

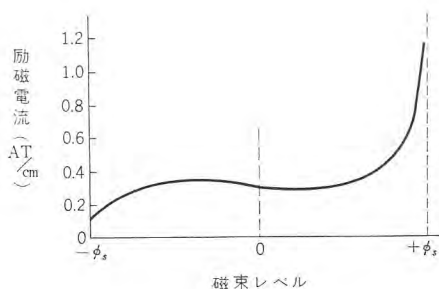


図 3.2 磁束レベルによる励磁電流の変化
Fig. 3.2 Change of exciting current by magnetic flux level.

流がどのように変化するかを示したものである。これらの値はさらに磁心材料の違いや寸法の違いによっても変わるほか、周囲温度によっても多少は変化する。つまり励磁電流は種々な条件により変化するので、式 (3.2) の厳密な計算は非常に複雑となり、入力回路に直列に抵抗素子をそう入するよう従来の回路では、自ずから設計を非常に困難にしている。励磁電流がゼロもしくは一定に保つことができれば適当な回路構成により入力回路のインピーダンスを低くして磁心を定電圧で駆動するか、または、後述のように励磁電流には無関係に磁心の誘起電圧を制御する方法がとられねばならない。

3.2 磁心の非角形性の影響

磁心が完全な角形であると計数期間に変化する磁束は $(-\phi_s)$ から $(+\phi_s)$ で一定である。磁心が完全な角形でない時は、変化する磁束量は図 3.4 に示すように $(-\phi_r)$ から $(+\phi_s)$ であり、しかも $(+\phi_s)$ はリセット回路がトリガされる時の最大飽和電流により変化する。たとえば図 3.3 は最大飽和電流 (i_{xs}) と計数期間中に変化する磁束 $(|-\phi_r| + |+\phi_s|)$ の関係を測定したものである。磁心が角形でないために ϕ_s は i_{xs} により漸次増大し、の

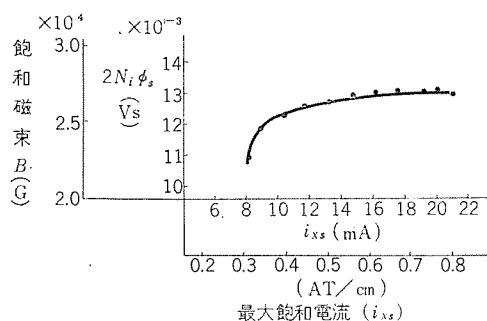


図 3.3 最大飽和電流と飽和磁束

Fig. 3.3 The maximum saturation current vs saturation magnetic flux.

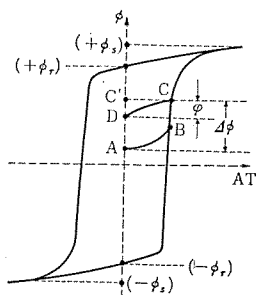


図 3.4 磁心の磁化特性
Fig. 3.4 Magnetizing characteristic of core.

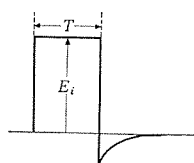


図 3.5 巻線誘起電圧波形
Fig. 3.5 Induced voltage wave form of winding.

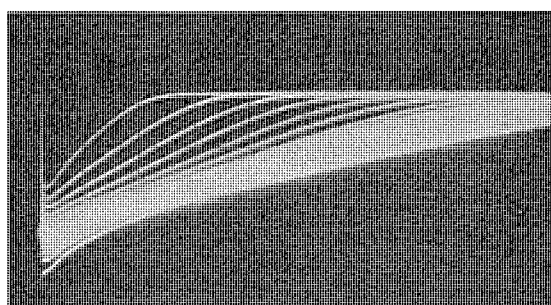


図 3.6 入力パルス消失後逆方向に誘起する電圧波形
Fig. 3.6 Voltage wave forms induced in a reverse direction after the vanishing of input pulses.

ち一定値に飽和する。図 3.3 では $i_{xs} > 18 \text{ mA}$ (0.8 AT/cm) で ϕ_s がほぼ一定となり、この時の励磁電流は磁心の DC ヒステリシスループの抗磁力 (0.16 AT/cm) に比べると、約 5 倍となる。

以下、簡単のために計数期間の磁束変化量 $(|-\phi_r| + |+\phi_s|)$ を $2N\phi_s$ として表わすが、この値は計数容量 n を決めるので設計に際しては正しい値を知る必要があり、また、飽和電流は十分大きくとって、飽和電流による飽和磁束の変化を防がねばならない。

磁心が角形でないために起こるもう一つの弊害は、磁心のマイナーループが角形でないために、入力パルスの電圧時間面積と磁束量が一致しないことである。たとえば、図 3.4 に示すように、最初 A 点で表わされる磁束レベルが入力パルスにより $\Delta\phi$ だけ変化し、C 点に達したとする。

$$\Delta\phi = \frac{E_i T}{N} \quad (3.1)$$

ところが、入力パルス電圧が消えると、記憶される磁束は図の C 点ではなく、D 点で、その間に ϕ で表わされる量だけ磁束が減少する。この時、巻線には図 3.5 に示すようにパルス電圧消失後負の電圧が誘起される。

ϕ の大きさは回路条件により異なるが、一般には磁束レベルが正の飽和に近づくほど大きくなる。図 3.6 は入力パルス消滅後 ϕ の磁束変化のために誘起される電圧波形を示し、種々な磁束レベルにおける波形が重ねられてある。 ϕ の大きさは、実測の結果ハイパロイ 0 ($28-22-6.5$) の磁心では $(1/3) \times 10^{-6} \text{ Volt-sec}$ 程度である。以上の効果を考慮すると 1 個の入力パルスによる磁束レベルの変化 $\Delta\phi$ は

$$\Delta\phi = \frac{T(E_i - i_{xR}) - \phi}{N} \quad (3.2)$$

したがって、計数容量 n は

$$n = \frac{2N\phi_s}{T(E_i - i_{xR}) - N\phi} \quad (3.3)$$

と修正されねばならない。

式 (3.3) から入力 $E_i T$ が小さくなると、計数量 n は急激に増大することがあり、また $E_i T < \phi$ では計数動作は不可能となる。

4. 低入力インピーダンス形計数回路

4.1 回路の動作

入力のパルス電圧を損失なく入力巻線に伝え、また、設計を容易にするために磁心の飽和を検出するための直列抵抗を取り除いた回路で、入力インピーダンスは非常に低い。この回路は使用部品が比較的少ないにもかかわらず、安定に動作し、かつ計数容量が大きく取れる特長がある。

図 4.1 は低インピーダンス形計数回路の結線を示す。図で整流器 D_1 は入力パルス電圧による励磁電流 i_x とは極性が逆に接続されるが、 D_1 は別の電源 E_A により順方向にバイアスされ、一定電流 I_A を常時流しているので、入力回路は閉回路となる。 D_1 , D_2 の順方向電圧降下を V_{D1} , V_{D2} とすると、計数期間に巻線 N_i にかかる電圧 e_x は

$$e_x = E_i + V_{D1} - V_{D2} \quad (4.1)$$

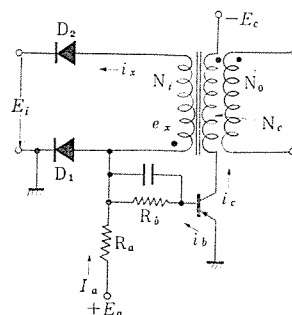


図 4.1 入力インピーダンスの低い計数回路
Fig. 4.1 Counting circuit of low input impedance.

となる。

V_{D1} は順方向の立ち上がり電圧のほか、順方向電流 I_A と内部抵抗とによる降下電圧があるが、ここで、 D_1 にゲルマニウム整流器および D_2 にシリコン整流器を使用すると、 $V_{D1} \approx V_{D2}$ となるような整流器を選定することができる。この時、式 (4.1) は

$$e_x = E_i \dots \dots \dots (4.2)$$

となり、入力パルス電圧を損失なく巻線に伝えることができる。

入力に一定数のパルスが到来して、磁心が正の飽和に達し、 $i_x > I_A$ が成立するまで励磁電流が増大すると、 D_1 はブロックし、図の③点の電位が負となる。この電圧は抵抗 R_B を通じてリセット用トランジスタを導通する。リセット期間に巻線 N_i に発生する電圧③点をさらに負に保つから、トランジスタの導通は磁心が負に飽和するまで持続する。

出力パルスは磁束が $(+\phi_s)$ から $(-\phi_s)$ まで変化する時の誘起電圧であるから、この電圧は電源の電圧で一義的に定まる。出力のパルス幅 T_0 は

$$T_0 = \frac{2N\phi_s}{E_c}$$

となる。

4.2 E_i - n 特性

前章式 (3.3) で説明したように磁心計数器の計数容量 n は

$$n = \frac{2N\phi_s}{T(E_i - R_{LX}) - \phi}$$

で与えられる。

この回路では入力回路に抵抗体は使用されないが、実際には巻線の抵抗および整流器の内部抵抗などのために約 20Ω 程度の抵抗があり、計数期間中の励磁電流 (10mA 前後で一定しない) のため約 0.2V の電圧降下が生ずる。

使用する磁心をハイパロイ-0 (28-22-6.5) とし、入力巻線を $N_i = 300$ T とすると、3.2 の実測結果を用いて計数容量 n はつぎのように表わせる。

$$n = \frac{13,000}{T(E_i - 0.2) - 100} \dots \dots \dots (4.3)$$

入力パルスの幅を 100, 400, 1,100 μsec とすると、図 4.2 の E_i - n 曲線が得られる。ここで、 n は整数の値しか取りえないから、実際の特性は小数部分を切り捨てた階段状の特性が得られる。

入力パルス幅を同じく 100, 400, 1,100 μsec として実測した結

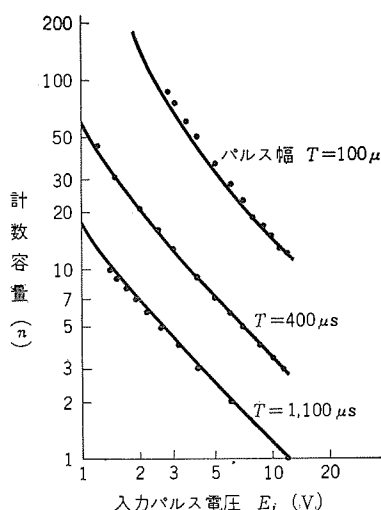


図 4.2 E_i - n 特性
Fig. 4.2 E_i - n characteristic.

果を図 4.2 の点で示した。測定は同じ計数容量 n で動作する入力パルス電圧のうち、最低の電圧を示したが、式 (4.3) の計算値とよく一致する。したがって磁心の飽和磁束 ϕ_s と、計数値が記憶される時に減少する磁束 ϕ があらかじめ知られる時は計数容量 n は正しく計算できることがわかる。

5. 高入力インピーダンス形計数回路

低入力インピーダンス形計数回路は入力パルスにより磁心の励磁電流を供給する必要があったが、ここでトランジスタを利用して磁心の磁束を入力電圧で精密に制御することにより、入力電力の小さい範囲で安定に動作する回路について説明しよう。

5.1 磁束の電圧制御

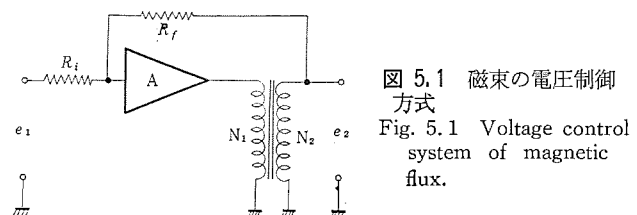


図 5.1 磁束の電圧制御方式
Fig. 5.1 Voltage control system of magnetic flux.

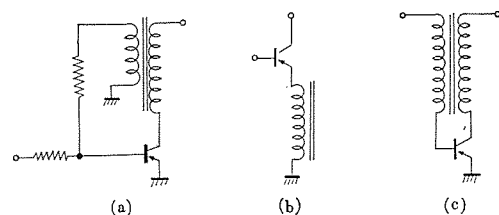


図 5.2 トランジスタによる磁束の電圧制御
Fig. 5.2 Voltage control system of magnetic flux with transistor.

図 5.1 に示すように磁心の励磁電流を直流増幅器で供給し、磁心の二次巻線電圧 e_2 を増幅器の入力端に負帰還すると、磁束変化速度 $(d\phi/dt)$ を入力電圧に追従させることができる。もしこの増幅器が理想的で電流ゲイン A が非常に大きければ、二次巻線電圧 e_2 は入力電圧 e_1 により式 (5.1) のように表わすことができる。

$$e_2 = -\frac{R_f}{R_i} e_1 \dots \dots \dots (5.1)$$

$$\frac{d\phi}{dt} = \frac{1}{N_0} \frac{R_f}{R_i} e_i \dots \dots \dots (5.2)$$

したがって、入力がパルスであると、パルス幅を T として磁束変化量 $\Delta\phi$ は次式で表わせる。

$$\Delta\phi = \int_0^T \frac{1}{N_0} \frac{R_f}{R_i} e_i dt \dots \dots \dots (5.3)$$

図 5.1 の回路はトランジスタ増幅器を使って、図 5.2 のように実現できるが、もちろん増幅器はトランジスタ 1 段にかかわらず多数の増幅器であってもよい。図 5.2 (a) は巻線誘起電圧に比例した電流を入力に負帰還したものであり、(b) はエミッタホロア形で、巻線電圧を入力電圧に追従させたものである。また (c) は巻線電圧を入力回路に逆直列に負帰還した回路である。いずれの回路も、入力回路を流れる電流は、励磁電流よりも増幅器の増幅度だけ小さくなり、入力インピーダンスは高くなる。

5.2 計数回路の構成

図 5.3 はエミッタホロア形の磁束制御方式による磁心計数回路の一例である。トランジスタ T_2 は一定のバイアスで通常は導通状態に

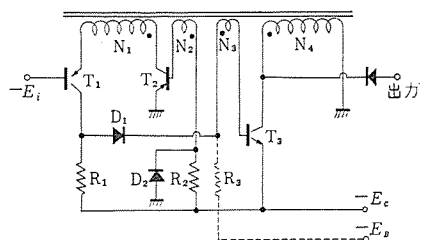


図 5.3 入力インピーダンスの高い計数回路
Fig. 5.3 Counting circuit of high input impedance.

あり、 T_1, N_1 からなる回路は図 5.2 (b) に相当し、計数期間入力パルスに応じて磁束レベルを変化させる。磁束が正の飽和に達すると、磁心の励磁電流 i_1 が急激に増大するので、抵抗 R_1 の電圧降下が大きくなって、この電圧降下により T_3 が導通して、磁心をリセットする。リセット期間中に N_2, N_3 に誘起する電圧は T_2 を off に T_3 を on にする方向の電圧である。

増幅器をトランジスタ 1 段ですませる時はトランジスタのベースエミッタ間の電圧 V_{BE} が、入力電圧と差し引きされるので、計数期間に巻線にかかる電圧 e_1 は

$$e_1 = e_i - V_{BE} \quad (5.4)$$

となり、磁束レベルの変化 $\Delta\phi$ は

$$\Delta\phi = \frac{1}{N_1} \int_0^T (e_i - V_{BE}) dt$$

となる。

したがって、計数容量 n は低入力インピーダンス形計数器の場合と同様に

$$n = \frac{2N\phi_s}{T(E_i - V_{BE}) - N\phi} \quad (5.5)$$

として求まる。

飽和検出用の抵抗 R_1 の電圧降下 e_R が大きくなった時に、リセット回路はトリガされるが、この時の e_R と磁心にかかるアンペアターン AT との関係調べることにする。

Ni_1 は磁心を正に飽和する方向のアンペアターン AT_f であるから、 $e_R = i_1 R_1$ として

$$AT_f = i_1 N_1 = \frac{N_1}{R_1} e_R \quad (5.6)$$

したがって、 e_R と AT_f は図 5.4 の AT_f で示される関係にある。一方シリコン整流器 D_1 の順方向電圧降下 V_D および T_3 のベースエミッタ間の電圧 V_{BE} を考慮すると、 T_3 のベース電流およびコレクタ電流 i_3 は、 $e_R > V_D + V_{BE}$ において初めて流れる。

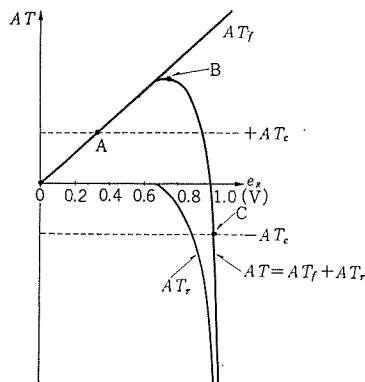


図 5.4 e_R と磁心にかかるアンペアターン AT の関係
Fig. 5.4 Relation between e_R and ampere turn working on the core.

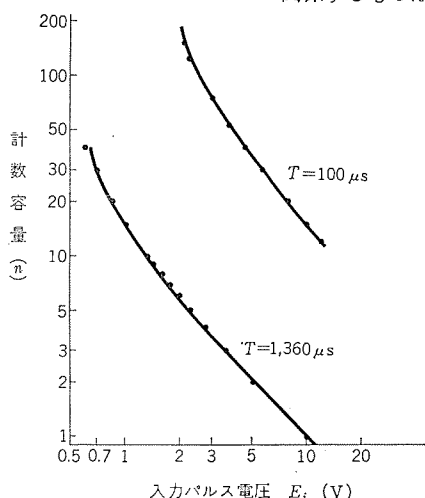


図 5.5 $E_i - n$ 特性
Fig. 5.5 $E_i - n$ characteristic.

$N_3 i_3$ は磁心をリセットする方向のアンペアターン AT_r であるから、 e_r と AT_r は図 5.4 の AT_r で示される関係にある。

ところが、磁心にかかる全アンペアターン AT は

$$AT = AT_f - AT_r \quad (5.7)$$

であるから、結局 AT は e_R により図 5.4 の AT 曲線で示される。磁心の励磁アンペアターンを AT_c で表わすと、計数期間は AT_c と AT の交点 A に示される状態で動作し、磁心が飽和して AT_c が増大すると、動作点は A 点から B 点の方向に移動する。 AT_c がさらに増大すると、 e_R も増大し、動作点は B 点からさらに C 点の方向に移動する。C 点ではすでに負のアンペアターンが磁心にかかるので、磁束は逆方向に変化すると考えられる。

しかし、 AT の最高点 B をすぎると、 N_2, N_3 に発生する電圧はすでに極性を変え、 T_2 は off に、また、 T_3 は on におおのスイッチされるので、実際には安定に動作の切り換えが行なわれ、リセット期間に入る。

D_1 にシリコン整流器を使用し、 T_3 にゲルマニウムトランジスタを利用する時は、 e_R のおよそ 1.0 V 付近に B 点が得られるので磁心の飽和電流 i_{XS} から逆算して抵抗 R_1 の値を定める。

磁心計数回路を高温で使用するような場合は T_3 の漏れ電流が問題になる。この時は図 5.3 の R_3 および電源 $-E_B (< -E_c)$ により一定のバイアス電流を流してこれを防がねばならない。

5.3 $E_i - n$ 特性

トランジスタ T_1 の V_{BE} を 0.3 V とすると、使用磁心および巻線数は低入力インピーダンス形の場合と同じであるから、計数容量 n は次式で与えられる。

$$n = \frac{2N\phi_s}{T(E_i - V_{BE}) - N\phi} \approx \frac{13,000}{T(E_i - 0.3) - 100} \quad (n: \text{整数}) \quad (5.8)$$

式 (5.8) は、 $T = 1,360, 100 \mu\text{sec}$ をパラメータとして、図 5.5 に示す曲線となる。実測値を点で示したが計算結果と完全に一致していることがうかがえる。

計数容量はこの回路で最高 150 まで得られたが、増幅器のゲインが大きい時は数千にまで増大する。この回路の出力巻線電圧波形および計数期間中の e_R の波形を図 5.6、図 5.7 に示す。

5.4 周囲温度の変化と精度

周囲温度の変化より影響を受けるもののうち、計数容量 n に関係するものは、飽和磁束 ϕ_s 、トランジスタの V_{BE} 、および磁心の

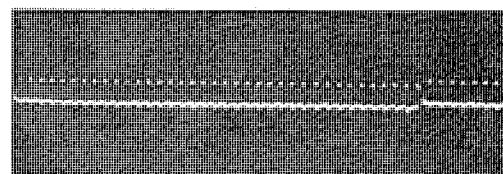


図 5.6 出力巻線波形
Fig. 5.6 Output winding wave form.

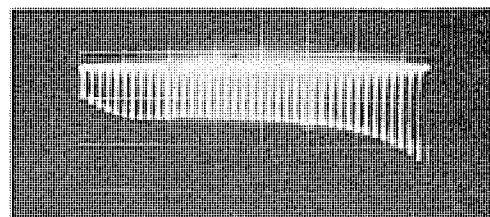


図 5.7 計数期間中の R_1 の電圧降下 e_R
Fig. 5.7 Voltage drop of R_1 during counting e_R .

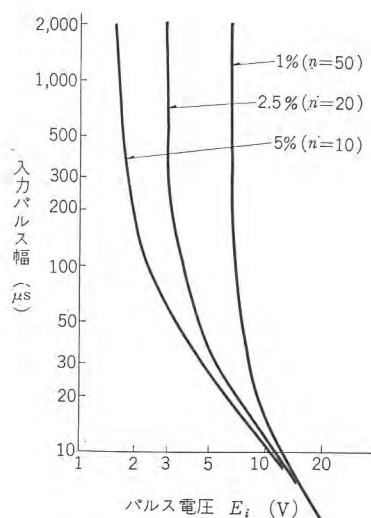


図 5.8 周囲温度 $\pm 20^{\circ}\text{C}$ 変化に対し、安定に動作する入力パルスの範囲
Fig. 5.8 Range of input impulse working on steadily against change of ambient temperature $\pm 20^{\circ}\text{C}$.

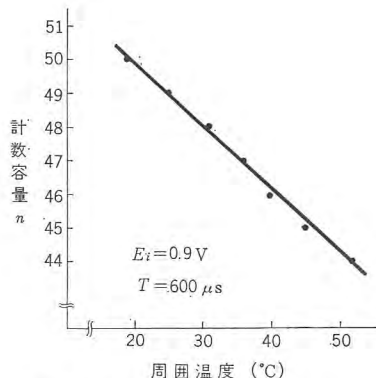


図 5.9 計数容量 n の温度特性
Fig. 5.9 Temperature characteristic of counting capacity n .

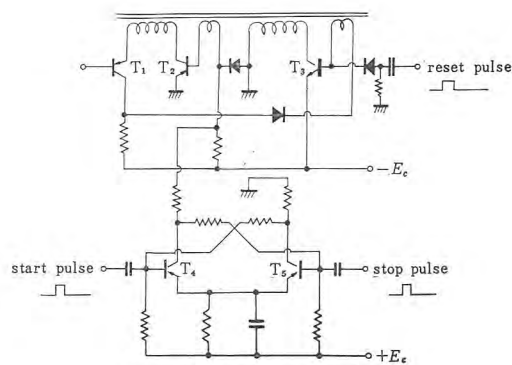


図 5.10 磁心計数回路の操作
Fig. 5.10 Operation of core counting circuit.

非角性に起因する磁束変化 ϕ などである。式 (5.5) より、 ϕ_s , V_{BE} , ϕ の変化に伴う n の変化率は

$$\frac{dn}{n} = \left(\frac{d\phi_s}{\phi_s} \right) + \frac{TV_{BE}}{T(E_i - V_{BE}) - \phi} \left(\frac{dV_{BE}}{V_{BE}} \right) + \frac{N\phi}{T(E_i - V_{BE}) - N\phi} \left(\frac{d\phi}{\phi} \right) \dots\dots\dots (5.9)$$

したがって (dn/n) の温度特性は入力パルスの形により変化することになる。

$\left(\frac{d\phi_s}{\phi_s} \right)$ は実験に使用した磁心において約 $-0.07(\%/^{\circ}\text{C})$ の温度係数を有するが、全磁心式の装置ではすべての磁心がまったく同じようにその飽和磁束量を変化すると考えてよい。すなわち温度が高くて磁心の飽和磁束が低下すると、その出力のパルス面積も同じ率で小さくなるから、実際には飽和磁束 ϕ_s の温度変化は計数動作には無関係となる。

$\left(\frac{dV_{BE}}{V_{BE}} \right)$ は $-0.5 \sim -1.2(\%/^{\circ}\text{C})$ 程度の温度計数を有するが、ここでは仮に $-1(\%/^{\circ}\text{C})$ としよう。

$\left(\frac{d\phi}{\phi} \right)$ は角形率 (ϕ_r/ϕ_s) の温度係数と等しいと考えると、 $+0.02(\%/^{\circ}\text{C})$ の温度係数を持つことになる。

いま、周囲温度が $\pm 20^{\circ}\text{C}$ 変化するとして (dn/n) の変化が 1% 以下であるような E_i , T の範囲は

$$\left(\frac{dn}{n} \right) \times 100 = \left| \frac{-0.3T + 0.02 \times 100}{T(E - 0.3) - 100} \right| < \frac{1}{20} \dots\dots\dots (5.10)$$

として求める。

(dn/n) が 1% 以下ということは、 $\pm 20^{\circ}\text{C}$ の温度変化に対して、 $n=50$ の計数器が安定に動作する範囲である。

図 5.8 はその結果で、同様に 2.5% ($n=20$), 5% ($n=10$) の精度が得られる入力パルスの大きさを示し、曲線よりも E_i または T の大きい範囲が安定な領域である。

図 5.9 は $E_i=0.9\text{V}$, $T=600\mu\text{s}$ 周囲温度 19°C で $n=50$ で得られる状態で周囲温度を変化した時の計数容量の変化を実測したものである。この結果は 20°C 温度変化により (dn/n) は約 8% 変化している。同じ入力パルスに対して、式 (5.10) と同様にして計算される値は 13.5% であり、計算値よりやや小さい結果が得られた。

5.5 計数動作の操作

46 (1004)

計数回路にフリップフロウ回路を図 5.10 のように組み合わせると、計数の開始、停止が容易に操作できる。計数の停止 (stop) は図 5.10 のフリップフロウ T_4 が on となる状態で得られ、この時 T_2 は off となり、入力回路に電流を流さない。

したがって、パルス入力があっても磁束は変化せず、計数値もそれ以前の状態で記憶されている。計数開始 (start) の制御パルスによりフリップフロウが反転すると、 T_2 が on となり計数動作を再開する。計数器の内容を全部消し去り、計数値をゼロとしたい時は図の reset 端子に正のパルスを加えると、 T_3 は on となるので磁心はリセットされる。

6. 磁心計数回路の応用

6.1 プリセットカウンタ

磁心計数器の入力パルス電圧を図 6.1 (a), (b) のように、切り換えることによって任意の計数容量を持つプリセットカウンタとなり、数量生産工程の制御管理に利用される。

任意の計数容量 n が得られる最低の電圧 $E_{imin}(n)$ は式 (5.5)

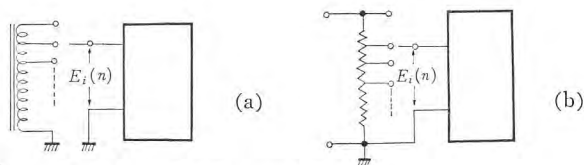


図 6.1 計数容量 n の切換え
Fig. 6.1 Change over of counting capacity n .

を変形して

$$E_{imin}(n) = \frac{2N\phi_s + n\phi + nV_{BE}T}{nT}$$

したがって、任意の計数容量 n を得るに必要なパルス電圧の範囲は

$$E_{imin}(n) < E_i(n) < E_{imin}(n+1)$$

でなければならない。

このような計数器を多段に接続することによりさらに多容量のプリセットカウンタが得られる。

6.2 精密タイマー

一定周期のクロックパルスをプリセットカウンタで計数させると、任意の時間遅れを持ち、しかも精度の高いタイマーが得られる。たとえば商用周波数 60 c/s を飽和トランスなどを利用して、60 c/s のクロックパルスを得たとして、これを図 6.2 のように結線したプリセットカウンタを利用して、設定間隔 1 秒、最大 1,000 秒までの時間遅れ装

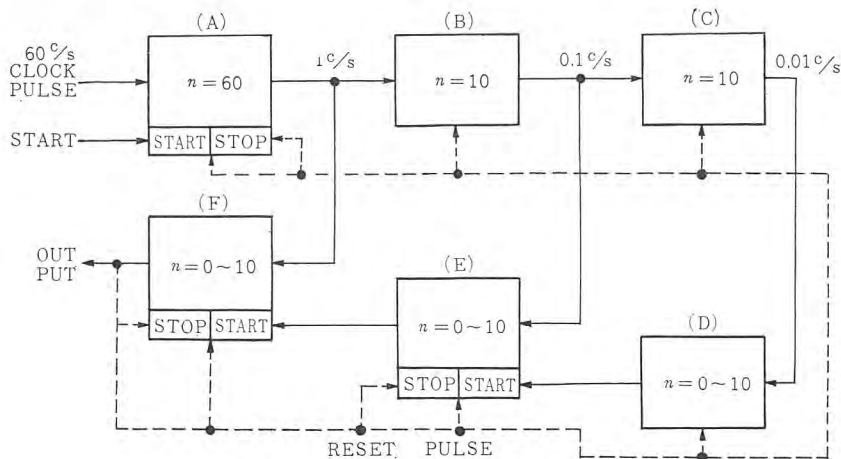


図 6.2 精密 タイマーブロック 線図
Fig. 6.2 Block diagram of precision timer.

置が得られる。

図の計数器 A, B, C はおのおの 60, 10, 10 の計数容量を持ち 1, 0.1, 0.01 c/s の基準 パルス 周波数に落とす。計数器 D, E, F はおのおの計数容量を 1~10 に可変できる ダイアルを設けておき各段とも計数動作の開始はその前段の出力により行なわれ、計数する パルス は基準 パルス である。

また、ダイアル を 0 の位置にした時その後段のフリップフロップを start の方向にトリガできるようにしておくと、不必要な高位の計数を除いた短い時間遅れも得られる。したがって、出力 パルス はあらかじめプリセットされた時間後に得られる。出力 パルス により計数器の各段をゼロの位置にリセットし、またフリップフロップは stop の方向にトリガすることにより、タイマーの 1 サイクルが完了する。

6.3 反限時特性を持つリレー制御回路

磁心計数回路の入力パルスではなく、不規則な信号であったり、また連続した直流電圧などである場合は、入力電圧時間積分値がちょうど磁心の飽和磁束に等しくなった時に出力にパルス 1 個が得られる。いま直流電圧を入力とし、その大きさを E_i とすると出力には一連のパルスが得られるが、そのパルス間の間隔を t とすると

$$t = \frac{2N\phi_s}{E_i - V_{BE}} \quad (\text{高入力インピーダンス形の場合})$$

となり、 $E_i \gg V_{BE}$ の範囲で t_1 は E_i に反比例する。

出力パルスの幅 T_0 とすると、この出力パルスの周期は

$$T = t + T_0$$

となる。

図 6.3 は図 5.3 と同様の回路で入力を直流電圧とし、その出力パルスの周波数を磁心計数回路 1 段で分割して得られた結果で、縦軸は入力に一定の直流電圧が入ってから、出力にパルスが得られるまでの時間で示している。

出力パルスでリレーなどを駆動して、過電流継電器の時限回路やタップ切換形電圧調整器の制御回路に利用される。

7. む す び

以上、新しい形式の磁心計数回路についてその動作原理と特性

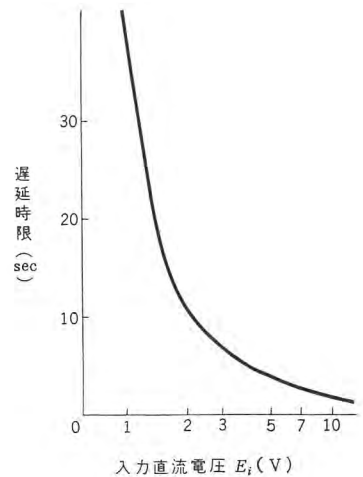


図 6.3 反限時特性
Fig. 6.3 Reverse time limit characteristic.

について述べたが、これらの回路は従来の磁心計数器に比べてつぎのような特長を持っている。

(1) 入力パルスの電圧時間面積が損失なく磁束に変換されるため、磁心計数回路の特性は入力パルスの大きさにより次式でよく表わすことができる。

$$n = \frac{2N\phi_s}{(E_i - \Delta E)T - N\phi}$$

ただし、 ΔE は低入力インピーダンス形計数回路では、整流器の内部抵抗による電圧降下、また高入力インピーダンス形ではトランジスタの V_{BE} に相当し、いずれも小さい。

(2) 計数容量は入力パルスの大きさにより任意に可変できるほか、最大計数容量は 100 パルスに及ぶ。

(3) 高入力インピーダンス形計数回路では計数の開始、停止、リセットなどの操作が他のトランジスタ回路により容易に制御できる。

(4) 入力がパルスでなく連続な直流電圧であると、入力電圧積分値がある一定値に達した時に出力パルスが得られ反限時特性を有する。

磁心計数回路の応用として、プリセットカウンタ、時間遅れ装置周波数分割回路、反限時特性を持つリレー回路などが考えられるが、磁心計数回路のもっとも特長とする点はこの論文の最初にも述べたように、その構造上堅牢かつ長寿命で、高い信頼度が得られるという点にある。このような特性はいわゆる Solid State Device である磁心とトランジスタによりもたらされるものであり、苛酷な条件下で、動作する工業用計数器として利用される。

(昭 37-6-5 受付)

参 考 文 献

- (1) (2) H.W. Katz: Solid State Magnetic and Dielectric Devices. New York. John Wiley & Sons, Inc. p. 356 (1959)
- (3) 浜岡, 大野: 矩形鉄心による時間遅れ回路 関西支連大 104 (昭34)
- (4) G.F. Pittman: A High Accuracy Static Time Delay Device Utilizing Transistors. T.A.IEE. 74. pt. 1 p. 54 (1955)

最近の特殊甲板補機

有働星一*・熊本 永**・富永隆弘**

The Latest Special Deck Auxiliaries

Kobe Works Seiichi UDŌ

Nagasaki Works Hisashi KUMAMOTO・Takahiro TOMINAGA

In the latest shipping world there is a trend of automatizing vessels and also of increase in the building of large boats assigned to special work. This has brought about a big demand of special deck auxiliaries in addition to cargo winches and windlasses. Mitsubishi has delivered automatic towing winch and various trawl winches recently. The design of the former involves numerous problems in the determination of performance to assure steady operation in rough seas. It is desirable to have information of actual experience for further improvement. The latter has been greatly improved by the use of silicon rectifiers.

I. ま え が き

最近海運界は船舶自動化の機運と共に大形漁船や作業船の建造が増加し、在来の揚錨機、揚貨機などのほかに特殊甲板補機の需要が顕著である。最近当社が製作納入したトウイングウインチとトロールウインチについてその概略を紹介する。

II. トウイングウインチ

三菱造船株式会社下関造船所において建造された日本サルベージ株式会社の航洋救助船早潮丸に搭載された曳航用ウインチでわが国では最初の製品である。図 II. 1. 1 は試運転中の早潮丸。

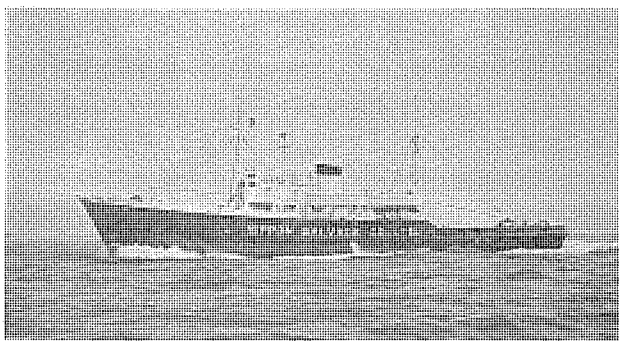


図 II. 1. 1 試運転中の早潮丸
Fig. II. 1. 1 Test run of SALVAGE TUG
"HAYASHIO MARU"

II. 1 概 要

弾性のないケーブルに急激にヒズミを与えると静的許容ヒズミの約 1/2 のヒズミで破断することは良く知られている。遠洋における曳航では波浪による大きな動的ヒズミがロープに加わるため、このような衝撃を避けることが必要である。従来はこの目的のためにワイヤロープの代りに伸びの大きいマニラロープを使用したり、あるいはきわめて長いロープで曳航するなどの方法がとられて来た。しかしながら短かくて細いロープで曳航出来ることが理想であり、この理想を実現するものがオートマチックトウイングウインチ (Automatic Towing Winch) である。この装置はロープに加わるヒズミ

が異常に大きくなる前にロープを自動的に繰出し、そしてヒズミが減りロープがたるみそうになったら巻込むもので、蒸気式と電動式がありロープ張力の検出機構にも二、三の異った方式がある。しかしこの種の機械が実用されはじめたのは最近で文献などもほとんどみることがない。

早潮丸向けに製作納入したものはワードレオナード制御による純電気式オートマチックトウイングウインチで次のような特長を備えている。

(1) 巻込および繰出しの動作はロープ張力により電動機に加わる張力と電動機の発生トルクの比較によって自動的に行なわれるので、なんら機械的張力検出機構を要しない。

(2) 巻込・繰出しの動作機構はすべて電氣的に制御されるのでほとんど機械的ショックを伴わない。

(3) 被曳航船(トウ)の大きさや海面の状況に応じ、その環境にもっとも順応した柔軟なトウイングを行ない、しかもその順応性はまったく自動的である。

II. 2 動作原理

トウイング用電動機をいわゆるトルクモータの形式として使用し、ロープ張力により電動機に加わるトルクと電動機が発生しているトルクとを比較することによりロープ張力の大きさに応じて自動的に巻込、繰出しを行なうもので、電動機はワードレオナード制御によっており、手動操作も可能である。

2.1 自動方式の動作

自動・手動の切換ハンドルで「自動」にセットすると、電動機の電磁ブレーキは釈放され自動に適した電動機特性へと切換えられる。

図 II. 2. 1 に示す曲線 1, 2, 3, 4 は自動のときの特性で、ロープ張力が T_2 より減少したときには自動的に巻取り、逆に T_3 より大きくなると制動繰出しを行なう特性となっている。 T_2 , T_3 間はいろいろの摩擦角

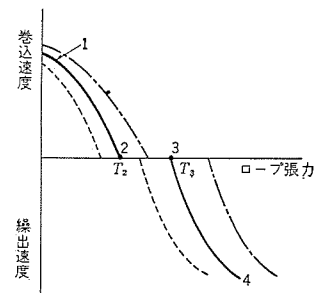


図 II. 2. 1 自動調整機構の説明
Fig. II. 2. 1 Illustration of
automatic adjusting.

のため不感域で $T_2/T_3=0.65$ 程度となる。

いま特性曲線 1, 2, 3, 4 で安定に曳航しているものと考えるとき、海面の状態がより静かになったときには巻取りのみ続き、タッグとトウとの間隔はだんだん狭くなることが考えられるし、また逆に荒天になったときには繰出しのみ続いてその間隔はますます大きくなることが考えられる。

すなわち、この特性曲線 1 本のみでは曳航は不可能である。このウインチでは繰出されているロープの長さに応じて点線・実線・鎖線などの如く制動力を自動的に変える制御器を備えており海面の状態やトウの大きさに応じ安定な曳航が可能である。なお、この制御器は巻取りドラムと連動している。

2.2 手動方式

切換ハンドルで「手動」にセットすると、電動機の特性は手動特性に切換えられる。手動特性は諸作業に最も適した特性で巻取り、繰出し、停止を自由にコントロールハンドルで選ぶことが可能である。

図 II.2.2 は トウイングウインチの外観を示す。

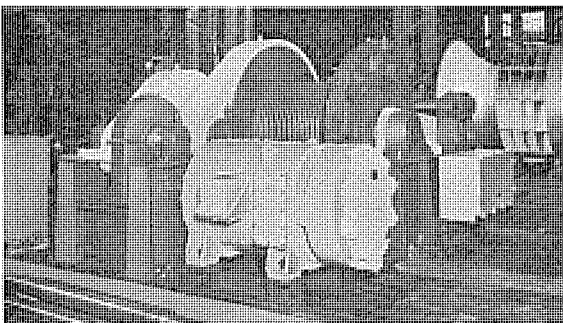
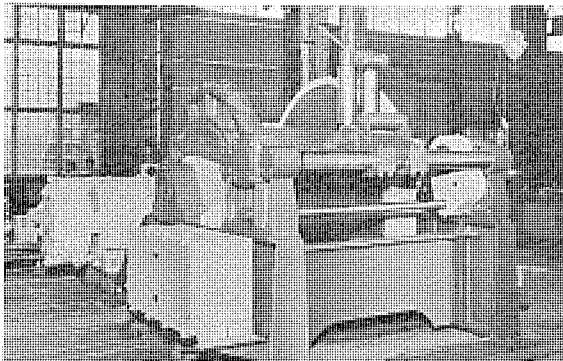


図 II.2.2 オートマチックトウイングウインチ
Fig. II.2.2 Automatic towing winch.

II.3 機 械 部 分

本機は上甲板室後部区画に装備されるため船の安定性より極力重量を軽減し、しかも苛酷な曳航に耐えるよう各部に考慮をはらっている。

3.1 構 造

機械部分は減速機、巻胴、爪車装置、配索装置、索長指示器より成り電動機と共に強固な共通台床に取付けられている。

(1) 減速機は平歯車 3 段減速で第 1 段歯車はハネカケ潤滑方式、第 2, 3 段歯車は グリス 潤滑を使用している。

(2) 減速機各軸の軸受はすべて スフェリカルローラベアリングで グリス 潤滑を採用している。

(3) 爪車装置は巻胴を固定するために設けられており ハンドルにより容易に掛外しができる。

(4) 配索装置のカム軸は巻胴よりスプロケットホイールおよび 2 段最近の特殊甲板補機・有働・熊本・富永

の平歯車を介して駆動される。カム軸は右、左 2 本の ネジを両端で接いだもので ロープ を 1 段巻終るごとに案内 ロープ が方向を変えて移動する。また、案内 ロープ は手動 ハンドル により任意の位置に動かすことができる。

3.2 要 目

ロープ 直径	52 mm
長さ	600 m
繰出最大荷重	35 t
巻胴直径	1,000 mm
幅	1,100 mm
フランジ 径	1,800 mm
巻取段数	8 段
巻取長さ	630 m
手動操作の場合 4 段目にて	
ロープ 荷重	20 t
巻取速度	10 m/min
電動機	45 kW

II.4 直流電動機および発電機

4.1 各機の仕様

主電動機

45 kW 220 V 380 rpm 他励分巻

全閉水密管通風形（他力通風） 連続 B 種絶縁

発電機

51 kW 220 V 1,750 rpm 特殊複巻

半閉防滴形 連続 B 種絶縁

発電機駆動用電動機

60 kW 220 V 1,750 rpm 特殊複巻

半閉防滴形 連続 B 種絶縁

4.2 主電動機

この電動機は、全閉水密管通風形構造で円盤形電磁制動機を一端に有する。冷却空気は別置の通風機によって機関室より供給され、電動機を冷却した後ふたたび機関室に排出される。一般に、レオナード制御方式の トウイングウインチ 用主電動機は停止中にも、そのときどきの ロープ 張力に対応した制動電流を供給されるので、曳航中は常に熱を発生し、苛酷な使用状態に置かれる。本電動機では、他力通風を採用し、かつ苛酷な使用状態における温度上昇をも低くおさえるよう考慮したので、信頼度はいちじるしく高くなっている。また、電動機停止中に制動電流が流れるので、整流子および ブラシ の材質の選定、その他にはとくに考慮をはらった。

主電動機はレオナード制御により運転されるが、トウイングウインチの特性としては、ロープの巻込および繰出速度を高くすることが好ましいので、本電動機は各部の機械的強度を大きくし、高速回転にたえるように計画するとともに、高速運転時においても、良好な整流状態が維持されるよう配慮した。

4.3 レオナード制御用電源

本船は直流船なので、主電動機のレオナード制御用発電機は、直流電動機により駆動される。

この発電機は他励分巻・自励分巻・差動直巻の 3 種の界磁を有するいわゆる三界磁発電機である。この装置では発電機の出しうる特性によって トウイングウインチ の特性が決まるので、その特性はきわめて重要である。本発電機には、負荷電流の広範囲にわたり、十分に高い正負の電圧の発生を可能ならしめ、巻込および繰出し

における主電動機の高速運転を可能ならしめた。

駆動電動機は、電動機として作動するときは、和動複巻特性とすることはもちろんであるが、他方、駆動電動機が発電機となり、回生電力が電源にくりかえされる状態においては、和動複巻発電機となるようにし、装置の総合特性が安定となるよう考慮した。このため、駆動電動機は2種の直巻界磁を有している。

なお、広範囲の制動電流に対し高速度の巻出しを可能ならしめるためには、発電機として作動するときの駆動電動機は、必然的に大なる回生電流にたえるものでなければならないので、高度の整流能力を有する電動機とした。

II.5 制御装置

操作は大別して手動と自動に分けられ、自動操作はロープ張力が変動するような海面で曳航するとき使用され、手動操作は曳航準備、撤去、その他のロープ操作などに使用されるのでこれらに必要な特性を与えかつ適当な保護を行なうため各種の付属装置が備えられている。

図 II. 5. 1 はトウイングウインチの電気回路の簡略系統図である。

5.1 機器構成

次の機器より構成され、電磁ブレーキは水防形でトウイング用電動機に取付けられている。

(1) JB 形自動起動器 各 1 台

M-G セット駆動電動機 (DM) および冷却ファン電動機起動用、電磁式、LVR 方式

(2) 電磁接触器盤 1 台

界磁回路、ブレーキ回路用電磁接触器および各種保護継電器収納

(3) 界磁抵抗器 1 台

発電機、電動機用界磁抵抗器収納

(4) 制御器 1 台

巻取ドラム連動の界磁調整器、制限開閉器、距離計発信器を収納し機械部分側面に装備

(5) 主幹制御器 1 台

電動操作カム式 6 ノッチ

(6) 切換開閉器 1 台

自動、手動切換用カム式

(7) ハンドルスイッチ 1 台

巻取ドラムの爪掛ハンドル連動のインターロックスイッチ

(8) 計器盤 1 台

運転監視に必要な電圧、電流計、距離計など収納

(9) 信号箱 1 台

運転操作の表示灯、各種警報装置収納

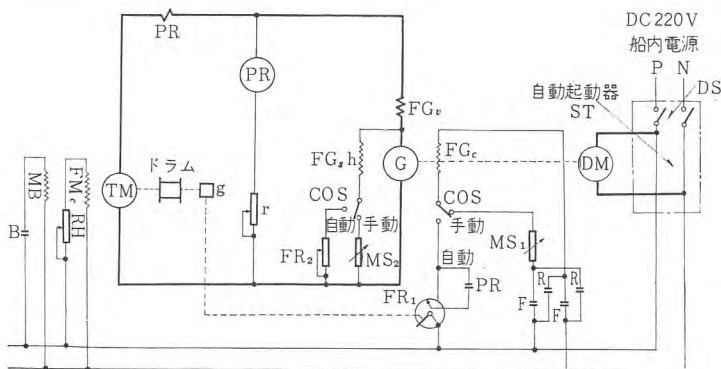


図 II. 5. 1 トウイングウインチ 簡略系統図

Fig. II. 5. 1 Skeleton diagram of automatic towing winch.

(10) 遠心開閉器 1 台

M-G セットの過速度防止用

図 II. 5. 2 は電磁接触器盤の外観を図 II. 5. 3 は制御器内部を示す。

5.2 動作と特性

(1) 手動操作

手動操作用主幹制御器 (MS) により発電機他励分巻界磁 (FGc) の正逆反転、調整および自動分巻界磁 (FGsh) の調整を行なって発電機電圧を変化させ、トウイング用電動機 (TM) の正逆運転 (巻込、繰出) および速度調整を行なう。制御ノッチは 6 段で手動操作として十分満足な特性を与えている。図 II. 5. 4 の特性曲線参照。また電磁ブレーキ (MB) はブレーキ接触器 (B) により操作が行なわれる。

(2) 自動操作

手動操作により所定の長さにロープを繰出し、いよいよ曳航をはじめたときに切換開閉器 (COS) を自動側に切換えると電磁ブレーキ

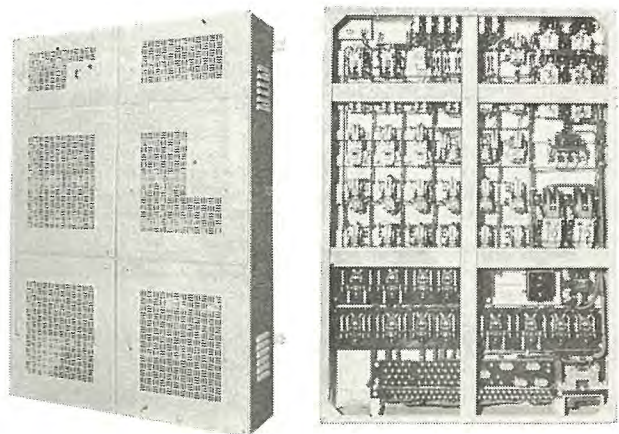


図 II. 5. 2 トウイングウインチ 用電磁接触器盤

Fig. II. 5. 2 Contactor panel for automatic towing winch.

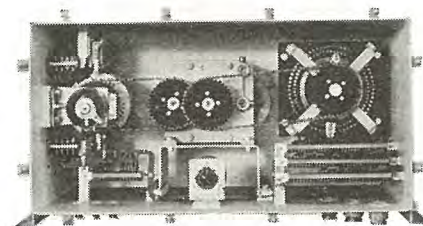
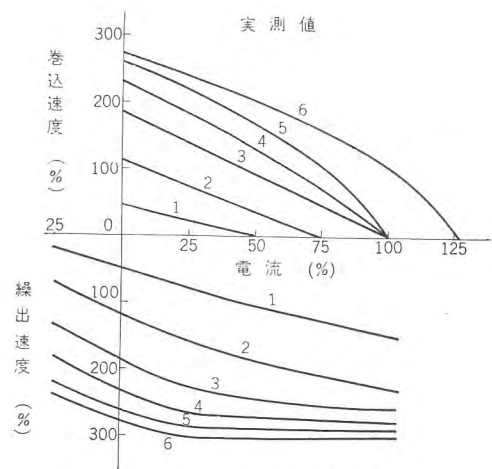


図 II. 5. 3 自動調整用制御器

Fig. II. 5. 3 Automatic controller.



注：第3象限電動機繰出特性はほぼ第1象限に同じ

図 II. 5. 4 45 kW トウイングウインチ 電動機速度—電流特性〔手動〕

Fig. II. 5. 4 Characteristics of manual control.

キ (MB) は解放され トウイング 用電動機はそのときの ロープ 長さに対応するトルクを発生し、ロープの長さを変動する張力に応じて加減し、最大 ± 50 m の範囲内に自動的に保持するよう運転、停止を行なう。自動操作の場合の トウイング 用電動機の運転は速度-トルク曲線図の第 1, 4 象限だけで行なわれる。したがって巻出しは電動巻出しではなく ロープ 過剰張力により逆転させられる制動巻出しで、トウイング 用電動機は発電機に変わり、レオナード 発電機は電動機となって電源へ電力を返還する。

また ロープ 繰出長に対応する電動機特性を出すため、主ドラムの回転と連動する減速装置 (G) を介して発電機他励分巻界磁 (FGc) 調整用の界磁抵抗器 (FR₁) が駆動され、ロープ 長が延びれば電動機トルク増大の方向に、逆に ロープ 長が減少すれば電動機トルクも減少するように調整し、自動的に ロープ 長の増減を少なくする如く制御するようになっている。

一方、電磁ブレーキ (MB) は解放されたままで、トウイング 用電動機は常時通電され、トルクモータの形で所定トルクを発生したままロープ張力とつり合ってストール (停止) しており、ロープ張力がストールトルクに対応する範囲から外れた場合に繰出しまたは巻込方向に回転し再びつり合を保ってストールする。

なお電動機はほとんどの時間仕事をせず、ストール状態にあるので電動機に要する動力としては損失分だけであり本装置の所要電力は僅少ですみ、しかも良好な制御特性を与えている。図 II. 5. 5 の特性曲線参照。

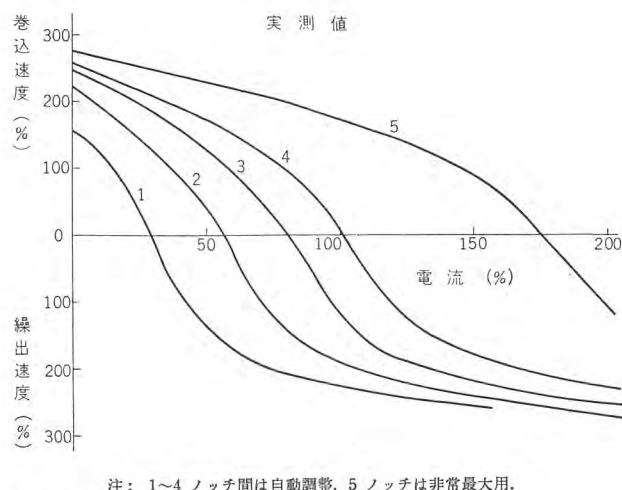


図 II. 5. 5 45 kW トウイングウインチ 電動機 速度-電流特性 [自動]
Fig. II. 5. 5 Characteristics for automatic control.

5.3 保護装置

(1) 手動操作時

手動操作時は通常のレオナード式巻上機などの場合と同じく、無電圧保護、過負荷保護装置を設けている。

(2) 自動操作時

この場合は状況が異なり、荒天による異常過大張力発生時に トウイング 用電動機にブレーキをかけて停止したり、電動機回路を開放してトルクを取去ったりすれば、ロープの破断や電動機過速破壊を招く恐れがある。もっとも異常張力が加わっても電動機通電の状態では過速しないように発電機の設計が行なわれているので、現象としては電動機および発電機の過電流として現われる。

しかし トウイング 装置全体の安全性を考慮して過電流開放は行なわず各部に十分な過電流耐量をもたせるとともに、この状態を警

最近の特殊甲板補機・有働・熊本・富永

報して適当な処置がとられるようにしている。なおこの他に無電圧警報、M-G、ファン停止警報およびロープ繰出量の両限界点の警報などを行なっている。また自動起動器は LVR 方式となっており、停電しても電源復活と共に再起動し直ちに元の状態に回復するように考慮してある。

5.4 調整装置

海面の状態、被曳航船の変化などにより ロープ 繰出速度、ロープ張力調整限界、繰出 ロープ の中心曳航距離およびそれからの変動幅などを調整する必要を生じた場合を考慮して、下記のような調整が実施できるようにしている。

(1) ロープ 繰出速度調整

ロープ 繰出しは所定の張力をこえない範囲では可及的に少ない方が望ましいことと、電源へ返還される電力には一定の制限があるため或る限界以上に トウイング 電動機が加速しないように制御する装置で、主回路の端子電圧と電流とを電磁継電器 (PR) により検出し、発電機他励分巻界磁 (FGc) を強めてノッチアップし繰出制動トルクを強める。

(2) 張力限界の変更

トウイング 用電動機の分巻界磁抵抗のタップ変更により動作限界の位置が多少調整できる。

(3) 中心曳航距離の変更

界磁調整器 FR₁ を駆動する減速装置 (g) のクラッチをはめかえてドラムとの関係位置を変え自由に曳航距離の変更ができる。

II.6 試験結果

6.1 電気的特性

レオナード制御による 45 kW トウイング 用電動機の実測特性は図 II. 5. 4 および図 II. 5. 5 のとおりである。自動操作の場合は 1 ノッチより 4 ノッチ間が 65 段の微細調整範囲となっており、実質上無段階の制御特性を与えている。

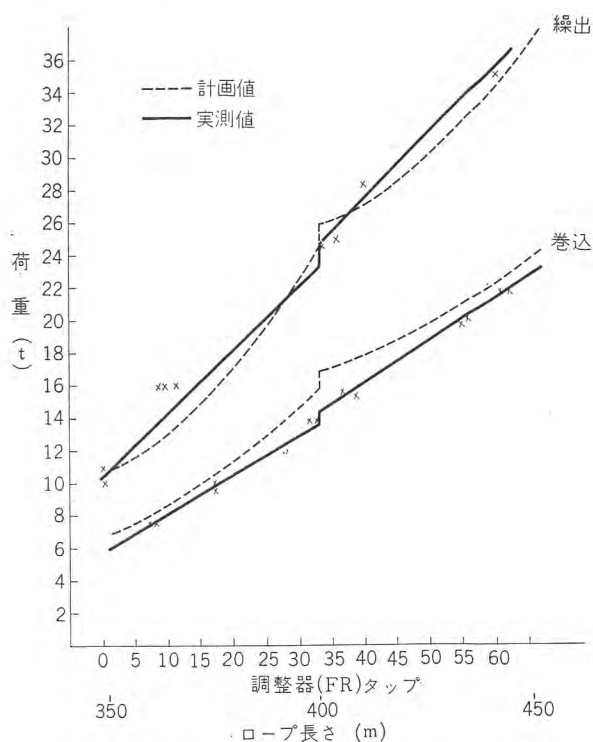
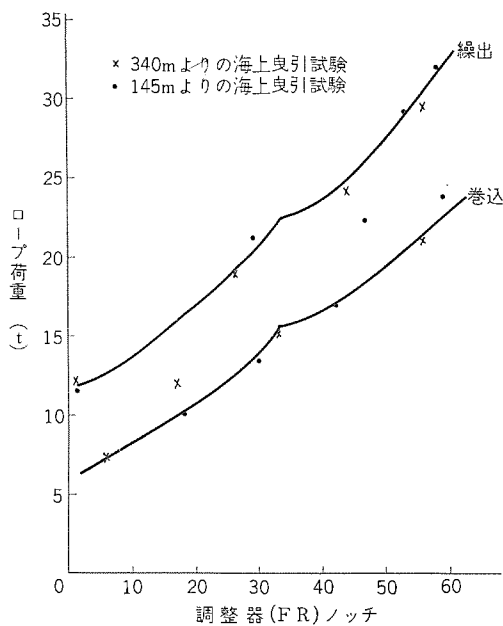


図 II. 6. 1 トウイングウインチロープ 荷重と繰出長の関係
Fig. II. 6. 1 Test results of tension of towing rope.



注：ロープは3段巻に換算したもの。

図 II. 6. 2 トウイングウインチロープ 荷重と調整器 ノッチ との関係
Fig. II. 6. 2 Test results for tension of towing rope.

6.2 張力試験

早潮丸船上において重錘による実荷重を加えて自動調整機構の動作が試験された。試験結果は 図 II. 6. 1. のとおりで荷重測定はストレインメータによったものである。

6.3 海上曳引力試験

35 年 3 月 27 日 門司港外部崎沖にて実施されたもので、最初ロープを曳航フックを用いて固定し トウイングウインチ とは無関係の状態として ロープ 張力と推進機回転数、軸馬力などの関係が調査され、ついで トウイングウインチ を用いて同一条件で曳引し ウインチ 動作の確認と ロープ 張力関係の計測が行なわれた。試験結果は 図 II. 6. 2 のとおりで ロープ 張力と繰出長さの関係が確認された。

またロープをたるました状態で主機関を停止から急激に 2/4, 3/4 に起動増速および微速前進より 3/4 に急増した場合の トウイングウインチ の繰出動作が確認され、満足すべき結果が得られた。

6.4 稼働状況

35 年 4 月より 700~14,000t 級の救難船の曳航にたびたび出動し所期の性能を発揮して重宝されている。

III. トロールウインチ

最近 トロール漁業はその操業海域が遠く北太平洋や アフリカ西沿岸までにも広がり、このため船体も 1,500~2,500t に大形化し アフタートロール 形式に推移している。したがって トロールウインチ も ロープ 繰出長 2,000m にも達する高性能のものが要求されている。ここには三菱造船株式会社下関造船所および函館 ドック 株式会社で建造された日魯漁業株式会社第 50, 52, 53 あけぼの丸に納入したシリコン 整流器方式による トロールウインチ について記述する。

III. 1 概 要

トロール 操業の合理化と能率向上のためこの種の ウインチ には特殊な性能が要求されると共に狭少な甲板上に設置されるため ウインチ 電動機は直流 100 kW 2 台の並行駆動方式とシリコン 整流器を併用し、かつ特殊発電制動回路の使用により高速度の巻込・巻出し特

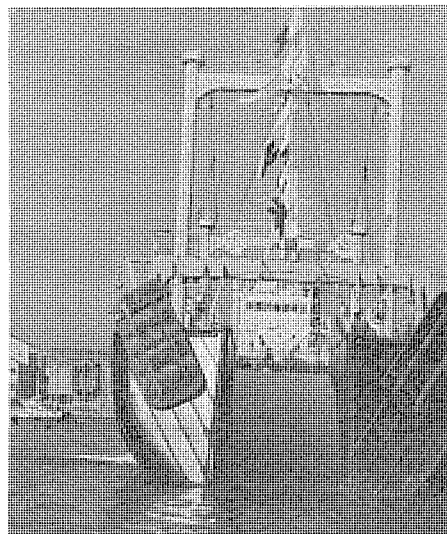


図 III. 1. 1 アフタートローラの船尾 スリップウェイ
Fig. III. 1. 1 Slip-way of after trawler.



図 III. 1. 2 2×100 kW トロールウインチ
Fig. III. 1. 2 2×100 kW trawl winch.

性を与えている。図 III. 1. 1 は第 50 あけぼの丸船尾 スリップウェイ、図 III. 1. 2 は 2×100 kW トロールウインチ で電動機は運転 プラットホームの下部に装備されている。上部は操業指令室。

III. 2 基本的要求と制御方式

トロールウインチ は船体に比し非常に大容量でかつ高度の性能と信頼度を要求される作業機械であり、次のような事項を満足することが好ましい。

(1) 定出力特性

揚網用の 2 個のドラムが所定の船体幅内に配置されかつロープ 巻取長が 2,000m にもなるためドラムの外径と内径の比が 3 程度になるが、揚網速度と ロープ 荷重は常に一定となるような特性が好ましい。これに最も適合した電動機は直巻特性の直流電動機である。

(2) 制動巻卸

従来の小形 トロール 船では巻出しは電動機を解放しドラムに設けられたバンドブレーキを使用していたが、ロープ 長が 2,000m にもおよぶとブレーキライニング はきわめて短期間に消耗して実用にならないので電気制動を必要とする。

(3) 無負荷速度

巻胴 クラッチの嵌脱と スラックロープ の巻出、巻込のため 50% 程度

の低速と 250% 程度の高速を出しうること。

(4) 投網速度

操業能率を向上するため制動 トルク 30% で 250~300% の巻出速度で投網する。

(5) 緩速巻出

曳網中 ロープ を多少伸長するとき制動 トルク 100% で 30% 程度の速度が必要である。

(6) 装備重量を減らすため機器は極小形軽量であること。

以上のようなきわめて広範囲な要求を満たすため種々検討の結果 242 kW シリコン 整流器 1 台を電源とし 100 kW 直流電動機 2 台を用いる方式と決定した。

III. 3 ウインチ要目

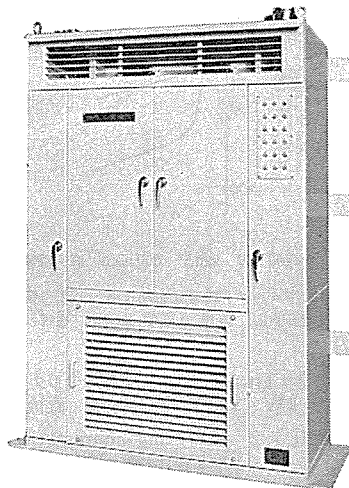
機械部分は三菱造船株式会社下関造船所で設計製作されたもので主要目は次のとおりである。

(1) 定格 2-5 t×65 M

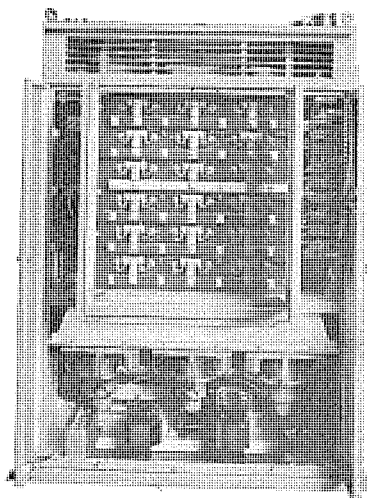
(2) 巻胴 内径 550 mm, 外径 1,600 mm, 幅 1,450 mm
2 組

III. 4 シリコン整流器

242 kW 220 V 1,100 A 風冷式三相全波整流で整流体保護用速動ヒューズ, 電流バラサ, サージ吸収装置および故障表示ヒューズを



外 観



内 面

図 III. 4.1 242 kW シリコン 整流器
Fig. III. 4.1 242 kW silicon rectifier.

付属している。280 kVA 三相油入変圧器を介して船内 440 V 電源に接続される。図 III. 4.1 はシリコン 整流器を示す。

III. 5 直流電動機とその制御

5.1 直流電動機

100 kW 220 V 600 rpm 複巻 全閉防水形 B 種絶縁 シュウスタイプ 電磁制動機付 2 台をもって構成される。本電動機はシリコン整流器を電源として駆動され、かつ広範囲の速度制御を行なうため整流と機械的強度については特別の考慮が払われている。

5.2 制御方式

(1) 巻込

電機子回路の直列抵抗と分巻界磁調整により速度制御を行なっている。シリコン整流器の保護の点も考えて限流加速方式を使用した。

(2) 電動巻出

巻込と同じ制御であるが通常この領域は起動とワーピングヘッドの使用のときに必要な トルク を満足すればよいので 1 号電動機のみを使用し 2 号機は遊転させる方式とした。

(3) 制動巻出

この領域では負荷 トルク が変動し、しかも高速度で安定した巻出しと速度制御を必要とするので次のような発電制動方式を採用した。一般の直流電動機の発電制動回路においては電動機回転数は負荷電流に略比例して増大するので安定した速度制御は困難であるため、ここでは 2 台の電動機を電源より切りはなし制動抵抗 (R) を介して直列に接続した。

いま、各機の諸量を

$E_1, E_2 \dots 1, 2$ 号電動機の誘起電圧

$\phi_1, \phi_2 \dots 1, 2$ 号電動機の磁束

$K_1, K_2 \dots 1, 2$ 号電動機の定数

$N \dots 1, 2$ 号電動機の回転数

$I \dots 1, 2$ 号電動機の負荷電流

$R_{a1}, R_{a2} \dots 1, 2$ 号電動機の内部抵抗

とすれば 1 号機は発電機, 2 号機は電動機として運転する場合次式が成立する。

$$E_1 - E_2 = (R + R_{a1} + R_{a2})I \dots (5.1)$$

$$E_1 = K_1 \phi_1 N \dots (5.2)$$

$$E_2 = K_2 \phi_2 N \dots (5.3)$$

したがって

$$N = \frac{(R + R_{a1} + R_{a2})I}{K_1 \phi_1 - K_2 \phi_2} \dots (5.4)$$

式(5.4)よりわかるように負荷電流 I が増加するにつれて $(K_1 \phi_1 - K_2 \phi_2)$ の値が適度に増加するようにすれば抵抗 R の或る値に対して安定な速度を得ることが出来る。これに着目し 1 号機を他励分巻, 2 号機を他励差動複巻として使用し I の増加に対し $(K_1 \phi_1 - K_2 \phi_2)$ の増加の割合を十分大きくするよう計画して所期の安定した特性を得た。(特許出願中) 図 III. 7.2 参照

III. 6 制 御 装 置

6.1 機器構成

- | | |
|---------------|-----|
| (1) 交流電磁接触器盤 | 1 台 |
| (2) 直流電磁接触器盤 | 1 連 |
| (3) 制御抵抗器 | 1 台 |
| (4) 主幹制御器 | 1 台 |
| (5) 水防形操作スタンド | 2 台 |
| (6) 切換開閉器 | 1 台 |

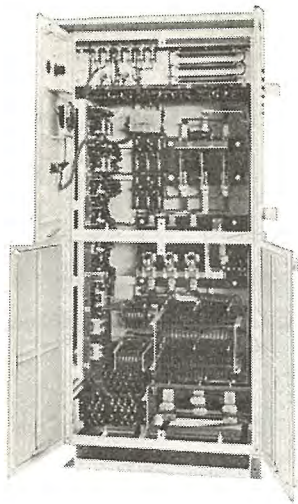


図 III. 6.1 交流電磁接触器盤
Fig. III. 6.1 A.C. magnetic contactor panel.

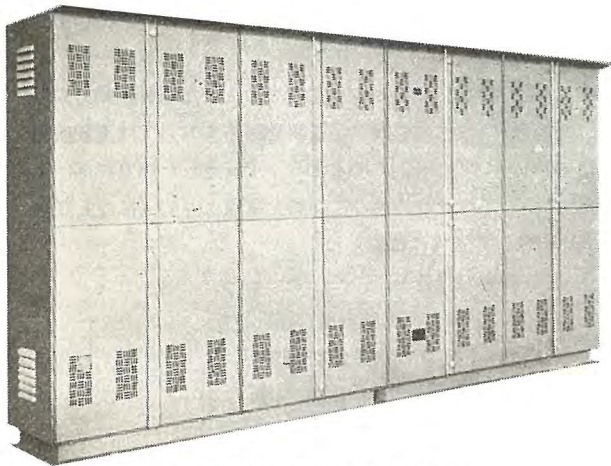
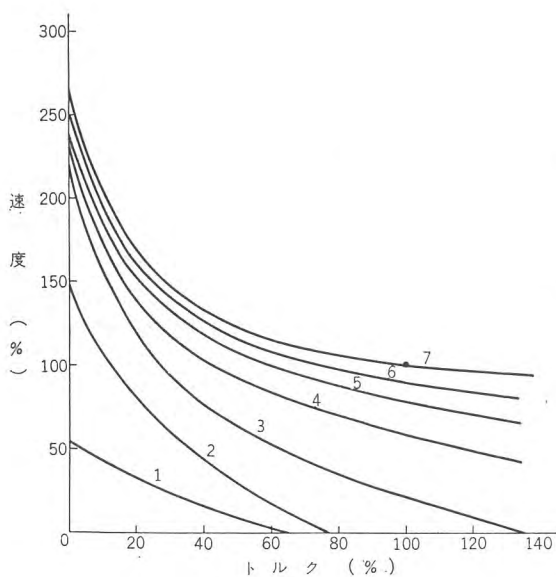


図 III. 6.2 直流電磁接触器盤
Fig. III. 6.2 D.C. magnetic contactor panel.



2×100 kW 220 V 600 rpm 直流電動機駆動
注：機械部分の歯車効率 0.94 として計画。

図 III. 7.1 トロールウインチ 速度—トルク 特性〔巻上〕
Fig. III. 7.1 Hoisting characteristics of 2×100 kW trawl winch.

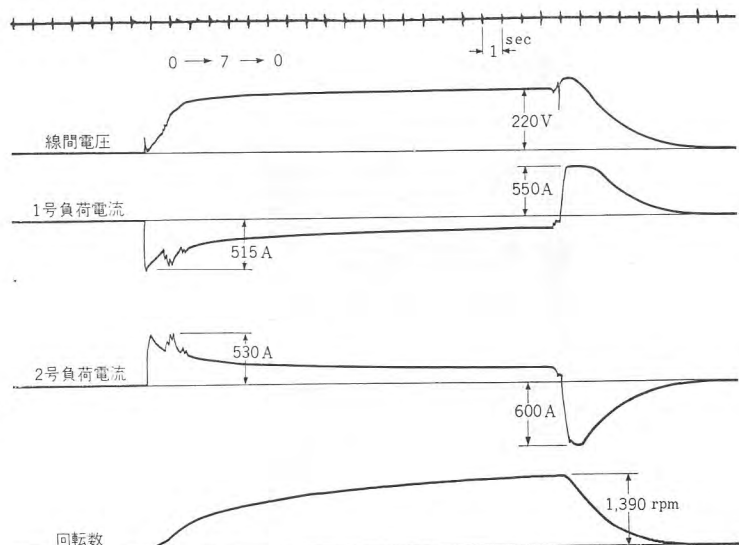


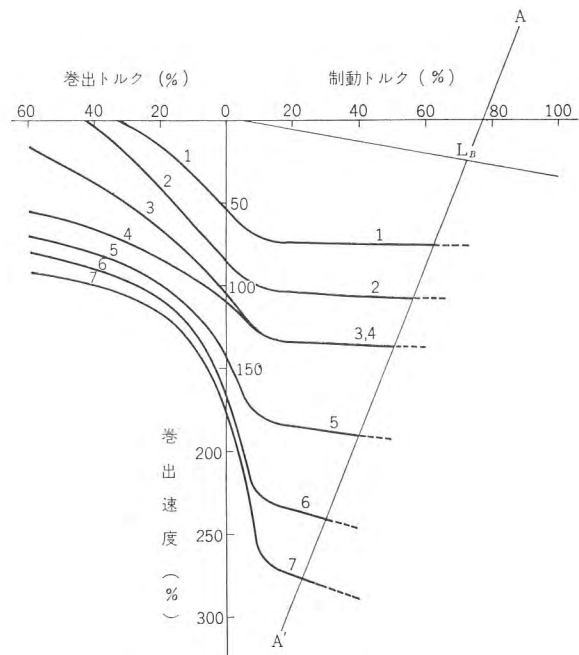
図 III. 7.3 無負荷 巻込 急激ノッチ〔並行運転〕
Fig. III. 7.3 Oscillogram of quick notch operation on no-load hoisting.

- (7) 過速度防止開閉器 1 台
- (8) 緩速巻出開閉器 1 台
- (9) 非常停止開閉器 1 台

以上の機器により 100 kW 電動機 2 台を同時に制御する。水防形スタンドは左舷および右舷に各 1 台装備されいずれからでも操作できる。切換開閉器は万一の故障や補修時などに 1 号または 2 号機を単独運転する場合に切換使用するために設けられている。

緩速巻出開閉器は曳網中 ロープ を伸長するときに使用される。

図 III. 6.1 は交流電磁接触器盤を図 III. 6.2 は直流電磁接触器盤を示す。



2×100 kW 220 V 600 rpm 直流機駆動

注：1. LB ノッチは「ロープ」緩速延長操作用。 2. 投網作業時の主機性能は 3/4Pme を限度とする。直線 A—A' はロープ巻付外径 1.360 における最大トルク限界

図 III. 7.2 トロールウインチ 速度—トルク 特性〔巻下〕
2×100 kW 220 V 600 rpm 直流機駆動

Fig. III. 7.2 Lowering characteristics of 2×100 kW trawl winch.

III. 7 試験結果

7.1 速度トルク特性

工場試験において図 III. 7.1 および図 III. 7.2 の計画特性をほとんど満足する結果が得られた。また、第 53 あけぼの丸の東支那海での試験操業では 1,500 m の巻出しを行ない制動領域での特性もよく計画曲線に合致していることが確認された。

7.2 オシロ測定結果

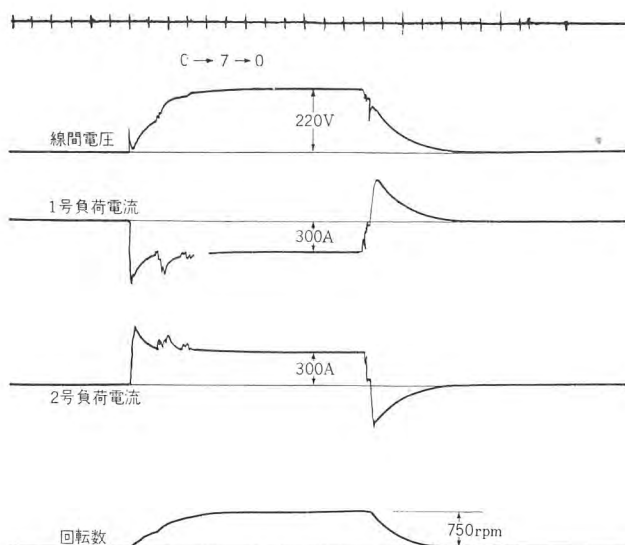


図 III. 7.4 300 A 負荷 巻込急激 ノッチ〔並行運転〕
Fig. III. 7.4 Oscillogram of quick notch operation on 300 A loaded hoisting.

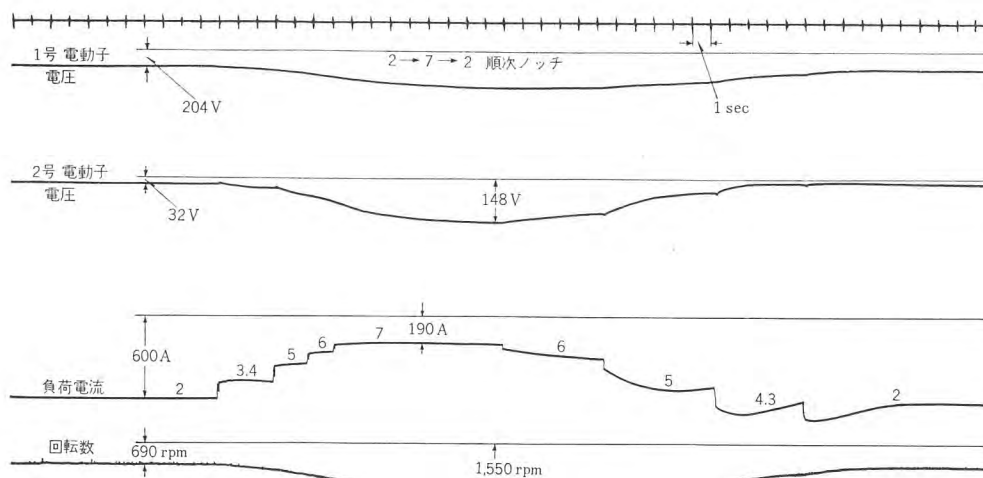


図 III. 7.5 制動巻出
Fig. III. 7.5 Oscillogram of normal operation on brake lowering.

図 III. 7.3 は無負荷で急激 ノッチ の巻込方向の発停を、図 III. 7. 4 は 300 A 負荷における急激 ノッチ 発停を示す。図 II. 7.5 は順次 ノッチ による制動巻出の状態を示している。

8. 稼働状況

第 50 あけぼの丸は昭和 36 年 3 月以来北洋操業において好評裏に稼働しており、ついで第 52, 53 あけぼの丸も本年 3, 4 月より相ついで従業している。

IV. む す び

海面の波浪、タグ と トウ の不規則な運動に対応して安全な動作を要求される トウイングウインチ の性能特性の設定はなかなか困難である。今後の改良のためにも実船 データ の提供を切望してやまない。

トロールウインチ はシリコン 整流器の使用により MG セットによるレオード 制御方式などに比し機器重量を大幅に軽減してかつ必要な特性を与えた。さらに純交流方式の ウインチ を具体化したい。また、トウイングウインチ と類似の自動 Δ リングウインチ も開発を完了しつつある。

終りにこれらの ウインチ の製作に終始ご協力を賜った船主および下関造船所の関係各位に厚く謝意を表する。

参 考 文 献

- (1) "For Mooring and Towing duties" THE MOTOR SHIP, Sept. 1958
- (2) "A Polish Rescue and Salvage Tug" THE MOTOR SHIP, Dec. 1958

3t 差動歯車ウインチ

和田義勝*・熊本 永**・新良由幸**・元木智春**

3-Ton Differential Gear Cargo Winches

Nagasaki Works Yoshikatsu WADA・Hisashi KUMAMOTO・Yūkō SHINRYŌ・Tomoharu MOTOKI

The AC pole-changed winch played in the past the main role in AC electrification of deck machinery and seemed to be an accomplished device. But now it is strongly desired to produce a new type one which offers improved performances and reduced cost.

To cope with this situation, a new type cargo winch making use of differential gear has been developed with a result of increased safety and cut-down cost. This differential gear winch, built with 10% less weight, operates safely under the most severe duty cycle, and will displace the conventional pole change unit with marked features.

1. ま え が き

ポールチェンジウインチは長年の命題であった船舶交流化という大役を果たし、すでに完成の域に近づいていると考えられている。しかし貿易自由化を目前にして、性能・価格ともに国際水準を抜くウインチの出現が強く要望されている。

このような情勢を背景として、われわれは今回まったく新しい構想にもとづく「HDK 形差動歯車ウインチ」を試作し良好な結果を得たのでここにその内容を報告する。

このウインチは次のような多くの特長をもっている。

- (1) 電動機の慣性モーメントが従来の $1/2$ 以下に減少したので苛酷な使用条件に耐えやすくなり安全性が高くなった。
- (2) 慣性モーメントの減少により起動電流の継続時間が著しく短縮され、電源に対する影響が小さくなった。
- (3) 起動停止時間が短く荷役効率がさらに向上した。
- (4) 重量が従来のものより約 10% 減少した。
- (5) 従来より安価なウインチを製作しうる可能性をもたらした。

2. ポールチェンジウインチとの比較

従来のポールチェンジウインチは一般に高速・中速巻線を備えた電動機と、低速巻線を備えた電動機とを同一軸上にタンデムに配列した三段速度の誘導電動機によって駆動されている。すでによく知られているようにカゴ形誘導電動機は起動時に回転系の慣性モーメントに比例した損失を電動機内部に発生するので、ウインチのようにきわめてひん度の高い起動停止を繰返すものにおいてはこの損失をいかにして小さく抑えるかが最大の問題となる。しかるに上記のようなタンデム構造では、高速または中速で運転しているときに

は低速用の電動機はまったく無用の長物となるばかりでなく、フライホイールとなって起動損失を大きくすることに寄与するだけである。しかも低速用電動機の慣性モーメントは高速・中速用電動機の慣性モーメントより相当大きく（約 1:1.7）、かつ運転時間は高速・中速用の方が一般にはるかに長いことを考えればこの方式に大きな無駄の存在することが容易に理解されよう。

もちろん現用されているポールチェンジウインチは、このような損失に打ちかつあらゆる考慮が施され実用上さほど問題なく運転しうる設計となっているが、苛酷な運転条件においては高速・中速用の電動機内部に過大な起動損失を発生し温度が上昇する欠点がある。したがってもし低速用の電動機を切り離して高速用の電動機と互いに関係なく起動することができれば性能・価格の両面において一段と飛躍したウインチが出現するであろうことは容易に予想しうる。このウインチは上記理論にもとづき、2 台の電動機と巻胴の三者を差動歯車の 3 軸につなぎ、両電動機が互いに無関係に発停できるようにしたもので、試験の結果も予期以上の幾多のすぐれた特性を得ることができた。

3. 差動歯車の作用

図 3.1 に示す差動歯車の運動について考えてみよう。図に示すように外側太陽歯車 G、遊星歯車 P および内側太陽歯車 S の直径をそれぞれ D_G , D_P および D_S とし、自転角速度を ω_G , ω_P および ω_S とする。また遊星歯車 P は図のようにアームで支えられ軸 O_P のまわりに自転しうるとともに軸 O のまわりに公転しうるように組立てられているものとし、その公転角速度を ω_{PO} とする。このように仮定すれば外側太陽歯車と遊星歯車との接触点 A および内側太陽歯車と遊星歯車との接触点 B においてそれぞれ次式が成立しなければならない。

$$A \text{ 点: } \omega_G D_G = \omega_P D_P + \omega_{PO} D_G \quad (3.1)$$

$$B \text{ 点: } \omega_S D_S = -\omega_P D_P + \omega_{PO} D_S \quad (3.2)$$

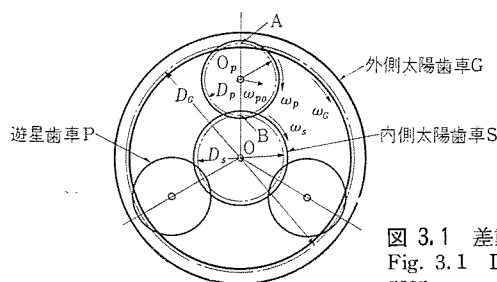


図 3.1 差動歯車装置
Fig. 3.1 Differential gear.

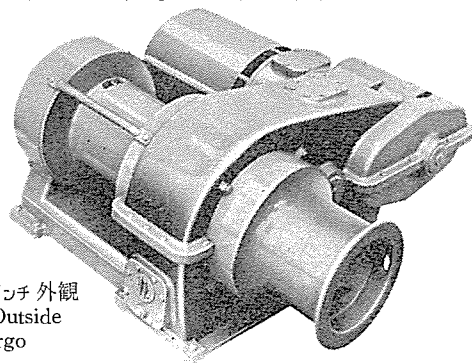


図 2.1 ウインチ 外観
Fig. 2.1 Outside view of cargo winch.

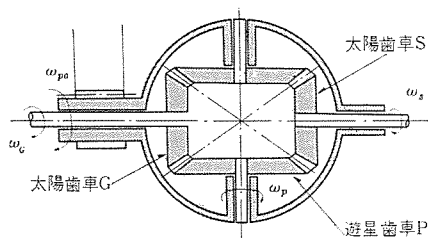


図 3.2 差動歯車装置
Fig. 3.2 Differential gear.

したがって P の公転角速度 ω_{PO} は両式の和をとって $\omega_{PO} = (\omega_G D_G + \omega_S D_S) / (D_G + D_S) \dots (3.3)$ となる。

今回われわれが採用した差動歯車は図 3.2 に示すように 4 個のカサ歯車を組合せた方式のものであり、この場合には $D_S = D_G$ なるため式 (3.3) は

$$\omega_{PO} = (\omega_G + \omega_S) / 2 \dots (3.4)$$

となる。すなわち S および G に直結された軸を 2 個の入力軸とし P の公転を出力軸から取出せば、入力軸の回転数の和に比例した回転数が得られる。

したがって今一方の入力軸に高速 (1,800 rpm) および中速 (900 rpm) の巻線を備えた電動機を直結し、他方に低速 (300 rpm) の巻線を備えた電動機を直結すればつぎに示すように 7 種類の出力軸速度が得られる。

低 速	中 速	高 速	出力軸回転数 (rpm)
正 転	停 止	停 止	150
逆 転	正 転	—	300
停 止	正 転	—	450
正 転	正 転	—	600
逆 転	—	正 転	750
停 止	—	正 転	900
正 転	—	正 転	1,050

そして、一方の入力軸を加速する過程において他方の入力軸側にはなんら影響を及ぼさないで電動機は余分な慣性モーメントを加速することがなく起動損失が大幅に減少する利点を得られる。このことがウインチに応用する場合の最大の効果となる。

4. ウインチの仕様

上に示したように 7 種類の出力軸速度をうることも不可能ではないが、このようにするためには低速用電動機の起動ひん度がきわめて高くなり実用的でない。このため低速用電動機は荷の移動方向に対しつねに正方向に運転し荷の方向が逆にならないかぎり逆転させない設計とした。したがってロー速度は従来どおり三段である。

ウインチのような荷役機械に使用する電動機の出力は次式によって決定される。

$$P = \frac{WVg}{60\eta} \text{ kW} \dots (4.1)$$

ただし W: 荷重 (t)

V: ロー速度 (m/min)

g: 重力の加速度 = 9.8 m/sec²

η: 機械効率

いま第 1 ノッチ (低速) のロー速度を 10 m/min とし定格荷重 3 トン、機械効率 0.85 とすれば

$$P_1 = \frac{3 \times 10 \times 9.8}{60 \times 0.85} = 5.8 \text{ kW}$$

3t 差動歯車ウインチ・和田・熊本・新良・元木

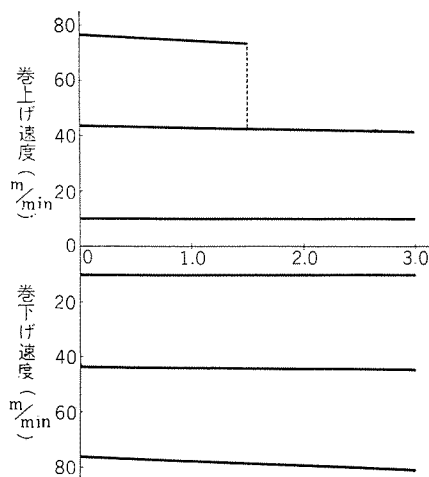


図 4.1 ウインチ 特性曲線
Fig. 4.1 Load-speed curves of typical winch.

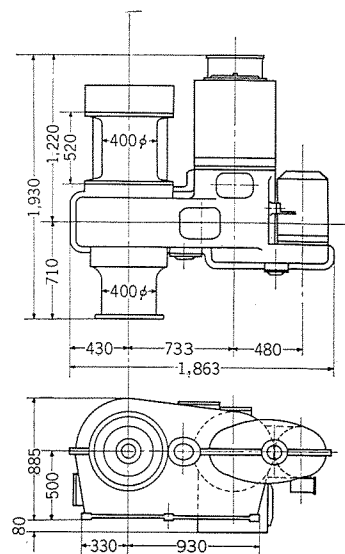


図 4.2 ウインチ外形寸法図
Fig. 4.2 Outline dimensions of cargo winch.

表 4.1 仕様概要

ウインチ定格 3 t 40m/min			
機 械	主 巻 胴 直 径	400 mm	
	ロ ー プ 直 径	20 mm	
	巻 取 長 さ	180 m	
電 動 機	電 源	440 V 60 c/s 三相	
		高 速 用	低 速 用
	出 力	17/17 kW	5.8 kW
	極 数	4/8	6
	回 転 数	1,680/820	1,170
	形 式	全閉強制冷却	全 閉 外 扇
	絶 縁	B	B
	ブ レ ー キ	直 流 円 板 形	直 流 円 板 形
制 御 装 置	方 式	電磁式極数変換	
	操 作 電 源	440 V 60 c/s	
	主 幹 制 御 器	木防スタンド形	
	接 触 器 盤	防滴壁掛形	
形 式	4 HDK 41		

をうる。すなわち低速用電動機の出力は 5.8 kW 程度で十分であることがわかる。この低速用電動機はそれ自身が低速である必要はなく適当に減速して入力軸に伝達すればよいから、今回の試作品には 6 極 (1,200 rpm) の電動機を採用した。このようにすれば電動機は従来の低速用電動機 (32 極) よりもはるかに小形軽量とすることができる。

つぎに荷役効率を従来のボールチェーンウインチと同等またはそれ以上に維持するため、1.5 トンの荷重に対する 3 ノッチ (高速) のロー速度を 72 m/min とすれば、このロー速度は低速用電動機によるロー速度 10 m/min と高速用電動機による速度との和として得られるものであるから、高速用電動機は 62 m/min のロー速度を分担すればよい。したがって今高速用電動機側の機械効率を 0.89 と仮定してその出力は

$$P_2 = \frac{1.5 \times 62 \times 9.8}{60 \times 0.89} = 17.0 \text{ kW}$$

となる。これよりこの電動機の出力は 17 kW とし、極数は 4/8 極とした。

第 2 ノッチのロー速度は高速用電動機の 8 極に対する速度と第 1 ノッチの速度の和となるため約 40.5 m/min となり、従来の 36 m/min より約 10% 速くなる。

このように高速用電動機の出力は従来より約 15% 減少するので慣性モーメントはさらに小さくなり、従来のタンデム構造の約 1/3

になっている。このため突入電流が小さくかつその継続時間が著しく短縮されるので電源に対する影響が大幅に緩和されるとともに切替用コンタクトも小形化しうることとなった。

表 4.1 にこのウインチの仕様を示し、図 4.1 は荷役特性を示す。図 4.2 にウインチの外形寸法を示す。

5. 電動機

5.1 高速用電動機

高速用電動機の構造は従来のものと大差ない。ただ 32 極側の電動機がなくなったこと、および出力が減少したことのために直

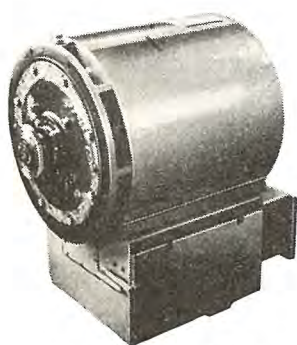


図 5.1 高速用電動機
Fig. 5.1 Motor for high speed drive.

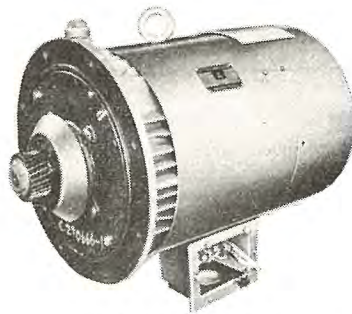


図 5.2 低速用電動機
Fig. 5.2 Motor for low speed drive.

径、長さともに小形になっている。図 5.1 はこの電動機の外観を示す。

図にみるように電動機下部に冷却用ファンを設置し、フレームの外周には多数の冷却リブを設けてある。また電動機は高抵抗カゴ形設計とし、慣性モーメントの著しい減少とあいまって起動時の発生損失はほとんど問題にならない程度に小さくなったのでいかに苛酷な荷役に対しても安全な運転が確保しうる。

ブレーキ部分は電動機のフレームと一体構造としたので構造が簡単になり冷却もさらに強化された。また電動機の慣性モーメントが減少したので制動時の発生損失が小さく、苛酷な使用条件においてもつねに低い温度に保たれるのでライニングやコイルの寿命は従来よりはるかに長くなるものと考えられる。またブレーキ鉄心やライニング部分は大幅な小形化が達成されたので保守もきわめて容易となった。

冷却ファンは今回とくに低騒音形を開発し、ファンノイズを大幅に低減し得たので静粛な運転が可能となった。ファンモータは従来通り完全な水密形とし水中に長時間没しても浸水しない構造としてある。

5.2 低速用電動機

低速用電動機は 3 項に示したように起動ひん度が低く定常運転時間が長いので低抵抗カゴ形設計とし、自己の軸に付着した外部ファンによって有効に冷却される構造とした。この電動機にも高速用電動機と大体同一構造の直流ディスクブレーキが装着されているが、きわめて小形軽量でほとんど保守を必要としない。

外部ファンはブレーキの外側に設置されているので図 5.2 に示すように外観は一般の全閉外扇形電動機と大差なくコンパクトにまとめられている。

6. 機械部分

歯車列は図 6.1 にみられるごとくで、巻胴は 2 台の電動機により差動歯車を介して駆動されている。差動歯車は太陽歯車・遊

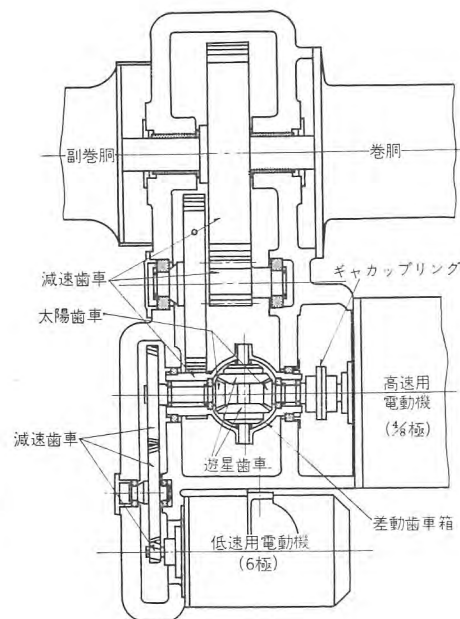


図 6.1
歯車列
Fig. 6.1
Gear train.

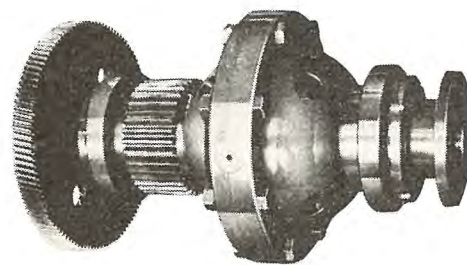


図 6.2
差動歯車装置
Fig. 6.2
Differential gear.

星歯車にかみ歯車を用いたもので、太陽歯車のうち 1 個は高中速用電動機とギヤカップリングでつながり、他の 1 個は低速用電動機と減速機で連結されている。両電動機の回転はこの差動歯車により加算減速されたのちにさらに減速機で減速されて巻胴に伝えられている。図 6.2 は差動歯車装置の外観を示している。

歯車は ニッケルクロム鋼・炭素鋼・特殊鋼鋳製で、いずれも歯切前適当な硬度に熱処理され、高精度の歯切盤で歯切されており、広い歯幅とあいまって十分な耐摩耗性を有している。潤滑は油浴・はねかけ式で、給油は完全である。

巻胴軸の軸受には鉛青銅を裏金として使用し、他の軸受には全部ボールベアリングを使用している。かみ歯車の軸受はラジアル形とアンギュラ形のボールベアリングで、スラストに対し十分な容量を有している。歯車団内に納められた軸受は歯車の飛まつによるはねかけ潤滑方式であり、巻胴軸一端の軸受のみは鎖による給油となっている。

主巻胴・副巻胴はいずれも摩耗の少ない硬質の鋳鉄製である。各巻胴と歯車団の間には巻胴おおいを設け、ロープが巻胴からはずれて危害を招くのを防止している。この巻胴おおいはなお形態に一段の精彩をそえるものとなっている。

歯車団・軸受およびこれらをつなぐ台床は一体の鋳鉄製で、電動機がオーバハングしている関係上、とくに十分な剛性をもたせている。歯車団には点検用のぞき窓・油面計・掃除穴などを設け、内面には耐油塗料を塗布している。

7. 制御装置

制御装置は主幹制御器と電磁接触器盤からなりデッキ上に設けた主幹制御器により遠隔制御される。

図 7.1 は主幹制御器を示す。ハンドルシャフト貫通部の防水には



図 7.1
主幹制御器
Fig. 7.1 Master
controller.

図 7.2 電磁接触器盤
Fig. 7.2 Contactor panel.

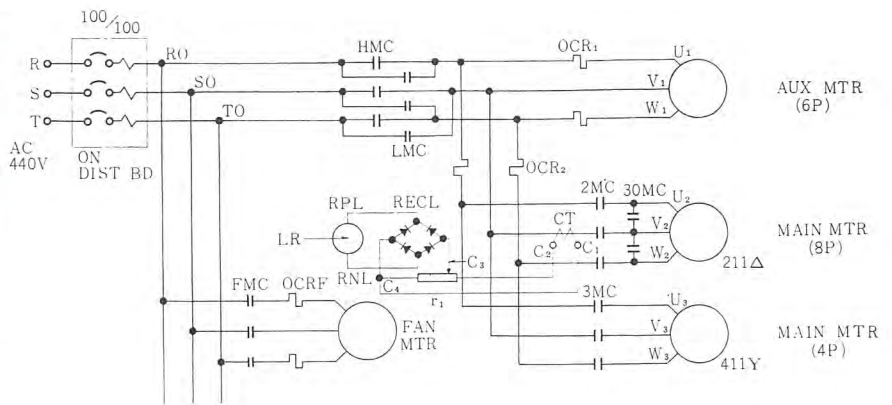


図 7.3 簡略電路接続図
Fig. 7.3 Schematic diagram.

○ リング と オイルシール を用い上部 カバー および台板締付部には優良な パッキン を設けて防水の完全を期するとともに ペデスタル 部は 鋳鉄を用い耐食性を増し十分な強度をもたせた。カムスイッチ 接触部には RS-1 形 カムスイッチ を用い カムローラ および ハンドル 軸部のまさつを減じ軽快な操作が得られ、ワンマンコントロール が一層容易に行なえるようになった。

内部には スペースヒータ を設け外気よりつねに 5°C 程度高くし防湿効果をはかった。非常スイッチを設けさらに運転休止中にはハンドルを下方に倒して停止位置に固定し不時の起動をさけるとともにロープによるハンドル 破損などを防止している点は従来通りである。

図 7.2 は電磁接触器盤の外観である。壁掛防滴 ケースとし扉は簡単にとりはずし開放することができた必要に応じて ケース 全体をとりはずすと開放することができ点検の便をはかっている。

制御部品はひんばんな スイッチング に対しても十分な性能が得られるように開閉部は JIS-1 種 1 号以上のものを採用している。また制御回路は電磁 ブレーキ の電源回路のほかはすべて AC 440 V を採用し接触不良の原因を除去した。

図 7.3 は電路接続図を示す。速度特性は表 8.1 および図 4.1 に示すように巻上げ、巻下げとも 3 段とし第 1 ノッチは低速用電動機のみ駆動し定格速度の 1/4 の微速を得ている。第 2 ノッチは低速用電動機と高速用電動機 8 極を駆動しており定格速度で全負荷巻上げ、巻下げが可能である。第 3 ノッチは低速用電動機と高速用電動機 4 極を駆動し定格速度の 1.8 倍が得られ定格負荷の 1/2 の巻上げ全負荷の巻下げが可能である。

(1) 主回路電磁接触器

主回路電磁接触器は正・逆転用 2 個、高速用電動機 4/8 極切替用 3 個計 5 個で低速用電動機回路には電磁接触器は設けていない。また両電動機は出力和となるため高速用電動機出力は低減できたことおよび電動機 GD² の減少に伴い起動時間が短縮できたことにより従来の 4/8/32 極 ツンデム 構造による 3 HSK 36 (3 t×36 m/min) ウィッチの 100 A 定格の電磁接触器に比較して 65 A 定格のものでよく小形化できた。また電磁接触器の接点部には銀酸化カドミウムを用いており性能は JIS 規格による A 級 1 種 1 号である。

電氣的寿命試験は A 級では電磁接触器の定格電流の 5 倍で閉路し使用率 40% の通電を行っており開閉ひんばん度は 1,200 回毎時であるが激しいウィッチの荷役サイクルでも 500 回毎時程度であり実船装備の状況からみても 2~3 年の使用に対し、接点の点検、手入れ、取換えは不要である。

(2) 限時加速と減速

停止位置から急激にハンドルを進めたときには第 1 ノッチ→第 2 ノッチあるいは第 1 ノッチ→第 2 ノッチ→第 3 ノッチと順序起動し起動損失の減少と突入 kVA による電源電圧降下を緩和している。また第 3 ノッチに急激に進めたときにはトルク の大きい第 2 ノッチで急速に加速したのち第 3 ノッチに切換えることになり荷役能率を増加している。

(3) ハンドル 戻しおよび逆転

巻下げ第 3 ノッチ から ハンドル を停止に戻したときには第 2 ノッチを一定時間電源に接続して 8 極の再生制動を用いて減速させているのでこのウィッチでは巻下げ第 3 ノッチから停止までのロープすべりは 0.5 m 以下となっている。また巻下げ第 3 ノッチより急逆転方向に進めたときにも第 2 ノッチを一定時間電源に接続して減速したのち逆転 コンタクタが閉路するので荷重がすべることなく円滑に逆転に切替わる。さらに巻下げ第 3 ノッチから巻下げ第 1 ノッチに戻したときにも第 2 ノッチの制動力が利用でき減速を確実にしている。

限時継電器は AM 形空気式限時継電器を採用しており電源電圧の変動、温度変化などによる セット 時限の変化は僅少でつねに セット 値の ±10% 以内に保たれており寿命はひんばん度 7,200 回毎時で 500 万回以上の性能を有している。

(4) 負荷選択

巻上げ第 3 ノッチは定格荷重の約 1/2 以下のときだけ使用できるように タイムリレー と電流 リレー によって負荷を選択している。巻下げでは第 3 ノッチでも定格荷重を安定な速度で降ろすことができるので選択 リレー は不動作としている。

(5) 電磁接触器の開路保護

低速用電動機は巻上げ、巻下げ運転とも常時電源に接続されているため巻上げ、巻下げの コンタクタ が開路した条件で電磁 ブレーキ を作動させればよく従来の ポールチェンジウィッチのように巻上げ巻下げおよび各巻線用のいずれの電磁接触器が開いても ブレーキ をかける必要がなくなりこの点からも安全な運転が期待できる。

(6) 無電圧保護と通風機 インターロック

運転中無電圧となったときにはただちに停止させ主幹制御器 ハンドル を停止に戻さなければ起動できない。通風機 インターロック は通風口を開き冷却 ファンが運転されないと ウィッチは起動できないよう インターロック されている。

(7) 過負荷保護

従来の ウィッチ 電動機は サーマルリレー では適切な保護を行なうことは不可能であったが、この ウィッチ では低速用電動機は力率が向

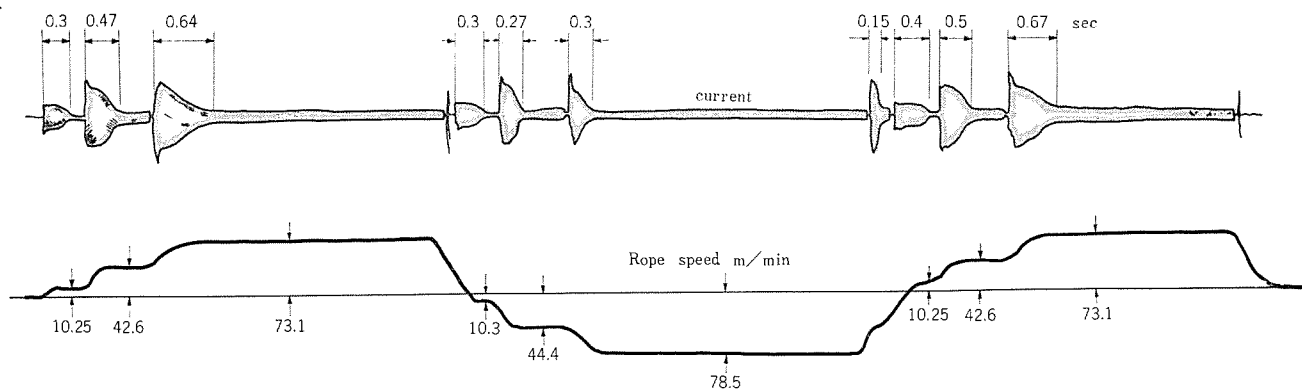


図 8.1 加速特性 1.5 t O→H₃→L₃→O
Fig. 8.1 Accelerated characteristics.

表 8.1 運転特性

荷 重 (トン)	ノッチ		電 流 (A)	入 力 (kW)	力 (％) 率	ロープ速度 (m/min)
1.5	上 げ	1	7.85	3.4	56.9	10.25
		2	31.0	13.4	56.9	42.6
		3	33.6	22.8	89.1	73.1
	下 げ	1	7.15	－1.3	23.9	10.3
		2	28.4	－6.9	31.9	44.4
		3	24.0	－13.4	73.2	78.5
3.0	上 げ	1	10.5	5.9	73.7	10.1
		2	46.0	25.0	71.3	41.0
	下 げ	1	9.0	－3.6	52.5	10.4
		2	37.0	－16.8	59.5	45.1
		3	45.0	－29.6	86.3	81.1

注：表の値はウインチの総合特性を示す

表 8.2 苛酷試験における温度上昇比較

	測 定 個 所	HDK 形 (新)	HSK 形 (旧)
高速用電動機	固定子 コイル	80°C	95°C
	ブレーキコイル	61°C	77°C
低速用電動機	固定子 コイル	62°C	74°C
	ブレーキコイル	43°C	—

注) 1 測定はいずれも抵抗法による。

2 HSK 形のばあい高速用電動機は 4/8 P 側、低速用電動機は 3/2 P 側の値を記入した。

上したこと、また高速用電動機回路も加速時間の減少のために突入電流による リレー 動作が少なくなり、両者ともサーマルリレーにより適切な保護が行なえるようになった。

8. 試 験 結 果

8.1 加速および制動特性

図 8.1 はオシロ計測された加速および制動特性の一部を示す。図に見るように従来の タンデム 方式では絶対に達成されることがないほど加速時間は減少している。しかも高速用電動機の出力が小さくなったので突入電流の発電機に及ぼす影響は相当緩和されるものと思われる。

8.2 運転特性

表 8.1 に運転特性を示す。従来と比較して第 1 ノッチの力率が大幅に向上したことが目だつ。

8.3 温度上昇

(1) JEM-R 2021 法

JEM-R 2021 に示された 1.5 トン 負荷 45 秒 1 回、1.5 時間、3 トン負荷 60 秒 1 回、2 時間の温度試験法による温度上昇値は高速用電動機の固定子 コイル 抵抗法 45°C、ブレーキコイル 23°C、低速用

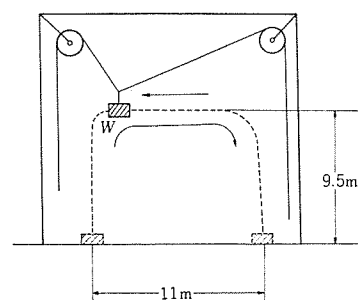


図 8.2 試験経路
Fig. 8.2 Test path.

電動機固定子 コイル 抵抗法 31°C、ブレーキコイル 22°C となり、従来より相当下回った値が得られた。

(2) 苛酷荷役法

図 8.2 に示すような経路で 1 往復 50 秒、インチング上下各 1 回、荷重 1.0 トンの デューティサイクル によるけんか巻荷役試験を行なった。けんか巻の相手 ウインチは従来の HSK 3 トン 36 m/min の ウインチを使用しまったく同一の条件下における温度上昇比較を行なった。温度上昇が完全に飽和するまで連続 8 時間運転後の測定値を表 8.2 に示す。これより同一条件において従来のものよりも約 10°C 低い温度上昇値が得られた。

また慣性 モーメントが著しく小さいため上記試験条件よりさらに苛酷な荷役あるいは拙劣な ウインチマン の ノッチ 操作に対してはこの差はさらに大きくなること、および今回の温度上昇の低下によって、この ウインチ が B 種絶縁の許容最高温度以上の点で運転される チャンス が大幅に減少するであろうことを思えば、この 10°C の温度差はきわめて大きな意義をもっている。

9. む す び

以上に HDK 形差動歯車 ウインチ の概要を報告した。その性能は従来の タンデム 構造のものに対し、あらゆる点で大幅に改善されており次代になう ウインチ として大きな期待がもたれる。

また ウインチ だけにとどまらず Δ リングウインチ や ウインドラス など これとまったく同一方式で製作することにより合理化しうると考えられる。

なおこの方式は特許出願中である。

参 考 文 献

和田・熊本・有働・新良：3 t ポールチェンジウインチ「三菱電機」33 No. 5, P 14 (昭 34)

AS ブレーキ

新 良 由 幸*

AS Brake

Nagasaki Works

Yūkō SHINRYŌ

Recently eddy current brakes are widely applied to the crane and hoist control. This is because that, by coupling a wound rotor type induction motor directly to an eddy current brake, so as to combine their torque, stabilized torque at low speed is maintained irrespective of the positive or negative of the torque. Under the circumstances, Mitsubishi has developed a standard series of eddy current brakes with a trade name of AS Brakes. This paper covers the particulars of this new product together with the calculation method of eddy current in solid iron successfully introduced in our design.

1. ま え が き

最近巻上機に対する軽便な速度制御法の一つとして、ウズ電流ブレーキを使用する方法がかなり広く用いられている。これは巻線形誘導電動機とウズ電流ブレーキとを直結することによって両者のトルクを合成し、安定した低速がトルクの正負に関係なく得られることを特長とする方式である。

われわれは、このような目的に使用するウズ電流ブレーキの標準シリーズの整備を完了したのでここにその概要を報告する。

ASブレーキは、ウズ電流ブレーキに対する当社の商品名である。もちろんASブレーキは巻上機以外の用途にも使用しうるが、本文にはそれらについては触れない。

2. AS ブレーキの構造

ASブレーキは、図 2.1 にその断面を示すように直流機とほとんど同じ構造の界磁をもち、電機子の代りに鉄塊ドラムの回転子を配置した構造である。

すなわち界磁には図 2.2 に示すように、ヨークの内周に集中巻

線をほどこされた磁極が配列され交互に N, S 極が形成されている。回転子は図 2.3 に示すような円筒形のドラムで、その内面には多数の冷却用リブをもち、また通風用のファンが設置されている。また慣性モーメントを減少するため電磁氣的に不要の部分を極力省略した簡素な構造としてある。

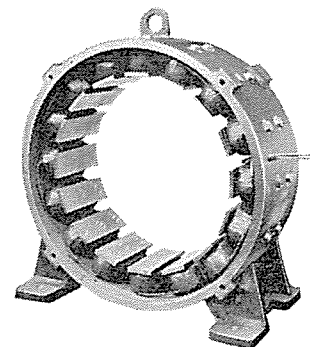


図 2.2 界磁構造
Fig. 2.2 Field construction.

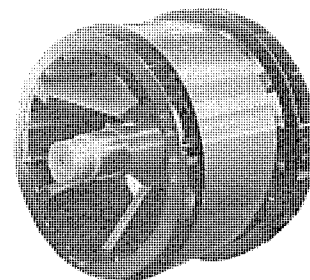


図 2.3 ドラム
Fig. 2.3 Armature drum.

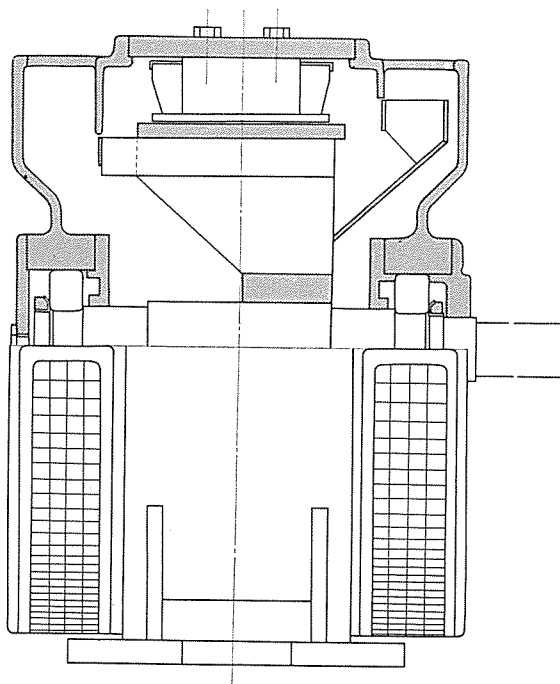


図 2.1 AS ブレーキの断面
Fig. 2.1 Sectional view of AS brake.

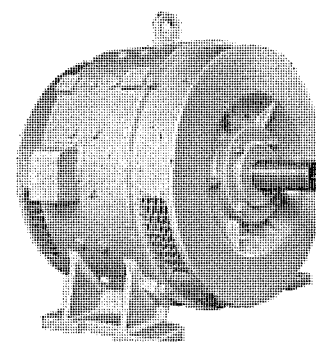


図 2.4 AS ブレーキ
Fig. 2.4 AS brake assembly.

ヨーク、磁極およびドラムは、いずれも電磁気的特性のすぐれた鋼板溶接構造を採用している。

図 2.4 は AS ブレーキの全景を示す。

3. AS ブレーキの原理と特性

AS ブレーキの原理および特性は、電機子側を定常的に短絡した同期発電機と考えて説明することができる。しかし定常的に短絡された電機子が、鉄塊ドラムによって形成されている点に大きな相違がある。

図 2.2 に示したような空間的に静止し、かつ空ゲキ面に沿って交互に N, S 極を配列した磁極の内側で、図 2.3 に示したような円筒状の鉄塊ドラムを回転させれば、ドラムの空ゲキ側表面に近い部分にウズ電流が誘起され、ウズ電流損失を発生することはよく知られている。このウズ電流損失は、ブレーキの軸入力と相等しくなければならないから、制動トルクを T newton-m, 角速度を W rad/sec. ウズ電流損失を P watts とすれば

$$T = \frac{P}{W} \text{ newton-m} \dots \dots \dots (3.1)$$

という関係が成立つ。

ウズ電流損失は、のちに示すようにドラムの材質や寸法によって変化するが、同一励磁アンペアターンに対する AS ブレーキの制動トルク特性は、磁極の構造によっても大幅に変化することが知られている。

ウズ電流機器（ウズ電流継手、ブレーキなど）の磁極は、構造を簡易化したりトルク特性を変化させたりするために種々の考案がなされている。図 3.1 はそれらの例で、同図 A は現在広く用いられている方式で、励磁コイルが 1 個ですむ利点はあるが、鋼板溶接構造とすることが困難で、また磁路が長いために電気的特性がやや劣る。また同図 B は Homopole 方式で、空ゲキ面に沿って N, S 極が交互に配列されず、磁束密度の変動分によってウズ電流を発生せしめるものである。このばあい同一のトルクに対する必要磁束が増加するため、磁路の断面積が大きくなり、またブレーキとしての特性が劣る。図 3.2 は、これら種々の磁極構造に対するトルク特性の定性的傾向を示す。

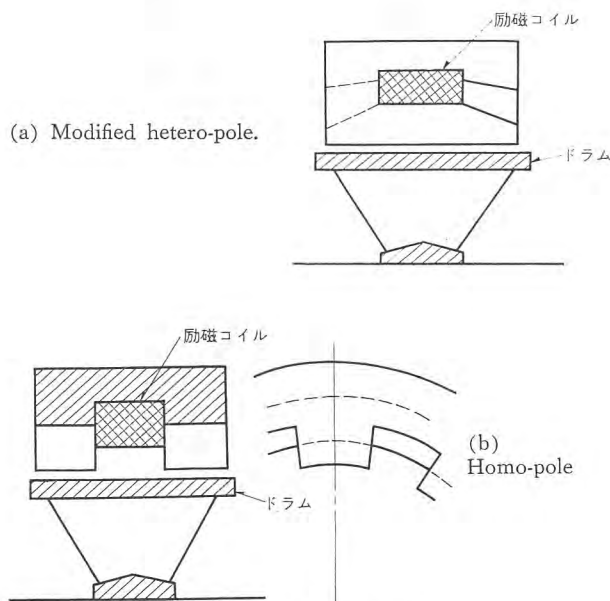


図 3.1 磁極構造の変形
Fig. 3.1 Variations of field-pole construction

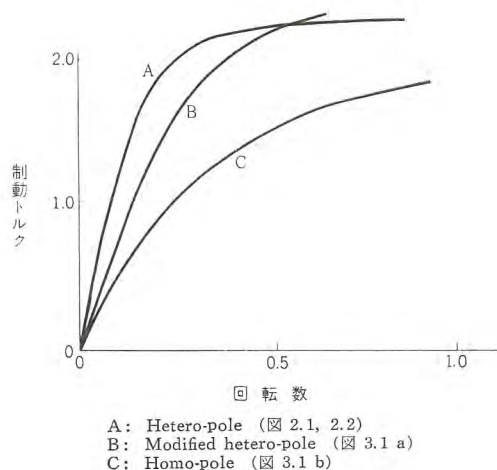


図 3.2 磁極構造とトルク特性

Fig. 3.2 Field-pole construction and torque characteristics.

われわれは、これらのうちで小さいスリップに対するトルクがもっとも大きく、しかも電磁気的特性のすぐれた鋼板溶接構造とするのに適した普通の突極構造を採用している。この構造は磁路の長さが短く、また従来から広く親しまれ、もっとも信頼度の高いものである。

4. ウズ電流損失の計算

式 (3.1) に示したように、AS ブレーキの制動トルクを計算するためにはウズ電流損失を求めなければならないが、鉄の中のウズ電流損失を計算することは、磁気的な非線性のためにきわめて困難な問題とされ、最近まで満足な方法が得られていなかった。しかし 1932 年に W. Wolman が鉄の非線性を図 4.1 のような方形の B-H 特性で表現することを示唆し、その後多くの研究者がこれを適用して理論を発展させた結果、相当正確な計算が可能となるに至った。そして 1959 年に、Paul D. Agarwal はきわめて多数の試料を用いて種々の条件下で実験を行ない、すべての条件下において 15% 以内の精度をもつ計算式を発表した。

われわれはこの方法を AS ブレーキの設計に採り入れ、例外なく満足な結果を得ているので、ここにその考え方の概要を記しておく。

いまウズ電流を発生する鉄塊を図 4.2 のような半空間と仮定し、その表面に沿って正弦波起磁力

$$H = H_m \sin \omega t \dots \dots \dots (4.1)$$

が存在するものとする、図 4.1 の理想的磁化曲線は、

$$B = B_0 \text{ sign } H \dots \dots \dots (4.2)$$

で表現しうる。ただし B_0 は飽和磁束密度で、sign は H の符号を表わすものとする。すなわち磁束密度は $H=0$ においてのみ変化する。この $H=0$ の波頭の表面からの深さを ϕ とすれば、次式のような基本方程式をうる。

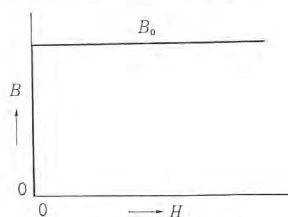


図 4.1 理想的磁化特性
Fig. 4.1 Ideal magnetizing characteristic.

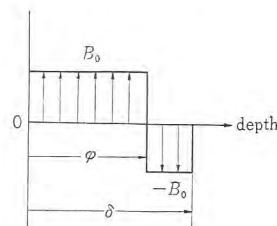


図 4.2 ウズ電流
Fig. 4.2 Eddy-current.

$$2B_0\varphi \frac{d\varphi}{dt} = \rho H_m \sin \omega t \dots\dots\dots (4.3)$$

ただし ρ は鉄の個有抵抗、これを φ について解けば次式をうる。

$$\varphi = \sqrt{\frac{2\rho H_m}{\omega B_0}} \sin \frac{\omega t}{2} \quad 0 \leq t \leq \frac{\pi}{\omega} \dots\dots\dots (4.4)$$

これは磁界の方向が逆転する $H=0$ の波頭の面、すなわち分離面の運動を表現する式である。そして φ の最大値

$$\delta = \sqrt{\frac{2\rho H_m}{\omega B_0}} \dots\dots\dots (4.5)$$

を浸透深さという。

いまのばあいは与えられた励磁 アンペアターン に対してできるだけ大きいウズ電流損失をうることが目的であるから、板の厚さは浸透深さ δ よりつねに大きいことが望ましい。

この分離面より浅い任意の点における電界は、

$$E = 2B_0\varphi \frac{d\varphi}{dt} = \frac{2\rho H_m}{\delta} \cos \frac{\omega t}{2} \quad 0 \leq t \leq \frac{\pi}{\omega} \dots\dots\dots (4.6)$$

で与えられるから、その基本波は次式で表現される、

$$E_1 = \frac{8\rho H_m}{3\pi\delta} (\cos \omega t + 2 \sin \omega t) \dots\dots\dots (4.7)$$

E_1 および H をベクトル的に表現して

$$\underline{E}_1 = \frac{8\rho H_m}{3\pi\delta} (1 - 2j) \dots\dots\dots (4.8)$$

$$\underline{H} = -jH_m \dots\dots\dots (4.9)$$

とすれば Poynting ベクトル は

$$\underline{N} = P + jQ = \frac{1}{2} \underline{E}_1 \underline{H}^* \dots\dots\dots (4.10)$$

となる、(H が正弦波であるから E の高調波成分は電力に寄与しないことに注意を要する) これより、

$$P = \frac{8}{3\pi} \frac{\rho H_m^2}{\delta} \dots\dots\dots (4.11)$$

および ウズ電流の力率

$$Pf = \cos \left(\tan^{-1} \frac{1}{2} \right) = 0.894 \dots\dots\dots (4.12)$$

をうる。 P は表面積 1 m^2 当たりのウズ電流損失を表わす。

はじめに図 4.1 のような理想的磁化曲線を仮定したが、ここで以上の計算に用いる B_0 をいかに選定するかが問題となる。Agarwal は多くの実験を通じて、次式によって決定するのがもっとも適当であることを確かめている。すなわち

$$B_0 = 0.75 B_m \dots\dots\dots (4.13)$$

ただし B_m は H_m に相当する直流磁化曲線上の磁束密度である。

以上の式を用いてウズ電流損失、したがって制動トルクを計算することができるが、これらの式はドラム の軸方向の長さが無限大のばあいについてのみ成立つものであることに注意しなければならない。実際のばあいにはドラム の長さは有限であり、その両端面において切線方向の電流成分が存在する(図 4.3) ために、見かけの個有抵抗が増加し、発生するウズ電流損失は計算値よりも

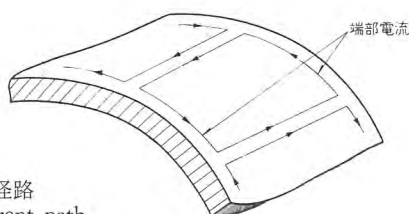


図 4.3 ウズ電流の経路
Fig. 4.3 Eddy-current path.

AS ブレーキ・新良

かなり減少する傾向を示す。またさらにこれらの式は正弦波起磁力を仮定したものであるが、実際には相当大的な高調波分が含まれる。これらはきわめて複雑な現象を呈し、まだ理論的に完全な解は得られていないが、われわれは以前からのウズ電流継手の製作経験から実用上十分満足しうる補正係数を得ている。

5. 試験結果

AS ブレーキ を直流電動機で駆動し、励磁電流を変えて速度に対する制動トルク特性を測定した。トルクはストレンゲージ式トルクメータおよび損失分離法によって計測した。その一例を図 5.1 に示す。トルクは 120~200 rpm 以上の速度に対しては割合フラットになり理想的な制動トルク特性が得られた。

AS ブレーキ の温度上昇は巻上機の Duty cycle, 系の慣性モー

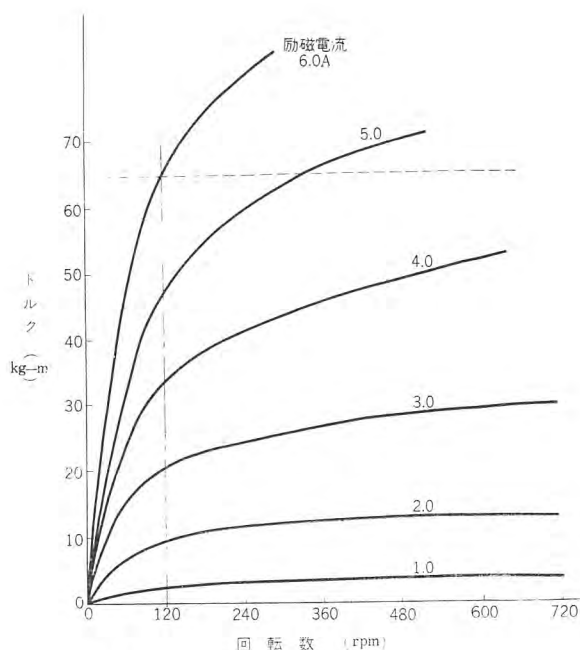


図 5.1 65 kg/m AS ブレーキ のトルク特性
Fig. 5.1 Torque characteristics of 65 kg/m AS brake.

メントおよびその他の使用条件によって複雑に支配されるが、いずれも 15~20% ED の使用率に対し十分に安全に運転しうることを確かめた。この程度の使用率は巻上機の相当苛酷な荷役条件に相当するものである。

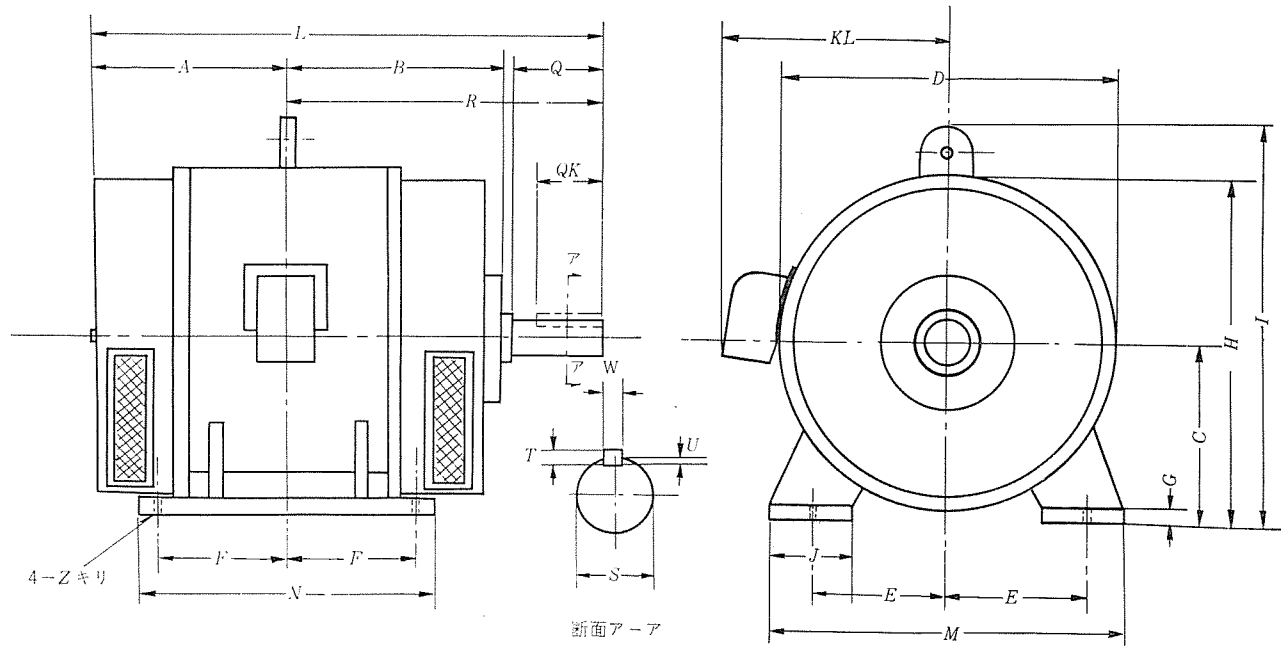
また大形 AS ブレーキ においては、ドラム部が相当高温に達する可能性があるので、冷却を強化するとともにドラムに特殊な支持構造を採用しすぐれた効果をうることができた。

6. 標準仕様

JEM 1066 に示された巻上機用誘導電動機の標準に対応して、表 6.1 に示すような AS ブレーキ がすでに準備されている。また外形寸法を図 6.1 に示す。

励磁コイルはいずれも B 種絶縁とし重量および慣性モーメントの軽減を図っている。

AS ブレーキ と誘導電動機とを直結したばあいの巻上機としてのトルク特性を図 6.2 に示す。図に示すように自動制御を行ななくても安定した低速が得られ、しかも負のトルクに対しても速度制御が可能である。



トルク kg-m	ワク番号	ブ レ ー キ														軸 端							
		A	B	*C	D	E	F	G	H	I	J	KL	M	N	Z	L	Q	QK	R	**S	T	U	W
13	2320	175	186	230	440	190	100	19	450	515	80	290	470	270	19	455	90	80	280	45	8	4.5	12
26	2524	210	216	250	480	210	120	22	490	555	90	310	520	320	19	540	110	100	330	55	10	5	15
65	3226	230	235	320	620	250	130	24	630	705	100	380	610	340	22	600	130	120	370	65	12	6	18
100	3430	260	265	345	660	285	150	28	675	750	110	400	680	390	25	680	150	140	420	75	13	7	20

* この寸法は表に示すものを超過しない。表示寸法に正確に合わせる必要のある場合は、0.75 mm までのライナーを使用する。
 ** 軸径の上下寸法差は日本工業規格 (JIS) ハメアイ方式で m6 による。

図 6.1 外形寸法
 Fig. 6.1 Outline-dimensions.

表 6.1 AS ブレーキの標準シリーズ

電動機			AS ブレーキ		
出力 kW	極数	ワク番号	トルク kg-m	定格回転数 rpm	ワク番号
7.5	8	2329	13	150	2320
10	8	2531			
15	8	2535			
20	8	2837	26	150	2524
30	10	3240			
40	10	3246			
50	10	3468	65	120	3226
60	10	3468			
			100	120	3430

7. む す び

今回標準シリーズの整備を終了した巻上機用 AS ブレーキについて概要を報告した。

またとくにウズ電流機器の特性計算に有効なウズ電流の計算法についてその考え方を示した。これは従来方法よりもはるかに簡単でしかも高い精度を与える。

今後 AS ブレーキを使用する巻上機速度制御法の需要はさらに増大するものと期待され、さらにはほかの用途も次々に開拓されるものと思われる。

参 考 文 献

- (1) H. M. McConnell, Eddy-current phenomena in ferromagnetic materials, AIEE Tech. paper 54-146.
- (2) Paul D. Agarwal, Eddy-current losses in solid and laminated iron, AIEE Tech. paper 59-12.

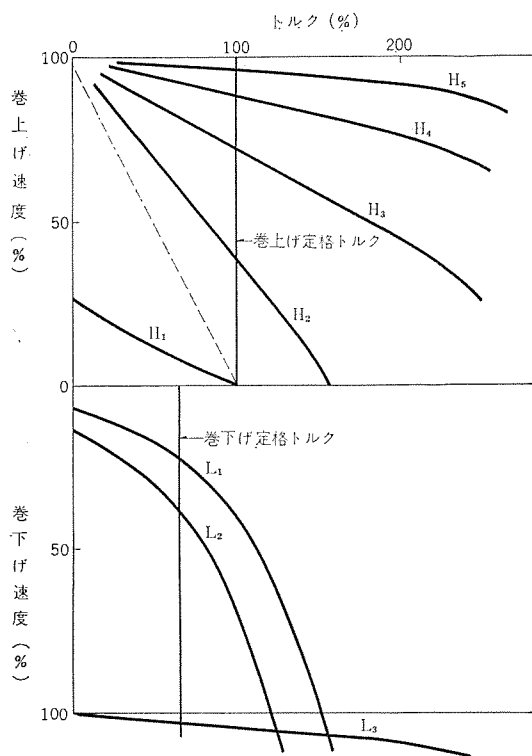


図 6.2 巻上機のトルク特性
 Fig. 6.2 Torque characteristics of crane.

大形ベータ線スペクトログラフの試作

後藤正之*・下地貞夫*

Construction of a Large Beta-ray Spectrograph

Research Laboratory Masayuki Gotō・Sadao Shimoji

A high resolution β -ray spectrograph, built in Oct. 1961, consists of a magnet, a β -ray source, its detector, a vacuum tank, an evacuating system, a temperature controller and a proton resonance field meter. The magnet is in a similar construction to the one used by Stätis having field dimensions of 1040×670 mm and the pole gap 60 mm. The max. radius of the electron orbit is 440 mm. An energy range of β -ray is 7 Kev $\sim$ 3.5 Mev. This report covers all other outstanding details of this equipment to manifest high performance expected. Experiments conducted have so far revealed its efficacy. Better field uniformity attained by magnetically shorting the outer pieces with shim rods is one of the proof.

1. ま え が き

β 線スペクトログラフは原子炉や加速器で作られる各種のアイソトープの β 線のエネルギー分布を測定して、その性質をしらべるものである。日本原子力研究所のご注文により、国内、欧米にもほとんど例のない高分解能装置が、当社と三菱鋼材株式会社とで共同製作され、36年10月、原子力研究所に据付け、調整を完了した。所要の分解能を実現するために生じた設計上の問題点とその解決および実験結果の概要について報告する。

装置は分析用磁石、線源および検出器、真空タンクおよび排気系、温度調節装置および磁界測定装置から構成されている。磁石は永久磁石を使用した均一磁界、180度形のもので永久磁石を着磁することにより30 $\sim$ 1,380エルステッドの任意の磁界で使うことができる。磁極寸法は $1,040 \times 670$ mm、磁極スキマは60 mmで、1,380エルステッドにおいて $\pm 1.7 \times 10^{-4}$ の一様性を得た。電子軌道半径は最大440 mm、エネルギー範囲7 keV から3.5 MeVの β 線が分析可能である。磁石、線源およびスペクトル記録用感光紙(長さ800 mm)はステンレス製の真空タンクに納められている。排気には250 mm ϕ の油拡散ポンプを用い、大気圧から1時間半で真空度 3×10^{-4} mmHgに達する。真空タンクは恒温そうをかね、水ジャケットを循環する水は、フロンを媒介して冷凍機およびヒータのon, off制御により $\pm 0.1^\circ\text{C}$ の恒温に保たれる。補助装置として、GM計数管走査機構およびGM計数装置をそなえているので、スペクトロメータとしても用いることができる。

操作盤には真空系統電源、温度調節器、着磁減磁電源およびラトリバンス磁界測定装置が収められ、全系の操作が行なわれる。

2. 原 理

電磁形ベータ線スペクトロメータ・スペクトログラフは、これまで多くの研

究者によっていろいろな形のものが作られ実験されて来た。高分解能を目的とするもの、高感度、明るさを得ようとするものなど、目的により原理も構造も異なったものが数多くある。それらのうち主なものを表2.1に示した。

180度均一磁界形のものは一次近似単収束方式であるが、設計工作の精度によっては0.01%の高分解能も得られ、またスペクトログラフとして用いれば十分な感度を実現できる。

ベータatron式の軸対称磁界を用いた二重収束式のもの($B \propto 1/\sqrt{\rho}$)は、明るさも分解能もかなり大きくとることができる。またこれと同様の原理で磁界が半径に反比例($B \propto 1/\rho$)する形の扇形磁極を用いたもの、さらにそれを多数組合せて明るさを増したもの(オレンジ形)なども特長があり、後者は大阪大学理学部のご依頼により当社で建設を進めている。

このほかに一様磁界の軸方向に電子を走らせて分析するレンズ形スペクトロメータも鉄心を使わない装置として特長があり、明るい分解能のよいものが得られる。

われわれが原子力研究所のご依頼で製作したのは、均一磁界、180度形のスペクトログラフであり、とくに高分解能(0.01%)、長時間にわたる磁界の安定さを目的にしている。この形のものは図2.1に示したような2つの方式が考えられる。

ベータ線のエネルギーと磁界強さおよび軌道半径の関係は

$$E = 510.98 \{ \sqrt{3442.2 \times 10^{-10} (Hp)^2 + 1} - 1 \} \dots\dots (2.1)$$

であたえられる。ここに E はベータ線のエネルギー(keV)、 H は磁界の強さ(エルステッド)、 ρ は電子の軌道半径(cm)である。われわれの場合エネルギー7 keV $\sim$ 3.5 MeVの範囲の分析器として、 $\rho = 70$ mm $\sim$ 440 mm、 $H = 30 \sim 1,000$ エルステッドととった。

分解能は線源の幅 S 、線源を出るビームの開き角 θ を用いて

$$R = \frac{S}{2\rho} + \frac{\theta^2}{2} \dots\dots (2.2)$$

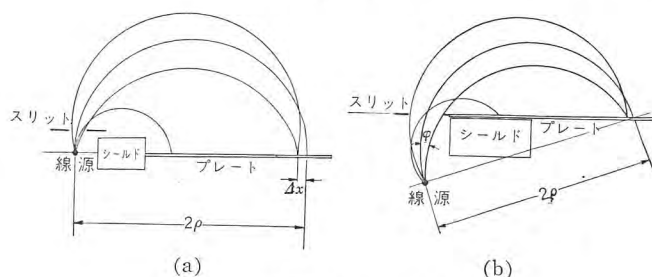


図 2.1 180度形スペクトロメータ
Fig. 2.1 180° type spectrometer.

表 2.1 ベータ線スペクトロメータ各種

角 度	収 束	磁 界	分 解 能	明 る さ
π	一次 ρ 方向収束	均 一	最大 0.01%	小
$\sqrt{2}\pi$	ρ 、 Z -方向収束	ρ の関数 (二次)	最大 0.3%	最大 4%
π	三次 ρ 方向収束	ρ の関数 (四次)	0.4%	0.1%
Sector	ρ 、 Z -方向収束	$\infty 1/\rho$	最大 0.5%	最大 12% (オレンジ)
レンズ		均 一	0.4%	最大 5%

分解能、明るさは数値の一例を示したもの。

であらわされるから、ビームの開き角を調節することにより分解能を変化させることができる。

図 2.1 (b) の場合、開き角調節用スリットと検出プレートが同一平面にあり、線源はスリットの真下直角方向にある。この場合すべてのエネルギーの電子軌道の中心線は必ずスリットの中を通るから、開き角の調節は一意的に行なうことができる。しかし ρ の測定は若干やりにくい。これに反して図 2.1 (a) の場合には ρ の測定は容易であるが開き角の調節はやりにくい。われわれの場合 3.2 節にのべるように図 2.1 (b) の方式をとった。式 (2.2) において $S=0.04\text{ mm}$, $\phi=0.01\text{ ラジアン}$ とすれば $R=10^{-4}$ すなわち 0.01% の分解能を実現できるはずである。

高分解能の実現に必要な要素として磁界の均一度が不可欠であり、磁極面の平面度、平行度、磁鋼の特性の不揃い、着磁効果などによる不均一度の軽減について、現在の技術で可能な最良の方法を検討して 10^{-4} の均一度実現を目標とした。

高分解能と明るさとは必ずしも両立しないのが一般であり、この形の装置で感度を上げる唯一の方法はプレート露出時間を長くするしかない。長時間にわたる磁界の安定度は磁鋼の経年変化、温度特性に依存するが、前者については着磁方法、後者については全系の温度調節方法の検討が必要であった。

3. 装置の構成

装置の全体は図 3.1 のブロックダイアグラムに示すように、つぎの 5 つの部分から構成される。すなわち一様な磁界を生成する磁石および着磁減磁電源、線源および検出器、これらを取りめる真空タンクおよび排気系、熱交換器および温度調節装置、およびプロトンレナックスによる磁場測定装置である。スペクトロメータ的操作を行なうことができるように、GM 計数管走査機構および GM 計数装置を

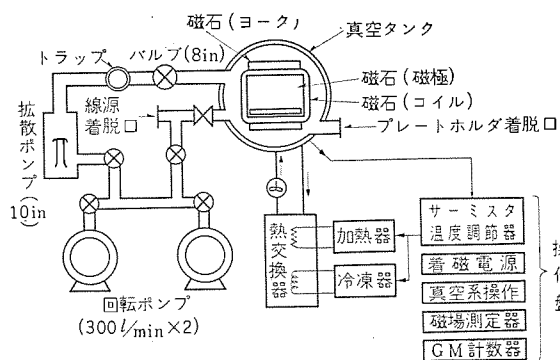


図 3.1 全装置の構成
Fig. 3.1 Constitution of the total system.

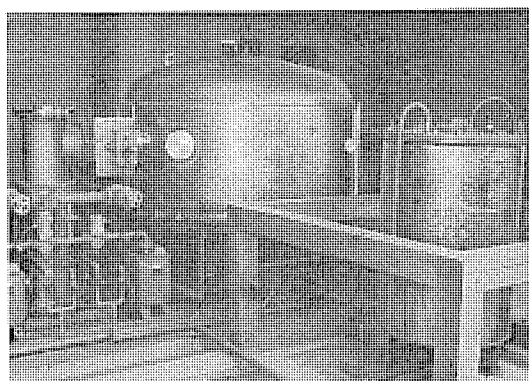


図 3.2 装置の主要部外観
Fig. 3.2 Outside view of the main equipment.

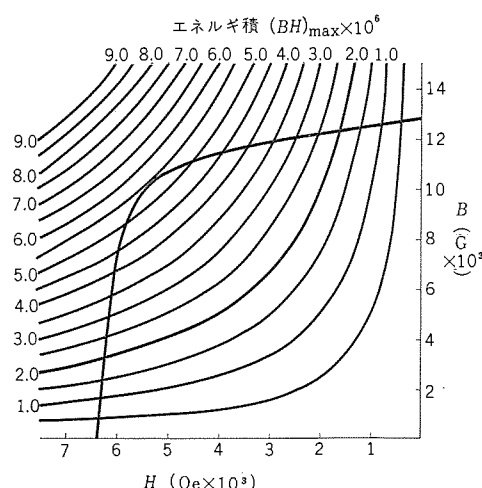


図 3.3 磁鋼の特性
Fig. 3.3 Characteristics of the permanent magnet MK5A.

そなえている。

真空系電源、温度調節器、着磁減磁電源、GM 計数装置およびプロトンレナックス 磁界測定装置は操作盤におさめられ全系の操作を行なうことができる。

図 3.2 でタンク、熱交換器および排気系の一部が見られる。

3.1 磁石

磁石は図 3.3 に示すような外形寸法であり三菱鋼材株式会社で製作された。設計に先立って長さで 1/4 の模型を作り、350 エルステッド および 1,350 エルステッド (最大磁界) に着磁し、ホール素子およびプロトンレナックスによって磁界分布を測定した。1,350 エルステッドの場合、モデルはそのまま 10^{-3} のオーダの均一度がえられ、平行度を微調ボルトで調節した後 8.3×10^{-4} の均一度がえられることを確認した。

永久磁石は三菱鋼材株式会社製の MK-5A を使用し、その特性は $B_r=12,970$ ガウス, $H_c=640$ エルステッド, $(BH)_{\max} \approx 5.3 \sim 5.85 \times 10^6$ ガウス・エルステッドである (図 3.4)。最高磁束 1,500 ガウスに必要な永久磁石の長さおよび断面積は、 $B_d=9,000$ ガウス, $H_d=550$ エルステッドで使用するものとして、それぞれ 190 mm および $2.4 \times 10^5 \text{ mm}^2$ と計算される。生成される磁界を一様なものにする目的で、これを 360 個 (180 個 $\times$ 2) の $50 \text{ mm} \phi \times 100 \text{ mm}$ の永久磁石とし、行列状に配列して用いる計画であった。しかし Slatis その他によって指摘されているように⁽¹⁾⁽²⁾⁽³⁾、この形の装置では磁鋼の断面積と、個数の選び方に適当な値があり、個数の多い場合、周辺部の要素において磁化が強く、 $10^{-2} \sim 10^{-3}$ の磁界不均一を生じるおそれがあるので、使用ヒン度の少ない最高磁界は多少犠牲にして、磁鋼の個数は 140 個と決定した。永久磁石は図 3.4 で見られるようにアルミブロック中に行列状に配置して組立てた。その重量は 207 kg となる。

磁極の素材は C:0.02% 以下の純鉄で、とくに均質のものを吟味して用い、 $1,040 \text{ mm} \times 670 \text{ mm} \times 70 \text{ mm}$ の寸法のもの 2 個とした。この厚さは多数の永久磁石の作る磁界を平均化し、一様磁界とするためには厚い方が望ましいが、永久磁石要素の磁化の揃い具合、磁石全体の機械的強度、素材の寸法および仕上げの精度に対する要求の実現可能な重量などを考慮して決められた。磁極対向面のあらさは 2s 以下、平行度は 0.02 mm 以下とした。磁極重量は 2 個で約 767 kg である。ヨークは厚さ 80 mm の純鉄 (C:0.1% 以下) で作り、外形寸法は図示のように縦 1,166 mm,

度検出用サーミスタで構成される。真空タンク壁面冷却水の温度をサーミスタで検出し、ヒータを on, off 制御し、タンク内の水温を調節する方式とした。

温度設定は 0~40°C の間の任意の値に固定でき、調節器はトランジスタを使用した on, off 式ユニット調節器で $\pm 0.1^\circ\text{C}$ の温度変化で作動する。磁石は真空内におかれているので、温度変化は架台を通して熱伝導によるものと考えられる。水ジャケットの外側および真空タンク底面は断熱され、水ジャケット内を循環する水により

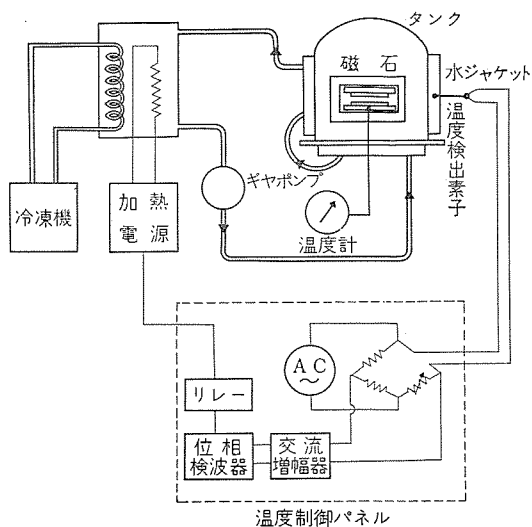


図 3.8 温度調節装置
Fig. 3.8 Temperature controller.

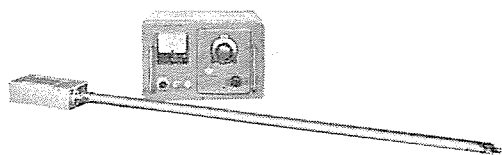


図 3.9 磁界測定装置（プローブおよび検出器）
Fig. 3.9 Field meter, probe and detector.

壁面を恒温に保つようにした。循環水は 10 l/min のギヤポンプにより循環され、水ジャケット内を通り、熱交換器にもどる。熱交換器には冷凍機よりの冷却配管および 2 kW のヒータが取り付けられ、ここで循環水を冷却または加熱する。ヒータおよび冷凍機の定格はそれぞれ 2 kW および 0.75 kW である。

3.5 磁界測定装置

磁界の測定方法は、測定範囲により段階をわけ、第 1 段階として 300~1,500 エルステッドの範囲はプロトンリゾナンスにより行なうこととした。30~300 エルステッドの範囲ではプロトンリゾナンスの信号強度が測定磁界の自乗に比例して弱くなるので、これと並行し低磁界においても比較的感度の良い、DPPH などの遊離基による電子スピン共鳴、回転サーチコイル法および peaking strip による方法などを検討した。その結果、電子スピン共鳴は吸収曲線の幅が 2 エルステッド以上あって、低磁界において必要な測定精度をうることが困難であり、また後の 2 つの方法は技術的にも測定精度の点でも疑問があったので、プロトンリゾナンスのみによって測定を行なうこととした。

信号検出器は検出発振コイルと簡単なオートダイン方式の発振検波回路を組合せたもので、プローブおよびセットの外観を、図 3.9 に示した。試料は鉱油 (apiezon-C) および硫酸銅の水溶液を用い、硫酸銅の濃度は共鳴線の幅および測定の容易さから 0.1 モル ($T_1 = T_2 \sim 0.01$ sec, 幅 ~ 25 ミリエルステッド) とした。試料の体積は 200 エルステッド以上で 10 cc, 50~200 エルステッドで 50 cc である。プローブはコイルの振動などによるマイクロホニック雑音を軽減する目的で、50~200 エルステッドに対しては外法が 200 mm $\times$ 100 mm $\times$ 56 mm, 200 エルステッド以上に対しては 200 mm $\times$ 90 mm $\times$ 50 mm のアルミシールドブロックに入れたものを用いた。またこれを磁界内で走査するために、外径 25 mm ϕ , 長さ 1,000 mm のステンレス鋼のパイプを取付け、コイルのリード線のシールドを兼ねて支持棒とした。

発振回路は図 3.10 に示したように、発振管として 6AK5 を用い、可変磁器コンデンサで分割し帰還を行なっている。発振レベルはコンデンサの容量変化および発振管の S.G. 電圧を可減することに

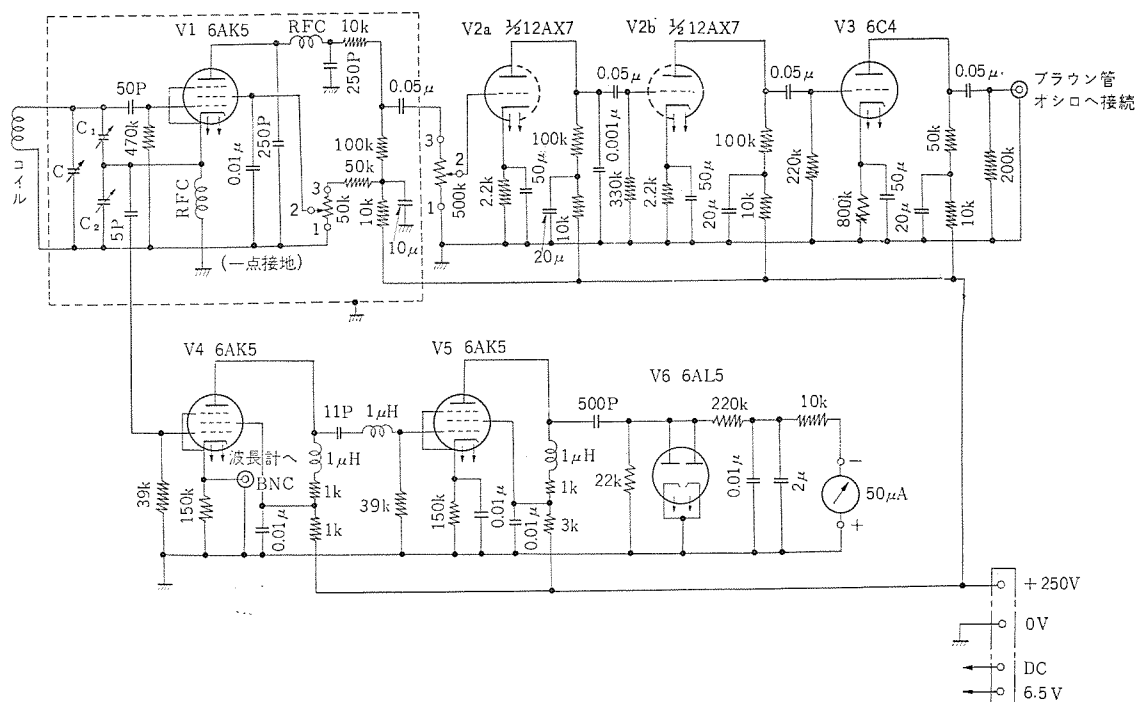


図 3.10 プロトンリゾナンス信号検出部回路図
Fig. 3.10 Circuit of proton resonance signal detector.

より適当な値に保たれ、カソードから小容量のコンデンサを通してレベルメータに入る。レベルメータは 6AK5 で 2 段非同調増幅を行なった後、6AL5 の整流電流を読んでいる。発振周波数は 1 段目の 6AK5 のカソードから取出した出力をヘテロダイン式波長計で測定する。この発振器の発振周波数の下限は発振管のカソードに入れた高周波チョークおよびアース側の帰還コンデンサのインピーダンスが等しくなる点として、ほぼ決められるので、その L および C は出来るだけ大きく取った。発振周波数の変化範囲を広く取るために、同調コンデンサの容量も大きなものを使用した。検波出力は 12AX7 および 6C4 で 3 段抵抗結合増幅した後ブラウン管オシロに入れ、吸収曲線を見ている。変調は磁界変調で行ない、商用周波数 50 c/s をそのまま用いたが、これに対し、増幅回路の結合コンデンサは小さな値とし、ローカットした。

発振周波数の安定度は 3 時間、ウォーム・アップした後、周波数計数器で調べた結果 10^{-6} のけたに入っていることを確認した。共鳴信号は、帰還コンデンサの値および S. G. 電圧を加減することにより 30~50 エルステッドの範囲まで比較的容易に検出し、磁界測定を行なうことができた。また、試料として硫酸マンガンの 0.01 モル水溶液 ($T_1 = T_2 \sim 0.01$ sec) と比較したが、前述の硫酸銅水溶液の方が若干、感度が良いように思われた。

4. 実験の概要

4.1 磁界測定

磁界は、図 4.1 に示したように磁極面の横方向に端から 95 mm 入った領域を 4 等分し、120 mm 間隔に 5 点、縦方向に端から 156 mm 入った領域を 8 等分し、91 mm 間隔に 9 点、計 45 点測定し強度分布を求めた。飽和値 1,380 エルステッドにおける測定結果は、磁石組立て後、微細用ネジによる調節を行なわない状態で 1.7×10^{-3} の不均一性を示した。この大きさおよび分布の様子は

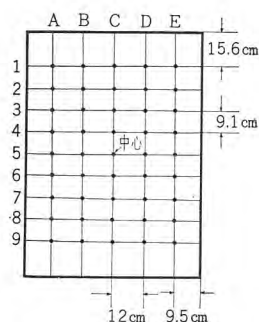


図 4.1 測定点の位置
Fig. 4.1 Positions of measuring points.

磁極スキマの機械的測定結果ときわめて良く一致し、両者の測定精度を確認することができ、また飽和磁界における分布には着磁の効果は現われず、磁極スキマの機械的一様性でまることが結論された。

機械的測定およびプロトンレジナンスによる測定を行ないつつ、磁極面の研磨を行ない、磁極スキマの機械的一様性 $\pm 7 \mu$, すなわち $\pm 1.2 \times 10^{-4}$ に仕上げた。磁界分布は表 4.1 に示すごとくで、前述の領域

表 4.1 1,380 エルステッドにおける磁界分布, 中心点に対する相対値 (%)

	A	B	C	D	E
1	-0.031	-0.019	-0.024	-0.010	-0.010
2	-0.011	-0.059	-0.017	-0.003	+0.007
3	-0.015	-0.005	-0.007	+0.014	+0.016
4	-0.009	-0.0012	-0.0005	+0.011	+0.018
5	-0.028	-0.027	0	+0.003	+0.0046
6	-0.016	-0.021	-0.012	-0.023	-0.0041
7	-0.015	-0.026	-0.023	-0.017	-0.011
8	-0.018	-0.019	-0.015	-0.016	-0.032
9	-0.031	-0.026	-0.032	-0.029	-0.026

において $\pm 1.7 \times 10^{-4}$ の一様性がえられている。共鳴周波数の測定は磁界の中心を規準点として、横あるいは縦方向の 1 列を測定することに、規準点における共鳴周波数を再測定し、この値の最大値と最小値の差をもって、測定精度とした。波長計を 3 時間ウォーム・アップし、着磁して 1 昼夜後に、測定点は $+5 \times 10^{-5}$, -6×10^{-5} の範囲内に入っている。

30~500 エルステッドにおいて良い一様磁界を実現するために、たとえば 300 エルステッドに着磁するにあたって、次のような 3 種類の磁化過程について比較検討を行なった。すなわち

- (A) 飽和磁界から 300 エルステッドに単調に減磁する。
- (B) 一度完全に消磁した後、零磁界から 300 エルステッドまで単調に着磁。
- (C) 消磁後、300 エルステッドの上下に着磁、減磁を繰返し、その振幅を漸次小さくして、300 エルステッドに持っていく。(振動着磁)

(A) は、磁界を飽和値から設定値まで下げるために要する電流が、磁界の設定値に対してほとんど一意に定まった値をもっていること、これが相当低い磁界まで直線関係が成り立つことのために、電流操作がきわめて簡単である。この磁化方法で得られた磁界の強度分布は、初めの予想に反して、中央部が最も強く、周辺で弱まった中高のものになり、 4×10^{-3} 程度の磁界不均一を示した。その際、プロトンレジナンスの幅から、磁界の局所的一様性は 10^{-4} 程度であることが確かめられているので、この分布の原因は磁極スキマの端の影響ではなく、着磁効果によるものであると結論した。(B) の場合は磁石を一度完全に消磁する必要がある。磁石のウズ流損のため商用周波数の交流では、すべての磁鋼に十分な交流磁界をあたえることができず、有効な減磁を行なうことができない。極性反転を繰返しつつ直流電流を加え、その値を漸次減少し、磁鋼の磁化状態を B-H 平面の原点に近づけていく必要がある。この方法で十分減磁を行なった後、さらに交流消磁を行なう。完全に消磁した状態からは、着磁電流と磁界の設定値とは、(A) の場合と同様に簡単な対応関係が成り立つので、直ちに所定の磁界を得ることができる。この磁化方法で得られた磁界分布は、予想のものにほぼ近い形で、最も周辺部の測定点、あるいはそれより 1 つ内側の点において高く、中央部付近において、低い値を示し、その分布は 3×10^{-3} 程度の値を示していた。(A) および (B) によって、着磁効果は磁極にあらわれる反磁界によるものであろうと推論される。(B) の場合、乱雑で、比較的大きな磁界の凹凸が見られるので、その原因として、おのおのの磁鋼によって、磁化曲線の立上り点が異なるためと考え、つぎの、振動着磁を行なった。(C) の方法は Slätis によって述べられているもので⁽¹⁾、たとえば 300 エルステッド付近に磁化する場合、0, 640, 130, 480, 250, 330 エルステッドと振動的に磁化を繰返して、設定値に収束していくものである。電流の持続時間としては、磁鋼の内部まで磁界が浸透するためには、或る定まった長さが必要であると考えられ、われわれは実験によりこれを 1 分間とした。この場合磁界分布の形は (B) とほぼ同様で、変化がわずかに少ない程度であるが、磁界の凹凸は非常に減少し、Slätis が指摘したものと異った効果が得られている。この状態で磁極周辺に取りつけてあるシム棒の調節を繰返すことにより、磁界の一様性を上げることができ、 6×10^{-4} 程度の値を得ている。なお、磁場の測定精度は $\pm 5 \times 10^{-5}$ 以上であった。なおシム棒を適当な位置に挿入した状態で着磁操作を行なうことも有効であり、シム棒なしで着磁した場合よりも、よい磁界分布が

表 4.2 排 気 過 程

	所 要 時 間	
	大気圧→0.14 mmHg	→ 5×10^{-4} mmHg
第 1 回	17 (h)	5 (h)
第 2 回	40 (min)	75 (min)
第 3 回	30 (min)	50 (min)

得られることが実験によりたしかめられた。

4.2 排 気

排気の過程は表 4.2 に示すように 3 回繰返して行なった。すなわち、第 1 回目は磁石、真空 タンク および排気系を組立てた直後のもので回転ポンプだけを作動させて、大気圧より 0.14 mmHg まで 17 時間、油拡散 ポンプ 作動後 4×10^{-4} mmHg まで排気するために 5 時間、計 22 時間を要した。バルブを全部閉じたまま、ポンプを停止させ、一昼夜放置して、タンク内の圧力は数 mmHg 以上に上昇した。ガイスラ 管における放電 グロー の色の観測およびドライアイストラップの効果から、放置後 タンク 内に溜った気体のかなりの部分は水蒸気であろうと結論された。ひきつづいて、トラップに寒剤（ドライアイス および エチルアルコール）を注入し、所要排気時間は、大気圧より 0.14 mmHg まで 40 分、油拡散 ポンプ 作動後 5×10^{-4} mmHg まで 75 分、計 1 時間 45 分と短縮された。第 3 回目には、大気圧から 0.14 mmHg まで 30 分、油拡散 ポンプ 作動後 5×10^{-4} mmHg までに 50 分、計 1 時間 20 分、その後 3×10^{-4} mmHg までに 1 時間を要し、系内の気体放出を十分行なった後には、タンク および フランジ などからの リーク は問題にならないことが結論された。

4.3 温度調節

まず予備的なテストとしてヒータおよび排気系は動作させず、冷凍機だけ働かせて各部の温度変化を調べた。測定は次のように、熱交換器、磁鋼および水 ジャケット 内部の 3 か所で行なった。

- (1) 熱交換器 上部にそう入したアルコール 温度計
- (2) 磁鋼 内部（行列内、アルミ に接触）にそう入したサーミスタ 温度計
- (3) 水 ジャケット ジャケット 内にそう入した温度調節用 サーミスタ の抵抗値による。

熱交換器および水 ジャケット 内には水を十分満たした状態で、冷凍機動作開始後の模様は図 4.2 に示したようであった。すなわち、ポンプは停止したままで、初めの 4 時間内に熱交換器の水温は

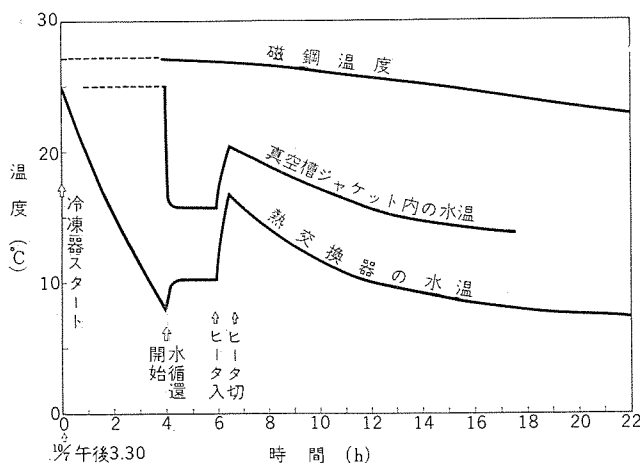


図 4.2 冷凍機の作動状況
Fig. 4.2 Performance of cooler.

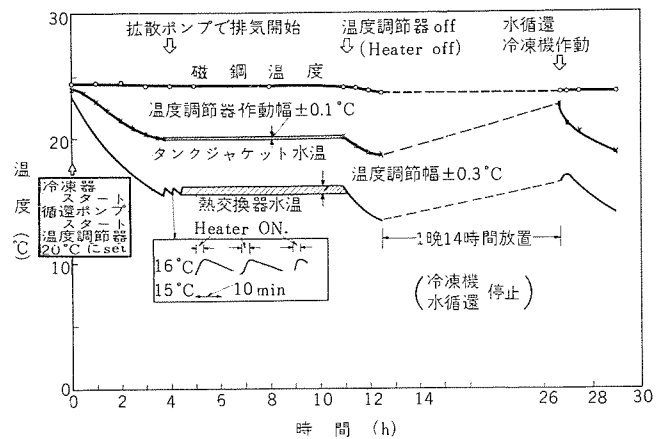


図 4.3 温度調節器の動作
Fig. 4.3 Performance of temperature controller.

25°C から 8°C になり、水循環開始後、熱交換器およびジャケット内の水温はすみやかに定常状態に達し、それぞれ 12.5°C, 17.5°C であった。ヒータのスイッチ投入後、30 分間にそれぞれの温度は 16.7°C および 20.4°C に上昇した。この間、磁鋼の温度変化はわずか 0.2°C 下っただけであった。ヒータのスイッチ切断後、10 時間で、磁鋼温度、ジャケットおよび熱交換器内の水温はそれぞれ、26.8 ~ 24.4°C, 20.4 ~ 14.0°C, 16.7 ~ 8.2°C に下った。その結果、0.75 kW の冷凍機で十分であろうと思われた。

つぎに冷凍機を連続作動させヒータの on, off 制御を行なった。その様子は図 4.3 に示すごとくで、23 ~ 24°C の水温からスタートし、冷凍機および水循環を同時に開始し、3 時間後に、ジャケットおよび熱交換器内の水温はそれぞれ 20°C, 15.6°C となった。サーミスタ温度調節器はジャケット内の水温を 20°C となるように設定し、また同時に油拡散 ポンプ も動作させ 7 時間運転を行なった。温度調節そのものは 20°C ± 0.1°C で on, off 調節を行なったが、熱交換器の水温の変化幅はそれより若干大きく、± 0.3°C であった。その詳しい変化は図 4.3 に併せて示してあり、on, off 制御の周期は約 18 分、冷凍機とヒータの動作時間の比は大体 5:1 であった。これはヒータは 2 kW、冷凍機は入力 1 HP で出力効率を 1/2 程度として、ほぼ妥当な値と考えられる。また、磁鋼のレスポンスはきわめて遅く、初めの 11 時間に約 0.4°C、つぎの 18 時間にも約 0.4°C の下降を示したのみであった。これは磁石の熱容量が大きいためと考えられる。したがって、また、磁石の温度を初め適当な値になるようにしておけば、温度調節の状況からみて、磁鋼の温度を ± 0.5°C の範囲内で一定にたもつことは十分可能であると考えられた。

5. む す び

以上、大形ベータ線 スペクトログラフ の構成の概要と予備実験の結果について報告した。必要な磁界均一性は目標値に近い値が得られ、排気ならびに温度調節も満足に働らくことがたしかめられた。

建設および実験にあたり、日本原子力研究所 百田光雄氏、竹腰英子氏、松本純一郎氏、石井三彦氏、原子核研究所 池上栄胤氏のご指導とご協力にあずかることが大きかった。また設計製作にあたり、三菱鋼材株式会社 野中五郎氏、鈴木公文氏のお世話になったことを感謝します。(昭 37-6-12 受付)

参 考 文 献

- (1) H. Slätis: Arkive. för Fysik, 6, 415 (1953)
- (2) M. S. Mladjenovic: Bul. Inst. Nucl. Sci. 6, 53 (1956)
- (3) H. Slätis: Nucl. Instr. 2, 332 (1958)

小形保護ガス発生装置

佐藤 真*・小幡時治*

A Small Sized Protective Gas Generator

Research Laboratory Makoto SATO・Tokiharu OBATA

In the thermal treatment process of various materials, they are often affected by surrounding gases to lower their quality. To prevent it inert atmosphere is sometimes formed around the work with protective gas. In this operation protective gas of various components is used depending on the purpose. Mitsubishi has developed for trial a small sized protective gas generator to be used for non-oxidizing atmosphere. The result is successful in obtaining anticipated performance. This unit is to generate inert gas of 10nm³/h. its chief constituent being nitrogen produced by combustion and high temperature catalytic oxidation and its oxygen content being below 0.3%. It has many features, of which low cost of produced gas compared with bomb nitrogen gas and easy handling stand out.

1. ま え が き

金属あるいは塗料、油脂などの処理工程において、処理物質の酸化あるいは引火、爆発などの防止のために、従来から種々の雰囲気ガスが使用されている。その例を表1.1に示す。

表 1.1 代表的な保護雰囲気の大体の組成⁽³⁾

項目	保護雰囲気	反応形	組 成 (%)						露点 (°C)	価 格 \$/MCuFt
			CO ₂	O ₂	CO	H ₂	CH ₄	N ₂		
A	水 素	電解								
	(1) 純化せず									
	(a) 電解そう		0.0	0.2	0.0	99.8	0.0	0.0	飽和	1.55
	(b) ポンベ (市販)		0.0	0.2	0.0	99.8	0.0	0.0	-30 ~-10	6.00~12.00
	(2) 純化									
	(a) 電解そう		0.0	0.0	0.0	100.0	0.0	0.0	-50	1.57
B	窒 素	空気の 液化								
	(1) 純化せず									
	(a) 空気液化 装置		0.0	0.2	0.0	0.0	0.0	99.8	飽和	0.50
	(b) ポンベ (市販)		0.0	0.2	0.0	0.0	0.0	99.8	-30 ~-10	8.00~10.00
	(2) 純化									
	(a) 空気液化 装置		0.0	0.0	0.0	0.0	0.0	100.0	-60	0.54
C	炭酸ガス									
	(1) 純化せず									
	(a) ドライア イス(市販)		99.8	0.0	0.0	0.0	0.0	0.2	-30 ~-3	4.65
	(b) ポンベ (市販)		99.8	0.0	0.0	0.0	0.0	0.2	+30 ~-3	9.30
	(2) 空気と燃焼									
	(a) 部分燃焼		0.0	0.0	0.0	24.0	0.0	76.0	飽和	0.57 or 2.10
D	アンモニア分解	吸熱								
	(1) 未処理		0.0	0.0	0.0	75.0	0.0	25.0	-50	1.05 or 3.95
	(2) 空気と燃焼									
	(a) 部分燃焼		0.0	0.0	0.0	24.0	0.0	76.0	飽和	0.57 or 2.10
	(b) 完全燃焼		0.0	0.0	0.0	1.0	0.0	99.0	飽和	0.72 or 2.70
	(c) 完全燃焼									
E	燃料ガス燃焼 (天然ガス)	発熱								
	(1) 純化せず									
	(a) 部分燃焼		5.0	0.0	10.0	15.0	1.5	68.5	飽和	0.10
	(b) 完全燃焼		11.5	0.0	0.7	0.7	0.0	87.1	飽和	0.08
	(c) 完全燃焼									
	(d) 完全燃焼									

(2) 純 化										
(a) 部分燃焼										
I. CO ₂ -free	0.0	0.0	10.5	15.5	1.5	72.5	-40	0.14		
乾燥										
(b) 略完全燃焼										
I. CO ₂ -free	0.0	0.0	2.0	2.0	0.0	96.0	-40	0.13		
乾燥										
(c) 完全燃焼										
I. CO ₂ -free	0.0	0.0	0.7	0.7	0.0	98.6	-40	0.13		
乾燥										
F 燃料ガス反応 (天然ガス)	吸熱									
(1) 触媒上で空 気と反応										
(a) 完全反応	0.0	0.0	19.0	38.0	1.5	41.5	-10	0.22		

今回筆者らが試作した保護ガス発生装置は、表1.1のE(1)に相当するもので、その目的は、現在金属の高温処理過程などで、ポンベの窒素を使用している所に、より低価格の不活性ガスを供給することにあった。

このような装置は、市販もされており、とくに目新しいものではなく、発生ガスの組成によっては、別に技術的に重要でない場合が多い。

しかしながら本装置の目的となった酸素含有量0%で、しかもなるべく高い効率が要求されるような場合には、種々の技術的な問題が提起され、触媒の選択ならびに触媒層の構成に、考察ないし工夫が必要となる。

そこでわれわれは適当な触媒を選定するための予備実験を行ない、その結果にもとづいて試作機の設計製作を行なった。現在この試作機は、研究所においてガラスおよび金属の熱処理工程に実用され所期の成果をあげているので、ここに総括して報告することにする。

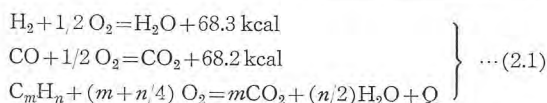
2. 保護ガス発生装置の原理

試作した装置は、都市ガスを燃焼反応させることによって空気中の酸素を水あるいは炭酸ガスに変換し、完全に酸素のないガスを製造する方式のものである。

この場合の反応は、次の化学式で表わされる。

表 2.1 都市ガス組成例

(容積 %)						
CO ₂	C _m H _n	O ₂	CO	H ₂	CH ₄	N ₂
2.0	2.2	6.0	10.2	31.2	14.2	34.2



都市ガスの組成は、場所ならびに時間によって一定ではないが、当研究所で使用している都市ガスの組成例は表 2.1 のようなものであった。

これから理論空気量を計算すると都市ガス 1nm³ に対して約 2.5 nm³ の空気が反応にあずかることになり、その時生ずる生成ガス量は、乾燥状態で約 2.7nm³ 程度になる。つまり都市ガス 1 容に対して 3 倍弱の容積の生成ガスを獲得することができる。

都市ガス中の可燃成分と空気中および都市ガス中の酸素とを完全に反応させるためには、次のような方法を用いる。すなわち都市ガスと空気とを十分によく混合し、バーナによって燃焼させる方法であって、この際二次空気を利用することなく、所要空気量は、すべてバーナの前で都市ガスと混合させるようにする。このことは一般の燃焼装置においては、二次空気を使用することが多いが、この場合にはほのおの中の可燃ガスと二次空気との混合反応は一般に不完全となり、理論空気量だけによる完全燃焼は期待できないので、バーナ燃焼だけによる方法を採用したのである。

このように二次空気を利用しない場合は、バーナ上のほのおの安定性が問題になる。すなわち一次空気だけによる燃焼には、ほのおの吹き切れあるいは逆火などの現象が発生しやすい。とくに本装置のように理論空気量付近で燃焼を行なうと非常に逆火しやすくなるので、これに対する十分な対策を施さなければならない。

本装置では、多孔式のバーナを採用して管内壁の速度こう配をあげることにすると共に、逆火に対しては逆火止を設け、また吹き切れに対しては、燃焼室内部の触媒を高温着火源にすることによって燃焼の持続化をはかった。燃焼室内の触媒は、高温着火源として使用されるばかりでなく、混合気のより完全な混合を助け表面接触酸化用触媒として燃料の完全燃焼を行なわせ、また高級炭化水素類を熱分解して、燃焼性のよいガスに転換する役目を兼ねている。

なお生成ガス中の水分は、燃焼室出口側にあるガス冷却器で、常温付近まで冷却し凝縮させることによってその大部分を取り除くことができる。

すなわち燃焼反応が理想的に行なわれた場合の生成ガスは、その大部分が窒素で一部に炭酸ガスと少量の水分を含むガスとなり酸化をきらい反応過程に対して有用なガスが得られることとなる。

3. 試作機的设计

3.1 予備実験

(1) 触媒試験

試作機的设计に当って所定発生ガス量に対して装置の寸法を決定するために、まず触媒の使用条件を決める必要がある。

触媒試験に先立って行なった無触媒反応管中における都市ガスと空気との燃焼試験結果を図 3.1 に示す。図 3.1 において空気/ガス比が 2.3 以下では、都市ガスは燃焼していないことを示しており本実験条件での都市ガスの爆発上限は、空気/ガス比 2.3 すなわち 17.5 % であることを示す。空気/ガス比 2.9 で実験値は O₂ %

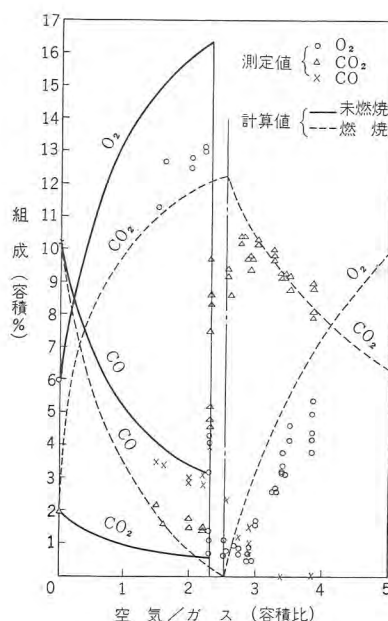


図 3.1 都市ガス燃焼試験結果

Fig. 3.1 Experimental results of town gas combustion tests.

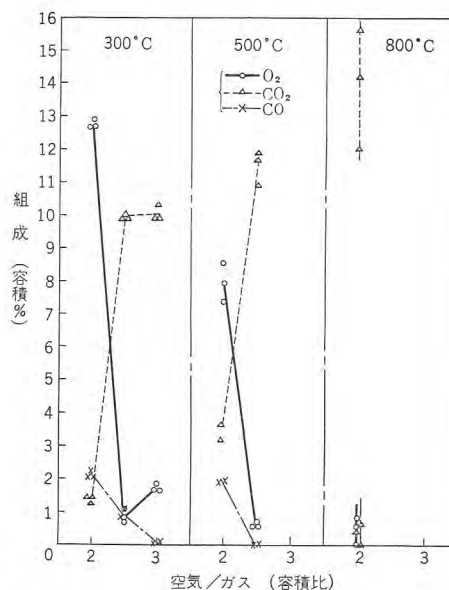


図 3.2 触媒試験結果 (触媒量 100 cc, SV 300)

Fig. 3.2 Experimental results of catalyst performance tests.

最小を示し、平均値は約 0.65 % であった。また CO % は空気/ガス比 2.5~3 の間で 1~1.5 % 程度であり完全に 0 になるのは、空気/ガス比 3.4 付近であった。この事実、本実験のようにバーナの手前に混合器を設けても、なお空気とガスとの混合が十分でないことを意味し、空気とガスとを均一に混合させることは、それ程容易でないことを物語っている。

そこで爆発燃焼だけでなく接触酸化反応を併用することによって完全燃焼を行なわせることを考慮し、次の触媒試験を行なった。

試験触媒は、酸化ニッケルを主体とする炭化水素改質触媒で、6φ×6mm の円筒状成形品である。試験はすべて空間速度 SV 300 において行ない、空気/ガス比は、2.0, 2.5, 3.0 の 3 点、中心温度は、300°C, 500°C, 800°C の 3 点に変化させ、生成ガス中の CO₂, O₂ および CO をオルザットガス分析装置によって分析した。その結果を図 3.2 に示す。図 3.2 からわかるように触媒層温度 300°C における結果は、燃焼試験結果に類似し、この温度

では触媒がまだ活性を示すにいたっていないことを示している。触媒層温度を 500°C に上げると明らかに触媒層が活性となり、空気/ガス比 2.0 の所ですでに O_2 の消費が現われ CO_2 量が増加している。空気/ガス比が 2.5 になると可燃成分である CO がなくなり、 CO_2 量は燃焼実験の際よりも増加していることがわかる。さらに触媒層温度が 800°C になると空気/ガス比 2.0 において O_2 は 0.8% 以下となり CO_2 量は急激に増加している。この温度では触媒作用がほぼ完全である。以上の結果から上述の試験触媒は使用温度 500°C 以上において十分接触酸化に有効であることが見出された。

このようにして後述の保護ガス発生装置は、この酸化ニッケル触媒を使用温度 500°C 以上において用いられるように設計された。

(2) パーナ試験

前述のように燃料ガスをあらかじめ空気と完全に混合して燃焼させる場合には、パーナにおけるほのおの安定性が重要な問題になる。とくに本装置のように理論空気量付近で燃焼を行ない、かつ使用条件によってある程度流量を変化させる必要がある場合には、パーナの選定と設計とが装置の性能に支配的な影響を与える。

そこでわれわれは耐火物製の多孔式パーナを採用し、その特性を試験し設計の資料を求めることにした。

試験したパーナは3種類で、その寸法は図3.3に示すようなも

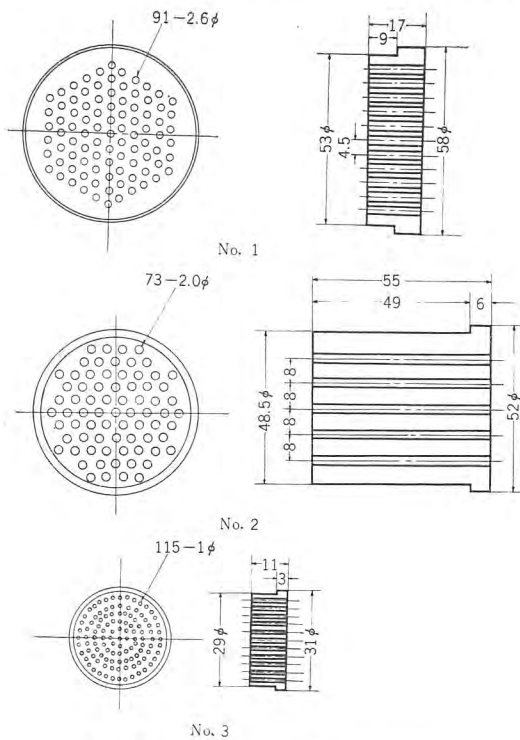


図 3.3 パーナ試験に使用したパーナ
Fig. 3.3 Burner samples for burning tests.

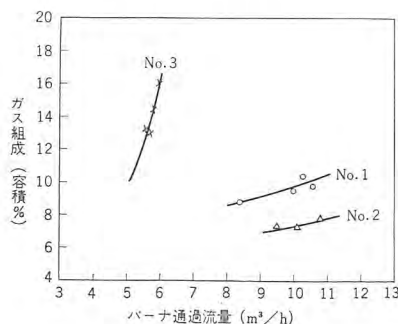


図 3.4 パーナ試験結果
Fig. 3.4 Burning test results from various burner samples.

のである。測定結果を図3.4に示す。図中の各曲線は、それぞれのパーナに対する吹き切れ点を示すものである。この実験の範囲においては各パーナとも逆火することはなかった。

この実験からは、パーナの吹き切れおよび逆火に対する一般的な判定基準は得られなかったが、No. 1 または No. 2 は、この装置のパーナとして使用できることおよび No. 3 は吹き切れの流量が少なすぎるので使用できないことが明らかになった。

また現在の実験条件では逆火現象が見られなかったが、実際の使用条件は高温で大気圧以上の圧力を有する燃焼室内に向かって混合気を吹き出すので逆火が起りやすい傾向にある。そこで安全側に考え、長さの最も長い No. 2 パーナを使用することにした。パーナを長くするほど孔の径路における温度差が増加し逆火しにくくなるからである。

3.2 燃焼室の設計

本機の設計条件は、生成ガス量(乾燥状態)を 10 nm³/h にとった。これに対して表1.1の都市ガスに必要な各気体の処理量は、次のようになる。

原料ガス所要量	3.70 nm³/h
空気所要量	9.33 nm³/h
湿り生成ガス量	12.50 nm³/h

また触媒使用条件は、次のように仮定した。

空間速度 SV	2,600 cc/cc cat. h
反応温度	800°C
圧力	常圧

以上の条件から燃焼管寸法を求めると次のように定まる。

内径	102 mm
触媒層高さ	600 mm
触媒量	4.91 l

なお湿り生成ガスの組成は表3.1のとおりである。

表 3.1 湿り生成ガス組成
(容積%)

N_2	CO_2	H_2O
70.0	9.8	20.2

(1) 熱計算

a. 反応温度および除去熱量

反応器において反応物質以外に熱の供給がなく、生成物質以外に熱の持出しがない、すなわち反応器が完全に断熱されているものとすれば、反応後の生成物質のエンタルピー H_P は次のようになる。

$$H_P = H_R + Q \quad (3.1)$$

ここに H_R : 反応物質のエンタルピー

Q : 反応熱

このような反応によって生成される物質の温度は、理論反応温度と呼ばれるが、いま反応物質が 25°C の温度で流入するものとすれば、理論反応温度は $T_i = 1,570^\circ C$ となる。一方使用触媒の制限温度は約 1,000°C であるから適当な冷却方法を講じなければならない。いま適当な反応温度として 800°C を選ぶことにすれば、系から冷却によって除去すべき熱量 Q_i は

$$Q_i = H_R + Q_{25} - H_P \quad (3.2)$$

から $Q_i = 4060 \text{ kcal/h}$ を得る。ただし Q_{25} は基準温度を 25°C としたときの標準反応熱である。

b. 冷却用ジャケット

反応器は触媒充填層と上部燃焼空間とに分けられるが、上述の

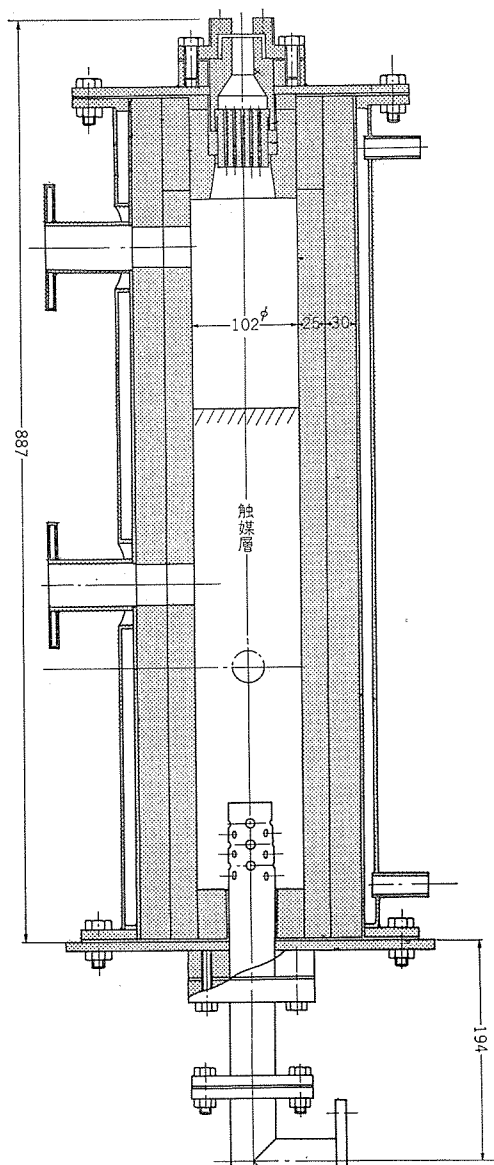


図 3.5 燃焼室構造図

Fig. 3.5 Construction of combustion chamber.

余剰反応熱 Q_i を除去するために図 3.5 に示すように反応器外周に冷却水ジャケットを設けた。

冷却水の体積平均温度を 20°C と仮定すれば、定常状態において $4,060 \text{ kcal/h}$ の熱量を除去するためには、簡単な計算によって反応器 レンガ 内壁の温度を約 400°C に保たなければならないことがわかる。

触媒充填層の見かけの総括伝熱係数 h_0 と層内壁の伝熱係数 h_w および充填層本体の伝熱係数 h_m との間には

$$1/h_0 = (1/h_w) + (1/h_m) \quad (3.3)$$

なる関係が成立するが、前者は近似的に球状充填物に対する実験式⁽¹⁾

$$h_w D_P / k_f = 0.18 (D_P G / \mu)^{0.80} \quad (3.4)$$

後者は矢木らの実験式⁽¹⁾

$$(h_m D_P / k_f) = 5.79 (k_e / k_f) (D_P / D_T) + 0.0912 (D_T / l) (C_P \mu / k_f) (D_P G / \mu) \quad (3.5)$$

から求められる。

ただし D_P : 充填物平均直径
 k_f : 流体の熱伝導度
 G : 流体の質量速度
 μ : 流体の粘度

l : 充填層の長さ

D_T : 充填層の直径

k_e : 流れを伴う場合の充填層の有効熱伝導度

である。

式 (3.3) から h_0 を現在の配置において計算すると $h_0 = 40 \text{ kcal/h}$ を得る。したがって壁内面の温度が 400°C の場合に触媒充填層から除去し得る熱量は、 3050 kcal/h となり全体の約 75% になる。

次に上部燃焼空間の伝熱過程は、燃焼気体からの対流伝熱と輻射伝熱とに分かれるが、前者に対する伝熱係数 h_s は、

垂直円管内層流伝熱関係式⁽¹⁾ (自然対流を無視できるとした場合)

$$(h_s / C_P G) (C_P \mu / k)^{2/3} (\mu_w / \mu)^{0.14} = 1.86 (D / l)^{1/3} (D G / \mu)^{-2/3} \quad (3.6)$$

乱流、入口付近または短管に対する Kroll の実験式⁽¹⁾

$$(h_s / C_P G) (C_P \mu / k)^{2/3} (\mu_w / \mu)^{0.14} = 0.023 [1 + (D / l)^{0.7} \cdot (D G / \mu)^{-0.2} \dots \dots \dots (3.7)$$

および層流、入口付近または短管の伝熱を平坂よりの伝熱と見なすときに近似的に用いられる Pohlhausen の理論式⁽¹⁾

$$(h_s / C_P u_0 \rho_0) (C_P \mu / k)^{2/3} = 0.664 (l u_0 \rho_0 / \mu_0)^{-1/2} \dots \dots \dots (3.8)$$

これらの諸式によって h_s を求めると、それぞれ 9.94, 9.25, $9.28 \text{ kcal/m}^2 \cdot \text{h} \cdot ^\circ\text{C}$ が得られ、ほぼ同じ値になることがわかる。今の場合の妥当な値として $h_s = 9.5 \text{ kcal/m}^2 \cdot \text{h} \cdot ^\circ\text{C}$ を仮定すると対流による伝熱量は $q_c = 243 \text{ kcal/h}$ となる。

また輻射伝熱量は

$$q_{G \rightarrow B} = A_G (\epsilon_G E_G - a_G E_B) \dots \dots \dots (3.9)$$

ここに

A_G : ガス塊の表面積

E_G : ガスの全輻射

ϵ_G : ガスの輻射能

a_G : ガスの吸収能

E_B : 壁面の全輻射

で表わされるが、簡単のために炭酸ガスと水蒸気との混合ガスによるものを考えると、混合ガスの輻射能は、今の場合 H. C. Hottel の線図から $\epsilon_G = 0.079$ 、また吸収能は $a_G = 0.108$ と与えられる⁽¹⁾ から $q_{G \rightarrow B} = 481 \text{ kcal/h}$ となる。

したがって上部空間からの全伝熱量は 724 kcal/h となり、全体の約 18% に達する。残りの 7% は反応器の上下端面から自然対流によって除去し得る程度と考えられる。

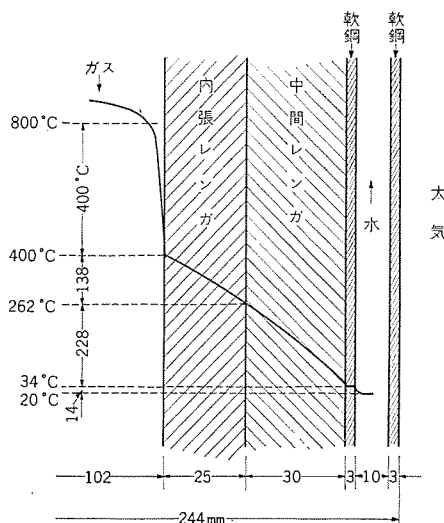


図 3.6 燃焼室断面の温度分布 (計算値)

Fig. 3.6 Calculated temperature distribution across the combustion chamber cross section.

冷却ジャケットは、図 3.5 に示されているが、以上の計算からこれに約 800 kg/h の冷却水を流せば、上述の余剰熱量を十分除去することができる。

なお燃焼室内張レングには、上質のムライトを、また中間レングとしては、カーボナダムを使用することとしたが、この燃焼室断面の温度分布計算値を示すと図 3.6 のようになる。

3.3 ガス冷却器の設計

文献 (2) に従い H_2O 、 CO_2 および N_2 混合気体中の水蒸気を凝縮させる形式の凝縮器として設計計算を行なうと所要仕様は、次のようになる。

形式	水平多管式 胴側 1 回 管側 4 回折流
胴内径	93.2 mm ϕ (材質 SGP 3 1/2)
ジャマ板間隔	53 mm
冷却管	外径 10 mm ϕ 、肉厚 1.2 mm 長さ 1,060 mm 黄銅管 本数 20 本 正方形直列配列 ピッチ 15 mm

3.4 流動計算

次に以上のようにして設計された機器を構成する主要部品および配管系に対してガスおよび冷却水の所要量を通過させるために必要なブロウおよびポンプの容量を決定するために行なった各種圧力損失計算の概要は次のとおりである。

(1) ガス流の圧力損失

a. 触媒層における圧力損失

触媒充填層の圧力損失は、流れをガスの等温流と仮定すれば、Carman の式⁽¹⁾から計算することができる。すなわち

$$R_e = \phi d \bar{u} \rho / 6 (1 - \varepsilon_d) \mu = 0.01 \sim 10,000$$

のレイノルズ数の範囲で

$$\Delta P = 6 f L \bar{u}^2 \rho (1 - \varepsilon_d) / g_c \phi d \varepsilon_d^3 \dots \dots \dots (3.10)$$

ここに f : 流体摩擦損失 [-]

L : 充填部分の長さ [m]

$\bar{u}$: 流路断面空塔基準平均速度 [m/sec]

ρ : 密度 [kg/m³]

ε_d : 乾燥時空間率 [-]

g_c : 重力換算係数 [kg・m/sec²・kg]

ϕ : 充填物の形状係数 [-]

d : 充填物公称径 [m]

μ : 粘度 [kg/m・sec]

式 (3.10) から現在の構造について触媒層における圧力損失を求めると 61.6 mm Aq となる。

b. パーナの圧力損失

パーナ試験の実測によるとパーナの圧力損失は、3 mm Aq 程度であった。

c. 燃焼室出口圧力損失

燃焼室出口は、かなり形状が複雑なので、正確に求めることはできないが、近似的に断面収縮の場合の式 $\Delta P = \zeta \bar{u}_2^2 \rho / 2 g_c$ を用いて計算すれば約 1.6 mm Aq となる。

d. ガス冷却器における圧力損失

普通の多管式熱交換器の胴側圧力損失の式⁽²⁾によって計算し 8.5 mm Aq を得る。

e. 水分離器による圧力損失

水分離器は、5 折流の衝突板形のものを採用小形保護ガス発生装置・佐藤・小幡

用したが、その圧力損失を 30°C の生成ガスが 5 個の 180 度 ベンドを通過するものと仮定して見積ると 0.03 mm Aq を得る。

f. 配管系による圧力損失

配管にはすべて SGP1、SGP1/2 を使用しているが、これらにおける圧力損失の計算には、いずれも Fanning の式を用いた。その合計圧力損失は 352.5 mm Aq となった。以上 a~f 項より装置入口から出口までのガス流の全圧力損失は、420 mm Aq となることがわかる。

このほかにガス冷却器出入口、水分離器出入口、空気ろ過器、流量計など付加的な圧力損失があるので、ブロウの容量を決めるための全体の圧力損失としては 500 mm Aq を採用することにした。

(2) 冷却水圧力損失

冷却水の圧力損失は、主として冷却器損失と燃焼室冷却ジャケット損失とからなるが、これらは直列に配置されているので、現在の冷却水量 800 kg/h に対して、その冷却水全圧力損失を求めると約 1.8 kg/cm² となる。

4. 試作機の概要

試作機の外観を図 4.1 に、また試作機のフローダイアグラムを図 4.2 に示す。同図において空気およびガスは、規定の流量でそれぞれ別個の流量計を通り、同一ブロウによって系内に取り入れられる。この 2 流体は、ブロウ入口で混合され逆火止を通過して燃焼室内のバーナに送りこまれるが、その流量比は圧力調整弁により所定の値

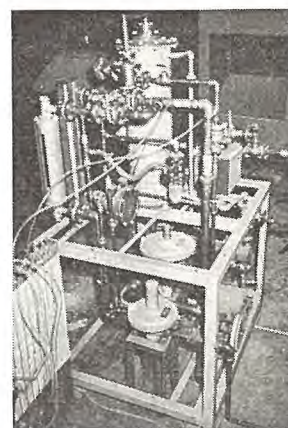


図 4.1 保護ガス発生装置の外観
Fig. 4.1 Protective gas generator (out view).

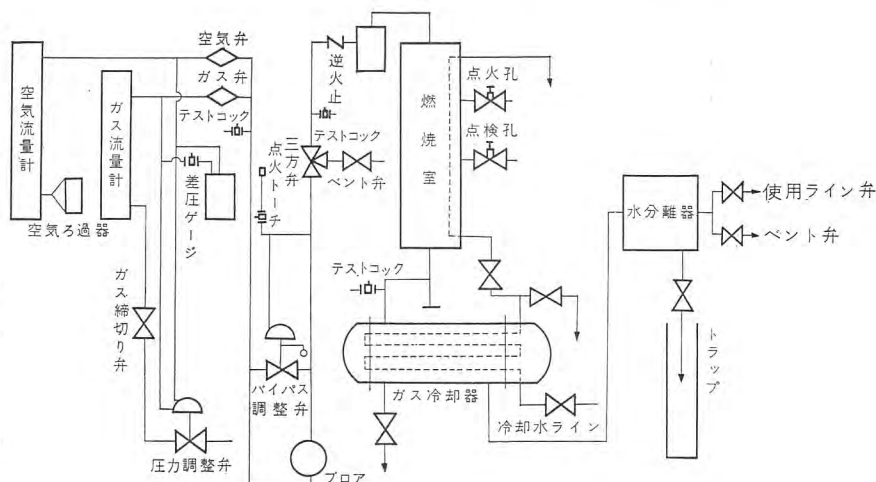


図 4.2 保護ガス発生装置 フローダイアグラム
Fig. 4.2 Flow sheet of the protective gas generator.

に設定される。パーナ および触媒層で燃焼反応した生成ガスは、ガス冷却器と衝突形の水分離器を通過する間に、中に含まれる水蒸気を水滴の形で除去された後、系外に排出され使用ラインに供給されるのである。

試作した装置ならびにその構成部品の仕様をまとめると次のとおりである。

4.1 装置の仕様

生成ガス量	10 nm ³ /h (露点 30°C 以下)
原料ガス量	3.7 nm ³ /h (都市ガス)
空気量	9.3 nm ³ /h

(以上は設計値であるが、パーナ および プロフ の容量によって生成ガス量は、5~12 nm³/h 位の範囲にわたって使用できるようにしてある。)

触媒層温度	800°C
冷却水量	800 kg/h (冷却水入口温度 20°C)
寸法	幅 1,100 mm, 奥行 900 mm 高さ 1,900 mm

4.2 構成部品の仕様

(1) 燃焼室

形式	立形外部熱交換形、円筒形
内張 レンガ	ムライト CR-SG
中間 レンガ	カーボラダム Feron-RL
パーナ	多孔形
触媒	インフライト N-174 担体 20×20 mm 立方体 6 l

(2) プロフ

形式	ルーツプロフ
モータ	400 W 三相誘導電動機
吸込風量	15 m ³ /h
吸込圧力	-100 mmAq
吐出圧力	500 mmAq

(3) ガス冷却器

形式	横形多管式
伝熱面積	0.616 m ²
冷却熱量	4,020 kcal/h
冷却水量	800 kg/h (20°C)

(4) 流量計

a. ガス流量計

形式	浮游式流量計 SR-53
最大目盛	6 m ³ /h

b. 空気流量計

形式	浮游式流量計 SR-53
最大目盛	15 m ³ /h

(5) バイパス調整弁

形式	重錘ダイヤフラム形 NS-65
調整圧力	300~500 mmAq
容量	2~20 m ³ /h

(6) 圧力調整弁

形式	ダイヤフラム形 NS-70
一次側圧力	150~700 mmAq
二次側圧力	0~50 mmAq
容量	0.5~5 m ³ /h

5. 試作機の性能

試作機は現在 ガラス の熱処理工程に実用されているが、その性能の概略を示すために、その主な試験結果を述べる。

5.1 生成ガスの組成

まず最も重要な量として正常な定常運転状態における空気/ガス比と生成ガス組成との関係を種々の触媒について測定した結果の一部を述べると次のとおりである。なお生成ガスの分析結果は、オルザットガス分析装置によって行なったものである。

(1) 炭化水素改質触媒 (A) を使用した場合.

使用触媒は、前述の予備実験に使用したものと同質のもので、その形状寸法は図 5.1 に示されている。

図 5.2 はこの場合のガス組成測定結果であって、同図から、この場合生成ガス中の O₂ は、空気/ガス比 2.45 において最小値 0.7 % に達し、その前後ではすべてこの値より大きくなっている。この触媒は予備試験の結果が良かったにもかかわらず実際には O₂ 最小値も比較的高く適当でないことがわかる。

(2) N-174 担体 (B) を使用した場合.

図 5.3 に示す立方体状の N-174 担体を触媒とした場合の試験結果を図 5.4 に示す。これからわかるように、この場合には空気/ガス比 3.1 以下において O₂ % は 0.2~0.4 % 程度まで低下し、かつほぼ一定値を示している。

これは活性温度が炭化水素改質触媒より低く、このような使用温度においても十分な活性に達しているためと考えられるが、現

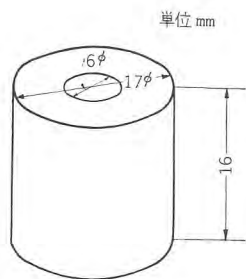


図 5.1 試料 A の形状寸法
Fig. 5.1 Catalyst sample A.

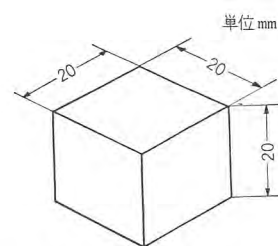


図 5.3 試料 B の形状寸法
Fig. 5.3 Catalyst sample B.

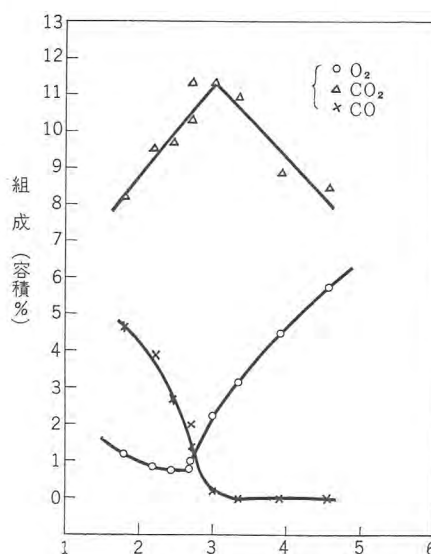


図 5.2 炭化水素改質触媒を使用したときの測定結果
Fig. 5.2 Performance of the protective gas generator in which the hydrocarbon reforming catalyst was applied.

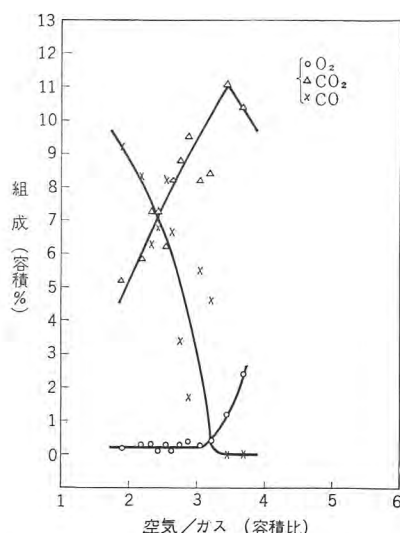


図 5.4 N-174 担体を使用した場合の測定結果
Fig. 5.4 Performance of the protective gas generator in which N-174 catalyst was applied.

在の目的には満足な組成であった。

本触媒を使用した生成 ガス を、ガラス および金属の熱処理工程用保護 ガス に試用した結果、実用上十分満足すべき結果を得ることができた。

5.2 触媒層の温度分布

前節の結果によると生成 ガス の分析結果は、すべて予備実験の触媒試験結果のように O_2 % が零になることはなく有限の値を示した。予備試験において O_2 % を零近くにするには、触媒層温度を 500°C 以上にする必要があることが示されていたので、実際の装置において触媒層の温度が、どのように分布しているかを調べるために温度測定を行なった。その結果を図 5.5 および図 5.6 に示す。その結果によると試料 A すなわち炭化水素改質触媒の場合には、半径比 0.8 までの中心部において 500°C 以上に保たれているが、試料 B すなわち N-174 担体の場合には、 r/R が 0.2 以下の軸近傍がわずかに 500°C 以上で周辺部は 300°C 程度に低下していることが認められる。これから考えると、N-174 担体の場合に反応その温度を高くすれば、さらに良好な生成 ガス が得られるはずである。試作機反応その中間 レンガ には、カーボナドレンガ を用いているが、これは熱伝導度が比較的大きいので、触媒層温度を高める目的からはむしろ不利な条件をなしている。もち

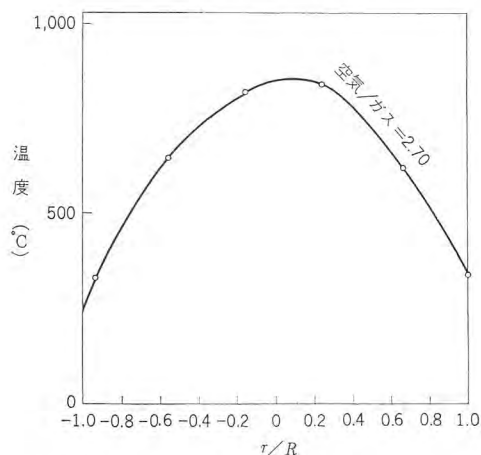


図 5.5 触媒層温度分布 (炭化水素改質触媒)
Fig. 5.5 Measured temperature distribution in the catalyst chamber. (the case of hydrocarbon reforming catalyst)

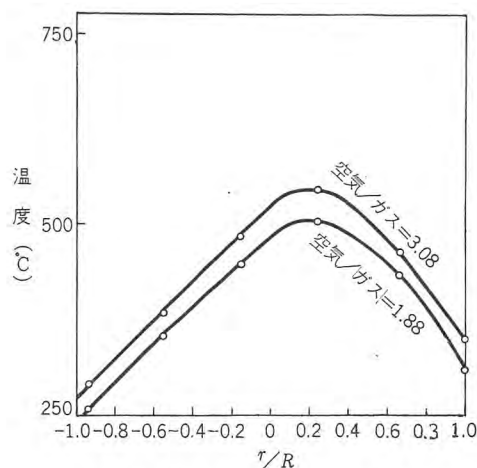


図 5.6 触媒層温度分布 (N-174 担体)
Fig. 5.6 Measured temperature distribution in the catalyst chamber. (the case of N-174 catalyst)

ろん現在の使用目的には、実用上問題はないが、必要ならばより熱伝導度の小さい材料と交換するつもりである。

6. む す び

以上に報告した保護 ガス 発生装置は、 O_2 含有量ができるだけ少ないガスを生成させることを目的として開発されたものであるが、装置から排出される生成 ガス 中の O_2 含有量を約 0.3 % 以下にすることができたので、ほぼ目的は達成された。

都市 ガス を原料とする場合には、その中に含まれる各成分の組成の変動を避けることはできない。しかしながら都市 ガス の発熱量は、ほぼ一定であるから Rosin の式⁽¹⁾から理論空気量 A_0 は、組成の変動には余り影響されないはずである。したがって装置を運転する立場から考えると、この組成の変動はそれほど問題にならないことになる。実際本装置の長期運転経験によれば、理論空気量は、空気/ガス 比 2.5~3.0 の範囲に入っており、たとえば 2.4 付近の一定条件で運転するならば、実用上なんら問題は起っていない。

生成 ガス 中の成分について考えると、分析値からもわかるように空気/ガス 比の低い領域で、未燃焼の可燃性成分 (CO , H_2 , CH_4 など) が多く現われ、なかでも CO , H_2 などの還元性 ガス は、実際に工程に悪影響を与えることもあるので十分考慮しなければならないと思われる。

また都市 ガス 中または使用空気中には、微量の硫黄化合物が含まれる可能性があり、ここでは硫黄化合物などに対する考慮は、行なわなかったが、保護 ガス 適用工程の種類によっては、問題になる場合もありうると思われる。

現在本装置は、上述のように研究所において、ガラス および金属の熱処理工程に実用されており、その生成 ガス は、保護 ガス として十分な性能を発揮している。

ただし ポンプ 室素を使用する場合などくらべると、始動・停止に 30 分程度のムダ時間が消費されるので、現在 ガスホルダ を併用することによって、この点の解決をはかることにしている。

(昭 37-6-12 受付)

参 考 文 献

- (1) 化学工学協会編：化学工学便覧 (昭 33)
- (2) D. Q. Kern: Process Heat Transfer (1950)
- (3) GE Review: p. 22, Nov., 1948

SF₆ ガス中のアーク動特性

潮 恒 郎*

宮 本 紀 男**・鎌 谷 章 博**

Dynamic Behaviors of Arcs in Sulfur-Hexafluoride Gas

Itami Works

Tsunerō USHIO

Research Laboratory

Toshio MIYAMOTO・Akihiro KAMATANI

Theoretical understanding has been greatly advanced with the arc quenching effectiveness of SF₆ gas that has high dielectric strength. High voltage circuit breakers using this gas have now entered into practical use. A number of attempts have been made to solve the secret of this gas, but there still remain many items which need further study. In this paper is reviewed electrical and visual behavior of arcs around current zero together with a proposition of some physical explanations on the unique properties of SF₆ arc on the basis of negative ion analysis.

Such a concept is, then, suggested that the resonant electron capture process plays a vital part in the behavior of arc in SF₆.

1. ま え が き

六フッ化硫黄(SF₆)ガスは古くから絶縁耐力の高い気体の一種として知られ、最近では第三の消弧媒体としてはなばなく登場し、すでにこれを使用した高圧シヤ断器が実用段階にはいっていることは周知のとおりである。

すでにSF₆シヤ断器の優秀なシヤ断性能の秘密の解明にはいくたの努力がなされているが、⁽¹⁾⁽²⁾ SF₆ガス中のアークの特殊な性質の究明と、基本的な諸特性の定量的なものは、この新しい原理に基づいたシヤ断器の開発の基礎をなすものであり、筆者らもこれに関連する各種の実験的ならびに理論的研究を実施しつつある。

この報告はもっとも基本的と考えられる「吹付を行なわない静止SF₆ガス」中のアークの、とくに電流零点近傍に関しての実験的研究ならびに考察の結果を述べるものであって、他の各種気体と比較しつつSF₆ガスの格段に優秀なシヤ断性能の裏づけを与えている。

アークシヤ断後の極間絶縁耐力回復特性とならんで、アークの動特性を論ずる場合に重要なものはアークの慣性効果であり、その大きさの目安を与えるものはいわゆる「アーク時定数」であるが、筆者らはすでに報告されている⁽⁴⁾と同様の電流零点近傍の精密測定からSF₆ガス中のアーク時定数、その他の諸特性をはあくし、他の気体との比較を行なった。その結果、たとえば時定数の値は大電流シヤ断時においても、Yoon氏らが小電流アークについて別の方法で測定した結果と符合して⁽¹⁾、他の気体に比較して極端に小さく、シヤ断可能な回路苛酷度をもって比較するならば、実に二けた上のすぐれた性能をもっていることが明らかとなった。

古くから知られるSF₆のいわゆる絶縁破壊特性は、高いとはいえ、せいぜい空気の数倍以下の程度であって、筆者の行なった平等、不平等電界の場合についての実験でもこれを確認している。したがってSF₆の優秀性はむしろアークをシヤ断する動的な消弧性能においてより顕著に認められることが明らかであり、とくにシヤ断器への応用において静止機器以上にその特長を発揮しうる可能性が明らかとなった。

以下本報告では、時定数を主とするアーク動特性についての測

定結果をSF₆と他の気体とを比較して示し、その極間距離、ガス圧力、ガス混合比、回路条件などによる影響をのべ、とくにSF₆アークの示す見かけ上の特異性を明らかにし、さらに絶縁回復特性に言及し、これらについての物理的考察を試みている。すなわち、ここでは、質量分析計による実験および高速コマ取りカメラによるアーク挙動の観測から、SF₆ガスの著しい電子親和性、とくにその電子の共鳴付着と、小電流まで維持される弧心の存在を明らかにし、さらにこれらの結果を引用して、SF₆ガスが、アークシヤ断の零点近傍という特殊条件において、他のガスに類をみない顕著な消弧能力を発揮できる理由を説明している。

2. 実験の概要

2.1 電氣的測定のための実験装置および回路

行なった実験は、SF₆そのほかの気体中の簡単なシヤ断点で交流電流のシヤ断を行なわせ、いろいろな場合についてその電流零点近傍の電流電圧過渡現象の詳しい測定を行なったものである。

実験は、30気圧までのSF₆を充てん可能な2種類の供試シヤ断点について、それぞれ異なった試験回路によって行なわれた。図2.1は固定電極間にアークを発生させるシヤ断点に対しての実験回路で、ギャップ始動装置を用い、3点ギャップa-c-bを始動し、主電流はコンデンサC₀、リアクトルL₀の共振回路から電極a-b間に放電される。C₀は20μFまで、L₀は21mHまでいろいろの値が用いられ、C₀の充電電圧は5~7kV、電流の波高値は200~500A、周波数は150~350c/sで実験された。C₀は再起電圧調整用コンデンサであり電圧は、抵抗容量分圧器D₀、電流は同軸形分流器Sh⁽⁴⁾(時定数0.4×10⁻⁸s、位相誤差、5Mcまで零)によって測定された。これに使用された供試シヤ断点は図2.2に示すようなもので、一方の電極は半固定で極間距離の調整が可能である。電

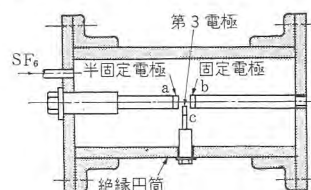


図 2.1 固定電極を有する供試シヤ断点
Fig. 2.1 Test interrupter with fixed electrodes.

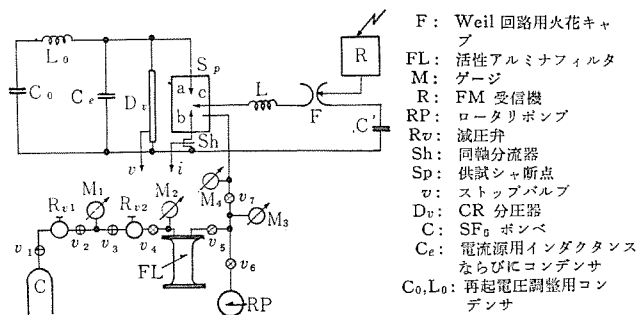


図 2.2 固定電極 シュ断点の試験回路と SF₆ 供給系統
Fig. 2.2 Test circuit for the model with fixed contacts and gas inlet loop.

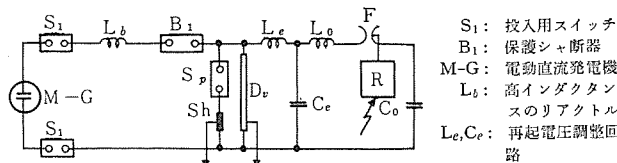


図 2.3 並切形 シュ断点の試験回路
Fig. 2.3 Test circuit for the plain break interrupter.

極は 20φ, Ag-W 接点付電極である。

図 2.3 は並切形 シュ断点を用いた場合の実験回路である。M-G は普通の直流発電機であり、L₀ はインダクタンスのかなり大きい (25 mH) リアクトルであって、投入用 シュ断器 S₁ の投入後、保護 シュ断器 B₁ および供試 シュ断器 S_p を流れる電流が充分立ち上がったところで、B₁ および S_p を開閉し、直流電流の シュ断を行なわせる。この シュ断電流零点前を検出し、そこでギャップ始動装置 F を起動すれば、供試 シュ断点極間に L₀, C₀ で決定される振動性の大電流を通電させることができる。これは一種の合成等価試験回路であるが⁽¹⁵⁾、直流電流は 100~120 A で、単に所要の極間距離までアークを維持させるだけの役目を果すものである。L₀, C₀ の値、電流値、周波数などは固定 シュ断点の場合と同様である。この実験に用いた供試 シュ断点の構造は図 2.4 に示すようなもので、可動電極と外界との気密のためにベローズを用い、最大 20 mm のストロークが得られる。電極はやはり、20φ Ag-W 接点つき棒電極である。以上 2 種類の シュ断点により、固定電極の シュ断点については比較的小極間距離の場合の、並切形 シュ断点については比較的大極間距離までの電流零点近傍のアークの電流、電圧の変化を詳細に測定した。いずれの場合にも測定量は同軸ケーブルによってシールドルームへ導かれ、高性能の直流増幅器⁽³⁾ (0~5 Mc, 80 dB) を用いて、3 種の異なる掃引速度で電圧、電流波形をブラウン管上で記録した。

この他に、大電流 シュ断後の並切形 シュ断点極間の耐衝撃電圧特性を検討するため、図 2.3 の回路の L₀, C₀, L₀ および F のかわりに、300 kV まで発生できる衝撃電圧発生器を設置し、これを電流零点後の任意の時間に始動させ、各時間に対する 50 % セン絡電圧値を求める実験も行なった。

SF₆ ガス中のアーク動特性・潮・宮本・鎌谷

2.2 光学測定のための装置の概要

実験は、図 2.4 に示した並切形 シュ断点極間に発生するアークの電流零点近傍を高速コマ取りカメラ (DYNAFAX-326; Beckman-Whitley 社製) により撮影し、光学的に SF₆ アークの挙動を明らかにした。撮影にあたっては、ガス圧力、極間距離、放電電流値およびその周波数などを変化させ、各場合について、26,000 コマ/秒の速度で撮影した。また、比較実験のため SF₆ 以外に N₂, A, He, CO₂ などのガスについても同一条件で撮影を行なった。なお、撮影された各コマと、電流瞬時値との対応を明らかにするため、コマ取りカメラから得られる各コマごとのパルスを生検器内のブラウン管に導き、このパルスをブランキングパルスとして用いた。

2.3 ガスの供給系統とくり返し実験の再現性

吹付形 シュ断器と異なり充てん形の シュ断点では、くり返し シュ断によるガスの劣化に関して検討する必要がある。質量分析計により確認したところでは⁽¹⁰⁾⁽¹¹⁾ SF₆ は高エネルギーの電子衝撃によって、低位のフッ素化合物および正負のイオン群を生成するがこれらは大部分再結合によって急速に SF₆ に戻る。⁽¹⁴⁾ この再結合時間は非常に短く 10⁻⁶~10⁻⁵ s の程度である。しかし一部ある特定の分子すなわち、主として SO₂F₂, SF₂ などは以上のような高速再結合にあずからず分解生成物として極微量が残留する場合がある。この残留分解生成物のうち、とくにくり返し実験において有意差を生ぜしめる可能性のある SF₆ は、幸いに少量の活性アルミナによって吹着除去することができる。⁽¹⁰⁾ この場合問題となるのは、活性アルミナの量とくり返しエネルギー注入の率である。今回の一連の実験では、図 2.1 に示す配管系統を用いて SF₆ をシュ断点に供給しており、供試消弧室内にもさらに少量の活性アルミナを入れ、これを適宜交換して測定の再現性を確保した。実験における単位容積あたりの電気エネルギー注入率は 0.6~0.7 kW/min-cc であるが、この程度では入れた活性アルミナの効果は十分で SF₆ ガスの劣化を考慮する必要はない。

3. 実験の結果

3.1 アークの時定数

アークの動特性を論ずる場合、まず常識的に問題となるのは、アークコンダクタンスの時定数であるが、とくにシュ断現象に関連して重要なものは、大電流 シュ断時の電流零点近傍におけるそれである。SF₆ その他の気体中のアーク時定数については、微小電流変化を与えた場合のアーク柱の電気的応答からこれを求めた Yoon 氏ら⁽¹⁾ の測定結果が報告されているが、筆者らは、すでに報告されている⁽⁴⁾⁽⁵⁾ と同様な考え方で、実際のアークシュ断実験によって得られる電流電圧の波形から、各種の試験条件におけるアークの電流零点のごく近傍における時定数を直接求めた。

ただし、これはあくまで電流が単調に減少 シュ断される場合の零点のごく近傍の小さい電流レベルにおける時定数の値であって、とくに SF₆ の場合にはこれを一般的な時定数と考えることには後述のような問題があるが、一応この値をガス圧力、零点近傍の電流傾斜、極間距離などに関して整理してみると以下のようになる。

(a) 時定数と圧力の関係

図 3.1 に SF₆ ならびに各種気体中アークの時定数と圧力の関係を示す。明らかに SF₆ 以外の気体では、圧力とともに時定数は増加しているが、SF₆ では、ほぼ一定の極端に小さい値を示す。一般に CO₂, O₂ などの電気的負性ガスでは圧力による時定数の増加傾向が少ないようであり、時定数の値も小さいようである。

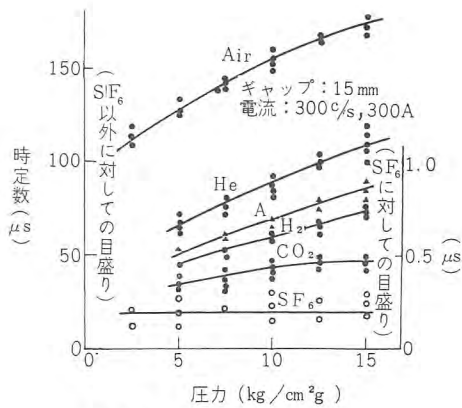


図 3.1 時定数と圧力の関係
Fig. 3.1 Time constant vs pressure.

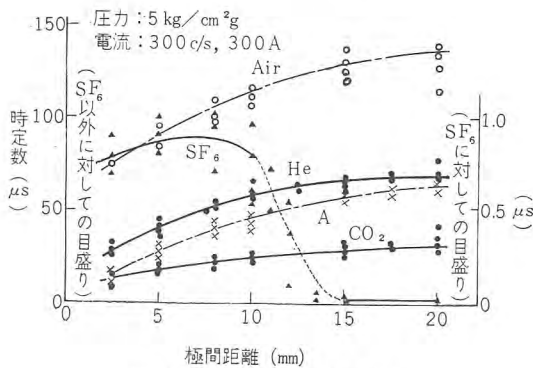


図 3.2 時定数と極間距離
Fig. 3.2 Time constant vs gap separation.

SF₆ の場合、その時定数が小さく、現有装置の測定可能限界に近い値であるため、データ処理過程を含めて 10~15% 内外の誤差はあるとしても、明らかに SF₆ においては時定数と圧力の相関関係は認められず、他の一般の気体と大いに異なっている。

(b) 時定数と極間距離の関係。時定数と極間距離の関係をしらべると、SF₆ と他の一般気体との間では顕著な相違があり、SF₆ では短い極間距離と長い極間距離とでは、見かけ上の時定数の値が著しく異なっている。実験結果の一例を示すと図 3.2 のようである。他の一般の気体では極間距離の増大と共に時定数は増加する傾向にあり、ある値以上の極間距離ではほぼ一定値になるが、SF₆ では小極間距離で時定数が数マイクロ秒で、これが距離と共にいくぶん増加する傾向を示すに対し、極間距離が 10~12 mm を境としてそれ以上になると時定数は極端に小さくなり、0.3~0.1 μs というような値を示す。ここでは、空気と比較すると、実に三ケタの相違がある。

(c) 時定数とガス混合比の関係。SF₆ に他の気体が混合した場合の特性変化は理論的にも実用上にも興味あることがらである。図 3.3 には SF₆-N₂ 混合ガスの場合の時定数とガス混合比との関係を示す。SF₆ 混合比の増大とともに時定数は対数的に減少しその関係は次の実験式で与えられる。

$$\tau(\mu s) = 66.0 \cdot P_T \cdot e^{-0.057 \cdot P_T} \dots \dots \dots (3.1)$$

ここに P_T : 混合ガスの絶対全圧力 (kg/cm²)

P_r : 混合比 (分圧 %)

一般に電子親和性の大きいガスを普通の気体に混合すれば、混合比とともに時定数は減少するもので、これは N₂-O₂ 混合ガスの場合においても認められ、空気と N₂ との差が主として O₂ の存在によるものであることが示される。

(d) 時定数と電流波高値および電流傾斜の関係。

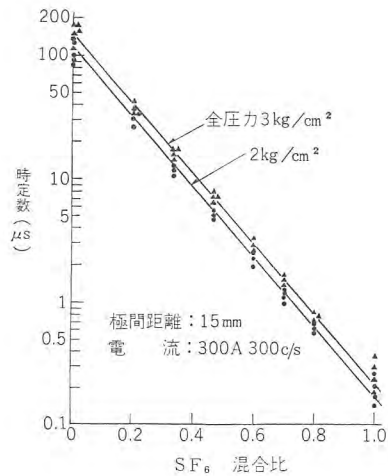


図 3.3 SF₆-N₂ 混合比による時定数の変化
Fig. 3.3 Variation of time constant with proportion of SF₆ in N₂.

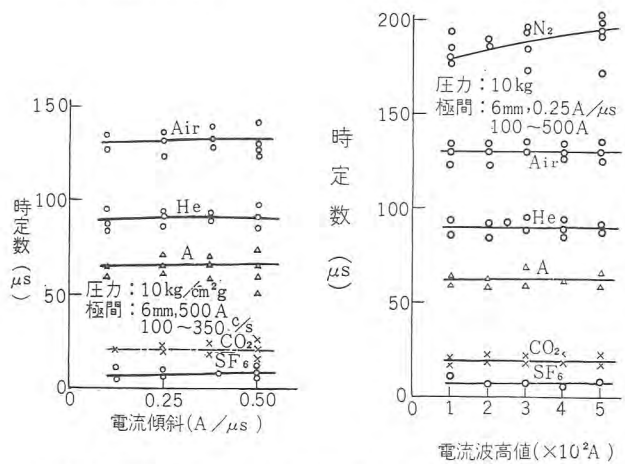


図 3.4 電流傾斜と時定数 (小極間距離)

Fig. 3.4 Time constant vs current slope. (at short gap spacing)

図 3.5 電流波高値と時定数

Fig. 3.5 Time constant vs current crest value.

図 2.1 および 図 2.3 の回路において、L₀、C₀ を適当に選ぶことにより電流の波高値を一定としてその周波数すなわち電流傾斜だけを変えることができ、これにより、電流傾斜と時定数の関係を求めた一例が図 3.4 である。いずれの気体においても電流傾斜と時定数の間の顕著な相関関係は認められなかった。

一方、電流傾斜を一定にして、波高値だけを変化させた場合の時定数との関係は図 3.5 の例に示される。やはり相関関係は少ないようである。しかし極間距離が 15 mm 以上となると、SF₆ 以外の気体では電流傾斜の増大とともに、時定数はいくぶん増加する傾向を示すが⁽⁶⁾、この場合でも SF₆ においては電流傾斜に関係なく極端に小さな時定数が得られている。

3.2 残留電流と限界再起電圧上昇率

一般にシヤ断器の電流シヤ断零点直後の残留電流の存在は、アークの慣性効果を裏づけるものであるが、シヤ断器の種類によりこれが認められる回路条件も異なる。⁽⁶⁾⁽⁷⁾ SF₆ 中のシヤ断点においては、それが並切形であっても、アーク時定数が極端に少なく、アークを維持するに要する電力が少ないことのために、空気シヤ断器などに似て⁽⁵⁾普通の単一周波再起電圧の回路をシヤ断する場合には、電圧零点前にすでに電流が測定不可能なまでに低下するか、あるいは、電圧零点後まで電流が持続すれば必ず再点弧して、電

流継続にいたるかのいずれかに限られて、いわゆる残留電流は認めにくい。しかし振幅率の小さい周波数のきわめて高い再起電圧成分を含んだ複周波回路を用いると、SF₆ アークにおいても典型的な残留電流を観測することが出来る。その代表的なオシログラムは図 3.6 (a) であるが、この場合、高周波成分の大きさおよび周波数、電流傾斜が増加するとともに残留電流の波高値ならびに持続時間は増大し、ついには電流継続にいたる。図 3.6 (b), (c) には、このような場合の測定例を段階的に示しているが、いずれも電流は連続的に変化し明らかに熱的な、エネルギー不平衡からくる再点弧であるように見える。一方、他の気体の例として N₂ の場合、図 3.6 (a) の SF₆ の場合と同一気圧、同一回路条件で得られたオシログラムを図 3.7 に示すが、明らかにエネルギー不平衡により連続的に大電流域へと突入しており、残留電流を示す SF₆ の場合と対照的である。

図 3.6 (a), (c) の場合の極間抵抗の時間変化を求めてみると図 3.8 のようになる。比較のため図 3.7 の N₂ の場合も図 3.8 中に点線で示してあるが、SF₆ アークの抵抗変化が N₂ に比較して格段に大きいことを示している。

さらに、シャ断可能な限界の回路固有の再起電圧上昇率について、SF₆ と N₂ の比較を行なってみると両者の差がきわめてはっきりとする。SF₆ の場合にはシャ断限界付近において上述のような残留電流が認められる領域がかなりあるが、N₂ の場合には固有上昇率 (r. r. r. v) を減少してゆくと、残留電流という中間的領域がほとんど認められないで、図 3.7 のような電流継続の状態から残留電流を伴わずにシャ断に成功する状態へ移動する。圧力 10 kg/cm³、極間距離 15 mm の場合について、この限界 r. r. r. v

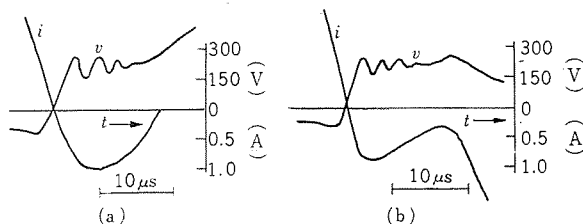


図 3.6 SF₆ の零点近傍の波形例
Fig. 3.6 Records of near current zero of SF₆ arc.

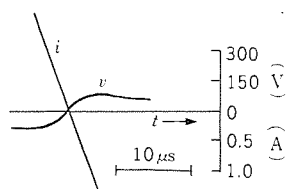


図 3.7 N₂ の零点近傍の波形例
Fig. 3.7 Record of near current zero of N₂ arc.

図 3.8 極間抵抗-時間特性
Fig. 3.8 Arc resistance vs. time.

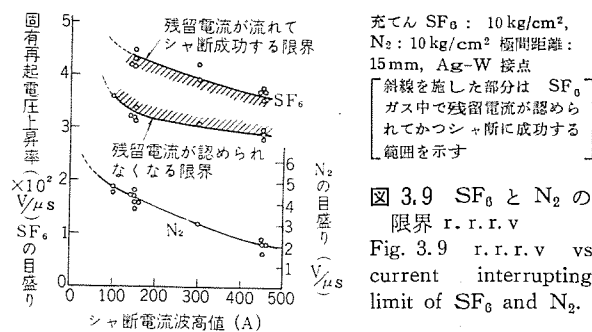
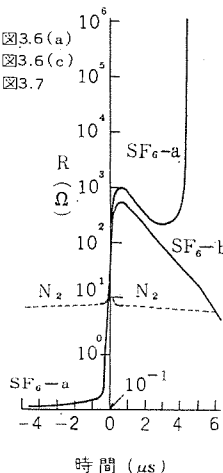


図 3.9 SF₆ と N₂ の限界 r. r. r. v
Fig. 3.9 r. r. r. v vs current interrupting limit of SF₆ and N₂.

とシャ断電流の関係を SF₆ と N₂ について示すと図 3.9 のようになる。すなわち、シャ断可能な回路苛酷度の限界値について比較すると SF₆ は実に N₂ の 110~180 倍に達し、SF₆ の場合に残留電流も流れなくなる限界特性で比較してもなお N₂ の 80~150 倍である。

3.3 シャ断限界付近で認められる SF₆ アークの特異な電流電圧波形

前節で述べたように SF₆ アークで認められる零点近傍のいろいろな波形は一見通常の各種シャ断器などで認められるものと大差ないようであるが、詳細に検討すると本質的にかなり特異なところがある。たとえば図 3.6 の残留電流波形において、その終端が波高値や継続時間のわりには非常に早く消滅しており、他のシャ断器には見られない特殊な形になっている。さらに特異な過渡現象の一例は電流が零休止を経て再点弧する場合に観測される。図 3.10 (a), (b) はこのような場合のオシログラムの一例であって、再起電圧の高周波成分の周波数が図 3.6 の場合にくらべて低い回路条件で観測されたものである。まず図 3.10 (a) では、再点弧しているところから後の電流、電圧波形を見るとエネルギー不平衡によって起される再点弧のように考えられるにもかかわらず、再点弧点で電流変化には不連続が存在し、これは他のシャ断アークでは認められたことのない波形である。図 3.10 (b) は電流零後に観測される一種のアーク振動波形であるが、これもやはり電流変化の不連続と、アーク柱のエネルギー平衡を思わせる領域とが共存している。

図 3.6 (b), (c) の場合のように、零休止を経ることなく残留電流が増加してついには再点弧にいたるときの電圧電流波形は他のシャ断器で見られる典型的なエネルギー不平衡による再点弧とほとんど同様の波形であるが、この場合、電流過渡現象は主として 0.5 A 以上の電流レベルの点で行なわれている。すなわち 0.5 A 程度の電流領域の零点近傍においてだけ SF₆ アークのきわめて特殊な性状が観測される。

(3.1) 節において実測結果を示した時定数の値は、その測定方法からいってこの極小電流レベルにおけるアークコンダクタンスの減少時定数であって、0.5 A 以上の電流領域におけるアークのレスポンスに対しては適用できないものであると思われる。試みに図 3.6

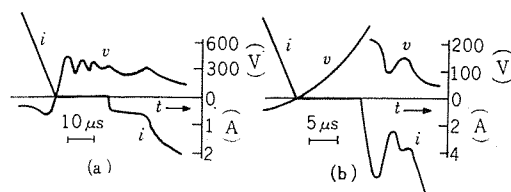
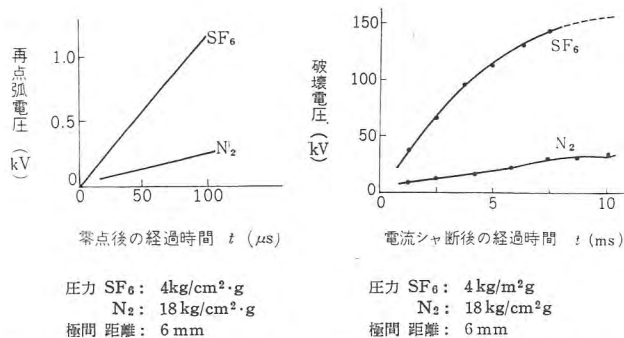


図 3.10 SF₆ で見られる特異な波形の例
Fig. 3.10 Records of special transients of SF₆ arc.



(a) 熱的再点弧領域における回復特性 (b) 電流シャ断後の負インパルスに対する回復特性

Fig. 3.11 Dielectric recovery envelopes SF_6 and N_2 .

(a) の残留電流波形,あるいは図 3.10 (b) のアーク振動波形の 0.5A 以上のレベルにおける過渡現象から,対応するアーク時定数を概算してみると,1~3 μ s となって (3.1) 節の測定値とは見かけ上かなり相違する。

3.4 電流零後の絶縁回復特性

試験回路の C_e の値および C_0 の充電電圧の大きさをかえることによって,電流シャ断後に再点弧をおこさせ,その再点弧電圧をプロットして,絶縁回復特性を得ることができる。図 3.11 (a) には圧力 $4\text{ kg/cm}^2\cdot\text{g}$ の SF_6 の場合と,純粋な N_2 の場合の例を示してある。 N_2 は上記圧力の SF_6 と同一の冷絶縁耐力を有するよう $18\text{ kg/cm}^2\cdot\text{g}$ に充てんしたものである。シャ断電流はいずれも 300A, 300 c/s である。 SF_6 の場合,電流零点後 10~30 μ s までは,図 3.6 (b), (c) のようなエネルギー不平衡からくる再点弧で,それ以後は純粋な絶縁破壊による再点弧であると考えられるが, N_2 では零点後 100~200 μ s を境としてこの両者が区別される。

零点後 200 μ s 以後 10 ms にいたる期間の衝撃電圧に対する回復特性は先に (2.1) 節で述べた方法により測定され,図 3.11 (b) のような指数関数的な回復特性を示す。 SF_6 の場合,並切形という過酷な条件下であるにもかかわらず,零点後 5 ms でほぼ冷絶縁耐力の 85% 以上に回復しかつ回復の時定数も N_2 の約 1/18 である。

3.5 高速コマ取カメラによる撮影結果

代表的なフィルムを図 3.12 (a)~(d) に示す。図 3.12 (a), (c), (d) は極間距離の大きい場合,図 3.12 (b) は極間の小さな場合の SF_6 と N_2 ガス中アークの各フィルムを示す。これらはいずれも毎秒 26,000 コマの速度で撮影したもので,コマ間隔は 79.0 μ s また 1 コマあたりの露出時間は 2.1 μ s である。各コマの下にはそれぞれ対応する電流瞬時値が示してある。

SF_6 の場合,他のガス中では例をみない特異な性質がいくつか認められるが,その第 1 はアークが顕著な Looping tendency を示すことで比較的極間距離の大きい (a) 図の場合に明りょうに観測される。短極間距離の場合には (b) 図に示すように,この Looping-tendency のために並列に複数個のアーク柱が生じ複数個の電極点が観測される。以上のことは最近行なった高速流しカメラによる実験でも確認されており, SF_6 だけに観測される非常に特異な現象として注目される。すなわち,比較のため同じ図 3.12 に示した N_2 アークの場合では,アークはかなり太くかつ直線的で SF_6 アークに認められるような性状は全く認められない。

第 2 の特長は,図 3.12 (d) に示すように, SF_6 ガス中では,極端に細くかつ輝度の高いアークが,他のガス中のそれに比してはるかに低い電流レベルまで維持されていることであって,図 3.12

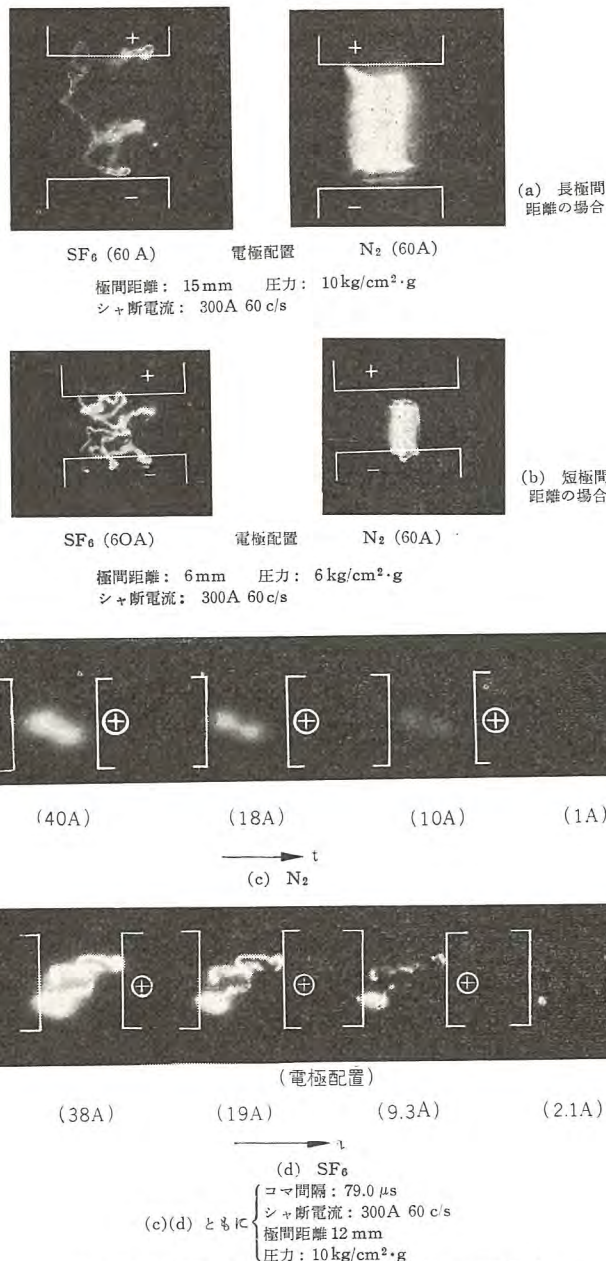


図 3.12 SF_6 および N_2 アークの高速コマ取写真
 Fig. 3.12 High speed framing pictures of SF_6 and N_2 arcs.

(c) の, N_2 の場合と比較してみればその差異はいつそう明らかである。試みに同一条件で撮影された SF_6 と N_2 アークの半径方向のフィルム黒化度をマイクロトメータで測定し,ほぼ同一電流レベルの点二箇所と比較してみると図 3.13 (a), (b) のようになる。現在のところ,分光学的に厳密な取り扱いを行なっておらず,はっきり断定することは早計であるが,少なくとも SF_6 では,いわゆる弧心⁽⁸⁾とよばれる高輝度の部分がきわめて細く,10A のレベルで,その直径は 1mm 以下の値となる。これに対し N_2 では⁽⁸⁾弧心らしいものの存在は 10A のレベルですでに認められず,輝度の低い外えんといわれる部分⁽⁸⁾が,残っているにすぎない。さらに電流レベルが低い 1A 以下の領域では,図 3.13 (b) に示すように SF_6 中でもほとんどの場合弧心は消滅しており輝度の著しく低い外えん部分だけが残っている。

この他,先にも述べたように,圧力電流値などを变化させた場合についても実測したが紙面の関係で省略し, SF_6 アークの精密な分光分析結果とともに別の機会に報告したい。

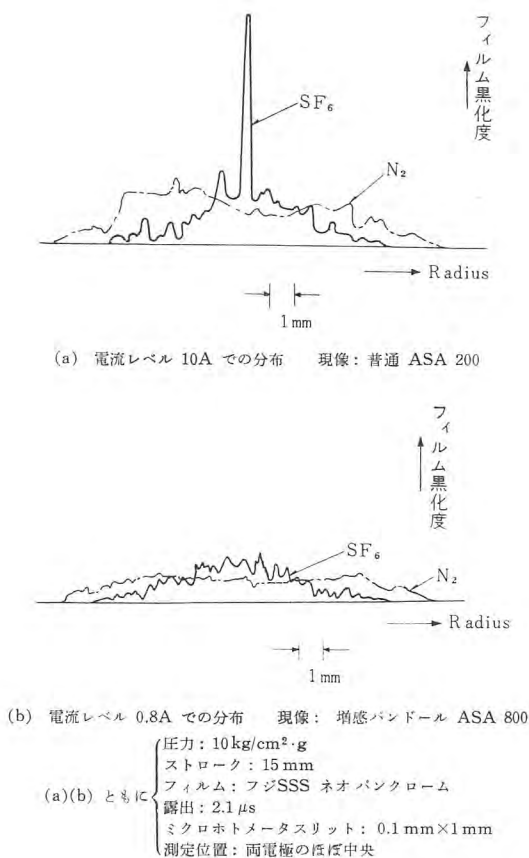


図 3.13 SF₆ および N₂ アーク半径方向の黒化度分布
Fig. 3.13 Radial intensity distributions of SF₆ and N₂ arcs.

4. 実験結果の検討と SF₆ の消弧力についての物理的解釈

4.1 実験結果と Yoon 氏らの研究結果との比較照合

すでに述べたように Yoon 氏らは直流小電流アークの微小電流変化に応答するアーク柱の特性の測定から、SF₆ その他の気体中アークの時定数を測定しているが、その実験は筆者らの比較的極間距離の長い場合の実験と対応するものである。Yoon 氏らの測定を行なっているような極間距離の範囲内では時定数は極間距離によらずほぼ一定の値であるが、極間距離がある臨界値以下になると SF₆ ではこれを境として時定数は急に大きくなることは前述のとおりである。

写真撮影で明らかのように、SF₆ 中のアークは自然状態で顕著な Looping tendency を示し、とくに極間距離の小さい場合には、この Looping tendency のために複数の電極点が発生する。すなわち、極間距離の小さい場合には、この電極点の機構にもとづいてあらわれてくる時定数が支配的となるものと考えられる。いずれにせよ、この Looping tendency は、SF₆ 以外のガスでは認められないものであり対極間距離特性において観測される SF₆ アークの特異な性質の一面を裏づけるに十分である。

数値的なオーダーにおいてのかなりよい一致にもかかわらず、時定数の特性の細部において Yoon 氏らの結果と筆者らの結果との間には、いろいろ見かけ上の違いもある。これは根本的には実験手段の相違からくるものであって、Yoon 氏らの測定がある程度の電流レベルの点における微小変化に対する応答を取り扱っているのに対し、筆者らの実験はあくまで大電流シャ断時の零点

ごく近傍のきわめて低電流レベルにおけるコンダクタンス減少の時定数の直接測定であるから、(3.3) 節にのべたところからも、両者の相違は容易に想像できる。筆者らの実験で残留電流の流れる場合やいったん零休止を経て再点弧する場合の SF₆。特有の電流波形をみると、それが決して他のシャ断器の場合⁽⁵⁾⁽⁸⁾のように「単一時定数」を仮定してかなりよく説明のつく現象でないことは明白で、0.5 A 程度を境としてそれ以下では零点近傍の見かけ上の時定数はきわめて小さく 0.3 μs であるのに対して、1 ないし数アンペアの領域ではむしろ時定数が 1~3 μs であるような過渡現象を示す。このようにアーク柱の応答に関する時定数が、その測定されるところの電流瞬時値によってかなり違ってくことは、Yoon 氏らの実験で測定点の電流レベルを変えた場合の結果にも明らかに現われており、6 A のレベルにおける測定点は、1 A のレベルにおける値よりも 1 けた大きいものになっている。

さらに顕著な点は Yoon 氏らの 1 A ならびに 6 A レベルでの測定において、SF₆ の時定数の圧力による増加が、かなり明らかであるにもかかわらず、筆者らの測定したシャ断零点での時定数値は圧力にはほぼ無関係に非常に小さい値であることである。これは明らかに、シャ断零点のごく低レベルの電流領域における SF₆ 中アーク空間の物理的状態の特異性を裏がきしているようである。

4.2 SF₆ の消弧力についての物理的検討

通常のアーク中あるいは各種気体中のアークの電流零点近傍における挙動を論ずる場合、アークの時定数はきわめて便利な概念である。多くのアークは高温高電流密度のいわゆる弧心領域と比較的低温低電流密度の外えん領域に便宜上分割しうが、主として弧心消滅後の外えん領域の固有の時定数と、エネルギー損失率という二つの量によって、零点近傍のかなり広範囲のアーク動特性の説明を行ないうる場合が多い。⁽⁵⁾⁽⁸⁾ ところが SF₆ アークの場合には、前述のとおり、シャ断電流零点近傍を単一時定数では説明できない。そこでまず SF₆ の零点のごく近傍の極端に小さい慣性効果について考察しよう。

空間の熱電離にもとづいてアークのコンダクタンスが定まると考えられる通常の気体では、電流零点近傍のいくぶん温度の低い外えんのアーク時定数は、Saha の熱電離式を仮定して近似的に次の式で与えられる。⁽⁴⁾

$$\tau \approx 2k \cdot T \cdot R \cdot p / E_i \cdot C_p \cdot N \cdots \cdots (4.1)$$

ただし、 T ：温度、 p ：圧力、 N ：単位体積あたりのエネルギー損失率、 E_i ：気体の電離ポテンシャル、 C_p ：定圧比熱、 R ：気体定数である。

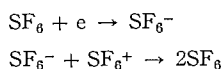
吹付けを行なわない静止気体中においては、アーク柱からのエネルギー損失は主として熱伝導によって行なわれ、

$$N \approx \text{div}(\lambda \cdot \text{grad } T) \cdots \cdots (4.2)$$

で与えられる。ここに熱伝導というのは、きわめて広義のものを意味し、 λ はいわゆる Normal conductivity のほかに、分子の解離、電離、再結合などの効果をも含んだ実効的な熱伝導率である。通常の気体、たとえば N₂ などでは、電流零点近傍の特性に対し、かなり広い電流レベルの範囲にわたって式(4.1)で与えられるほぼ一定の時定数の値が対応するようであるが、その場合、時定数測定の行なわれる零点近傍では等価的な λ 、したがって N がほぼ一定であるとみなしうることから⁽¹³⁾、時定数が気体圧力にほぼ比例的な関係にあることが式(4.1)からわかる。前述の実験結果もまたこのことを裏がきしている。

これに対して SF₆ 中アークの極端に小さいアーク慣性には、SF₆

に特有の電氣的負性、いいかえれば、分子の顕著な電子親和性が重要な意義をもっていることが想像される。SF₆の電子親和性は、たとえば



に示されるような他の気体には見られない2段階再結合を促し、これが空間導電率の特性に支配的な影響を有していることを意味している。この2段階再結合はSF₆の電子付着現象と密接に結びついており、この点を定量的に明らかにするため、筆者らは質量分析計⁽¹¹⁾を用いてSF₆ガス中における各種負性イオンの形成について詳細な実験を行なった。⁽¹³⁾⁽¹⁴⁾ その結果明らかになったことは、

(1) SF₆分子の電子付着は0.1~0.5eV程度の小エネルギーレベルの電子に対しての共鳴付着が圧倒的に多く、それ以外のエネルギーレベルの電子付着にくらべて約350倍に達していること。および、

(2) FF₆⁻イオンに対する共鳴付着断面積は圧力に比例して増大しており⁽⁹⁾、SF₆⁺イオンに対する衝突電離断面積のほぼ1.1~1.3倍であること。

などであって、図4.1には、各種負イオンに対する付着断面積と電子エネルギーの関係を示す。

したがって(1)の結果から、上述の2段階再結合もまた、電子温度のきわめて低くなった零点のごく近傍の領域において急激に増加するものと考えられる。電子温度と2段階再結合の増加は、定性的には式(4.2)のλを実効的に非常に大きくするものと考えることができ、結果的には時定数の極端な減少を意味している。(2)の結果はもちろん比較的低気圧の場合のものであるが⁽⁹⁾、仮にこの傾向を高気圧まで延長することが出来るとすれば、電子付着と再結合に支配される実効的なλは圧力にほぼ比例することになり、したがって零点のごく近傍における時定数の値は圧力にほぼ無関係であるという実験結果も解釈できるようなのである。

SF₆中アークの電流零点のごく近傍の極端に小さい慣性効果は以上のように説明できるが、いくぶん電流レベルの高いところでも、時定数は増加するとはいえ、なおかつN₂などの通常気体と比較すると二けた下の値のものである。

この領域に関する物理的説明は現在のところなお十分に行ないえないが、少なくとも次のことからはSF₆の重要な特長である。すなわちSF₆アークにおいては電流零点近傍の動特性は、かなり的小電流レベルまで弧心の特性に支配され、それが消滅する段階においてはすでにごく細い外えんが残存するのみであり、電子温度もかなり低下して電子付着の効果が現われる極小電流領域へと連続的に移行してゆくものと思われる。SF₆アークの慣性効果が他の気体のそれと比較して特異性を示し、しかも全体的にみても非常に小さいものであることは以上のように説明されるであろうが、実際のシャ断現象との定量的関連性についてはなお今後の実験と解析の裏づけを必要とする。

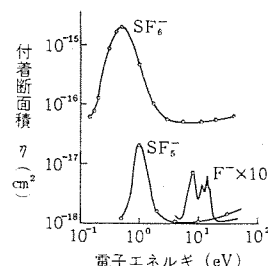


図4.1 SF₆中負イオンの電子付着断面積
Fig. 4.1 Electron attachment cross sections of negative ions in SF₆ vs electron energy.

5. む す び

SF₆のすぐれた消弧作用を究明するための第1段階として、静止SF₆ガスならびに各種ガス中アークのとくに電流零点近傍の動特性についての精密測定を行ない、SF₆ガスが絶縁性能より以上に零点近傍の消弧性能において他の気体の追従を許さないものであることが明らかにされた。得られた主要な結論は以下のとおりである。

(1) シャ断可能な回路過酷度、すなわち再起電圧上昇率をもって比較すれば、SF₆はN₂の11~180倍に達する。

(2) いわゆるアークの時定数はSF₆では他の気体と異なり、零点近傍数アンペア以内の電流レベルでも、測定点の電流値によりみかけじょうかなり値を異にし、単純に一つの時定数で電流、電圧波形を説明することはできない。

(3) 小電流レベルでの時定数は極端に小さく0.3μs程度の値であるが、これは、低い電子温度でのSF₆分子に対する顕著な電子の共鳴付着と2段階再結合によって説明できる。

(4) Yoon氏らの実験結果と筆者らの結果は、測定方法の相違などを考慮に入れるならばよく符合しているといえる。

本報告にのべたところは、あくまで静止気体中のアークの特性に関してのことからで、実際のシャ断器におけるように気体の吹付けを行なった場合の特性は、等エントロピ的冷却効果の影響をうけておのずから違ったものになる。本稿はただ、「気体に固有の特性」の一面を取り上げてSF₆の特殊性を強調したものである。

最後に本研究に関して有効適切な討論と助言を与えられた、Browne Jr 博士、Yoon氏など Westinghouse社の各位に謝意を表したい。また多くの示唆と協力を与えられた当社研究所、伊藤利朗博士、実験に協力された大倉敏幹技師、質量分析計の実験に援助をいただいた後藤正之博士などに感謝する次第である。

(昭 37-6-8 受付)

参 考 文 献

- (1) K. H. Yoon & H. E. Spindle; Trans. AIEE 78 Pt III 1634 (1959)
- (2) W. M. Leeds, T. E. Browne Jr & A. P. Strom; T. AIEE Pt III 75 1357 (1956)
- (3) 潮・伊藤・八代・大倉; 三菱電機 34, No. 8, 47 (昭 35)
- (4) 潮・伊藤; 電学誌 80, 1832 (昭 35)
- (5) 潮・伊藤; 電学誌 81, 440 (昭 36)
- (6) 伊藤; 電学誌 79, 571 (昭 34)
- (7) 伊藤; 三菱電機 34 No. 10, 109 (昭 34)
- (8) 潮・伊藤・宮本; 三菱電機 35 No. 5, 31 (昭 36)
- (9) 潮・宮本; 電学誌 82, 714 (昭 37)
- (10) 潮・宮本・高見; 昭 37 年, 電気四連大, 514
- (11) 後藤・甲斐・川崎他; 質量分析 No. 14 21 (昭 35-1)
- (12) E. Lindholm; Applied mass spectrometry p. 191. (1953)
- (13) M. H. Bloom & Others; J of Aero/space Sci p. 821 (1960)
- (14) F. H. Field and J. L. Franklin, "Electron Impact Phenomena and the Properties of Gaseous Ions" Academic Press Inc. Publishers, New York 1957.
- (15) 伊藤・大倉; 電学誌 82 745 (昭 37)

電力潮流のデジタル計算の一方法

馬場 準一*・芝 滝 寿 宏**

An Advanced Digital Technique for Power Flow Calculation

Research Laboratory Junichi BABA・Toshihiro SHIBATAKI

The most basic study in the analysis of the electric power system problem is the calculation of power flow, which is essential in the determination of specifications of power control apparatuses such as series capacitor and phase shifting transformer. It is also necessary to determine the initial conditions of the system in the transient stability study. This report deals with a new digital technique for power flow calculations. Its fundamental principles are as follows.

- (i) In power systems, power P flowing between two points is mainly determined by the phase difference of these two points.
- (ii) Reactive power Q flowing between two points is mainly determined by the potential difference of these two points.

Based on this principles, it is to obtain the solution by finding phase difference from P and voltage distribution from Q . By using this principle, the calculation of a system with n -nodes is reduced to solve two sets of simultaneous linear equations of order- n , which is much simpler than solving equations of order $2n$ by the conventional method.

1. ま え が き

電力系統問題の解析計算における、最も基本的なものとして、電力潮流計算は重要な役割を果たしている。すなわち、電力潮流の計算は、

- (1) 電力系統の定常運転状態を解明し系統各部の電圧分布、有効電力・無効電力の分布状態、電力損失を知ることができる。のみならず、
- (2) 直列コンデンサ・移相変圧器などの潮流制御機器の仕様を決定する基礎資料を与える。
- (3) 過渡安定度問題の計算において、系統の初期状態を決定する。
- (4) 雷サージ・開閉サージなどの過渡現象問題においても、線形回路においては、重ねの理によって過渡分と定常分に別けて計算されるが、この定常分は潮流計算によって得られる。等々である。

この報告では、電力潮流の計算をデジタル計算機で実施する場合の新しい方法について述べるが、比較のために電力潮流計算の内容、従来広く用いられている方法、について簡単に紹介することから始める。

2. 電力潮流問題とその取扱い

電力潮流の計算は具体的には系統の抱束条件すなわち発電機出力・負荷の容量・系統主要点の電圧などの関数として、系統各部の電力と無効電力流および母線電圧を定めることである。これを行なうことの意義・重要性は前節に示したとおりであるが、実際に計算するにはつぎのような方法がある。

- (1) 交流計算盤による方法
- (2) デジタル計算機による方法

前者は実系統と等価な模擬回路を構成して、各発電機単位の電圧および位相角を調整して定められた拘束条件に合致するような状態を見だし（“潮流を合わせる”という）、系統各部の電圧、電流、電力、無効電力、位相角を測定する方法である。この場合

には、実系統を適当な基準ベースにおきかえるほかには方程式をたてたりする必要はないが、系統規模が大きくなるほど、潮流を合わせることが困難となり、かなりの時間を要するのでデジタル計算機の超高速化に伴い経済性と融通性の点から、最近では後者による方法が多く用いられるようになっている。

電力潮流のデジタル計算については、比較的早くから検討されすでに相当数の報告がなされているが、nodal法またはmesh法によるものがほとんどである。nodal法というのは、系統の方程式をnode（接続点）に着目して導くもので、Ward, Hale⁽¹⁾によって開発された。mesh法は、nodal法より早くから用いられているもので、代表的なものは、Hendersonの報告⁽²⁾である。この方法では、系統の方程式を独立ループ(mesh)に着目して導くので、一般にnodal法に比べて、次元の低い問題として取り扱えるばかりでなく、系そのものが安定しているの、原理的にはnodal法に優ると考えられるが、実際にはnodal方程式の導き方がmesh方程式の導き方に比べて、いちじるしく簡単であるので、現在ではもっぱらnodal法が広く採用されている⁽³⁾。したがってここでは、従来のデジタル計算法の代表として、Ward, Haleの方法⁽¹⁾をいまいし詳しく紹介する。

一般に、 n 個のnodeを有する系統の電力潮流問題は、数学的にはつぎの式を解くことである。

$$P_k + jQ_k = E_k \cdot I_k^* \quad \dots\dots\dots (2.1)$$

$$I_k = \sum_m Y_{km} E_m \quad \dots\dots\dots (2.2)$$

ただし、 E_k : node k の電圧 I_k : node k に流入する電流
 P_k : node k に流入する電力

Q_k : " 無効電力（遅れが正）

Y_{kk} : 自己アドミタンス=第 k 番目の node に終始するすべての枝路のアドミタンスの総和。

Y_{km} : 相互アドミタンス=第 k 番目の node と第 m 番目の node との間に接続される枝路のアドミタンスの総和の符号を逆にしたもの。

I_k^* : I_k の共役ベクトル

拘束条件として、発電所においては電力 P_k と母線電圧の大きさ

$|E_k|$ (ただし Swing 母線においては、母線電圧の大きさ $|E_k|$ だけ)、負荷においては、電力 P_k と無効電力 Q_k を指定するものとする。

式 (2.1), (2.2) をおのおの実数部と虚数部に分けて示せば、

$$\left. \begin{aligned} a_k &= \sum_m (G_{km} e_m - B_{km} f_m) \\ b_k &= \sum_m (G_{km} f_m + B_{km} e_m) \end{aligned} \right\} \dots\dots\dots (2.3)$$

$$\left. \begin{aligned} P_k &= a_k e_k + b_k f_k \\ Q_k &= a_k f_k - b_k e_k \end{aligned} \right\} \dots\dots\dots (2.4)$$

$$|E_k|^2 = e_k^2 + f_k^2 \dots\dots\dots (2.5)$$

ただし、 $I_k = a_k + jb_k$ $E_k = e_k + jf_k$ $Y_{km} = G_{km} + jB_{km}$

これを解く手順はつぎのとおりである。

- (1) すべての母線電圧 $E_k = e_k + jf_k$ の第 0 近似を仮定する。
たとえば、Swing 母線以外の電圧を $1.0 + j0$ とする。
- (2) この第 0 近似値を用いて、式 (2.3) により電流 $I_k = a_k + jb_k$ を求める。
- (3) 式 (2.4) によって、電力 P_k 、無効電力 Q_k を求める。
- (4) 母線 k における電力 P_k 、無効電力 Q_k (あるいは、電圧の大きさ $|E_k|$) の仮定値と計算値とを比較して、この差がゼロになるように、 E_k に補正 $\Delta E_k = \varepsilon_k + j\xi_k$ を施す。このとき E_k 以外の母線電圧には補正を施さない。(項別反復法)
- (5) E_k の補正值 E'_k と E_j ($j > k$) の第 0 近似とから、式 (2.3) によって、母線電流 I_{k+1} を求め、上と同じ方法によって、 E_{k+1} の補正を求める。
- (6) 上の方法によって、すべての母線の電圧の補正を求め終われば、次式によって、電圧の第 1 近似を求める。

$$E_{k1} = E_{k0} + \alpha(\Delta E_k - E_{k0}) \dots\dots\dots (2.6)$$

ただし、 $E_{k1} : E_k$ の第 1 近似 E_{k0} : 同第 0 近似

$\Delta E_k : E_k$ の補正值 α : 収斂加速定数

- (7) つぎに第 1 近似を仮定値として、所望の精度が得られるまで計算を反復続行する。電圧の補正項 ε_k, ξ_k は、 $\varepsilon_k^2, \xi_k^2 < 1$ として、つぎの式より求める。

発電所母線においては、 P_k と $|E_k|$ が与えられるから、

$$\begin{aligned} \Delta P_k &= P_{ks} - P_k = \varepsilon_k(e_k G_{kk} + f_k B_{kk} + a_k) \\ &\quad + \xi_k(-e_k B_{kk} + f_k G_{kk} + b_k) \dots\dots\dots (2.7) \end{aligned}$$

$$\Delta(|E_k|^2) = |E_{ks}|^2 - |E_k|^2 = 2e_k \varepsilon_k + 2f_k \xi_k \dots\dots\dots (2.8)$$

$P_{ks}, |E_{ks}|$ は、それぞれ、母線 k における $P_k, |E_k|$ の指定値である。また負荷母線においては、 P_k, Q_k が指定されるから

$$\begin{aligned} \Delta P_k &= \varepsilon_k(e_k G_{kk} + f_k B_{kk} + a_k) \\ &\quad + \xi_k(-e_k B_{kk} + f_k G_{kk} + b_k) \dots\dots\dots (2.9) \end{aligned}$$

$$\begin{aligned} \Delta Q_k &= \varepsilon_k(-e_k B_{kk} + f_k G_{kk} - b_k) \\ &\quad + \xi_k(-e_k G_{kk} - f_k B_{kk} + a_k) \dots\dots\dots (2.10) \end{aligned}$$

3. 新しい潮流計算法

前節に紹介した方法は、従来広く用いられている電力潮流の計算法であるが、本節では著者らの考案した新しいデジタル計算法を述べる。この方法は従来の方法に比べて、計算機に所要の記憶容量と計算時間の点で有利である。

3.1 電 力

- (1) 2 点間に流れる電力

図 3.1 に示すようにある点 A の電圧が V で、電流 I が流出しているとき、A 点から流出する電力 P 、無効電力 Q は、次式で与えられる。



図 3.1
Fig. 3.1

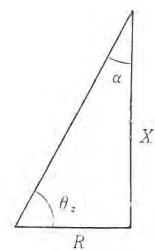


図 3.3
Fig. 3.3

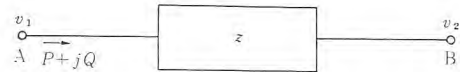


図 3.2
Fig. 3.2

$$P + jQ = VI^* \dots\dots\dots (3.1)$$

ここに、 I^* は I の共役数、 Q は遅れ無効電力が正である。

つぎに、図 3.2 に示すように、2 点 A, B 間が、直列インピーダンスで結ばれているときの電力潮流を計算すると、A 点から流出する電力は、

$$P + jQ = v_1 \frac{(v_1 - v_2)^*}{z^*} \dots\dots\dots (3.2)$$

ただし、 v_1, v_2 は、それぞれ A, B の電圧である。いま、

$$\left. \begin{aligned} v_1 &= V_1 \varepsilon^{j\theta_1} \\ v_2 &= V_2 \varepsilon^{j\theta_2} \\ z &= Z \varepsilon^{j\theta_z} \end{aligned} \right\} \dots\dots\dots (3.3)$$

とすれば、

$$P + jQ = \frac{V_1^2}{Z} \varepsilon^{j\theta_z} - \frac{V_1 V_2}{Z} \varepsilon^{j(\theta_1 - \theta_2 + \theta_z)} \dots\dots\dots (3.4)$$

したがって、

$$\left. \begin{aligned} P &= \frac{V_1^2}{Z} \cos \theta_z - \frac{V_1 V_2}{Z} \cos (\theta_1 - \theta_2 + \theta_z) \\ Q &= \frac{V_1^2}{Z} \sin \theta_z - \frac{V_1 V_2}{Z} \sin (\theta_1 - \theta_2 + \theta_z) \end{aligned} \right\} \dots\dots\dots (3.5)$$

いうまでもなく、 $z = R$ (純抵抗) の場合には、式 (3.5) において、 $Z = R, \theta_z = 0, z = jX_L$ (純リアクタンス) の場合には、 $Z = X_L, \theta_z = \pi/2, z = -jX_C$ (純キャパシタンス) の場合には、 $Z = X_C, \theta_z = -\pi/2$ と置けばよい。一般に $z = R + jX$ (損失のある直列インピーダンス) の場合は

$$Z = \sqrt{R^2 + X^2}, \quad \theta_z = \pi/2 - \tan^{-1} \frac{R}{X} = \frac{\pi}{2} - \alpha$$

ただし、 $\alpha = \tan^{-1} \frac{R}{X}$ (図 3.3 参照)

となるから、

$$\left. \begin{aligned} P &= \frac{V_1^2}{Z} \sin \alpha + \frac{V_1 V_2}{Z} \sin (\theta_1 - \theta_2 - \alpha) \\ Q &= \frac{V_1^2}{Z} \cos \alpha - \frac{V_1 V_2}{Z} \cos (\theta_1 - \theta_2 - \alpha) \end{aligned} \right\} \dots\dots\dots (3.6)$$

これが、2 点間の電力の流れを示す基本式である。

- (2) 電力に影響を与える因子

式 (3.6) によってつぎのことがわかる。すなわち、

2 点間に流れる有効電力 P 、無効電力 Q は、ともに、2 点間の電圧 V_1, V_2 、相差角 $(\theta_1 - \theta_2)$ 、および線路定数 (インピーダンス Z 、インピーダンス角 θ_z またはその全角 α) の関数である。

したがって、 $V_1, V_2, \theta_1, \theta_2, Z$, および θ_Z (または α) のいずれによっても電力は影響を受けるわけであるが、つぎに、各因子の影響を調べてみる。そのためには、各因子に関する P または Q の微係数を求めるのが便利である。ここでは、実際の送電線が低損失であることに鑑み、理想化して、純リアクタンス回路 ($Z=X_L$, $\alpha=0$) について考えることにする。

式 (3.6) によって、 $P=\frac{V_1 V_2}{X_L} \sin (\theta_1-\theta_2)$ であるから、

$$\left. \begin{aligned} \frac{\partial P}{\partial V_1} &= \frac{V_2}{X_L} \sin (\theta_1-\theta_2) \\ \frac{\partial P}{\partial V_2} &= \frac{V_1}{X_L} \sin (\theta_1-\theta_2) \\ \frac{\partial P}{\partial (\theta_1-\theta_2)} &= \frac{V_1 V_2}{X_L} \cos (\theta_1-\theta_2) \end{aligned} \right\} \cdots \cdots (3.7)$$

同様に、 $Q=\frac{V_1^2}{X_L}-\frac{V_1 V_2}{X_L} \cos (\theta_1-\theta_2)$ であるから、

$$\left. \begin{aligned} \frac{\partial Q}{\partial V_1} &= \frac{1}{X_L} \{2 V_1-V_2 \cos (\theta_1-\theta_2)\} \\ \frac{\partial Q}{\partial V_2} &= -\frac{1}{X_L} V_1 \cos (\theta_1-\theta_2) \\ \frac{\partial Q}{\partial (\theta_1-\theta_2)} &= \frac{V_1 V_2}{X_L} \sin (\theta_1-\theta_2) \end{aligned} \right\} \cdots \cdots (3.8)$$

実際の電力系統では、電圧の分布は、ほぼ 1.0 p.u. に近いので式 (3.7), (3.8) において、 $V_1 \approx 1.0, V_2 \approx 1.0$ と置き、 P, Q についてそれぞれ $\frac{\partial P}{\partial (\theta_1-\theta_2)}, \frac{\partial Q}{\partial V_1}$ を 100% とし、 $\frac{\partial P}{\partial V_1}, \frac{\partial P}{\partial V_2}, \frac{\partial Q}{\partial V_2}, \frac{\partial Q}{\partial (\theta_1-\theta_2)}$ の相対値を $(\theta_1-\theta_2)$ の関数として示すと、表 3.1 のようになる。図示すれば図 3.4 のとおりである。すなわち、

表 3.1 電力におよぼす影響 (%)

$\theta_1-\theta_2$ (deg.)	有効電力			無効電力		
	$\frac{\partial P}{\partial V_1}$	$\frac{\partial P}{\partial V_2}$	$\frac{\partial P}{\partial (\theta_1-\theta_2)}$	$\frac{\partial Q}{\partial V_1}$	$\frac{\partial Q}{\partial V_2}$	$\frac{\partial Q}{\partial (\theta_1-\theta_2)}$
0	0	0	100	100	-100	0
10	17.3	17.3	100	100	-97	17.2
20	36.4	36.4	100	100	-89	32.2
30	57.7	57.7	100	100	-76	43.3
40	83.9	83.9	100	100	-62	52.0
50	119	119	100	100	-47	56.0
60	173	173	100	100	-33	57.7
70	275	275	100	100	-20.5	56.8
80	567	567	100	100	-10.0	56.6
90	∞	∞	100	100	0	50.0

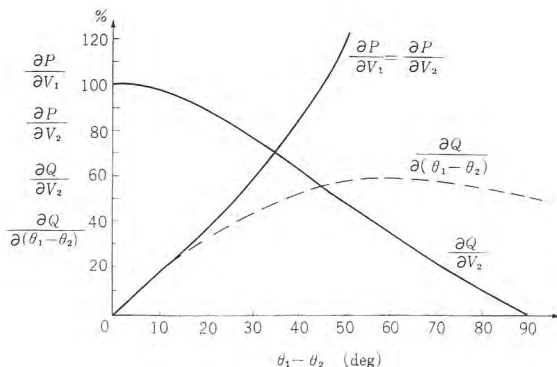


図 3.4 Fig. 3.4

$$\left. \begin{aligned} \theta_1-\theta_2 \text{ の小さいところでは} \\ \frac{\partial P}{\partial V_1}, \frac{\partial P}{\partial V_2} \ll \frac{\partial P}{\partial (\theta_1-\theta_2)} \\ \frac{\partial Q}{\partial (\theta_1-\theta_2)} \ll \frac{\partial Q}{\partial V_1}, \frac{\partial Q}{\partial V_2} \end{aligned} \right\} \cdots \cdots (3.3)$$

したがって、

相差点の小さいところでは、

有効電力は、主として 2 点間の相差点によって影響を受け、
無効電力は、主として 2 点間の電圧 (差) によって影響を受ける。

と結論することができる。

3.2 電力潮流の理論

前項において 2 点間の相差点の小さいときには、近似的に、

- 有効電力 P の分布は、2 点間の位相差のみで定まり、
- 無効電力 Q の分布は、2 点間の電圧差のみで定まる。

と考えると十分であることは導いた。したがって、一般の回路網において電力潮流を計算するには、図 3.5 に示すような手順で行なうことができる。この項では、これについて詳述する。

(1) 一般の回路網における方程式

回路網の一般的な形は図 3.6 に示すようなものである。いま、そのうちの一つの node について電力の式を書けば、つぎのようになる。(図 3.7 参照)

$$\begin{aligned} I_1 &= V_1 \varepsilon^{j\theta_1} \cdot Y_1 \varepsilon^{-j\pi/2} + \frac{V_1 \varepsilon^{j\theta_1} - V_2 \varepsilon^{j\theta_2}}{Z_{12} \varepsilon^{j(\pi/2 - \alpha_{12})}} \\ &= V_1 Y_1 \varepsilon^{j(\theta_1 - \pi/2)} + \frac{1}{Z_{12}} \{V_1 \varepsilon^{j(\theta_1 - \alpha_{12} - \pi/2)} - V_2 \varepsilon^{j(\theta_2 + \alpha_{12} - \pi/2)}\} \end{aligned} \cdots \cdots (3.10)$$

$$P_1 + jQ_1 = V_1 \varepsilon^{j\theta_1} \cdot I_1^* \cdots \cdots \text{遅れ無効電力が正}$$

$$= V_1^2 Y_1 \varepsilon^{j\pi/2} + \frac{V_1^2}{Z_{12}} \varepsilon^{j(\pi/2 - \alpha_{12})} - \frac{V_1 V_2}{Z_{12}} \varepsilon^{j(\theta_1 - \theta_2 - \alpha_{12} + \pi/2)} \cdots \cdots (3.11)$$

これを整理すると、

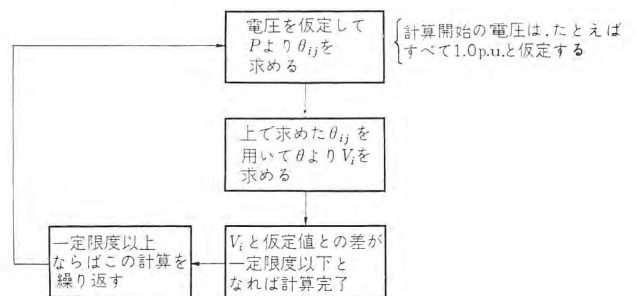


図 3.5 Fig. 3.5

図 3.6

Fig. 3.6

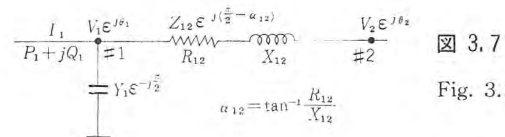
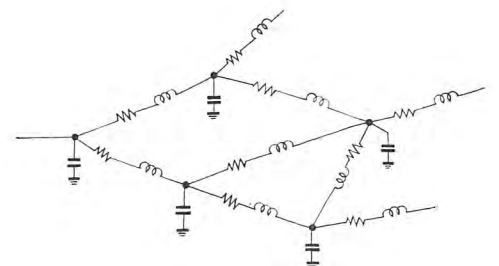


図 3.7

Fig. 3.7.

$$\left. \begin{aligned} P_1 &= \frac{V_1^2}{Z_{12}} \sin \alpha_{12} + \frac{V_1 V_2}{Z_{12}} \sin (\theta_1 - \theta_2 - \alpha_{12}) \\ Q_1 &= V_1^2 Y_1 + \frac{V_1^2}{Z_{12}} \cos \alpha_{12} - \frac{V_1 V_2}{Z_{12}} \cos (\theta_1 - \theta_2 - \alpha_{12}) \end{aligned} \right\} (3.12)$$

式 (3.12) は、さらにつぎのように変形することができる。

$$\left. \begin{aligned} P_1 &= \{V_1^2 - V_1 V_2 \cos (\theta_1 - \theta_2)\} \\ &\quad \frac{\sin \alpha_{12}}{Z_{12}} + \frac{V_1 V_2 \cos \alpha_{12}}{Z_{12}} \sin (\theta_1 - \theta_2) \\ Q_1 &= V_1^2 Y_1 + \{V_1^2 - V_1 V_2 \cos (\theta_1 - \theta_2)\} \\ &\quad \frac{\cos \alpha_{12}}{Z_{12}} - \frac{V_1 V_2 \sin \alpha_{12}}{Z_{12}} \sin (\theta_1 - \theta_2) \end{aligned} \right\} (3.13)$$

一般に、 n 個の node を有する回路網に拡張すると

$$\left. \begin{aligned} P_k &= \sum_{l=1}^n \left[\{V_k^2 - V_k V_l \cos (\theta_k - \theta_l)\} \right. \\ &\quad \left. \frac{\sin \alpha_{kl}}{Z_{kl}} + \frac{V_k V_l \cos \alpha_{kl}}{Z_{kl}} \sin (\theta_k - \theta_l) \right] \\ Q_k &= \sum_{l=1}^n \left[\{V_k^2 - V_k V_l \cos (\theta_k - \theta_l)\} \right. \\ &\quad \left. \frac{\cos \alpha_{kl}}{Z_{kl}} - \frac{V_k V_l \sin \alpha_{kl}}{Z_{kl}} \sin (\theta_k - \theta_l) \right] + V_k^2 Y_k \end{aligned} \right\} (3.14)$$

ここで、各 node について、 p_k, q_k をつぎのように定める。

$$p_k = P_k - \sum_{l=1}^n \left[\{V_k^2 - V_k V_l \cos (\theta_k - \theta_l)\} \frac{\sin \alpha_{kl}}{Z_{kl}} \right] \dots (3.15)$$

$$= \sum_{l=1}^n \left[\frac{V_k V_l}{Z_{kl}} \cos \alpha_{kl} \sin (\theta_k - \theta_l) \right] \dots (3.16)$$

$$q_k = Q_k + \sum_{l=1}^n \left[\frac{V_k V_l}{Z_{kl}} \sin \alpha_{kl} \sin (\theta_k - \theta_l) \right] \dots (3.17)$$

$$= V_k^2 Y_k + \sum_{l=1}^n \left[\{V_k^2 - V_k V_l \cos (\theta_k - \theta_l)\} \frac{\cos \alpha_{kl}}{Z_{kl}} \right] (3.18)$$

電力潮流の計算は、 $k=1, 2, \dots, n$ に対して、式 (3.15)~(3.18) を解くことによって行なわれるわけであるが、計算を簡便化するために、 $\theta_k - \theta_l$ が十分小さいとして、 $\sin (\theta_k - \theta_l) \approx \theta_k - \theta_l$ の近似を行なう。実際の計算において、2 点間の相角差が大きくなるようであれば、あらかじめ、この 2 点間を適当な数に分割しておけばよい。(図 3.8. a_1, a_2 なる node のほかに、 $b_1, b_2, \dots, b_s$ なる node を新しく仮想する。これらの仮想 node における p, Q の流入流出の総和はゼロとする——これがこの node の拘束条件である。)

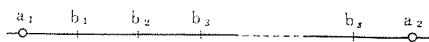


図 3.8 Fig. 3.8

これによって、式 (3.16) は線形化され、

$$p_k = \sum_{l=1}^n \left[\frac{V_k V_l}{Z_{kl}} (\cos \alpha_{kl}) (\theta_k - \theta_l) \right] \dots (3.19)$$

となる。回路網全体について式をたてれば、つぎのマトリクスに書けることは容易にわかる。

$$\left. \begin{aligned} \begin{bmatrix} p_1 \\ p_2 \\ \dots \\ p_n \end{bmatrix} &= \begin{bmatrix} a_{11} & a_{12} & \dots & a_{1n} \\ a_{21} & a_{22} & \dots & a_{2n} \\ \dots & \dots & \dots & \dots \\ a_{n1} & a_{n2} & \dots & a_{nn} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \theta_1 \\ \theta_2 \\ \dots \\ \theta_n \end{bmatrix} \\ \text{ただし } a_{kk} &= \sum_{l=1}^n \frac{V_k V_l}{Z_{kl}} \cos \alpha_{kl} \\ a_{kl} &= -\frac{V_k V_l}{Z_{kl}} \cos \alpha_{kl} \quad (l \neq k) \\ a_{kl} &= a_{lk} \end{aligned} \right\} \dots (3.20)$$

また、式 (3.18) について変形すれば、

$$\left. \begin{aligned} q_k &= \left(\sum_{l=1}^n b_{kl} V_l \right) V_k \\ \text{ただし, } b_{kl} &= -\frac{\cos \alpha_{kl} \cdot \cos (\theta_k - \theta_l)}{Z_{kl}} \\ b_{kl} &= b_{lk} \\ b_{kk} &= \sum_{l=1}^n \frac{\cos \alpha_{kl}}{Z_{kl}} + Y_k \end{aligned} \right\} (l \neq k) \quad (3.21)$$

と書くことができる。これを解くのに、

$$V_i = V_{i0} + \Delta i, \quad V_{i0} : V_i \text{ の等 0 近似値}$$

とすると、

$$\begin{aligned} \sum_{l=1}^n b_{kl} V_{l0} + \sum_{l=1}^n b_{kl} (\Delta V_l) &= \frac{q_k}{V_{k0} + \Delta V_k} \\ &= \frac{q_k}{V_{k0}} \frac{1}{1 + (\Delta V_k / V_{k0})} \\ &= \frac{q_k}{V_{k0}} \left(1 - \frac{\Delta V_k}{V_{k0}} \right) + 0 (\Delta V_k^2) \end{aligned} \dots (3.22)$$

したがって、

$$\sum_{l=1}^n b_{kl} (\Delta V_l) + \frac{q_k}{V_{k0}^2} (\Delta / k) = \frac{q_k}{V_{k0}} - \sum_{l=1}^n b_{kl} V_{l0} \dots (3.23)$$

すなわち、

$$\left. \begin{aligned} \sum_{l=1}^n C_{kl} (\Delta V_l) &= \frac{q_k}{V_{k0}} - \sum_{l=1}^n b_{kl} V_{l0} \\ C_{kl} &= b_{kl}, \quad C_{kl} = C_{lk} \quad (l \neq k) \\ C_{kk} &= b_{kk} + \frac{q_k}{V_{k0}^2} \end{aligned} \right\} \dots (3.24)$$

回路網全体についてマトリクスに書けば、

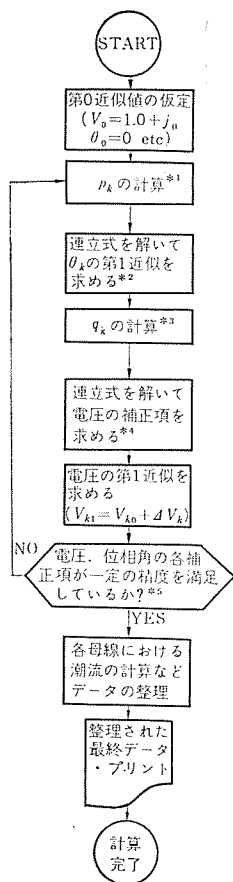
$$\begin{bmatrix} c_{11} & c_{12} & \dots & c_{1n} \\ c_{21} & c_{22} & \dots & c_{2n} \\ \dots & \dots & \dots & \dots \\ c_{n1} & c_{n2} & \dots & c_{nn} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \Delta V_1 \\ \Delta V_2 \\ \dots \\ \Delta V_n \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} q_1 / V_{10} \\ q_2 / V_{20} \\ \dots \\ q_n / V_{n0} \end{bmatrix} - \begin{bmatrix} a_{11} & a_{12} & \dots & a_{1n} \\ a_{21} & a_{22} & \dots & a_{2n} \\ \dots & \dots & \dots & \dots \\ a_{n1} & a_{n2} & \dots & a_{nn} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_{10} \\ V_{20} \\ \dots \\ V_{n0} \end{bmatrix} \dots (3.25)$$

なお、実際の電力系統において、送電線路の互長が比較的短く線路の抵抗分およびキャパシタンスが無視でき、またどこにも並列キャパシタなどのない場合は、上述の各式において、 $\alpha_k=0, Y_k=0$ とおけばよい。(この場合、純リアクタンス回路となる。)

(2) 数値解析の手法

前項 3.2(1) に示すところにより、式 (3.15), (3.17), (3.20), (3.25) に解析すべき系統の拘束条件を入れれば、潮流が決定される。拘束条件として、普通、発電所母線においては、電力 P_k と母線電圧の大きさ $|E_k|$ 、負荷母線においては電力 P_k と無効電力 Q_k を指定する。ただし、swing 母線においては、母線電圧の大きさ $|E_k|$ のみ指定する。この拘束条件のもとで、前述の連立方程式を解いて、未知の母線電圧およびその位相角を求めればよいのであるが、それには、つぎの手順による反復計算を行なう。(図 3.9 フローチャート 参照)

- 1° 第 0 近似値として、未知の母線電圧 V_{k0} 's と位相角 θ_{k0} 's を仮定する。たとえば、 $V_{k0}=1.0+j0, \theta_{k0}=0$ とする。
- 2° この V_{k0}, θ_{k0} を用いて、式 (3.15) より p_k 's を求める。
- 3° つぎに式 (3.20) の関係により、連立一次方程式の数値計算法を適用して θ_k 's を算出する。(ここで得られた θ_k ——これを θ_{k1} とする——は θ_k の第 1 近似値である。)
- 4° 今度は、 θ_k の第 1 近似値に対して母線電圧の補正を行なう。それには、まず θ_k の第 1 近似値 θ_{k1} 's を用いて、式 (3.17)



$$\begin{aligned}
 *1 \quad p_k &= P_k - \sum_{l=1}^n \left\{ V_k V_l \cos(\theta_k - \theta_l) \right\} \\
 *2 \quad \begin{pmatrix} p_1 \\ p_2 \\ \vdots \\ p_n \end{pmatrix} &= \begin{pmatrix} a_{11} & a_{12} & \dots & a_{1n} \\ a_{21} & a_{22} & \dots & a_{2n} \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ a_{n1} & a_{n2} & \dots & a_{nn} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} \theta_1 \\ \theta_2 \\ \vdots \\ \theta_n \end{pmatrix} \\
 \text{ただし} \quad a_{kl} &= \sum_{i=1}^n \frac{V_k V_l}{Z_{ki}} \cos \alpha_{ki} \\
 a_{kl} &= a_{lk} = -\frac{V_k V_l}{Z_{kl}} \cos \alpha_{kl} \quad (l \neq k) \\
 *3 \quad q_k &= Q_k + \sum_{l=1}^n \left\{ \frac{V_k V_l}{Z_{kl}} \sin \alpha_{kl} \sin(\theta_k - \theta_l) \right\} \\
 *4 \quad \begin{pmatrix} C_{11} & C_{12} & \dots & C_{1n} \\ C_{21} & C_{22} & \dots & C_{2n} \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ C_{n1} & C_{n2} & \dots & C_{nn} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} \Delta V_1 \\ \Delta V_2 \\ \vdots \\ \Delta V_n \end{pmatrix} &= \begin{pmatrix} q_1/V_{10} \\ q_2/V_{20} \\ \vdots \\ q_n/V_{n0} \end{pmatrix} \\
 \text{ただし} \quad C_{kl} &= C_{lk} = \frac{\cos \alpha_{kl} \cos(\theta_k - \theta_l)}{Z_{kl}} \quad (l \neq k) \\
 C_{kk} &= \sum_{l=1}^n \frac{\cos \alpha_{kl}}{Z_{kl}} + Y_k + \frac{q_k}{V_{k0}^2} \\
 a_{ij} & *2 \text{ 参照} \\
 *5 \quad |\theta_{k1} - \theta_{k0}| &< \theta \text{ の Precision} (?) \\
 \Delta V_k &< V_k \text{ の Precision} (?) \\
 k &= 1, 2, \dots, n
 \end{aligned}$$

図 3.9 フローチャート
Fig. 3.9 Flow chart

より、 q_k 's を計算し、

- 5° つづいて式 (3.25) により、補正項 ΔV_k 's を算出し、第1近似値 $V_{k1} = V_{k0} + \Delta V_k$ を得る。
- 6° ここで、位相角の補正項 ($|\theta_{k1} - \theta_{k0}|$)、および母線電圧の補正項 ΔV_k を、 $k=1, 2, \dots, n$ の全部について、それぞれあらかじめ定められた一定の精度を満足しているかどうかを検討し、条件を満足しないものが一つでもあれば、全部の母線の電圧の大きさ、位相角ともさきの第0近似値を第1近似値におきかえて、第2近似値を求めるべく2°に戻る。(この手順は、全部の条件を満足するまで繰り返される。)
- 7° 何回かの反復計算のすえ、全部の条件を満足したならば、これで、各母線の電圧の大きさ、および位相角が全部決定されたのであるから、あとは各母線あるいは各枝路における潮流状態が容易に計算されて一連の潮流計算は完了する。

3.3 新しい潮流計算法の特長

前2項 (3.1), (3.2) において、著者らの考案した電力潮流の新しい計算方法を述べた。一般に電力潮流の方程式はいずれの方法によるときでも、数学的には非線形の多元連立方程式を解くことになるので反復計算はまぬがれない。したがって、実際にデジタル計算機によって計算する場合、もっとも問題となるのは、この連立方程式を、もっとも短時間で解く方法を見いだすことであった。そのために従来主として数値計算法の立場から、たとえば第2節でもふれたような収束加速定数の導入などが行なわれているのであるが、ここに示した新しい方法は、変数を互いに影響の少ない2つの類に分け、 $\sin \theta$ を、 θ を十分小さくして、(そのためには仮想 node を作ることもある)、 θ で置きかえて線形化し、2組の多元連立一次方程式を解くものである。

従来よく用いられる Ward, Hale の方法 (第2節) では node 数を n とすれば、 $2n$ 元の連立方程式となる (式 (2.3), (2.4))

電力潮流の デジタル 計算の一方法・馬場・芝滝

参照) のに対して、この新しい方法では 図 3.9 からわかるように、 n 元の方程式、式 (3.20), (3.25) を2組解けばよいことになり、明らかに、前者より少ない反復回数で済むことになる。また、デジタル計算機に所要の記憶容量も、元数の2乗に比例するので、後者のほうが少なくて済むことになる。結局同一の計算機によるときには、従来の方法に比べてより短い時間で計算でき、より大きな系統まで取り扱うことができるという利点がある。

さらに、Ward, Hale の方法のもつ種々の利点、すなわち

- ① 系統の方程式が nodal form で得られ、したがって方程式を導くことが容易であること。
 - ② 後述 (第5節) のように Off-nominal な電圧比を有する変圧器も簡単に取り扱いうること。
 - ③ 解が各母線に関する諸量で与えられるので、後で個々の線路の状態などを検討するのに簡便であること。
- などは、すべて、そのまま引き継いでいる。

4. 新しい計算法の適用例

この節では新しい計算法の適用例を示す。モデル 系統・定数は、

図 4.1 のとおりであり、求めるものは、

- #1 P/S の出力 $P_1 + jQ_1$
- #2 P/S の無効出力 jQ_2
- #3 #4 の母線電圧 $V_3 \angle \theta_3$, $V_4 \angle \theta_4$
- #2 母線電圧の位相 θ_2

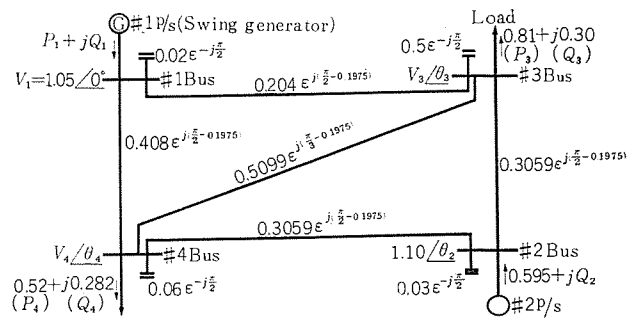


図 4.1 Fig. 4.1

表 4.1 新しい計算法による計算結果

収束回数	V_3	V_4	θ_2	θ_3	θ_4
第0近似	1.0 p.u.	1.0 p.u.	0.0 rad.	0.0 rad.	0.0 rad.
1 回目	1.01994	1.02209	-0.02426	-0.09052	-0.08672
2 回目	1.01834	1.02033	-0.02486	-0.09329	-0.08991
3 回目	1.01840	1.02040	-0.02510	-0.09328	-0.08990
	P_1	Q_1	Q_2		
	0.76432 p.u.	0.10278 p.u.	0.45239 p.u.		

Precision V 0.001 p.u. θ 0.001 rad.

表 4.2 Ward, Hale の方法による計算結果

収束回数	V_3	V_4	θ_2	θ_3	θ_4
第0近似	1.0 p.u.	1.0 p.u.	0.0 rad.	0.0 rad.	0.0 rad.
1	1.1108	1.1526	0.0437	-0.1594	-0.16926
3	1.0148	1.0235	-0.0182	-0.0979	-0.0978
5	1.0176	1.0205	-0.0255	-0.0942	-0.0912
7	1.0232	1.0203	-0.0253	-0.0935	-0.0902
9	1.0183	1.0204	-0.0252	-0.0934	-0.0900
10	1.0183	1.0204	-0.0251	-0.0934	-0.0900
	P_1	Q_1	Q_2		
	0.7643 p.u.	0.1029 p.u.	0.4524 p.u.		

項別反復法による収束加速定数 = 1.3

ページ	誤	正
88 式 (3.25)	$\begin{bmatrix} a_{11} & a_{12} & \cdots & a_{1n} \\ a_{21} & a_{22} & \cdots & a_{2n} \\ \cdots & \cdots & \cdots & \cdots \\ a_{n1} & a_{n2} & \cdots & a_{nn} \end{bmatrix}$	$\begin{bmatrix} b_{11} & b_{12} & \cdots & b_{1n} \\ b_{21} & b_{22} & \cdots & b_{2n} \\ \cdots & \cdots & \cdots & \cdots \\ b_{n1} & b_{n2} & \cdots & b_{nn} \end{bmatrix}$
89 図 3.9 * 4	* 4 $\begin{bmatrix} C_{11} & C_{12} & \cdots & C_{1n} \\ C_{21} & C_{22} & \cdots & C_{2n} \\ \cdots & \cdots & \cdots & \cdots \\ C_{n1} & C_{n2} & \cdots & C_{nn} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \Delta V_1 \\ \Delta V_2 \\ \vdots \\ \Delta V_n \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} q_1/V_{10} \\ q_2/V_{20} \\ \cdots \\ q_n/V_{n0} \end{bmatrix}$ $-\begin{bmatrix} a_{11} & a_{12} & \cdots & a_{1n} \\ a_{21} & a_{22} & \cdots & a_{2n} \\ \cdots & \cdots & \cdots & \cdots \\ a_{n1} & a_{n2} & \cdots & a_{nn} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_{10} \\ V_{20} \\ \cdots \\ V_{n0} \end{bmatrix}$ ただし $C_{kl} = C_{lk} = \frac{\cos \alpha_{kl} \cdot \cos (\theta_k - \theta_l)}{Z_{kl}} \quad (l \neq k)$ $C_{kk} = \sum_{l=1}^n \frac{\cos \alpha_{kl}}{Z_{kl}} + Y_k + \frac{q_k}{V_{k0}^2}$ aij * 2 参照	* 4 $\begin{bmatrix} C_{11} & C_{12} & \cdots & C_{1n} \\ C_{21} & C_{22} & \cdots & C_{2n} \\ \cdots & \cdots & \cdots & \cdots \\ C_{n1} & C_{n2} & \cdots & C_{nn} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \Delta V_1 \\ \Delta V_2 \\ \vdots \\ \Delta V_n \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} q_1/V_{10} \\ q_2/V_{10} \\ \cdots \\ q_n/V_{n0} \end{bmatrix}$ $-\begin{bmatrix} b_{11} & b_{12} & \cdots & b_{1n} \\ b_{21} & b_{22} & \cdots & b_{2n} \\ \cdots & \cdots & \cdots & \cdots \\ b_{n1} & b_{n2} & \cdots & b_{nn} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_{10} \\ V_{20} \\ \cdots \\ V_{n0} \end{bmatrix}$ ただし $b_{kl} = b_{lk} = -\frac{\cos \alpha_{kl} \cdot \cos (\theta_k - \theta_l)}{Z_{kl}} \quad (l = k)$ $b_{kk} = \sum_{l=1}^n \frac{\cos \alpha_{kl}}{Z_{kl}} + Y_k$ $C_{kl} = b_{kl}$ $C_{kk} = b_{kk} + q_k/V_{k0}^2$

である。

計算の結果は表 4.1 のとおりである。ここでは母線電圧および位相角の計算精度を、それぞれ 0.001 p.u., 0.001 rad. としてある。連立方程式の解法としては、Sweep-out 法（掃出法）⁽⁴⁾ を採用している。

比較のために第 2 節に示した Ward, Hale の方法によったものを、表 4.2 に示してある。この場合の数値計算法は、項別反復法であって、収束加速定数は、実数・虚数に対して、ともに 1.3 である。両方法は同じ第 0 近似値から計算を開始し、同じ計算精度が得られるようにプログラムされている。

結果をみると、明らかに、前者が、後者より、少ない反復回数で計算を完了している。簡単に考えると、従来の方法（後者）では未知数が 5 個の方程式であるに対して、新しい方法（前者）では 3 個のものと 2 個のものの 2 組であるから、反復回数だけからいえば、前者は、後者の大略 $3^2/5^2 \approx 1/3.6$ になると思われる。計算例もほぼこれを満足している。

なお、実際の所要計算時間については両者の使用計算機が異なる（前者は、最新の IBM 7090, 後者は Bendix G-15D）ので、直接比較をすることはできないが、新しい方法による場合（IBM 7090）約 2 秒であった。（このうち、数学的演算のみに要した時間は、0.01 秒程度で、ほとんどが、プログラムの読み込みに使われている。）

5. Off-nominal 電圧比の変圧器の取扱い⁽¹⁾

回路網中に、使用電圧レベルと異なる電圧比——これを Off-nominal turn ratio という——を有する変圧器のある場合、その枝路は、図 5.1 (a) のように表わすことができるが、これはさらに図 5.1 (b) のように理想単巻変圧器で表示することができる。

いま、図 5.1 (b) についてその四端子定数を求めめみると、

$$\begin{pmatrix} V_1 \\ I_1 \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} \frac{1}{n} & \frac{Z}{n} \\ 0 & n \end{pmatrix} \begin{pmatrix} V_2 \\ I_2 \end{pmatrix} \dots\dots\dots (5.1)$$

となる。一方、図 5.2 について、同様の計算を行なえば、

$$\begin{pmatrix} V_1 \\ I_1 \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} 1+Y_2/Y_{12} & 1/Y_{12} \\ Y_1+Y_2+Y_1Y_2/Y_{12} & 1+Y_1/Y_{12} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} V_2 \\ I_2 \end{pmatrix} \dots\dots\dots (5.2)$$

が得られる。ここで、式 (5.1), (5.2) において、両者の四端子定数が等しくなるように、 Y_1, Y_2, Y_{12} を定めると。

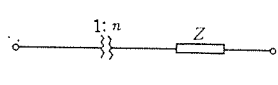


図 5.1 (a) Fig. 5.1 (a)

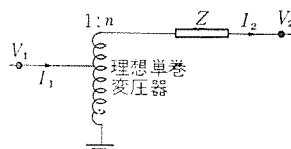


図 5.1 (b) Fig. 5.1 (b)

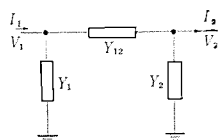


図 5.2 Fig. 5.2

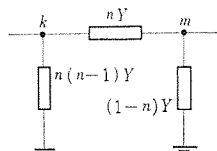


図 5.3 Fig. 5.3

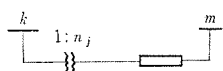


図 5.4 (a) Fig. 5.4. (a)

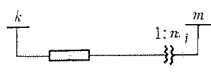


図 5.4 (b) Fig. 5.4 (b)

$$\left. \begin{aligned} Y_{12} &= nY \\ Y_1 &= n(n-1)Y \\ Y_2 &= (1-n)Y \end{aligned} \right\} \dots\dots\dots (5.3)$$

ただし、 $Y = \frac{1}{Z}$

したがって、Off-nominal 変圧器は、図 5.3 のような π 回路で取り扱うことができる。すなわち、一般に、Off-nominal turn ratio n_j を有する枝路 j が、node k, m 間につながれている場合（図 5.4 (a)）には、

$$Y_{kk} \text{ に } (n_j^2-1)Y_j$$

$$Y_{km} \text{ に } -(n_j-1)Y_j$$

を加えたものを、改めて自己および相互アドミタンスとすればよいことになる。ここに、 Y_{kk}, Y_{km} はそれぞれ Off-nominal turn ratio を無視した場合の自己および相互アドミタンスである。

なお、この場合の枝路 j の node k における潮流は次式で示される。

$$\text{図 5.4 (a) の場合 } P_{km} + jQ_{km} = E_k(n_j E_k - E_m) * (-Y_{km}) * \dots\dots\dots (5.4)$$

$$\text{図 5.4 (b) の場合 } P_{km} - jQ_{km} = E_k * \left(\frac{E_k}{n_j} - E_m \right) (-Y_{km}) \dots\dots\dots (5.5)$$

ただし、*は共役数を示す。

6. む す び

電力系統問題の解析計算において、もっとも基礎的な電力潮流問題のデジタル計算に対して、新しい考え方に基づく計算方法を導いた。この方法は、

- (1) 電力系統では、2 点間に流れる電力は主として 2 点間の相差角に比例し、
- (2) 無効電力は、主として 2 点間の電圧差に比例する。

という事実に基づいたものである。

この方法による場合、系統の方程式は n 元の連立一次方程式 (n : node 数) 2 組となり、従来の方法では ($2n$) 元のものとなるのに比べて、計算機の所要記憶容量が少なくなり計算時間も短くなる。第 4 節の計算例では、従来の方法によるときは、10 回位の繰り返しであったものが、この新しい方法によると 3 回で解が得られている。

さらに、この新しい方法では、従来の方法のうちもっともよく用いられている Ward, Hale の方法のもつ種々の利点、すなわち

- ① 系統の方程式が nodal form で得られ、したがって方程式を導くことが容易であること。
- ② Off-nominal turn ratio を有する変圧器の取り扱いも容量であること。
- ③ 解が各母線における諸量で与えられるので、個々の線路の状態を検討するのに簡便であること。

などをすべて引き継いでいる。 (昭 37-6-8 受付)

参 考 文 献

- (1) J. B. Ward & H. W. Hale: Digital Computer Solution of Power-Flow Problems. (AIEE Trans. 75 Pt III, p. 398-404, June 1956)
- (2) J. M. Henderson: Automatic Digital Computer Solution of Load Flow Studies (AIEE Trans. 73 Pt III, p. 1696-1702, Feb. 1955)
- (3) 深尾: 電子計算機の電力系統への応用と最近の動向 (電気公論 1961. 9 月, p. 23-29)
- (4) 森口・高田: 数値計算法 I p. 3~10 (岩波現代応用数学講座 B. 13. I)

銅合金バネ材料のバネ特性

竹内 守久*

矢吹 真之助**

The Properties of Spring Materials of Copper Alloys

Research Laboratory Morihisa TAKEUCHI

Setagaya Works Shinnosuke YABUKI

The study dealt with herein aims at finding the heat-treatment temperature suitable for various rates of cold reduction to improve the spring properties of phosphor-bronz sheets, german-silver sheets and beryllium-copper sheets. In the experiments measurement has been made on such mechanical properties as tensile strength, yield strength, elastic limit, elongation, hardness and critical spring values. As a result of extensive investigation, it has been revealed that of the mechanical properties, the critical spring value is the most sensitive to the change of the structures. Based on this finding as a principal factor, study has been proceeded further on the spring performance. The article also covers a report on the high-temperature properties of the spring material after the best heat treatment in some details.

1. ま え が き

バネ材料には、銅合金系、チタン合金系、ステンレス鋼、コバルト系があり、おのおの独自の特長をもっている。一般にバネ材料として具備すべき理想的な条件をならべてみると、つぎのようである。

- 弾性比例限が高く、弾性係数も大きいこと。
- バネ限界値が高いこと。
- クリープ現象が少ないこと。
- 経年変化が少ないこと。
- 加工性がよいこと。
- ろう付その他接合が安易なこと。
- 温度変化に対して安定であること。
- 安価であること。

すなわち温度や環境の変動によく耐えることが第一である。これらすべての点について満足するバネ材料を求めることは困難であり、実際にはそれぞれの使用条件に適した材料を選ぶことが必要である。これら材料の機械的性質あるいは熱処理条件などについては、すでに多くの人たち⁽¹⁾⁽²⁾⁽³⁾⁽⁴⁾によって報告されているが、個々の材料の製造にあたっては、さらに詳細な研究を必要とする。

当社は銅合金バネ材料として、リン青銅および洋白（低温焼鈍硬化形）、ベリリウム銅（時効硬化形）を製造、使用しその一部を市販している。この研究では、各加工度で熱処理（今後熱処理という意味は、リン青銅および洋白の低温焼鈍処理、ベリリウム銅の時効処理の両方を示す）を施した試料の3種類の銅合金バネ材料を、常温で機械的性質およびバネ限界値を測定して、最良熱処理条件を決定した。さらに、最良処理を施したバネ材料の高温における硬さおよびバネ限界値を推察した。

2. 実験試料

実験に用いた試料は当社世田谷製作所製造のもので、その化学成分を表2.1に示す。これらのバネ材料を、加工と中間焼鈍を繰り返すことによって、加工度の異なった最終厚1mmのものとした。試片の加工度は、リン青銅の場合30%、60%、80%、90%の4種類、洋白板の場合20%、40%、60%、80%の4種類、ベリ

ウム銅板の場合0%（以後ベリリウム銅板の0%は780°C×1h. 溶体化処理をしたままのものをいう）、10%、20%、40%、60%の5種類とした。試片は圧延方向に対して方向性があるから、圧延方向を長手方向（引張り方向）として切断した。引張り試験およびバネ限界値試験の試片寸法は図2.1の(a)、(b)に示す。バネ限界値測定用試片は切断したため、両端から約0.5mmの部分に塑性変形を起こしていることが顕微鏡観察の結果よりわかった。こ

表 2.1 試料の化学分析値（単位：wt. %）

試料	Cu	Zn	Ni	Mn	Fe	Pb	Sn	P	Be	Co	Si
リン青銅	91.92						7.87	0.21			
洋白	44.5	26.81	17.14	0.45	0.11	trace					
ベリリウム銅	97.66				0.04				1.97	0.27	0.06

表 2.2 各試片の熱処理温度

	リン青銅 (°C)	洋白 (°C)	ベリリウム銅 (°C)
処	100	100	100
理	150	200	200
	200	250	250
	225	300	300
	250	325	325
温	275	350	350
	300	400	400
	350	450	500
度	400	500	600
		600	

(注) 各試料とも水素中 2 時間処理

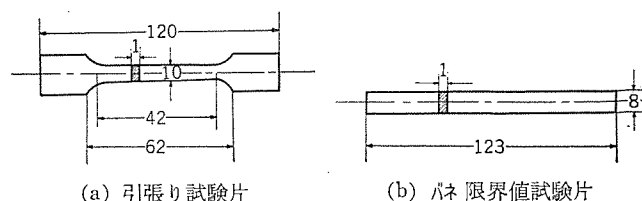


図 2.1 試験片寸法

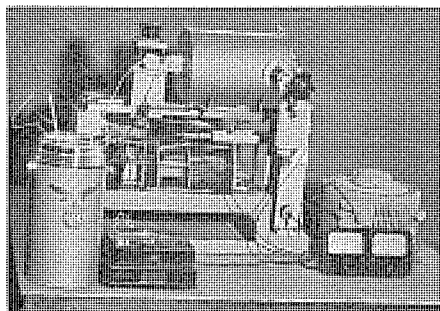
Fig. 2.1 Size of test piece.

の部分には、バネ限界値に影響を与えることが推察されるため、周囲を1mm注意深く削り落とした。加工度の異なるすべての試片は表2.2に示す処理温度で、水素中2時間熱処理したものである。

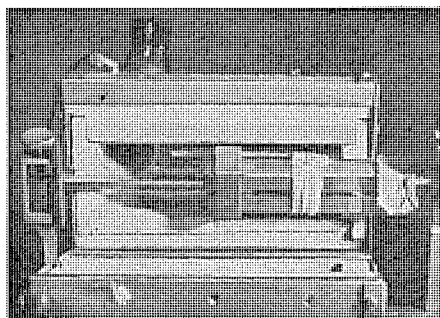
3. 実験方法

常温におけるバネ特性として、機械的性質およびバネ限界値を測定した。機械的性質については引張り強さ、降伏強さ(0.2%耐力とする)、弾性比例限(0.02%塑性伸びとする)、伸びおよび硬さの5種類の測定を行なった。硬さはビッカース硬さ計(荷重10kg)を使用し、一試片上の5点の平均値を用いた。その他の機械的性質は試片に貼付された抵抗線ヒズミ計により、ヒズミ対応力曲線の測定より算出された2本の平均値で求めた。バネ限界値は図3.1に示す繰返し曲げ試験機を用い、JIS H 3702に規定されてある方法に従って測定した2本の平均値で示した。バネ特性と顕微鏡組織とを関連づけるため、顕微鏡で組織を観察した。

高温におけるバネ特性としては、高温硬さおよび高温バネ限界値を用いた。高温硬さは高温ビッカース硬さ計(荷重5kg)を使用した。高温バネ限界値の測定は常温における測定と同じ方法によった。試料の加熱速度は1°C/minで、測定中の温度変化は±2°C



(a) 装置



(b) 炉の内部

図 3.1 繰返し曲げ試験機
Fig. 3.1 Plate spring fatigue tester.

表 3.1 高温測定用各試片の熱処理温度

加工度 (%)	リン青銅 (°C)	洋白 (°C)	ベリリウム銅 (°C)
0			350
10			350
20		325	350
30	250		
40		325	325
60	250	325	300
80	220	325	
90	220		

(注) 各試料とも水素中2時間処理

以上の温度に押さえた。高温硬さは5点、高温バネ限界値は2本の平均値を用いた。なおこの試験に用いた試片は、常温における機械的性質およびバネ限界値の総合結果より決定したもので、各試片の各加工度に対し、表3.1に示す処理温度で水素中2時間熱処理したものである。

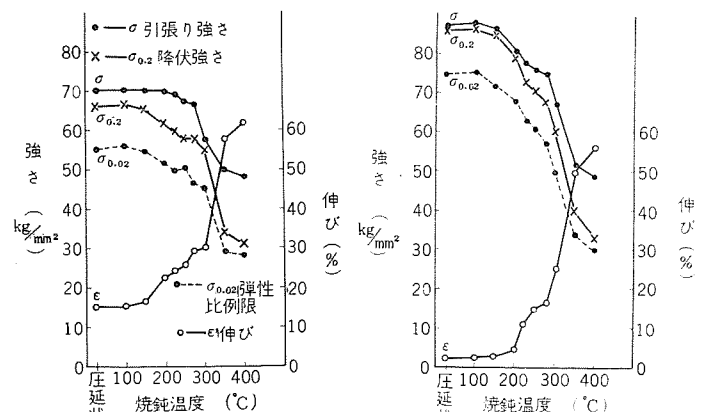
4. 実験結果

4.1 常温におけるバネ特性

(1) 機械的性質

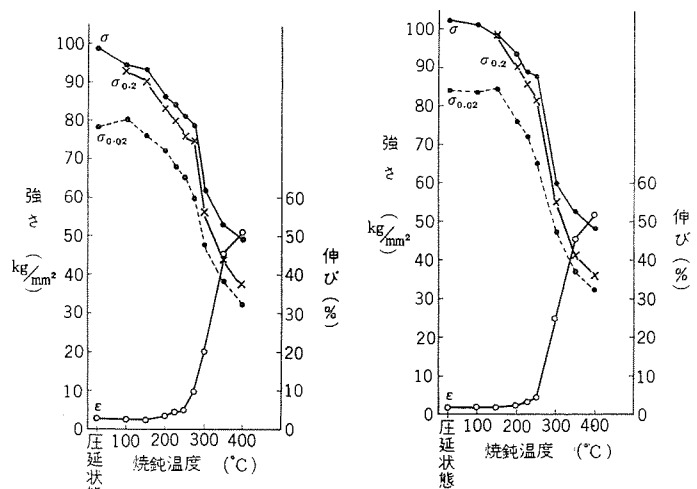
各加工度を与えた試片に対し前述した種々の熱処理を施し、これらの試片について求めた機械的性質と熱処理温度との関係を、図4.1にリン青銅板、図4.2に洋白板、図4.3にベリリウム銅板を示す。

リン青銅板について述べる。加工度30%の引張り強さは、圧延状態より250°C処理までの状態ではほとんど変化がない。さらに焼鈍温度を高くすると、急激に減少し始め、350°C付近では減少の度がゆるやかになる傾向が見られる。加工度60%の引張り強さは、圧延状態より150°C処理の状態までほとんど変化がない。さらに焼鈍温度を高くすると、徐々に減少し始めて、250°C処理から減少が急激になり、400°C付近でまたゆるやかになっている。加工度90%の引張り強さは、圧延状態のものがもっとも大で、焼鈍温度が高くなるに従って減少しており、とくに270°C~300°C



(a) 加工度 30%

(b) 加工度 60%



(c) 加工度 80%

(d) 加工度 90%

図 4.1 リン青銅板の機械的性質におよぼす焼鈍温度の効果
Fig. 4.1 Effects of annealing temperature on the mechanical properties of phosphor-bronze sheets.

で処理した場合に急激である。降伏強さおよび弾性比例限と焼鈍温度との関係は、いずれの加工度の場合も引張り強さの場合と似た傾向をたどる。

つぎに洋白板についてその結果を述べる。加工度 20% および

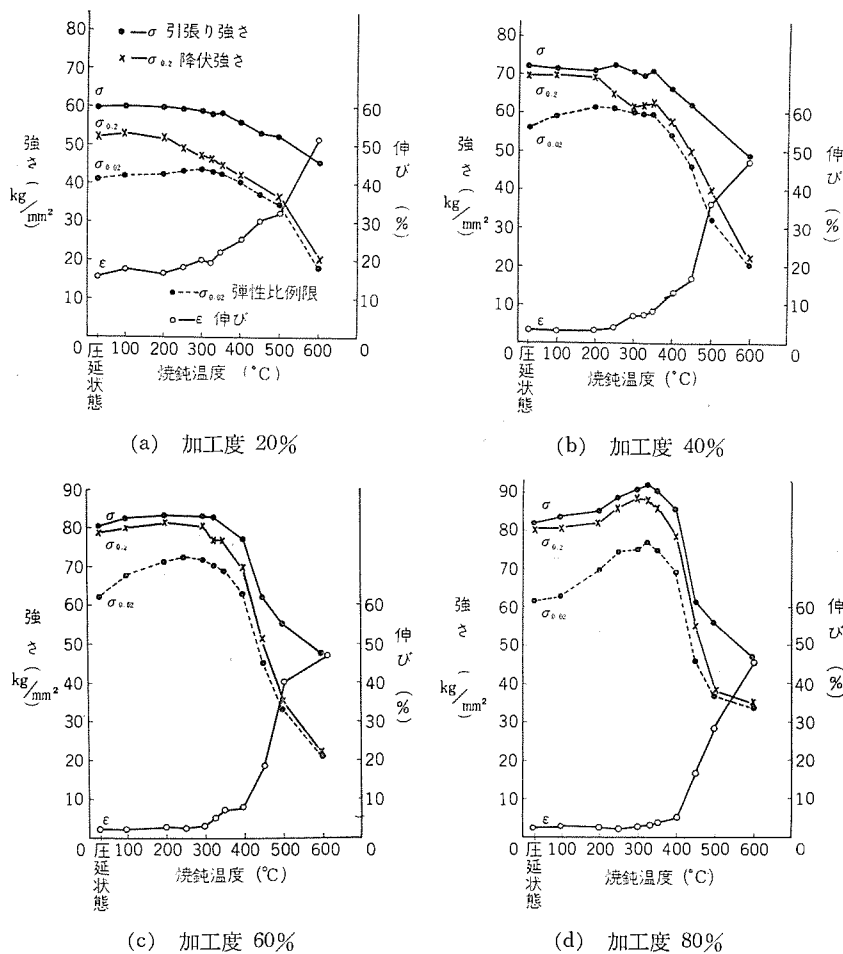


図 4.2 洋白板の機械的性質におよぼす焼鈍温度の効果
Fig. 4.2 Effects of annealing temperature on the mechanical properties of german-silver sheets.

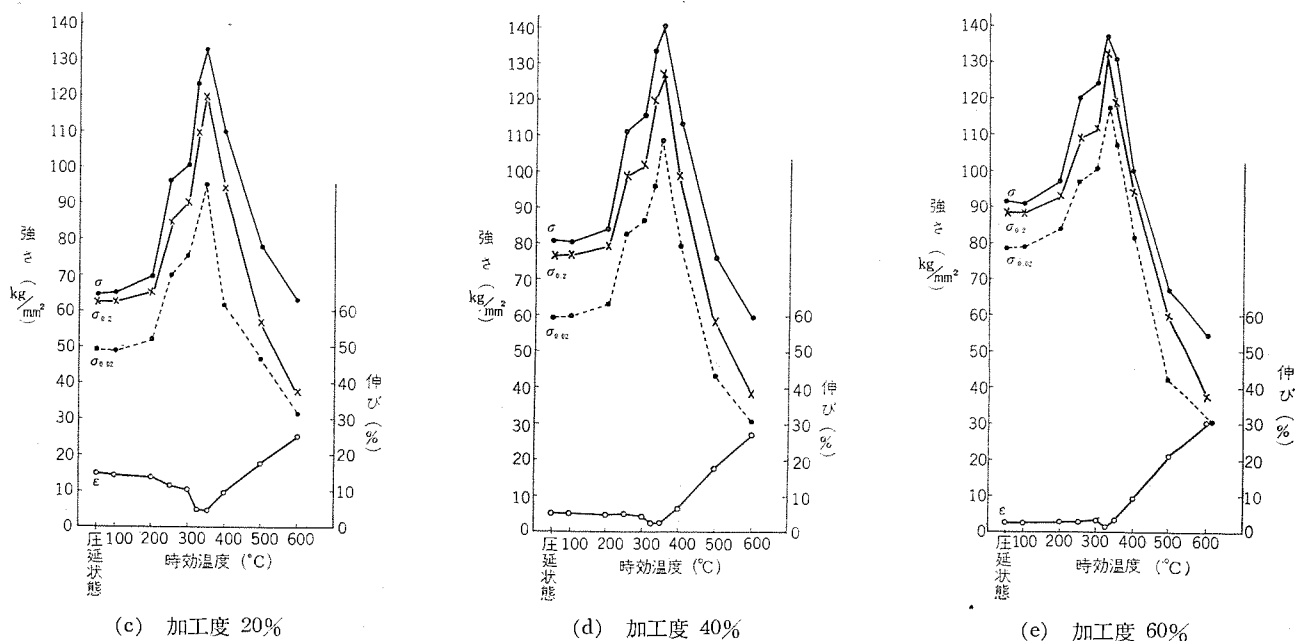
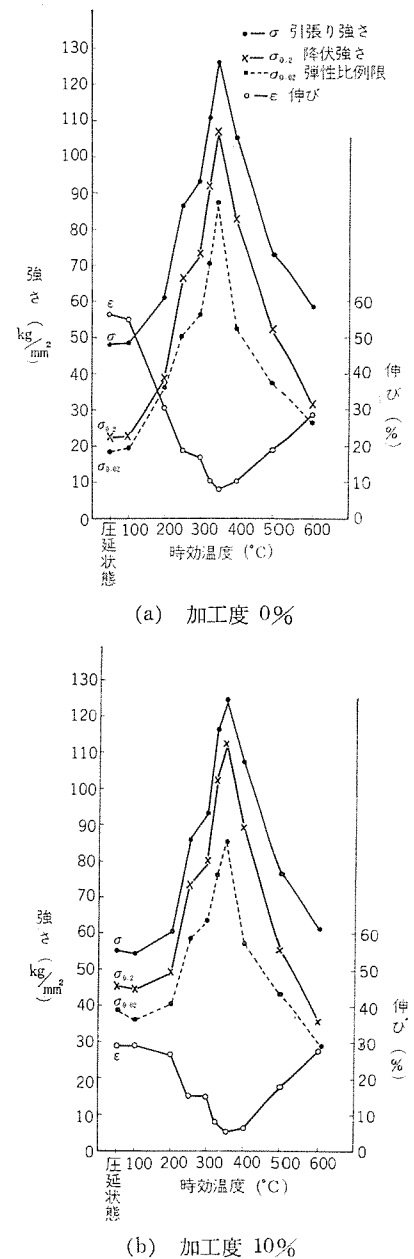


図 4.3 ベリリウム銅板の機械的性質におよぼす時効温度の効果
Fig. 4.3 Effects of aging temperature on the mechanical properties of beryllium-copper sheets.

40%の引張り強さは、圧延状態より300°C処理までの状態ではほとんど変化がない。さらに焼鈍温度が高くなると、引張り強さは減少している。加工度60%の場合は、圧延状態より325°C処理まで徐々に強さを増し、さらに処理温度を高くすると、強さは減少する。加工度80%の場合は、圧延状態より325°C処理までに約10%強さを増し、その処理温度より高くなると強さは減少している。加工度の強い80%および60%の降伏強さおよび弾性比例限と焼鈍温度との関係は、引張り強さの場合と似た傾向を示す。加工度の弱い40%および20%の場合の降伏強さは、引張り強さと似た傾向を示すが、弾性比例限のみは引張り強さと傾向が異なり、250°C処理温度附近にわずかに強さの増加したところが認められる。

つぎにベリリウム銅板について述べる。加工度0%、10%、20%および40%の引張り強さは、圧延状態より200°C処理まで徐々に強さを増している。200°C処理から350°C処理までは、ほぼ直線的に強さを増しており、350°C処理温度附近にピークがあり、それ以上の時効温度で強さは急に減少している。加工度60%の引張り強さは、圧延状態から200°C処理まで徐々に強さを増している。200°C処理から325°C処理までは、ほぼ直線的に強さを増しており、325°C処理附近にピークがあって、それ以上の時効温度で強さは急に減少している。なおこの結果で、いずれの加工度の場合も、250°Cと300°C処理の間に一つの階段的な変化が見られることが注目される。時効析出硬化形であるために、引張り強さは相当大きく強さを増している。加工度0%、10%、20%、40%および60%の引張り強さは、圧延状態の強さより、それぞれ162%、127%、108%、75%および49%強くなっている。降伏強さおよび弾性比例限と時効温度との関係は、いずれの加工度の場合も引張り強さと似た傾向をたどっている。

リン青銅板および洋白板の焼鈍処理に伴う伸びの変化は、各加工度の場合とも、焼鈍温度が大になるに従って大になる類似の傾向を示す。リン青銅板および洋白板の各加工度における伸びは、再結晶開始温度300°Cおよび500°C附近(X線回折像より決定)以上では差が少なくなっていることが見られる。加工度0%のベリリウム銅板の伸びは、時効処理前56%も示したものが、処理を施すと硬化のために、350°C処理では8%までに減少した。さらに350°Cより高い時効温度で処理すると、伸びは回復し、600°C処理では伸びが28%になる。加工度10%および20%のベリリウム銅板の伸びは、加工度0%の場合と似た傾向を示すが、時効処理前の伸びに大きな差がある。時効処理を施すと、伸びは350°C処理で5%の最小を示し、350°Cより高い時効温度では伸びが回復し、600°C処理では伸びが約27%になる。加工度60%のベリリウム銅板の伸びは、時効処理前から300°C処理までほとんど変化がなく、約3%の伸びを示すにすぎない。325°Cより高い時効温度で処理を施すと、伸びは回復し、600°C処理では伸びが30%になる。400°C以上の時効温度で処理したベリリウム銅板の伸びは、各加工度による差があまり認められない。

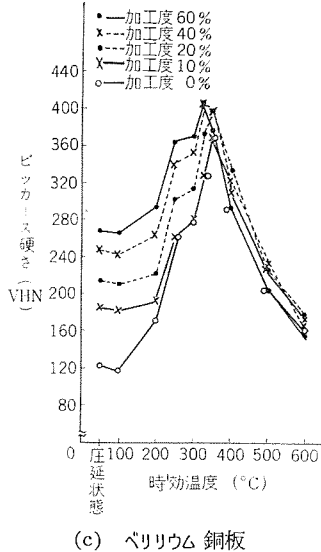
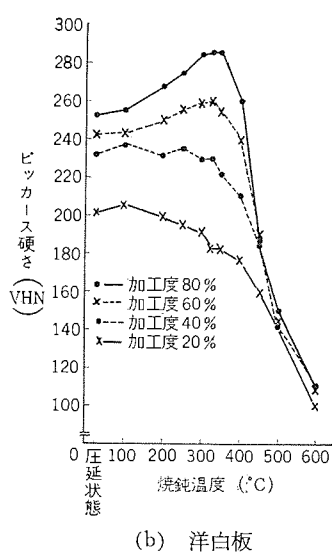
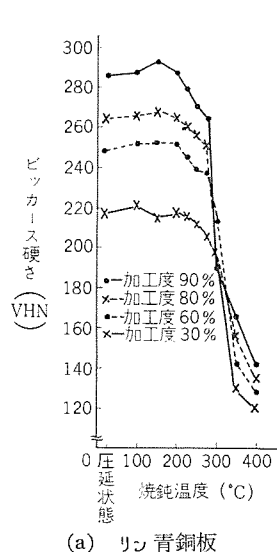


図 4.4 各種 パネ 材料の硬さにおよぼす焼鈍温度の効果
Fig. 4.4 Effects of annealing temperature on the hardness of various spring materials.

各加工度を与えた試片に対し前述した種々の熱処理を施し、これらの試片について求めた硬さと熱処理温度との関係を、図 4.4 の(a)、(b)および(c)に、それぞれリン青銅板、洋白板およびベリリウム銅板を示す。

焼鈍処理のために現われるリン青銅板の硬化率の増加は一般に少なく、加工度30%には硬化が現われていない。加工度90%、80%および60%の硬さは、圧延状態より約7~6%大きくなっている。

焼鈍処理のために現われた洋白板の硬化率の増加は、リン青銅板のそれより大きい。しかし、加工度の小さい40%および20%には硬化が現われず、加工度40%の場合は325°C処理まで変化なく、それ以上の焼鈍温度では柔らかくなっている。加工度20%の場合は焼鈍温度を高くするに従って、単調に硬さが小さくなっている。加工度の強い80%および60%の場合は、焼鈍温度325°Cにピークを示し、その硬化率は圧延状態より約12%および5%増している。

時効処理のために現われたベリリウム銅板の硬化率の増加は、リン青銅板および洋白板の硬化率よりはるかに大きい。加工度0%、10%および20%が示す最大硬化の時効温度350°Cと時効処理前の硬さを比較すると、それぞれ120%、100%および90%時効処理前より硬くなっている。加工度40%および60%が示す最大硬化の時効温度325°Cと時効処理前の硬さを比較すると、それぞれ65%および58%時効処理前より硬くなっている。

(2) パネ 限界値

各加工度を与えた試片に対し前述した種々の熱処理を施し、これらの試片について求めたパネ限界値と熱処理の関係、図 4.5 の(a)、(b)および(c)にそれぞれリン青銅板、洋白板およびベリリウム銅板の場合について示す。パネ限界値の向上がすべての試片の各加工度の場合に顕著に現われている。とくに焼鈍処理を施しても引張り強さが増大しなかったリン青銅板および低加工度の洋白板にも明確に現われている。このようにパネ限界は機械的性質より組織に対して敏感で、パネの最良特性を示す熱処理温度を調べるのにもっとも都合がよい。

リン青銅板のパネ限界ピーク値に対する焼鈍温度は、加工度30%および60%では250°Cに、加工度80%および90%は225°C

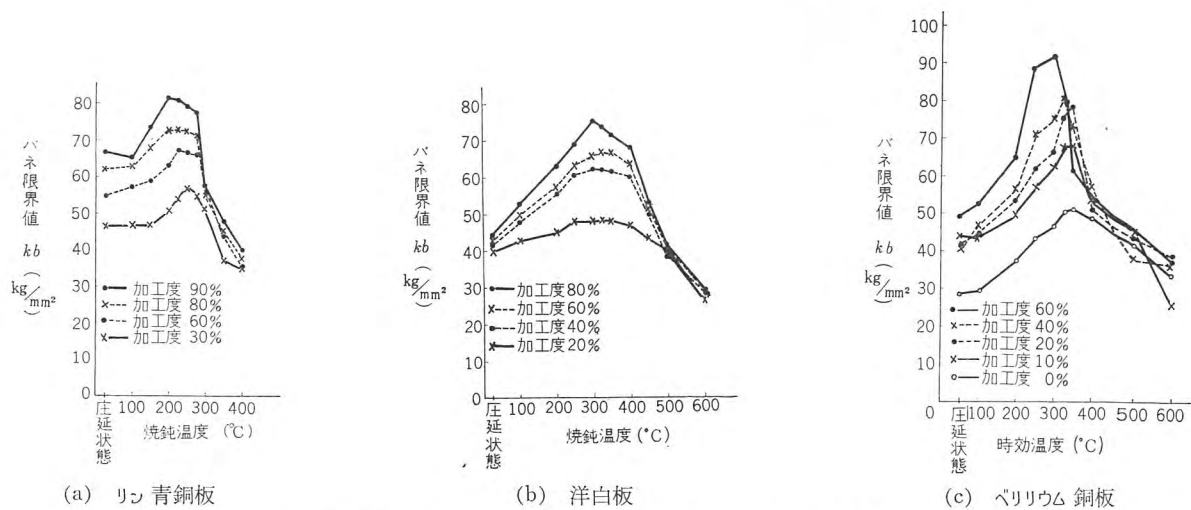


図 4.5 各種 バネ 材料の バネ 限界値におよぼす焼鈍温度の効果

Fig. 4.5 Effects of annealing temperature on the critical spring values of various spring materials.

および 200°C にあり、この際の バネ 限界値は各加工度の場合とも圧延状態に対して約 22~23% も向上している。

洋白板の バネ 限界ピーク値に対する焼鈍温度は、加工度 20% では 350°C に、加工度 40% および 60% では 325°C に、加工度 80% では 300°C にあり、この際の バネ 限界値は圧延状態に対して、加工度 80%, 60%, 40% および 20% で、それぞれ 63%, 55%, 48% および 18% も向上している。

ベリウム銅板の バネ 限界ピーク値に対する時効温度は、加工度

0%, 10% および 20% では 350°C に、加工度 40% では 325°C に、加工度 60% では 300°C にある。この際の バネ 限界値は圧延状態に対して、加工度 0%, 10%, 20%, 40% および 60% で、それぞれ 84%, 50%, 87%, 100% および 88% も向上している。

(3) 顕微鏡組織

図 4.6 に示す顕微鏡組織は加工度 60% の リン 青銅板で、(a) 圧延状態、(b) バネ 限界値が最大の状態にある 250°C×2 時間水



(a) 圧延状態



(b) 250°C×2 h. 水中焼鈍

図 4.6 加工度 60% リン 青銅の顕微鏡組織 (×500)
Fig. 4.6 Microstructure of phosphor-bronze subjected to the cold rolling of 60% reduction (×500).

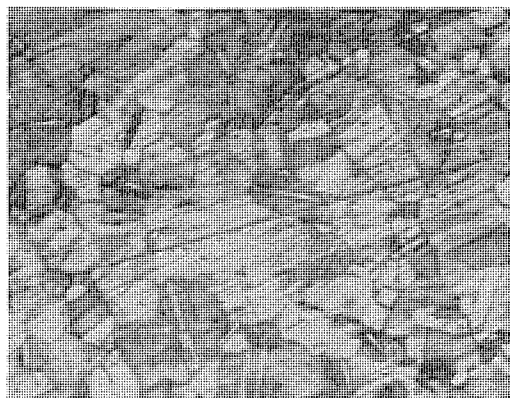


(a) 圧延状態

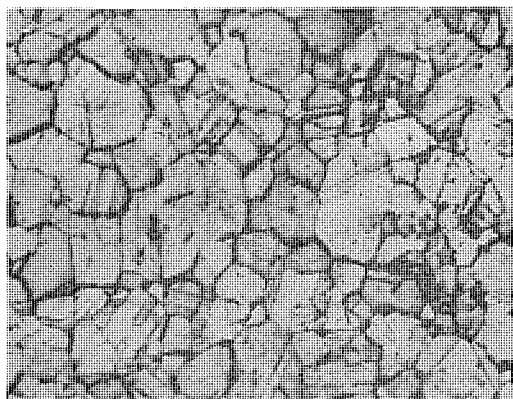


(b) 325°C×2 h. 水中焼鈍

図 4.7 加工度 60% 洋白の顕微鏡組織 (×100)
Fig. 4.7 Microstructure of german-silver subjected to the rolling of 60% reduction (×100).

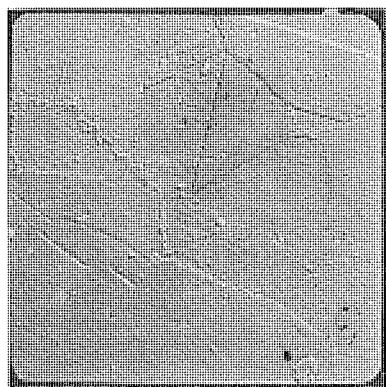


(a) 時効処理前

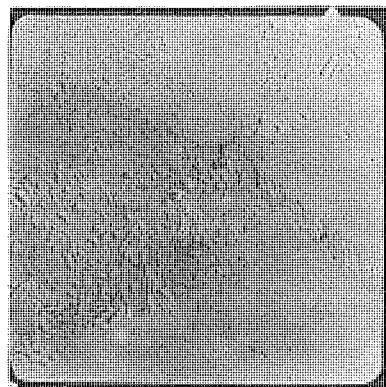


(b) 350°C×2 h. 水素中時効

図 4.8 加工度なしのベリリウム銅の顕微鏡組織
Fig. 4.8 Microstructure of beryllium-copper before and after aging treatment (unworked).



(a)
標準処理



(b)
過時効

図 4.9 時効処理したベリリウム銅の電子顕微鏡写真
(×2,000)

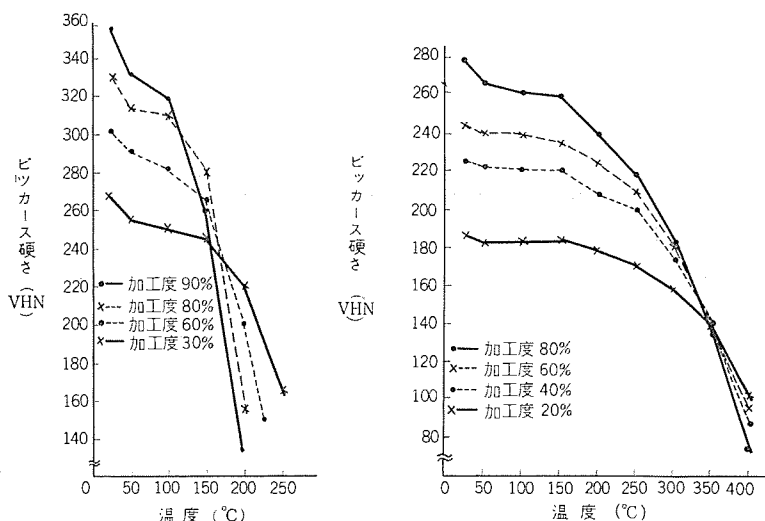
Fig. 4.9 Electron micrograph of beryllium copper after aging treatment (×2,000).

素中焼鈍処理の場合である。図 4.7 に示す顕微鏡組織は加工度 60% の洋白板で、(a) 圧延状態、(b) 325°C×2 時間水素中焼鈍処理したもので、バネ限界値が最大の状態である。リン青銅板および洋白板の写真 (a) は、いずれも圧延組織を示している。最良処理を施した組織 (b) においても圧延組織がなお消失していない。いずれも (a) と比べて顕微鏡組織の上から変化はほとんど判断できない。しかし腐食液に対する反応は (b) の方が均一に行なわれていることが観察されるから、内部応力の均一化が得られていることは推察できる。

図 4.8 に示す顕微鏡組織は加工度 0% のベリリウム銅板で、(a) 時効処理なし、(b) 350°C×2 時間水素中時効処理したもので、バネ限界値最大の状態である。(a) の組織には双晶が現われている。(b) は (a) と異なり γ 相が結晶粒界に一部析出しているが、 γ 相はほとんど成長していない状態にある。なお過時効の場合、 γ 相の結晶成長とともにバネ限界値および硬さの低下が認められた。図 4.9 は (a) 最適処理の場合、(b) 過時効の場合の粒界付近を電子顕微鏡で観察した組織である。析出相は結節状を呈し γ 相を示している。

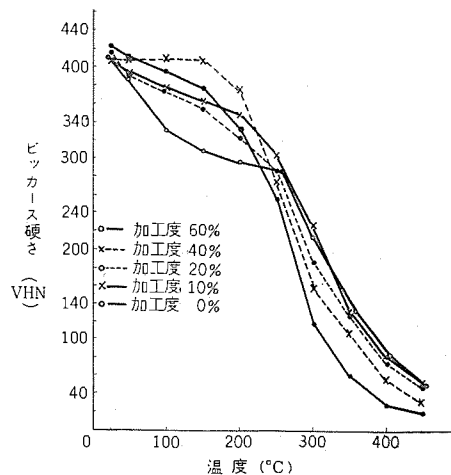
4.2 高温におけるバネ特性

常温で使用されるバネ材料が、どのくらいの温度環境まで使用



(a) リン青銅板

(b) 洋白板



(c) ベリリウム銅板

図 4.10 各種バネ材料の高温硬さ

Fig. 4.10 Hardness of various spring materials at high temperature.

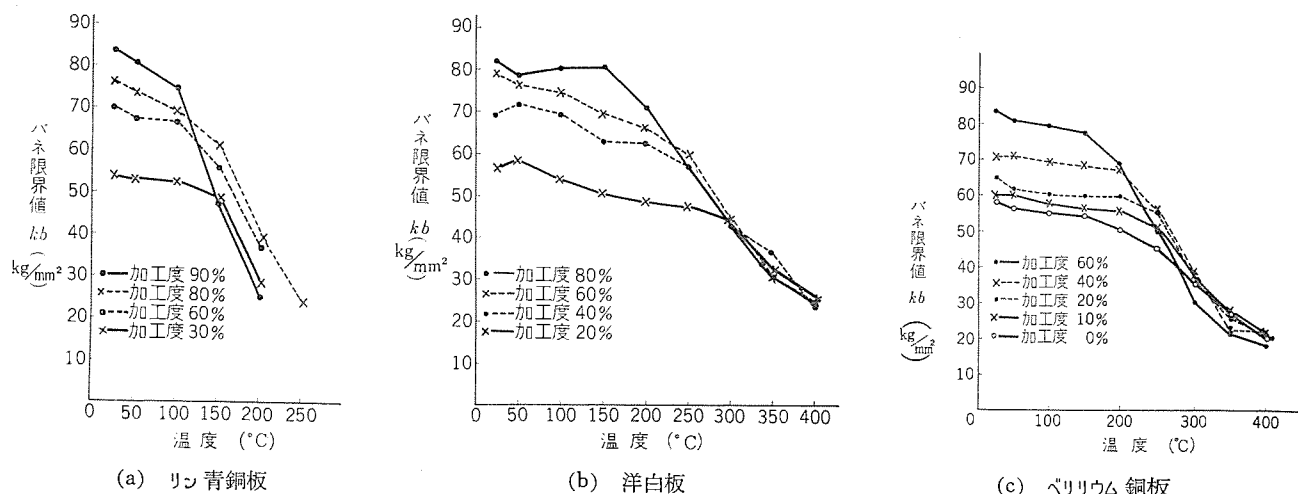


図 4.11 各種 バネ 材料の高温 バネ 限界値
Fig. 4.11 Critical spring values of various spring materials at high temperature.

可能かを知るために、各試料を表 3.1 に示す最大 バネ 限界値を与える処理に従って作った各加工度の試片を用い、高温硬さおよび高温 バネ 限界値を測定した。図 4.10 および 図 4.11 は加熱温度との関係としてその測定結果を示した。(a) は リン 青銅板、(b) は洋白板、(c) は ベリリウム 銅板の場合である。(a)、(b) および (c) の高温硬さと高温 バネ 限界値は、加熱温度が大となるに従って減少している。急激に減少し始める温度は試料および加工度によって異なるが、加工度が強い程低温にある。常温における特性値を 100 とし、90% の値までの低下は許容できると仮定した場合、使用可能な温度ふん囲気は加工度によって少し異なるが、リン 青銅板は 100 $^{\circ}$ ~150 $^{\circ}$ C 以下に、洋白板は 150 $^{\circ}$ ~200 $^{\circ}$ C 以下に、ベリリウム 銅板は 150 $^{\circ}$ ~200 $^{\circ}$ C 以下にある。

4.3 疲 労

今まで述べてきた試片と少し異なるが、世田谷製作所製品 PBS-60 (加工度 38%) および PBS-75 (加工度 67%) リン 青銅板について、疲労と バネ 限界値の関係を結びつけた実験があるのであわせて報告する。実験に用いた試片は表 2.2 に示す処理温度を施したものである。疲労試験は片持ち繰返し曲げ疲労試験機を用いて応力に対する破断までに要した繰返し数との関係を求めた。破断するまでに要する繰返し数は、 1×10^7 回まで持ちこたえればバネとして満足であるという解釈を施して、最大の場合 1×10^7 回で測定を中止した。バネ材料は弾性比例限内の応力で使用されるのが当然であるから、その範囲内での応用として応力 40 kg/mm^2 と 50 kg/mm^2 の 2 種を仮定して、破断に要する繰返し数と焼鈍温度との関係を上記実験結果より求めて示したものが図 4.12 である。図 4.12 より 250 $^{\circ}$ C で焼鈍処理した試片に破断に要する繰返し数のピークが存在することが示された。この焼鈍温度で処理した試片の バネ 限界値は、最大の バネ 限界値を示している。この結果より疲労試験の代行として、バネ 限界値の測定をある程度用いることができることが推察される。

5. 考 察

以上までは引張り強さ、硬さおよび バネ 限界値などの諸点から加工度と熱処理の関係を述べてきたので、ここで二、三の考察を進める。焼鈍処理を施しても引張り強さに向上を示さなかったリン 青銅板および低加工度の洋白板も、バネ 限界値には向上が示された。また リン 青銅板の疲労限界の実験においても、ピークを示した場合の焼鈍温度は バネ 限界値でピークを示した処理温度と一致することが推察された。時効硬化形ベリリウム銅板の場合でも、加工度の差によって現われるバネの向上は、引張り強さおよび硬さよりもバネ 限界値の測定に明確に現われている。このようにバネ 限界値は組織に対して敏感に反応を示す特長をもっている。熱処理硬化のために引張り強さおよびバネ 限界値に現われたピーク値に対する処理温度は少し異なるが、その処理温度を用いても、機械的性質にはほとんど影響を与えない。したがって、この実験においてはバネの性質を最良にする熱処理温度の判定およびバネの性質の考察に際して、バネ 限界値を主要な因子とすることにした。

リン 青銅板および洋白板のいずれの加工度の場合にも、機械的性質からバネの性質を向上させる焼鈍温度を判定することは困難

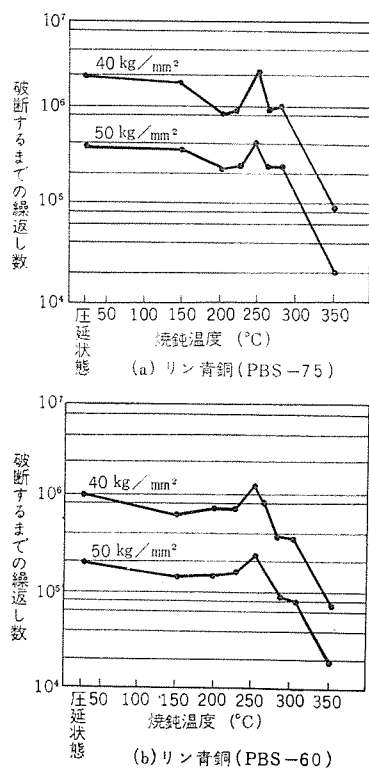


図 4.12 曲げ応力 40 kg/mm^2 および 50 kg/mm^2 における疲労限におよぼす焼鈍温度の効果
Fig. 4.12 Effects of annealing temperature on the fatigue limit of phosphor-bronze sheets, in the case of each bending stress of 40 kg/mm^2 and 50 kg/mm^2 .

であったが、パネ 限界値からは可能であり、処理温度および性質が明確に判定できる。パネ 限界値の大きいことが、パネ の性質を向上させる唯一の因子と考えるならば、強加工度を施して パネ 限界値のピークを示す焼鈍温度で処理をすればよいが、実用にあたってはまえがきにも示したように、種々の因子を考えねばならないので、必ずしも強加工度を必要としない。機械的強度および伸びと パネ 限界値をあわせて推察すると、強度も パネ 限界値もそれほど弱くならずにある程度の伸びがあり、加工度 50~60% のものが一番よく使用されやすい状態にあると思われる。

ベリリウム 銅板の時効処理前の機械的性質の値は各加工度の間に差が現われているが、いずれの加工度の場合も最大値を示す時効処理温度で処理すると、特性値にはほとんど差が見られない。しかし、パネ 限界値は加工度の強い方が、向上する傾向を示している。パネ 特性を向上させるためには パネ 限界値のみを考えると、加工度の強い方がよさそうであるが、機械的性質を対応させて考えると、とくに強い加工度を施す必要がなく、どちらかといえば、強さおよび パネ 限界値がそれほど弱くならないで伸びを示す加工度 10~20% のものを時効処理する方がよい。加工度 10~20% のものは一番よく使用されやすい状態にあると思われる。

洋白板の焼鈍硬化機構は転位と溶質原子の相互作用によって、Guinier Preston Zone が生成され、これが硬化に原因するもので、溶質原子として Zn 原子の集合を考えると活性エネルギーから見て、もっとも妥当であるといわれている⁽⁵⁾。リン 青銅板の焼鈍硬化機構はどのような機構に基づくものであるか明らかでないが、ベリリウム 銅板のような時効硬化形と、洋白板のような焼鈍硬化形の中間であろうと推量されている⁽⁶⁾。いずれも結晶の欠陥と溶質原子の拡散が原因するため、強加工度のほうが パネ 限界値を向上させることがいえる。これを顕微鏡組織より観察しても変化は認められなかった。パネ 限界値を向上させるために時効処理を施したベリリウム 銅板の顕微鏡組織からは、 γ 相が析出してそれがほとんど成長しないほうがよいという事実が、確かめられた。田中氏ら⁽⁷⁾はベリリウム 銅の時効硬化過程を電子顕微鏡で直接観察しているが、筆者等もリン 青銅、洋白およびベリリウム 銅の パネ 特性向上の機構を電子顕微鏡で直接観察する方法を進めている。

6. む す び

機械的性質、パネ 限界値を中心として、リン 青銅板、洋白板およびベリリウム 銅板の常温および高温の パネ 特性を測定し、加工度と熱処理の影響を検討した。パネ 限界値は組織に対して非常に敏感に反応を示す。したがって、これを中心とし一般的性質を付け加えて考察を進めつぎの結論を得た。

(1) リン 青銅板および洋白板は低温焼鈍することにより、パネ 特性を向上させる。パネ 特性の向上は加工度が強いほど大きく、その向上を示す最良の焼鈍温度はつぎのとおりであり、加工度が強いほど低温側にある。

リン 青銅板		洋白板	
加工度	焼鈍温度	加工度	焼鈍温度
30~60%	250°C	20%	350°C
80%	225°C	40~60%	325°C
90%	200°C	80%	300°C

(2) ベリリウム 銅板は時効処理することにより、パネ 特性を向上させる。パネ 特性を向上させる最良の時効温度はつぎのとおりであり、加工度が強いほど低温側にある。

加工度	時効温度
0~20%	350°C
40%	325°C
80%	300°C

(3) パネ 材料の加工度および熱処理温度は使用目的によって最良処理が選ばれるが、種々の因子を考慮に入れて、もっとも使用されやすいであろう加工度および熱処理温度を示すと、

	リン 青銅板	洋白板	ベリリウム 銅板
加工度	40~50%	50~60%	10~20%
熱処理温度	200~250°C	300~325°C	300~350°C

(4) パネ 材料を高温ふん囲気中使用するとき、常温の特性値の 90% の値までの低下は許容できると考えると、加工度によって少し差があるが、リン 青銅板は 100~150°C 以下で、洋白板およびベリリウム 銅板は 150~200°C 以下で用いられる。

最後にこの実験の遂行にあたり、終始御指導をいただいた世田谷製作所長山森末男氏に謝意を表する。(昭 37-5-16 受付)

参 考 文 献

- (1) 三島良績：日本金属学会誌，18，(1954)。
- (2) 結晶塑性同好会：日本金属学会， α 固溶体の冷間加工後の異常現象，(1954)。
- (3) 村川 契：東大理工研報告，10，1 号，(1954)。
- (4) 川崎正之，三島良績：日本金属学会誌，16 (1952) A-61，100，142，187，209。
- (5) 平野，高木，田中：金属物理，1，(1955) 245。
- (6) 橋口隆吉：日本金属学会誌，19，(1955) 103。
- (7) 田中，下波，泉：関西電子顕微鏡活用研究会で発表 12月 (1961)。

系統短絡容量とシャ断器の適用

潮 恒 郎*

1. ま え が き

従来から、系統内機器において短絡電流に対して最も問題とされたのはシャ断器であり、また事実、シャ断器の動作はとくに短絡電流に対して敏感であるわけである。近年ならびに近い将来に予想されるように、系統短絡容量の増大が大きくなって来ると、シャ断器のみならずすべての直列機器に対してその短絡電流に対する対策が浮び上がって来ており、最近ではシャ断器よりもむしろ他の機器設備に関して短絡電流を制限せねばならないという声も欧州の一部では起っているようである。しかしながら目下のところはやはり短絡容量増大の対策としては具体的にはシャ断器にしばられている形であって、シャ断器の適用上も以前と違っていろいろと細かい点にわたっての考慮が必要となって来ている。

いうまでもなく、系統の短絡電流あるいはシャ断器がシャ断すべきシャ断電流は、いくつかの時定数の組合せで減衰する交流電流と、短絡位相によってその波高値を異にする直流分との重畳した形のものであって、原理的な一般論としては簡単な事柄であるが、具体的にその機器に対しての作用を考察し、機器の性能の規格化を行なうというようなことになるとかなり複雑であって、多年にわたって繰返された論議や調査にもかかわらず、現在なお規格として十分満足された形式をととのえておらず、国際的にも統一されていない状況である。

以下、シャ断器が短絡電流に対して果すべき責務について簡単に述べ、主としてわが国の系統を対象として行なわれつつある最近の短絡容量に関する研究と調査について説明し、シャ断器の適用上の問題点について言及したい。

2. 短絡電流の苛酷度とシャ断器の責務

系統の短絡に関してシャ断器に課せられる責務は、これを大別して四つの段階に分けて考えることができる。すなわち、(1) Making, (2) Arcing, (3) Breaking, (4) Insulating の四段階である。

まず、making の段階では、シャ断器は可能な最大短絡電流を支障なく投入し、かつこれを通電しなければならず arcing の段階では消弧室内にアークを発生し、保持し、電流零点におけるシャ断のための準備を行なうことになる。このmakingならびにarcingの段階を通じて、シャ断器はいろいろな形で機械的ならびに熱的なストレスを受ける。シャ断器の電流シャ断の成否を決定するのは、これにつづく電流零点近傍のbreakingの段階であってこれはとくにシャ断器の性能に関連して重要である。電流の零値シャ断が完了したあとシャ断器極間の絶縁耐力は再起電圧、回復電圧の電圧ストレスに耐えて絶縁を維持せねばならない。

これらの各段階においてシャ断器の各部の動作は、いろいろな形のストレスに対する「動特性」として考えることができるが、こ

の動特性はシャ断器各部におけるエネルギーの蓄積と消散とによって決定されることになるので、短絡苛酷度に対するシャ断器の動作を考える場合の重要な概念の一つは、シャ断器各部のエネルギーの蓄積と消散の能力の比、すなわち、「時定数」である。

シャ断器の満足すべき動作を期待するためには、系統短絡電流の苛酷度は、以上の各段階に対して、シャ断器各部の動特性に関連して考察されることが必要であるが、まず、makingの段階では、ストレスの最も大きくあらわれるのは主として接点ならびにこれにつながる部分であって、それらの局所的な熱的ならびに機械的時定数が電流の変化率にくらべてかなり小さいものであるため、周知のように、ここでは「電流瞬時値の自乗」が重要な意味を持っている。将来の大容量シャ断器、とくに、わが国では超々高压系統の大容量シャ断器に対しては、この投入ならびに短時間電流通電能力に関する要求がとくに苛酷になると考えられるが、この場合、なかんずく重要なのは短絡電流の第1ピーク値であって、したがって、「短絡電流交流分の初期値」と共に、「直流分およびその第1半サイクル期間中における減衰」が非常に重要な意味を持って来る。

arcingの段階では、消弧室中に放出されるアーク電力はほぼ「電流瞬時値」に比例すると考えられ、この放出エネルギーはガス圧力として消弧室に機械的ストレスを与え、また材料に高温の熱的ストレスを及ぼす。油シャ断器消弧室の機械的、熱的な時定数はかなり大きいものであって、消弧室寸法と開口面積によっても異なるが、普通 10^{-2} 秒くらいのものであると考えられる。したがって、消弧室のストレスは「電流瞬時値」ばかりでなく、「アーク期間中の積分値」に依存するところが大きい。図2.1は、或る消弧室内の発生圧力がアークエネルギー積分値に依存していることを示す実験結果の一例であるが、この実験結果は計算結果ともよく合っているものである。

このようにして、arcingの段階では、短絡電流の直流分ならびに交流分の減衰と、アーク期間中のその「積分値」とが影響を持つ重要な要素である。

空気シャ断器では、アーク期間中の消弧室の電気的な時定数は油

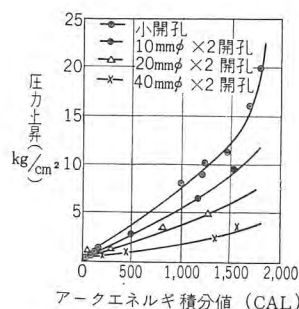


図 2.1 油シャ断器消弧室の圧力上昇の一例

シャ断器と比較してかなり小さいが、ノズルの閉塞を起すような電流値になると、空気流によるアークエネルギーの消散が有効でなくなり、蓄積されるエネルギーはそれにつづくbreakingの段階での電流シャ断を不能にしてしまう。さらに、アーク期間中の接点およびノズルの消耗は、将来のシャ断器の設計ならびに保守上の制約を与える苛酷な制限条件であ

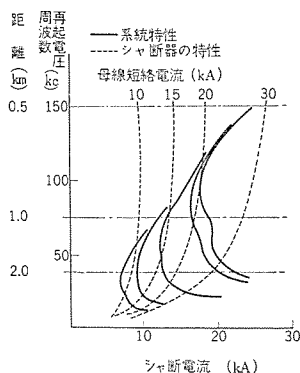


図 2.2 キロメートル故障に対する空気シャ断器のシャ断限界と系統特性 (84 kV) 各種のシャ断器特性について示した例

らびに理論的に求められているこの時定数の値は一般に 10^{-6} 秒の程度である。油シャ断器はこの時定数の値がかなり大きいように考えられていたが、最近の設計の消弧室では、この時定数値は空気シャ断器に比べてはるかに小さく 10^{-7} 秒以下であることが明らかとなった。並切形の油シャ断器や磁気シャ断器では 10^{-5} 秒程度のやや大きい時定数値を持っている。

したがって、breaking の段階でのシャ断性能に対する短絡電流の苛酷度は、主として電流の零値寸前の変化率によって定まるものである。この段階での高い電流苛酷度を示す典型的な例は、最近問題となっているいわゆるキロメートル故障の場合である。再起電圧の高い初期上昇率を与えるキロメートル故障は、単に電圧苛酷度の高い場合と考えるよりもむしろ、breaking の段階におけるシャ断器の動特性に関連した高い電流苛酷度と考えるべきものであって、実験的ならびに理論的にも、キロメートル故障における電流零点の過渡現象は回路の特性とシャ断器のアーク空間の動特性との組合せの結果としてうまく説明できる。キロメートル故障に対しての空気シャ断器の動作を求めた計算例は図 2.2 に示される。この図は短絡電流対固有周波数図上にキロメートル故障の場合の系統特性とシャ断器のシャ断限界とを示した例で、84 kV 系統について、シャ断器の特性も実用スケールに近いものを示している。

このような研究から、breaking の段階でのシャ断器の動作は、残留電流領域も含めて、主として極限されたアーク空間の動特性に依存し、回路固有の di/dt 値が重要な意味を持つことが知られる。このことは短絡電流が正弦波である限り、回路シャ断の時点におけるその「交流分の絶対値」が一義的重要性を持つと共に、系統の運転周波数 (50 サイクル または 60 サイクル) に比例して苛酷度が与えられるということを意味している。とくに将来、キロメートル故障が問題となるような大容量シャ断器に対しては、短絡電流交流分とその減衰についてのくわしい吟味が必要であろう。図 2.2 にも見るように、対称分電流値のわずかな増加は、シャ断苛酷度において著しい増加を示すことになる。

Insulating の段階について問題となるのはシャ断器の絶縁耐力回復と純粋なセン絡特性であり、系統の再起電圧や回復電圧のような電圧苛酷度が論議の対象となる。いうまでもなく、arcing および breaking の段階がこれに対して大きな影響を持つが、この部分は一応短絡電流苛酷度という論議の範囲から外して考えられるであろう。

3. 系統短絡電流の特性

3.1 わが国系統の短絡容量

系統短絡容量は増大し、あるいは増大しつつあるといわれながら、わが国の実態を調べて見ると案外に大きくないものであって、1959 年の調査結果で得られた最大短絡容量は

275 kV	140~110 kV	77~66 kV
5,840 MVA	4,550 MVA	5,100 MVA

であって、さらに、1970 年度ころまでの推定値も、275 kV で 12,180 MVA、140 kV で 6,630 MVA という値が推定されている。すなわち、短絡電流値として、対称分実効値で 25 kA 程度である。しかしながらこれに対してさらに長期の系統計画によると、将来は 40 kA、50 kA という値を想定せねばならなくなるといわれている。

ここで注意すべきことは、現状においては低い電圧系統すなわちとくに 66~77 kV に短絡容量の過大の負担があることであって、大きな電流苛酷度がこの電圧階級において集中的にあらわれているが、将来はこれが次第に高い電圧階級にうつり、とくに、460 kV 系統が出現するような時点になると、むしろ最大短絡電流も最高電圧階級に出現するというようなことになる可能性がある。ただし、460 kV 送電はわが国では長距離送電を目的としたものではなくて、大電力の消費センタへの集中的な送電のために用いられるからである。さらに後述するように、系統の潮流、機器でいえばその定格電流が、電圧の上昇と共に著しく大きくなって行くという事柄も、短絡容量の増大に関連して注意しなければならない事柄である。

大体において、系統計画に短絡容量抑制の考慮をあまり払わず、むしろ機器能力の向上に依存して系統を自由に組上げて行くというアメリカ、イギリスのあり方と、はっきりと明言はされないけれども系統計画に当って短絡容量を抑制し、むしろ機器の標準化を有利にしようとする欧州大陸諸国の行き方とが顕著に対照的であるように思われるが、わが国の場合は、逆放射状系統というむしろ特異な従来の系統から発展して、次第に将来はアメリカに似た系統のすがたになって行く傾向があるように思われ、機器の電流責務は将来急速に苛酷になって行くと考えねばならないであろう。

3.2 短絡電流の交流分とその減衰

短絡電流の大きさは、普通その交流分の初期値でいわれる場合が多いが、回転機器を含む実系統では、その空ゲキ磁束の減衰に対応してこれが減衰する。回転機リアクタンスに比較して外部リアクタンスが大きいほどこの減衰が少ないことは周知の如くであるが、複雑な系統に関してこの減衰曲線を厳密に計算することはなかなか厄介である。しかしながら、実態を調査して見ると、この減衰曲線はすべての回転機のリアクタンスとして次過渡リアクタンスを用いて計算した次過渡短絡電流値 I'' と、過渡リアクタンスを用いて計算した過渡短絡電流値 I' との二つの値によって大体はきまってくるのであって、三相短絡の場合についていうと一般的に次の関係がよくあてはまっている。

$$\frac{I(t)}{I''} = \frac{I'}{I''} + \left(1 - \frac{I'}{I''}\right) K(t) \quad \dots\dots\dots (3.1)$$

ここに

$$K(t) = \exp(-t/0.0567) + 4.22 \{ \exp(-t/2.69) - 1 \} \dots\dots\dots (3.2)$$

単相短絡の場合には、減衰は三相短絡に比較してかなり小さく

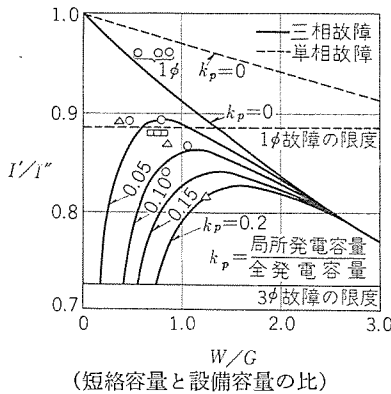


図 3.1 系統短絡比と故障発生後 0.1 秒の交流分減衰の関係

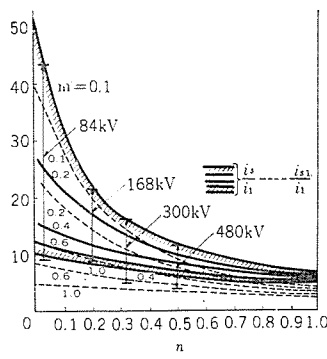


図 3.2 潮流の分担と短絡電流 定格電流比

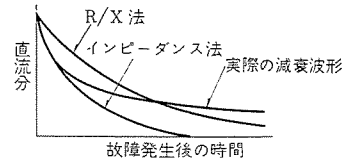


図 3.3 二つの方法による直流分減衰の評価

なるのが一般であって、普通はとくに考慮に入れなくて良い場合が多い。

さらに大ざっぱにいうと、上記三相短絡の場合の I'/I'' 値は大体において短絡後 0.1 秒の減衰を示していることになるので、 I'/I'' を短絡電流減衰の一つの代表的量と見なすことができ、系統に固有のパラメータと考えることができるが、これを系統の他の基本的な特性と関連させて考えて見ることは興味ある事柄である。系統の最も基本的な特性の一つは、系統の短絡比、すなわち、系統の初期短絡容量と設備容量（あるいは発電容量）との比である。系統を簡略化して、短絡点へ直接キ電する局所発電容量とリアクタンスを通してキ電される遠隔発電容量とに分けることができるとすると、その比率 k_p をパラメータとして、上記 I'/I'' 値と系統短絡比の関係は図 3.1 のように求められる。

実際にわが国の各電力会社の系統について、この関係をプロットして見ると図上に示す如くであって、多くの系統の短絡比は 1 の近傍にあり、2 を越えることはほとんどない。また、短絡比が小さい所では、減衰に対して局所発電容量の影響がかなり大きいことがわかる。しかし、減衰がかなり大きな場所でも、0.1 秒後に 80% 以下に減衰するような場所はない。

3.3 短絡電流と定格電流

短絡電流の増大と共に、機器にとって問題となるのはその定格電流が大きくなることである。定格電流は、要するに、系統内のその地点を流れる潮流の大きさを意味するもので、これは一見短絡電流とは直接関係がないようであるが、一次系統の主要地点にかぎって考えて見ると、系統の経済的な構成と運用上から来る必然的な制約条件によって関係づけられている。

考察を簡単にするため、系統をモデル化して考えると二つのパラメータを導入することができる。すなわち、

(1) 分担係数 n

その線路が、全系統潮流のうちに受け持つ割合を示す係数で、たとえば、 $n=0.1$ とは全潮流の 1/10 がその線路に流れることを意味している。

(2) 位置係数 m

その地点が、系統内の発電地点と、潮流に関するリアクタンス的対称中心線との間でどの辺にあるかを示す係数で、たとえば $m=0.1$ とは、発電地点から中心線へ向ってリアクタンス的に 1/10 の地点にあることを意味している。

以上の二つのパラメータを用いると、安定度から見て常識的な系統運転状態を仮定することによって、その地点の短絡電流 i_s 、シャ

断器のシャ断電流 i_{s1} と、定格電流（あるいは潮流）との関係を求めることができる。結果は図 3.2 に示すようであるが、これに対して現行シャ断器規格の標準品の（シャ断電流）/（定格電流）の値をあてはめて見ると、大体図のようにモデル特性に重なることになる。当然のことながら、電圧階級が高くなるにつれて、相当する n の値は大きくなっており、84 kV では $n=0.04$ 程度、168 kV では $n=0.2$ 程度であるのに対して、300 kV では $n=0.33$ 位になる。

将来 460 kV 系統を考えると、この傾向をもって類推すれば、たとえば $n=0.5$ というようなところへ来ることが考えられ、したがって、 $i_s/i_1 \leq 10$ というような低い値、いいかえれば、短絡電流に比べ、定格電流の割合が非常に大きくなる（たとえば、短絡電流 40 kA で、定格電流 4 kA）ことが当然予想されるわけである。

一方、当然のことながら、 i_s/i_1 が小さくなると共に、 i_{s1}/i_s も小さくなるのであって、シャ断器のシャ断容量に対して、いわゆる系統短絡容量の計算値を用いることはかなりの過大評価をするということになるということに注意すべきである。

3.4 短絡電流の直流分とその減衰

短絡電流の直流分は、系統の複雑な抵抗、リアクタンス回路網の中での直流減衰の過渡現象で、一般には、多数の時定数成分を持った複雑な減衰波形である。

従来、これを単一時定数の減衰で表現することが一般に行なわれて来たが、これは短絡点から見た系統を 1 個のリアクタンスと抵抗で等価におきかえることを意味している。これを求めるには一般に知られる二つの方法、すなわち、インピーダンス法および R/X 法がある。インピーダンス法は短絡点から測定される系統インピーダンスの「インピーダンス角」から求められるものであり、R/X 法は系統内のリアクタンス分、抵抗分だけの回路網を分離し、それぞれの回路のリアクタンスと抵抗から時定数を求めるものである。アメリカでは後者が採用されているが、多くの国では前者の方法が一般化している。

この二つの表現は、いずれも実際の減衰波形とは異なった結果を与える場合が多く、図 3.3 に見るように、インピーダンス法による評価は減衰の初期の状況はかなりよくあらわすが、たとえばシャ断器が電流をシャ断するような 0.1 秒程度の所では、直流分の減衰が大きくなりすぎる。これに対して、R/X 法は、短絡電流直流分曲線の時間積分は正しく与え、短絡後数サイクルでは実際に近い値を与えるけれども、短絡初期においては直流分を過大評価する結果となる。

直流分の波形の忠実な評価は機器の適用上から重要な問題であるので、最近わが国で提案されているのは、直流分を二つの時定数で表現しようという考え方である。

上記の二つの方法を組合せ、さらに存在しうる最長の時定数（局所電源よりの寄与）を仮定すると、減衰を代表的に二つの時定数であらわし、それぞれの成分比を或る程度近似的に求めることが可能となる。

この場合、長短二つの時定数の間には、或る程度の関係があっ

て、それは発電所母線と変電あるいは開閉所母線ではかなり異なるが、一般に当然のことながら、発電所母線においては長短二つの時定数の開きが大きくなる。統計的に求められた結果では、短い時定数 T_1 と長い時定数 T_2 との平均値はそれぞれ 14.0 および 43.5 ムリ

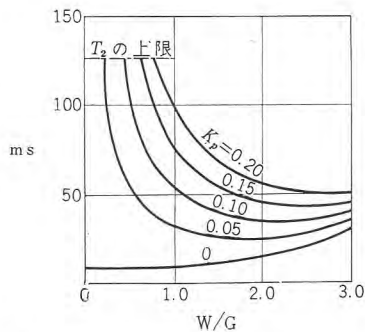


図 3.4 長い直流分時定数と系統短絡比

秒であり、95% はそれぞれ 31.5 および 87 ムリ秒以下である。交流分減衰に関して前述したと同様な考え方にもとづいて、この直流分時定数を系統の短絡比およびパラメータ k_p と関連させて見ると、長い時定数 T_2 について図 3.4 のような関係が求められる。この図では、発電機および線路の時定数としては標準値を仮定したものであるが、直流分時定数に関しては、局所発電容量の影響がきわめて大きいことがわかる。

4. 短絡電流についての規格化の問題

シ断器の短絡苛酷度に関しての責務を考える上には、上述のような系統短絡電流についての特性が十分に消化される必要がある。とくに前述のようなシ断器動作の各段階において、シ断器に要求される責務をカバーするためには短絡電流の細部にわたっての検討、とくにその交流分および直流分の時間的な減衰の過程を合理的に反映させねばならない。

前述のように、交流分の減衰は、有効接地系の三相非接地短絡、あるいは非有効接地系の三相短絡の場合には、かなりのものとなることがある。しかしながら、たとえば、現状では IEC の規定では短絡電流の交流分の減衰は考えておらず、一定の交流分が継続するものとして規格を構成している。けれども、電流シ断の段階における交流分の 10 ないし 20% の減衰は、大容量のシ断器の規格化において無視することはできない性質のものであって、アメリカの ASA 規格などでは、考慮に入れている。とくに、問題のキロメートル故障の苛酷度は、シ断瞬時の di/dt 値と線路インピーダンスによって定まるもので、系統電圧には無関係であるから、シ断点数の少ない、低い電圧階級において、シ断器としての責務はよりきつくなるわけであるが、わが国では、この低い電圧階級の系統はほとんど非接地系統であって、この低い電圧階級でのキロメートル故障を論ずるに当たっては、短絡電流の減衰を無視することはできない。

交流分の減衰は前述のように、系統のパラメータ、たとえば系統の短絡比のようなものと関係づけることができるので、場所によって大ざっぱに特長的に分類すると表 4.1 のようになる。とくに局

表 4.1 故障発生後 0.1 秒の短絡電流交流分減衰の代表的値 (%)

	三相非接地故障または非接地系統の故障		有効接地系統の単相故障	
	W/G<1	W/G>1	W/G<1	W/G>1
一般	95	85	100	97
局所電気所または大容量火力の出口	80	85	95	97

表 4.2 直流分減衰の代表的値

	短い時定数 T_1		長い時定数 T_2	
	W/G<1	W/G>1	W/G<1	W/G>1
一般	23.0	18.0	70	40
局所電気所または大容量火力の出口	18.0	14.0	100	50

所的な電気所や、大容量火力発電所の出口などでは、減衰が大きいので、シ断器の規格化に当たっても、特別の考慮が払われてよいのではないと思われる。

系統の直流分、あるいは対称、非対称分比率に関しては、とくに考慮を払うべきはその短絡初期の減衰と 0.1 秒程度の時間的位置における値である。図 3.3 にも示したように、慣習的に使用されて来たインピーダンス法あるいは R/X 法は、場合によって実状とかなりかけはなれた直流分減衰特性を与えることになるので、現在提案の行なわれている複時定数表現はより望ましい方向への一つのステップである。

直流分減衰特性は、かなり広汎圏に変化するものではあるが、系統の特性に応じて或る程度の類別化はできる。この値を抽出して見ると表 4.2 のようになる。この場合、局部電気所や、大容量火力の出口などでは、短い方の時定数は短くなり、長い方の時定数は長くなる傾向は明らかである。

直流分減衰あるいは、対称非対称分比率については、国際的にもいろいろと論議のあるところであって、すっきりとした規格化が行なわれるのはやはり将来の事柄であろうが、問題点が次第に明らかとなりつつあることは事実である。

最後に、系統短絡電流の苛酷度に関連してとくに重要なのは系統の運転周波数である。従来、50 サイクル、60 サイクルにおける苛酷度の相違については、定性的にばくぜんと考えられていたことはあったけれども、定量的に詳しく論議されたことは少なかったようである。

同一実効値の短絡電流に対して、arcing の段階での苛酷度は、もちろん、接触子開極の時点にもよるわけであるが、50 サイクルの方がアーク時間の長くなる確率が高いので、それだけ苛酷であると考えることができる。しかし、breaking の段階の苛酷度は、 di/dt の大きいことから、明らかに 60 サイクルの方が 20% 高くなる。50 サイクル系で試験され、保証をされたシ断器は、たとえばキロメートル故障などに対しては、60 サイクル系では 20% の derating を必要とする。

国際的な規格の構成に当たっては、この問題の検討が非常に重要であるということは強調されねばならない。

5. むすび

シ断器の適用に深い関連を持つ、系統短絡電流の問題で、最近とくに浮び上がっている事柄をとりあげて、簡単に述べた。

系統容量が増大して来ると、従来は簡単に考えられていた事柄でも、いろいろと細かい検討を必要とするようになって来るが、とくに、短絡電流の交流分と直流分の減衰に関する問題、定格電流の増大と短絡容量との関連性、などは主な問題である。

国際的にも、また、わが国でも、問題の検討は最近において一段落した形であるが、今後これが実際面、すなわち、機器の合理的な規格化、あるいは系統計画、調査方法などにどのように反映されて行くかは興味ある点である。

電子式遠隔監視装置

Semiconductors and Electronics (Westinghouse Engineer, Vol. 22, No. 1, Jan. 1962, p. 18)

事務所や工場設備の保安に電子技術が用いられる傾向にある。この電子式遠隔工場設備保安方式は、ウエスチングハウス社の技師が火事とか、工場への不法侵入とか、空気調整装置の故障のような危険に対して四六時中の保安のために新しく開発したものである。この方式は工場設備の周囲と通用門、工場内のボイラの圧力、その他電気接点の開成により表示される種々な現象を連続遠隔監視することができる。この電子式遠隔保安監視装置は商用、軍用その他、ほとんどいかなる規模の産業にも適用することができ、また、据付け後の機能や配置などの変更に対し拡大や変更が容易にできる。この方式の“頭脳”は中央制御所におかれ、工場のすべての個所からの信号を連続に受信し、或る変化が生ずると直ちに可視可聴の警報を表示する。また必要によっては動作命令を与えることもできる。たとえば防火装置、モータの停止、非常警報器、その他を制御する。また連続印字記録装置も使用可能である。

建物や大きな工場群の設備にはおのおの地域制御盤が設けられ、そこにあるパルス回路は一对の信号線で中央制御所へ伝送された50の要素を識別することができる。50個の検出器や変換器はおのおの地域制御台に接続されている。

電子式遠隔工場設備保安方式は、企業が有用な装置であると認めた1961年の頭初からウエスチングハウス社で製産している。

(無線機製作所 小林 茂訳)

固体通倍器とらせん共振器

Frequency Multipliers and Helical Resonators (Westinghouse Engineer, Vol. 22, No. 1, Jan. 1962, pp. 22~23)

レーダ、通信機の進歩は部品の改良および開発に負うところが大きい。ここに最近開発された HF、VHF および UHF 帯に用いられる二つの新しい回路素子を紹介する。

その一つは固体周波数通倍器で、これは非直線性リアクタンス素子を用いた四端子回路であって、適当なバイアスをかけることにより入力周波数の高調波が得られる。この通倍用リアクタンス素子としては電圧により変化する非直線容量、いわゆるパラクタを用いている。

この固体通倍器を用いれば、マイクロ波領域においては高価なクリスタロンなどが不要となり、また UHF 帯ではトランジスタ通倍器にとって代ることができる。

さらに、この通倍器の開発において注目されるのは、非直線素子と直線素子の整合について解析の方法が完成されたことで、そ

の代表的な応用例がこの通倍器を通しての LC フィルタと次に述べるらせん共振器との整合である。

その二は、らせん共振器を用いた VHF および UHF 帯のフィルタで、これはアンテナの設計技術を取り入れたらせん共振器を用いて、マイクロ波工学と回路網理論との組合せにより開発されたものである。

らせん共振器の構造は、片端接地、片端開放の単層コイル状のもので、絶縁処理されたこのようなコイルを特別設計された銅製シールド中に収めてある。

このような回路素子は特定の周波数で共振し、きわめて高いインピーダンスを呈する。

このらせん共振器を中央にもった空洞を直列に接続したものがフィルタで、その入出力はブローまたはルーブを用いて結合できる。

このようならせん素子を用いたフィルタは従来の LC 回路の一部と置きかえることができる。

この方式の利点として、たとえば VHF 帯での多重装置を直接設計することができ、使用周波数帯域を有効に分割利用できる。またらせん共振器は Q が高いため狭帯域かつ電力損を小さくでき、多数の共振器を接続すれば任意の鋭な選択性を実現することができる。外形寸法も数 100 Mc で使用する場合はミニチュア部品程度に小形化することができる。

また、このフィルタには電力容量の制限がない。実用上の制約としては、20 Mc 以下で使用する場合は寸法が問題になる程度である。

この回路素子の当初の目的は、フィルタの未開拓領域である 30 Mc から 1,000 Mc までの周波数範囲をカバーするために開発されたものである。

(無線機製作所 石井栄一訳)

バンド支承方式指示計器の新しい応用

More Applications for Taut-Band Suspension (Westinghouse Engineer, Vol. 22, No. 1, Jan. 1962, p. 18)

ウエスチングハウス社が3年前に発表したバンド支承方式計器について、その後新しい用途の研究を進めていたが、今年は測定器用計器および携帯用精密計器の2系列を開発した。

新形パネル用計器(FX-372)は一般測定器用として設計されたものであり、バンド支承方式の特長である感度、精度、再現性がこの新形計器で十分利用されている。

従来のピボット軸受石機構では最高感度約 10 μ A であるが、この機構では全振約 DC 2 μ A まで可能である。このような高感度(500 k Ω /V)で精度 1%、再現度 0.2% 以下の直流電圧計を製作できた。真空管電圧計は全振時約 2 M Ω の入力インピーダンスを有するが精度は通常 3% である。したがってこの計器は真空管電圧

計に代るべき十分な感度を有し、しかも確度が大幅に向上するものである。

バンド支承方式のパネル用計器は3種類の構造の異なるものがある。第一は低価格を要求される場合には、リング状磁石の構造を用い、ピボット軸受石方式のパネル用計器と類似した機構のものである。第二は高感度と高確度が要求される場合には、内部磁石形の機構を用い、高性能の配電盤用計器と根本的に同じ設計のものを使用する。

第三に対数目盛のような非直線分布目盛の場合には特殊な磁石設計のものをを用いる。

携帯用計器——バンド支承方式の特長である感度、耐衝撃性、再現性は携帯用精密計器に理想的な性能である。このたび P-151 形（有効振角 100 度）および P-161 形（有効振角 240 度）を開発したがいずれも 0.5% の確度を保証する。

交流の電流計、電圧計は反発可動鉄片形でバンド支承方式を採用したものであり、直流電圧計、電流計は内部磁石可動コイル形を用いている。すべて外部磁界に対して完全にシールドされており、たとえば P-151 形直流計器は 500 エルステッドの磁界での指示誤差は 1% 以下である。（福山製作所 小野達男訳）

パ ワ ー ア イ ラ ン ド

Power Island (Westinghouse Engineer, Vol. 22, No. 1, Jan. 1962, p. 8)

大容量火力プラントの設計者は小形タービンに利用されてきた“アイランド”の考え方（タービンならびにその付属装置を1個のコンパクトにまとめた形に配列する方式）を大容量機にも応用しはじめている。大容量のパワーアイランドは“ブロック建築方式”を大胆にとり入れることによって実際のものとなってきた。タービンの各ブロック部分は、組合せて全アイランドを形成することが容易なようにあらかじめ設計してある。この考え方は熱交換機器、配電盤、変圧器および付帯装置にまでおし進めることができる。この結果、各機器はコンパクトな形に配列され、配管や配線はごくわずかですむ。

パワーアイランドには多くの経済的利点がある。配管、弁類の据付、配線などの工事が減少し、プラント全体が安くできる。ある種の機器は、たとえば主変圧器と所内用変圧器を組合せて1個のタンク

にするなどの技術を用いることによって廉価になる。低圧離相母線は完全に不要となる。完全な床面上の据付を採用し、またタンデムコンパウンド形タービンを用いれば基礎についての要求事項が最小限度に押えられ、プラントの建設費はさらに安くなる。

最初のパワーアイランドは 1963 年はじめに Texas Electric Service Company（テキサス電力会社）の Handley（ハンドレイ）発電所に据付けられる予定である。タービンはタンデムコンパウンド四流排気で蒸気条件は 2,400 psi, 1,000°F, 一段再熱 1,000°F である。すべてのタービン部分は“ブロック建築”式で1個の複流高圧タービン、1個の中圧複流タービンおよび2個の低圧複流タービンからなる。

パワーアイランド方式の設計は、完全自動運転にも適しており必要とあれば容易に自動運転も採用できる。発電所を制御しその特性の傾向を計算するには Prodac（プロダック）計算機が使用されよう。

（長崎製作所 甲斐 高訳）

タ ン デ ム 形 発 電 機 の 容 量 増 加

More Kilowatts in Tandem (Westinghouse Engineer, Vol. 22, No. 1, Jan. 1962, p. 8)

タンデム形 3,600rpm タービンの容量はますます増加している。1961 年はじめに、現在までの記録機である 325 MW 機が Arkansas Power & Light Company（アーカンソー電力会社）の Helena（ヘレナ）発電所で運転に入った。タンデム形の定格は現在設計中の新しい機械で 400 MW に達し、米国の新記録となる予定である。

このタービンは二段再熱の四流排気タンデムコンパウンド形で、蒸気条件は 3,500 psig, 1,000°F, 再熱温度 1,025°F および 1,050°F で、背圧は 31.8 mm 水銀柱である。

タービンはつぎの4汽筒からなる。超高圧/高圧部、複流中圧部、2個の複流低圧部（28" 翼車）。このうち最初のものは超高圧部と再熱部を1個の汽筒内におさめたものとしてはじめての製品である。

発電機はガス圧力 45 psig, 486 MVA, 0.85 PF で固定子電流の最大値は 16,000 A に達する。

このユニットは 1964 年に Public Service Electric & Gas Company（パブリックサービス電気ガス会社）の Hudson（ハドソン）発電所に向けて出荷される予定である。（長崎製作所 甲斐 高訳）

NEWS FLASH!

■ ペルー国鉄向け

725 PS 電気式ディーゼル機関車完成

ペルー 国鉄向けとして新三菱重工株式会社と共同受注した電気式ディーゼル機関車2両がこのほど完成した。

この機関車は海拔 2,000～3,670 m の高所で運転されるため実際には 520 PS で使用されるが、将来高度 2,000 m 以下だけで運転されることを考慮して 610 PS まで出力が増大できるように主発電機および主電動機等の容量が定めてある。

製作両数は今回は2両であるが、将来ペルー 国鉄の増備計画もあり、南米向け輸出の第一歩としてきわめて意義深いものである。

主な仕様は次のとおり

軌間	914 mm
機関車全重量	55 t
ディーゼル 機関	三菱—神戸—スルザー 6LDA22 形
出力 UIC 定格	725 PS 950 rpm

定格

	高度 3,670 m の場合	高度 2,000 m 以下の場合
ディーゼル機関出力	520 PS	610 PS
主発電機連続定格	315 kW, 277 V	370 kW, 300 V
主電動機 "	67 kW, 277 V×4	79 kW, 300 V×4



■ 2,250 kW 500 rpm 電磁継手完成

株式会社若松築港のディーゼルポンプ しゅんせつ船“大洋丸”に2,250 kW 500 rpm 電磁継手を完成納入した。本機は砂 ポンプ とディーゼルエンジン との間に配置され、機械的に結合のない2個の軸を電磁的に結合するもので下記のような仕様、特長をもっている。

仕様

定格出力	2,250 kW	規格	JEC 114
定格回転数	493 rpm	励磁容量	25 kW
エンジン 回転数	500～360 rpm	励磁電流	200 A
定格	連続	励磁方式	静止励磁
形式	開放管自己通風形		

特長

- (1) エンジン と ポンプ との間のネジリ 振動伝達を有効に吸収するため、強力な ダンパ を設けてある。
- (2) ポンプ 側を起動する場合、有害な衝撃を与えないために電機子側の熱容量を十分大きくして励磁電流を適当に加減しながらクッションスタートしうる設計にしてある。
- (3) エンジンの最低回転数 (360 rpm) においても定格トルクを連続伝達しうるように設計され、しかも自己通風形であるため構造が簡単で信頼度が高い。
- (4) 励磁には定電流制御を行ない最大伝達 トルク を常に一定に制御することができる。

■ DB 形気中シャ断器箱——三段引出式——

DB 形気中 シャ 断器本体関係は、一応系列機種の開発を終え、標準化を完了した。全納入台数のうち、約 80% はパワーセンタ形式の引出構造閉鎖配電盤に収納されている。

引出構造で使用する シャ 断器の特長を具備し、さらに受注、製作、据付に一層の弾力性をもつユニット式の DB 形気中 シャ 断器箱を開発した。標準品として DB-25, -50, -75 形気中 シャ 断器箱の3種類を準備している。

特長

1. 操作者に対し、安全性が高い。
2. 保守、点検に便利である。
3. 据付が容易である。
4. 一次ジャンクションが断路器を完全に兼ねる。
5. 変圧器の二次側出口などに単独で使用するのに便利である。
6. 数台を積重ねて据付ができるので、床面積が節約できる。
7. デッドフロント配電盤の一部にこの シャ 断器箱を使用して、引出式 シャ 断器をもつ配電盤を完成することができる。



DB-50 形気中 シャ 断器箱
 (“断路” 位置で扉を閉じたところ)

■ マイクロ・プログラム方式による万能論理回路

近來デジタル回路が広範囲に自動制御や通信関係に用いられるようになったが、万能論理回路はこれらの用途にたいして般用の Logical Computer ともいふべきものを提供しようとして作られたものである。

この装置の基本的な考え方は、単能の個々のデジタル回路では数多く存在し、同時に平行して働いている論理素子を、1個で済ませ、その代りにその論理素子を何度も何度も serial に使用しようとするものである。この場合、その論理素子のその時その時の動作の指令は遅延線記憶素子（P-遅延線、試作された装置では紙テープが使用されている）に貯えられたプログラムが行なう。以上の考え方はデータ処理におけるデジタル計算機においてすでに実現されているもので、このようにすると動作時間は単能回路に比しておそくなるが、装置を簡単にすることができる。

この装置は上に述べた P-遅延線のほかに、論理演算部（わずかに 11 個の NOR ゲートにより構成されている）、アキュムレータの働きをする 1 ビットの遅延素子（L-遅延線）および情報を貯えるための遅延線記憶素子（P-遅延線）から成っている。論理演算部の動作は P-遅延線のプログラムによって制御され、一つの命令のたびに L-, R-遅延線からの信号に指令された論理演算をほどこして、その結果を L-, R-遅延線に送り込む。

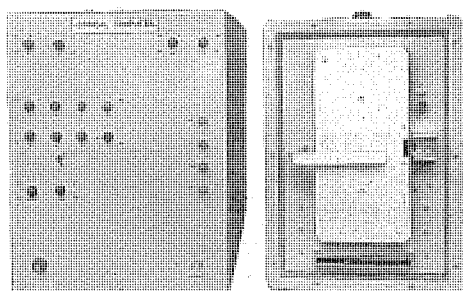
この装置の特色をあげると以下のようなものになる。

(1) 従来デジタル回路の変更は配線の変更により行なわれたが、この装置ではプログラムの変更だけであって、一種の般用器を作ることによって、どのようなデジタル回路としても働かせることができる。

(2) 対称を論理演算のみに限ることによって、装置が著しく簡単なものとなった。

(3) P-, L-, R-遅延線、論理演算部と簡単な機能をもつ四つの部分に分れているので、回路の保守点検が容易であり、また各部別に信頼性を向上させる手段もこうしやすい。

(4) 単能回路に比し動作時間はおそいが、プロセス制御などに用いるには十分速い。



左 万能論理回路
右 フォト・テープ
リーダー

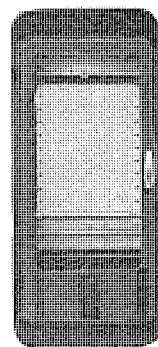
■ GM-2 形直動式ペン書記録計

巻取チャート式記録計では過去の記録を読み取る場合、巻取軸を取外して巻取られた記録紙を巻きほどき、読み取り後は再び巻き

戻すという繁雑さを伴うものである。

このたび完成した GM-2 形記録計はこの根本的な欠陥を取り除いた製品である。すなわちゼンマイを利用することにより、巻き取られた過去の記録部分は巻取軸を取外すことなく、容易に引き出すことができ、かつ読み取り後は自動的に瞬時巻き戻しが行なわれる。

この GM-2 形は従来の GM 形記録計の改良品であり、ケースは同一のものを使用しているが上記の特長のほか、数々の改良が施されており、とくに取扱い上インクの補充、ペンの取付け取外し、記録紙の時刻合せ、記録紙の着脱等がいずれも従来のものに比し非常に容易に行なえるようになっている。また高能率の磁気回路を用いているため、感度が大幅に向上し、直流電流および電圧記録計のほか、タービン監視記録計等として広く応用できるものである。

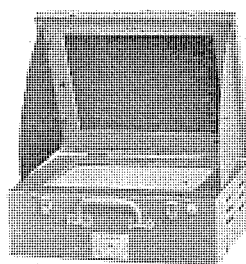


記録方式	ペン書式
動作原理	可動コイル形直動式
記録紙駆動	同期電動機
記録速度	10, 20, 60, 120, 240 mm/h および mm/min
確度	1.5%
応答時間	2 秒以下
有効記録紙幅	100 mm
外形寸法	380×170×317 mm

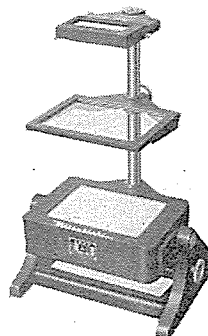
■ ヒズミ定量ビューワー販売開始

ブラウン管などの大形ガラス製品や、プラスチック成形品などの“ヒズミ”を検査する器具に DS-3 形ヒズミ検査器があるが、この部品として実物を直視しながら“ヒズミ”を定量できる DS-3A 形ビューワーの販売が開始された。

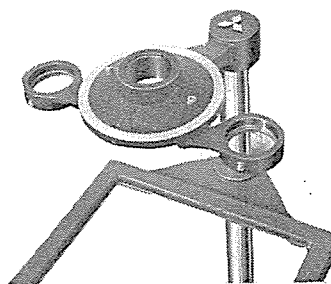
270×200 mm² の面積で、高さ約 400 mm の被検物の“ヒズミ”を測定できるものは、国産品として初めてである。



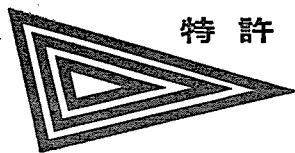
DS-2 形ヒズミ検査器



DS-3 形ヒズミ検査器



DS-3 形定量ビューワー



電車キ電区間における混触保安装置

発 明 者 尾 畑 喜 行

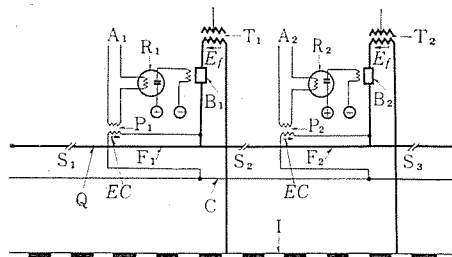
この発明は、電車に給電するためのキ電線と、電車線路に並行して架設されている電話線、信号線等とが混触した場合の保安装置に関するもので、キ電線を図の (S₁), (S₂), (S₃) の位置でシタ断して (F₁)(F₂) のように数個の区間に区分し、それぞれの区間ごとに電源変圧器 (T₁), (T₂) からシタ断器 (B₁), (B₂) を介して給電するようにすると共に、軌道 (I) と並行して架設されている信号線 (C) と各区間のキ電線 (F₁) あるいは (F₂) との間に変圧器 (P₁) あるいは (P₂) を介して適当な電圧を印加するようにしている。

また、これらの変圧器 (P₁)(P₂) の一次側は混触検知器 (R₁) (R₂) を通じて電源 (A₁) (A₂) に接続されているから、たとえば、図の Q 点で混触が生じると混触検知器 (R₁) に流れる電流が増加するから、これによって (R₁) が動作してシタ断器 (B₁)

を開放する。

この結果、キ電線 (F₁) の区間が停電するだけで、他の区間 (F₂) には何の影響も及ぼさないため、(F₁) 区間外の電車は支障なく運行することができる。

(特許第 293787 号) (八木記)



飛 し ょ う 体 誘 導 方 式

発 明 者 岡 本 正 彦

この発明は、空間内を自由に運転しうるミサイル等の飛しょう体を同じく空間内を運動する他の目標物体向い誘導し命中させる飛しょう体誘導方式に関するもので、誘導基点において飛しょう体の現在位置と、目標物体の現在位置または目標物体に対する予想会合点とを検知して、飛しょう体が自ら有する方位基準および水平基準に対する目標物体またはそれとの予想会合点の方位角および仰角をそれぞれ検出し、この方位角および仰角を指令信号として飛しょう体に送り、この飛しょう体の方向舵および昇降舵を操舵するようにしたものである。この発明の原理を図面について説明すれば、0は飛しょう体 *m* を誘導する誘導基点、*T* はこの飛しょう体を命中させるべき目標物体で、上記飛しょう体 *m* にはジャイロコンパス等の方位基準ならびに水平儀等の水平基準が設けられている。いま、誘導基点 0 を仮に地上に設けて直角座標の原点とし、*Z* 軸を鉛直方向に、*Y* 軸を地表上の飛しょう体の基準方向 *N* と同方向に、*X* 軸をこれと直角方向にそれぞれ設定すれば、飛しょう体 *m* および目標物体 *T* の現在位置または一定時間後の予想会合点はそれぞれ座標 (*X_m*, *Y_m*, *Z_m*) および (*X_T*, *Y_T*, *Z_T*) で表わされる。そこで誘導基点 0 にコニカルスキャンニングを行なうレーダ装置を設け、これで飛しょう体 *m* の座標および目標物体の現在位置 *T* の座標を検知し、また上記のように *T* が目標物体と飛しょう体との或る時間後の予想会合点である場合には、目標物体の現在位置の変化を測定しかつ一定の見越し計算を行なうことによってその座標を決定する。したがって今、飛しょう体 *m* が自ら有するジャイロ等の方位基準に対する目標物体またはこれとの予想会合点 *T* の方位角を $\Delta\theta$ すれば、図より明らかなように次式で表われる。

$$\Delta\theta = \sin^{-1} \frac{\Delta x}{\sqrt{\Delta x^2 + \Delta y^2}}$$

ここに $\Delta x = X_T - X_m$, $\Delta y = Y_T - Y_m$ である。また同様に飛し

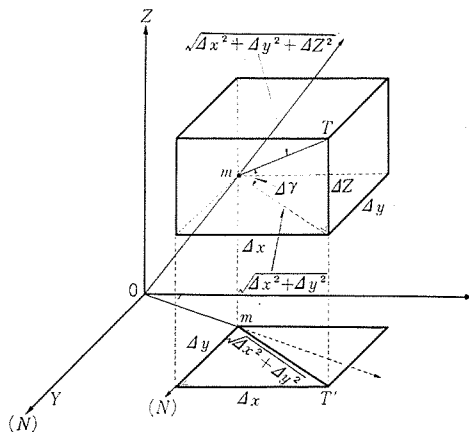
ょう体 *m* が自ら有する水平儀等の水平基準に対する目標物体あるいはこれとの予想会合点 *T* の仰角 $\Delta\gamma$ とすれば、図より明らかなように次式で表われる。

$$\Delta\gamma = \sin^{-1} \frac{\Delta z}{\sqrt{\Delta x^2 + \Delta y^2 + \Delta z^2}}$$

ここに $\Delta z = Z_T - Z_m$ である。そこでこのような方位角 $\Delta\theta$ および仰角 $\Delta\gamma$ を誘導基点 0 において計算し、これらを電波の指令信号として飛しょう体 *m* に向けて送信し、飛しょう体はこの指令を受信して方向舵および昇降舵を操作し、自ら有する方位基準に対して $\Delta\theta$ 方向に進み同時に自ら有する水平基準に対して $\Delta\gamma$ 方向に進めば飛しょう体 *m* は目標物体またはそれとの予想会合点 *T* に命中することとなる。このようにすれば簡単な装置によって飛しょう体を目標物体に確実に命中させることができる。

(特許第 255952 号) (葛野記)

(三菱造船と共有)



本社 営業所 研究所 製作所 工場 所在地

本 社	東京都千代田区丸の内 2 丁目 3 番地 (東京ビル内) (電) 東京 (201) 大代表 1 6 1 1
本社商品事業部	東京都千代田区丸の内 2 丁目 20 番地 (三菱商事ビル内) (電) 東京 (211) 代表 2511・2531
本社施設部	東京都千代田区丸の内 1 丁目 8 番地 (仲 27 号館) (電) 東京 (211) 代表 1261・1271・1281
東京商品営業所	東京都千代田区丸の内 2 丁目 20 番地 (三菱商事ビル 3 階) (電) 東京 (211) 代表 2511
大阪営業所	大阪府北区堂島北町 8 番地 1 (電) 大阪 (312) 代表 1231
大阪商品営業所	大阪府北区堂島北町 8 番地 1 (電) 大阪 (312) 代表 1231
名古屋営業所	名古屋市中区広小路通り 2 の 4 (電) 本局 (23) 代表 6231
福岡営業所	福岡市天神町 58 番地 (天神ビル内) (電) 福岡 (75) 代表 6 2 3 1
札幌営業所	札幌市大通り西 1 丁目 13 番地 (電) 札幌 (3) 代表 9 1 5 1
仙台営業所	仙台市大町 4 丁目 175 番地 (新仙台ビル内) (電) 仙台 (2) 代表 6 1 0 1
富山営業所	富山市総曲輪 490 の 3 (明治生命館内) (電) 富山 (3) 代表 3151
広島営業所	広島市八丁堀 63 番地 (昭和ビル内) (電) 広島 (2) 4411~8
高松営業所	高松市寿町 1 丁目 4 番地 (第一生命ビル内) (電) 高松 (2) 代表 5 0 2 1 4 4 1 6 (直通)
小倉出張所	小倉市京町 10 丁目 281 番地 (電) 小倉 (52) 8234
静岡出張所	静岡市七間町 9 番地 10 (電) 静岡 (2) 2595 (3) 2962
金沢出張所	金沢市田丸町 55 番地 1 (電) 金沢 (3) 6213
長崎出張所	長崎市江戸町 30 (電) (2) 8266
岡山出張所	岡山市上石井 174 番地 (岡山会館 4 階) (電) 岡山 (3) 2 9 4 8 (2) 2 5 6 4
研究所	兵庫県尼崎市南清水字中野 80 番地 (電) 大阪 (48) 8021
商品研究所	神奈川県鎌倉市大船 782 番地 (電) 大船 代表 3131
神戸製作所	神戸市兵庫区和田崎町 3 丁目 (電) 兵庫 (6) 代表 5041
伊丹製作所	兵庫県尼崎市南清水字中野 80 番地 (電) 大阪 (48) 8021
長崎製作所	長崎市平戸小屋町 122 番地 (電) 長崎 (3) 代表 3101
無名線機製作所	兵庫県尼崎市南清水字中野 80 番地 (電) 大阪 (48) 8021
名古屋製作所	名古屋市中区矢田町 18 丁目 1 番地 (電) 名古屋 (73) 1531
静岡製作所	静岡市小島 110 番地 (電) 静岡 (3) 0141~0145
中津川製作所	岐阜県中津川市駒場 (電) 中津川 2121~8
和歌山製作所	和歌山市岡町 91 番地 (電) 和歌山 (3) 代表 1275
福岡製作所	福岡市今宿青木 690 番地 (電) 福岡 (82) 代表 1568
福山製作所	福山市沖野上町 6 丁目 709 番地 (電) 福山 代表 2800
姫路製作所	姫路市千代田町 840 番地 (電) 姫路 代表 6900
大船製作所	神奈川県鎌倉市大船 800 番地 (電) 大船 代表 2121
世田谷製作所	東京都世田谷区池尻町 437 (電) 東京 (414) 代表 8111
郡山製作所	福島県郡山市字境橋町 1 番地 (電) 郡山 1220~1223
北伊丹製作所	伊丹市大鹿字主ヶ池 1 番地 (電) 伊丹 大代表 5131
鎌倉製作所	神奈川県鎌倉市上町屋 325 番地 (電) 大船 4141
京都製作所	京都府乙訓郡長岡町大字馬場小字園所 1
無線機製作所	東京都世田谷区池尻町 305 (電) 東京 (414) 代表 8111
東京工場	札幌市北二条東 12 丁目 98 番地 (電) 札幌 (2) 3976
札幌修理工場	

次号予定

三菱電機技報 Vol. 36 No. 9

大形しゅんせつ船用電機品特筆

- わが国最大の鋭新 6,000 kW しゅんせつ船“国栄丸”について
- 国土総合開発納め 6,000 kW ポンプ式しゅんせつ船の電機品(主機関係)
- 国土総合開発納め 6,000 kW ポンプ式しゅんせつ船の電機品用制御装置
- しゅんせつ船とその電機品
- 電磁継手
- しゅんせつ船用レクティブロードライブ
- 照明経済に関する、二、三の考察
- 電解加工
- 導波管回路の広帯域整合
- 高速度中性子チョップ
- 高周波磁気増幅器を用いた電圧形演算増幅器
- 技術解説：広帯域伝送用マイクロ波アンテナの歩み

三菱電機技報編集委員会

委員長	小倉弘毅	常任委員	山田栄一郎
副委員長	宗村平	委員	岩原二
常任委員	浅井徳次郎	〃	片岡高示
〃	安藤安二	〃	檜本俊弥
〃	北川和人	〃	篠崎善助
〃	小堀富次雄	〃	仁礼義信
〃	高井得一郎	〃	堀真幸
〃	中野光雄	〃	前田祐雄
〃	馬場文夫	(以上 50 音順)	

昭和 37 年 8 月 22 日印刷 昭和 37 年 8 月 25 日発行
「禁無断転載」 定価 1 部 金 100 円 (送料別)

編集兼発行人

東京都千代田区丸の内 2 丁目 3 番地 小倉弘毅

印刷所

東京都新宿区市谷加賀町 1 丁目 大日本印刷株式会社

印刷者

東京都新宿区市谷加賀町 1 丁目 高橋武夫

発行所

三菱電機株式会社内 三菱電機技報社

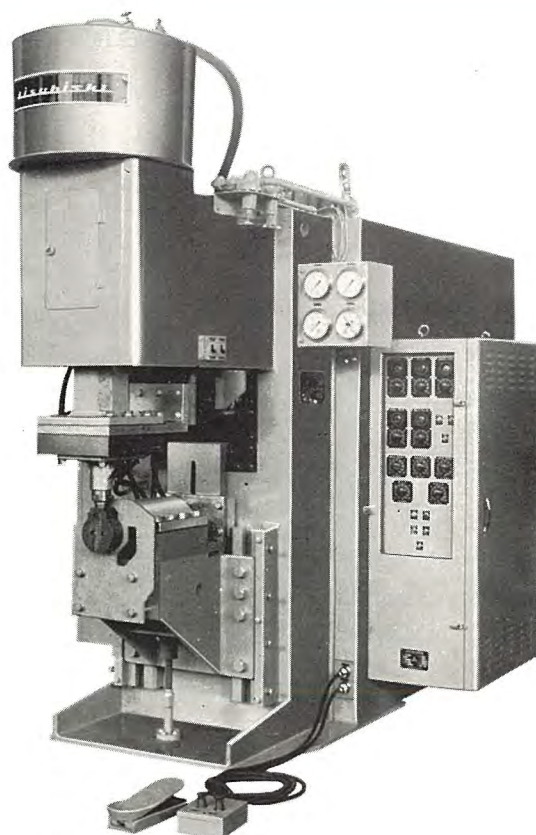
東京都千代田区丸の内 2 丁目 3 番地 電話 東京 (201) 1 6 1 1

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) 0915・0916 振替東京 20018

● わが国最大容量の三相抵抗溶接機完成



このたび静岡製作所へ下記仕様の プロジェクション 溶接機が納入された。

これは米軍規格 MIL-W-7973, MIL-W-6858 B を十分に満足するものである。

仕 様

形 名	WT-250 J 形	標準 フットロ 深さ	550 mm
加圧形式	2 段加圧方式	引き上げ ストローク	90 mm
定格容量 (50% 使用率)	250 kVA	溶接 ストローク	25 mm
定格一次電圧	400 V	作業高さ	1,000 mm
最大短絡電流	200,000 A	タイマ	全電子管式 タイマ
最大加圧力	4,000 kg		

特 長

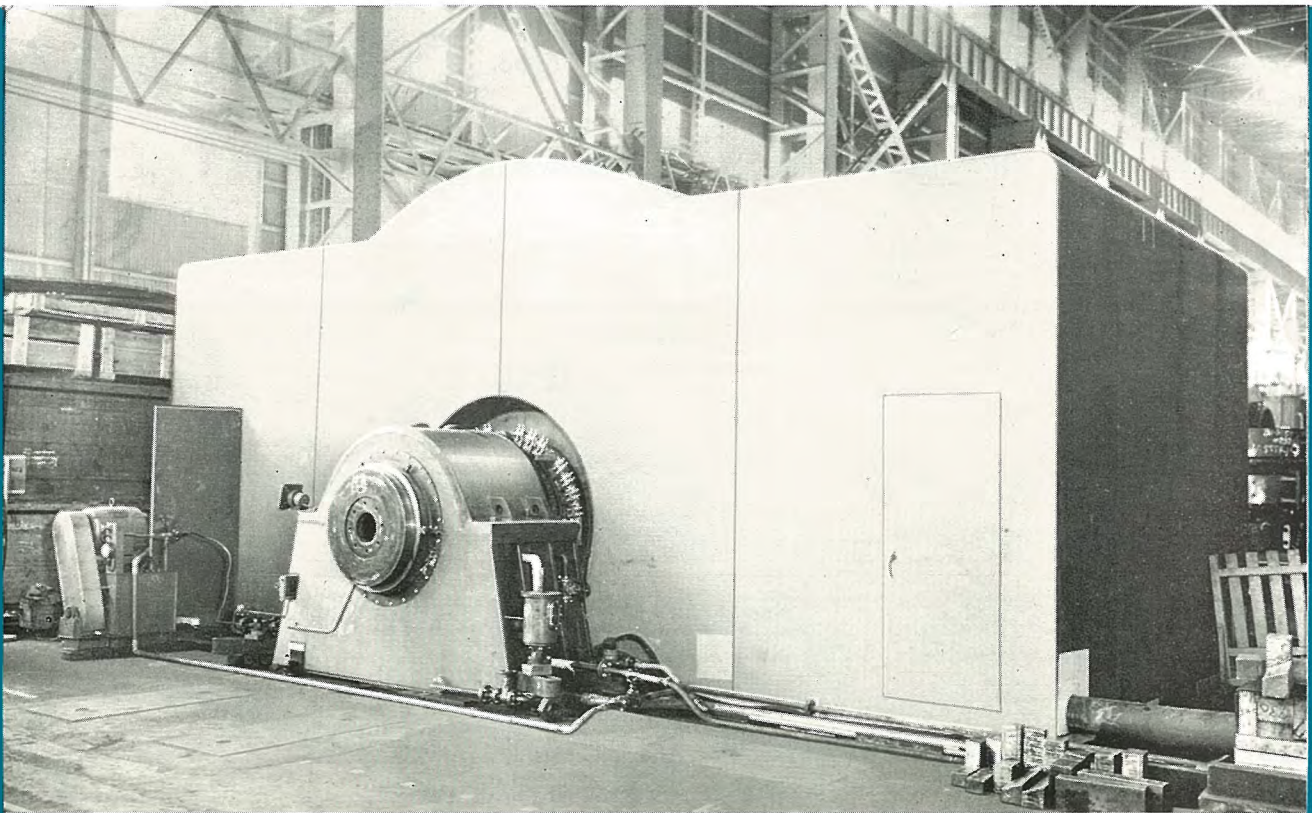
1. 最近その要望がとみに高まってきている、軽合金、特殊耐熱鋼材料に十分にすぐれた高度の溶接を行なうことができる。
2. 熱効率がよく、一定の溶接を行なうに必要な電氣量が本質的に縮小できる。
3. 力率が普通 85% 以上となり変圧器容量は数分の一に減少し線電流も 1/4~1/6 程度になる。
4. 三相平衡負荷となるから電源の系統にとってきわめて好都合である。
5. 二次電流が低周波であるため大きな鋼材をそう入して溶接する場合でも溶接電流が不変である。
6. 三相低周波の場合は二次回路の インダクタンス が

きわめて小さいので、溶接電流は母材の抵抗に応じて自動的に調整される。

7. 溶接時の散りが減少する。チップの寿命が長くチップ形状の変動に対しても溶接強度が安定する。
8. アルミニウム や、黄銅等の低抵抗の非鉄金属の溶接も容易になる。
9. アルミニウム や、マグネシウム 合金の溶接に際してチップの汚れが減少する。

応 用

航空機用、鉄道車両用、自動車用、建築用、厨房機用等ますますその応用範囲も多く望まれるようになってきた。



ベトナム ダニム第一発電所向け 45,000kVA 水車発電機完成

1960年1月に批准調印された日本とベトナム共和国政府との間の賠償協定に基づき建設中のダニム第一発電所向け 45,000 kVA 水車発電機4台のうち、第1号機がこのほど完成し、ベトナム政府立会いの下に6月末、優秀な成績で無事工場試験を完了した。

このダニム第一発電所は、サイゴン の東北方約 250 km の地点で安南山脈に源を発するダニム河をせき止め、総出力 160,000 kW を誇るベトナム最大の発電所となるものである。

発電機は横形で 42,000 kW、500 rpm の横軸ペルトン水車により駆動される。これは横軸機としては先に製作した台湾竜潭発電所向け 62,000/54,000 kVA 水車発電機につぐ大容量機で、かずかずの新しい構造が採用されている。とくにこのような大容量の横軸水車発電機としては初めての 920 rpm という高速で 5 分間にわたる無拘束速度試験に無事パスしたことは、その構造の優秀性をいかに発揮したものといえよう。

工場では引続き第2号機を鋭意製作中である。

本機の定格は次のとおりである。

発電機

横形 回転界磁閉鎖風道循環形 空気冷却器付

45,000 kVA 13.2 kV 三相 50 c/s

500 rpm 力率 0.89 12 極 GD^2 365 t-m²

励磁機（発電機直結）

主励磁機 160 kW 220 V 副励磁機 1 kW 110 V PMG 付

