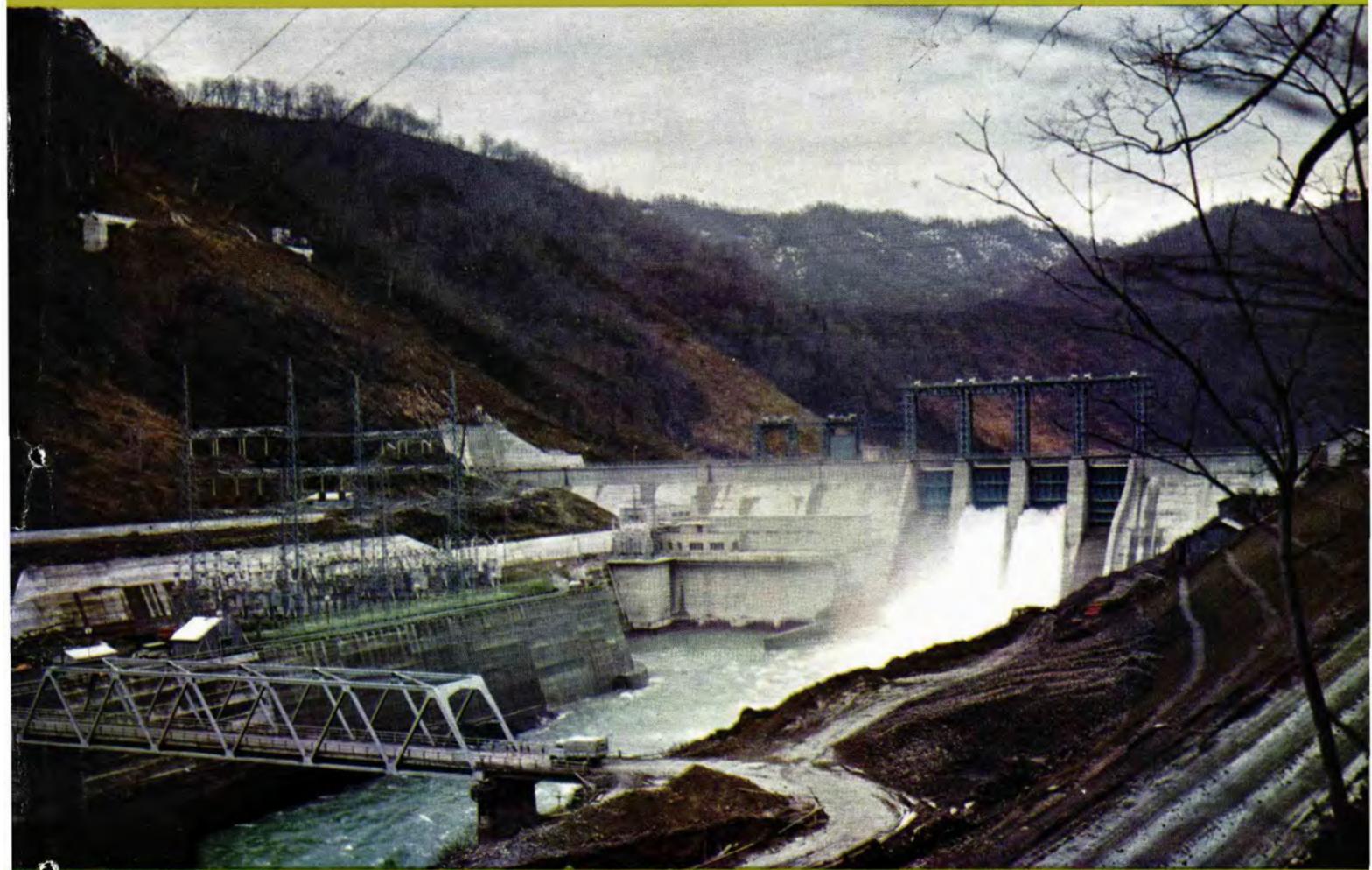


MITSUBISHI DENKI

# 三菱電機

Vol. 36 February 1962

電源開発株式会社 滝発電所全景

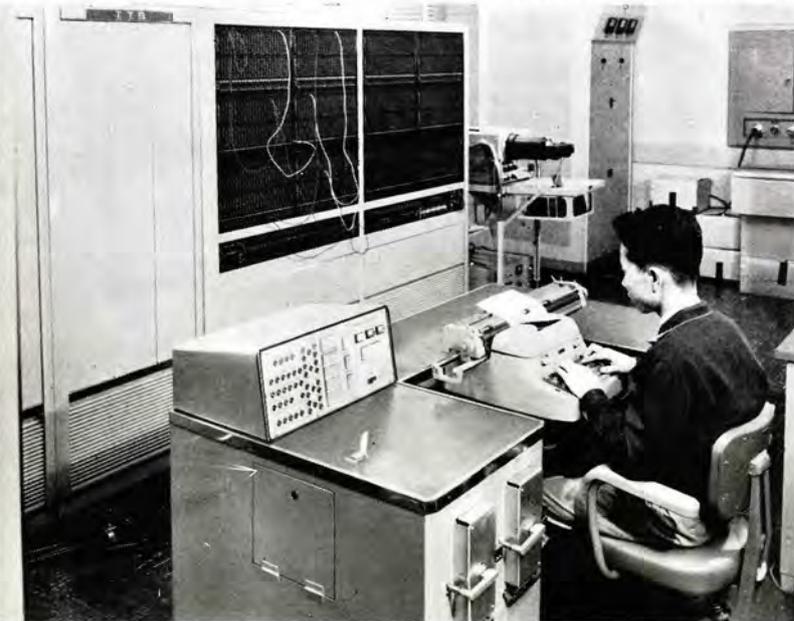


2

## ● 日本国有鉄道・鉄道技術研究所納め

# トレイン・トラフィック シミュレータ 装置

トレイン・トラフィック・シミュレータ制御卓 ▼



トレイン・トラフィック・シミュレータ装置 ▼



この装置は鉄道技術研究所のご指導により製作したもので当社の汎用計算機MELCOM 1102とパッチ・ボード・プログラム方式の大規模な計数形微分解析機(Digital Differential Analyzer-DDA)とを特長のある方式で結合したものである。列車群、貨車群の制御ないし列車ダイヤの編成、変電所負荷容量分担問題、新機関車の採用による運転特性などをシミュレーション法により解析することを主目的としている。まずDDAの部分で線路状態、列車の運転特性などの条件をうけ実際の列車群や貨車群を付属出力機器に送り表示させ、一方汎用計算機の部分では、実際の制御機またはシミュレーションの対象となる制御機器の部分を模擬し計算機とDDAが密接に相互の特長を生かしながら協同動作し、その機能を飛躍的に拡張させている。このように汎用計算機とDDAを組合せ非常に複雑な制御システムの計算を容易な操作でしかも高い精度で解析できる世界的にも類例をみない新しい計算機で国鉄近代化の一助となることが期待されている。



表紙説明

電源開発株式会社滝発電所は田子倉発電所の下流に建設され、新三菱重工業株式会社および当社で製作された2台の立形カラン水車50,100kW、発電機50,000kVAが据付けられ、カラン水車としてはわが国の記録製品である。

同発電所の運転により、上流の田子倉・奥只見両発電所のピーク時発電能力が大幅に強化されるとともに下流にある東北電力の諸発電所の発電能力が豊満水に左右されることなく安定する。



# 三菱電機

昭和37年 第36巻 第2号

## 目次

電源開発株式会社 滝発電所用水車	福田 稠・安藤錠治	2
電源開発株式会社 滝発電所納め 50,000 kVA 水車発電機、運転制御装置および配電盤設備	井関 巖・田附和夫・梅名茂男	10
電源開発株式会社 滝発電所納め ランナベーン 開度自動調整装置	安藤錠治・渡辺 宏・長沢保明・関 晃・平山博朗	18
関西電力株式会社 南大阪変電所納め照光式配電盤	長町恒資	25
4,000 Mc 回転形単向管用 フェライト	山森末男・野口英男・政木淑人・喜連川隆・中原昭次郎・中村 弘	30
サーボ機構の設計	真鍋舜治	37
MIB 複合作機電機品	谷 忠久・生原春夫・岩垂邦昭	44
高圧発電機絶縁の機能試験	原 仁吾・平林庄司・川上 剛・水野邦男	51
CM-44 形 ネットワークプロテクタ	横浜 博・森 健	58
2S-208 形複合2ウェイスピーカ装置	藤木 一・進藤武男・佐伯多門	62
MSP 形低圧限流リアクトル	高見 滋・丸地謙二	71
低圧バスタクト	高見 滋・堀田滋矩	76
坑内冷房(1)	大門敬始	83
通信機 パネ用洋白材料の溶解時における炉底に加える溶剤	尾島学二・小倉忠利	88
飛体径路の制御と系構成の理論	渡部 優	90
《技術解説》		
高周波誘導加熱装置(I) 加熱電源の周波数、電力とその概要		99
《文献抄訳》		
圧延工程用精密 デジタル 形測定装置・電力用変圧器の革命期—銅損のない変圧器も可能—新しいヒステリシスモータ・搜索用 レーダシステム の進歩・半導体装置による電力制御		109
《ニュース・フラッシュ》		
日本電子工業振興協会 関西電子計算 センタ 開所 当社 デジタル 電子計算機 MELCOM-1101 計算業務を開始・8分の1波長広帯域 プレードアンテナ 完成—航空機のVHF 通信用—・コッククロフトワルトン 加速器・固体試料分析用質量分析器・自動車走行 テスト 用 テレメータ 実験成功・わが国初の国際線航空機用救命いかだを完成・CK 形切換 スイッチ・北陸線用 ED 30 形交直両用電気機関車電機品および ED 74 形交流電気機関車受注・西日本鉄道(大牟田線) 新車用電機品受注・タイ 国より CSP 形配電用変圧器大量受注		112
《特許と新案》		
タービン発電機の保安装置・電動機制御装置		116
《最近における当社の社外寄稿一覧》		117
《最近における当社の社外講演一覧》		117, 118
《最近登録された当社の特許および実用新案》		29, 50, 87, 119
《表紙》		
2. 国鉄技術研究所納め列車運行シミュレータ		
3. 鋼板フレーム製新形モートル		
4. 三菱 ミシン		

# 電源開発株式会社滝発電所用水車

新三菱重工業株式会社神戸造船所 福田 稠\*・安藤 錠治\*

## Water Turbines for Taki Power Station of The Electric Power Development Company

Mitsubishi Heavy-Industries, Reorganized, Limited.  
Kobe Shipyard and Engine Works

Shigeshi FUKUDA・Zyōji ANDO

Taki Power Station, a plant as a result of the Tadami water power development, was completed in August last year, entering into practical operation in the beginning of last December. The water wheels installed there are the largest capacity Kaplan type machines in this country. The capacity of single unit ranges from 37,000 kW to 50,000 kW depending on heads. Built by the Mitsubishi Heavy Industries, Reorganized, Ltd. the machines involve a number of notable features. The most outstanding of them is an electro-hydraulic runner vane regulating system as an outcome of electric governor technique, for which the manufacture has based many years experience.

### 1. ま え が き

電源開発株式会社が只見川電源開発の一環として建設中の滝発電所は36年8月末に据付けを完了し、11月初め通水、12月初めに発電開始の運びとなったので、ここにその概要を紹介する。

発電所は図1.1に示すように、只見川本流の田子倉地点と本名地点との中間の滝地点に位置している。

本機はわが国における最大容量 Kaplan 水車であり、その設計、製作にあたっては当社多年にわたる経験をもとにし、各部の構造、材質などに慎重な検討を加え、また各種の実験研究を重ね、さらに Kaplan ランナペーン操作に電気ガバナの技術を生かした電氣的操作方式を採用するなど最新の設計を行なったもので、すぐれた性能と高

い信頼度を得ることに万全を期した。

### 2. 計 画 概 要

この発電所は福島県大沼郡金山町大字滝沢に位置し、只見川本流にコンクリートダムを築造し、これによって生ずる調整地に只見川本流および支流伊南川の水をたくわえ、これより直ちに平均内径 6.8 m、延長約 70 m の水圧鉄管 2 条によりダム直下右岸に設けられる発電所に導き、発電後直ちに只見川本流に放流される。

発電所位置 福島県大沼郡金山町大字滝沢  
取水河川名 阿賀野川水系 只見川  
調整地

有効貯水量	4,300,000 m <sup>3</sup>
利用水深	2.0 m



図 1.1 発電所付近平面図

Fig. 1.1 Plan of the environment of power station.

取水門トビラ	
形式	ローラゲート
個数	2門
寸法	7.0 m × 7.5 m
水圧管路	
平均内径	約 6.8 m
延長	約 70 m
条数	2条

### 3. 主要目

この水車および付属機器の主要目はつぎのとおりである。これらの機器の配置を 図 3.1、3.2、3.3、3.4 に示す。3.1 は側断面を、図 3.2 は発電機室 (EL 319.75 m) の配置を、図 3.3 は補機室 (EL 314.50 m) の配置を、図 3.4 は排水ポンプ室 (EL 310.00 m) の配置を示す。

#### 3.1 水車

形式 立軸単輪単流渦巻カプラン水車

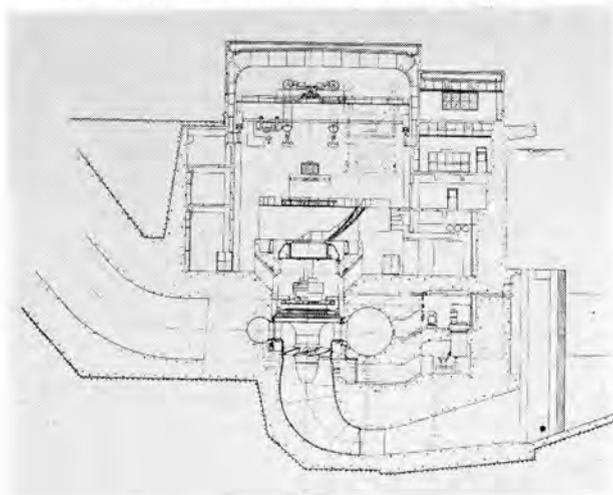


図 3.1 機械配置側断面図

Fig. 3.1 Vertical section of water turbine and generator installation.

静落差	最高	41.00 m
	最低	34.25 m
有効落差	37.0	35.0 30.5 m
水車出力	50,000	47,000 37,000 kW
流量	150	150 138 m <sup>3</sup> /s
回転数		150 rpm
周波数		50 c/s
特有速度		382 (m-kW)
回転方向	発電機から見て反時計式	
台数	2台	
据付方式	単床コンクリートパレル式	
無拘束速度	320/355 rpm	
最大水圧値	50 m	
速度上昇率	35 %	
発電機回転部 GD <sup>2</sup>	5,210,000 kg-m <sup>2</sup>	
ガイドベーン閉鎖時間	4.9 秒	
ガイドベーン不動時間	0.2 秒	
吸出落差	許容値	-1.0 m
	推奨値	-1.9 m

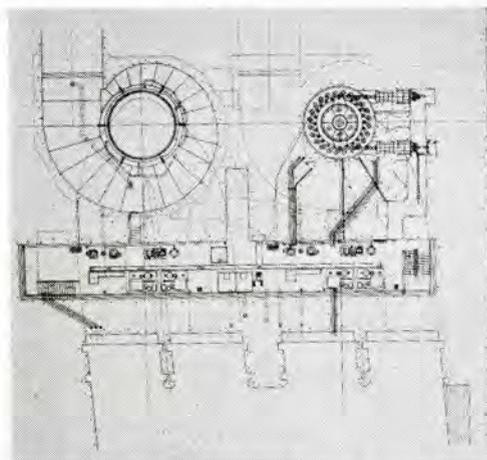


図 3.3 補機室 (EL 314.50 m) 機械配置図

Fig. 3.3 Plan of machine arrangement of auxiliary machine room floor. (EL 314.50 m)

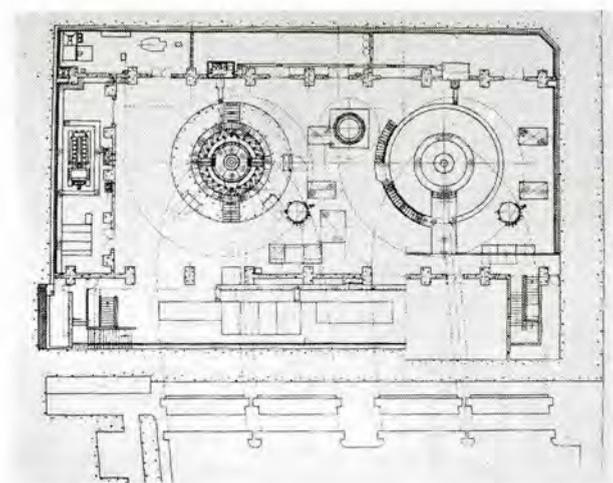


図 3.2 発電機室 (EL 319.75 mm) 機械配置図

Fig. 3.2 Plan of machine arrangement of generator room floor. (EL 319.75 m)

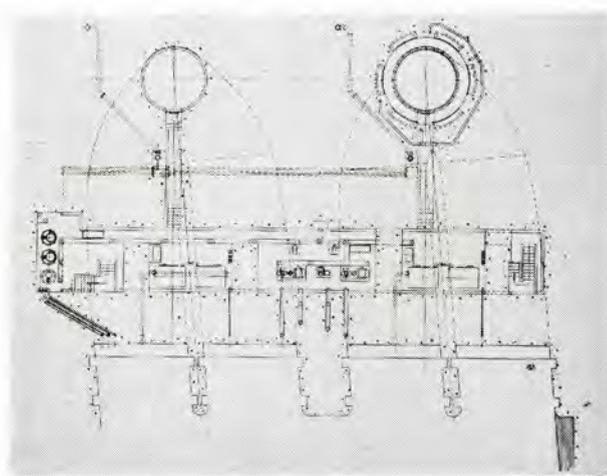


図 3.4 排水ポンプ室 (EL 310.00 m) 機械配置図

Fig. 3.4 Plan of machine arrangement of drainage pump room floor. (EL 310.00 m)

- 制御方式 一人制御式
- 3.2 调速機**  
 形式 SEIKD-75000 形  
 アクチュエータ形式 EAI 形電気油圧式  
 電源 主発電機直結永久磁石発電機  
 サーボモータ容量 75,000 kg-m
- 3.3 圧油装置**  
 圧油ポンプ  
 形式 立軸スクリーウ式  
 駆動方式 M-M 式  
 吐出量 820 l/min  
 油圧 22~24 kg/cm<sup>2</sup>  
 電動機  
 出力 60 kW  
 回転数 1,500 rpm  
 圧油タンク 13,600 l  
 集油タンク 2×6,000 l

**3.4 空気圧縮装置**

- 空気圧縮機  
 形式 据置形往復動二段圧縮空冷式  
 圧力 26 kg/cm<sup>2</sup>  
 吐出量 1,890 l/min  
 電動機  
 出力 30 kW  
 回転数 600 rpm  
 圧縮空気タンク 300 l

**4. 模型試験**

**4.1 模型性能試験**

実物水車の製作に先立ち、この水車の模型を作って効率試験キャビテーション試験、インデックス試験、無拘束速度試験、水圧推力試験などを行ない、それぞれ特性を確認したが、各性能ともきわめて好性能を示すことが立証された。

滝発電所向け水車として8種のランナを作り、試験を行なったが、そのうちこの発電所にもっとも適しているものを採用した。

模型比 1/8.17 のものについて求めた性能を Moody の 1/5 乗公式で実物に換算すると、図 4.1 のようになる。

またキャビテーション特性は図 4.2 のようであり、現地放水位の変化にたいして安全性がたしかめられた。

**4.2 インデックス試験**

模型水車にて Winter Kennedy 法により行なった。その計測個所を図 4.3 に示す。いま流量を  $Q$ 、高圧側タップと低圧側タップとの圧力差を  $d$  とすれば、模型試験で得られた流量公式は次のようであった。

- 測定個所 ①-① に対して  $Q=44.66 d^{0.303}$
- ②-② に対して  $Q=45.08 d^{0.301}$
- ③-③ に対して  $Q=38.82 d^{0.514}$
- ④-④ に対して  $Q=45.19 d^{0.510}$

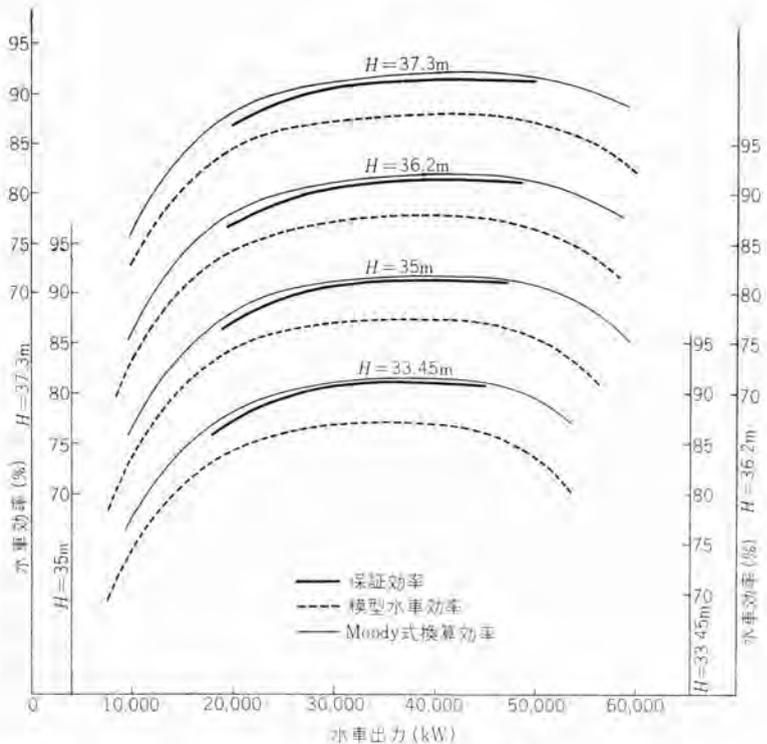


図 4.1 水車効率曲線  
 Fig. 4.1 Efficiency curves of water turbine.

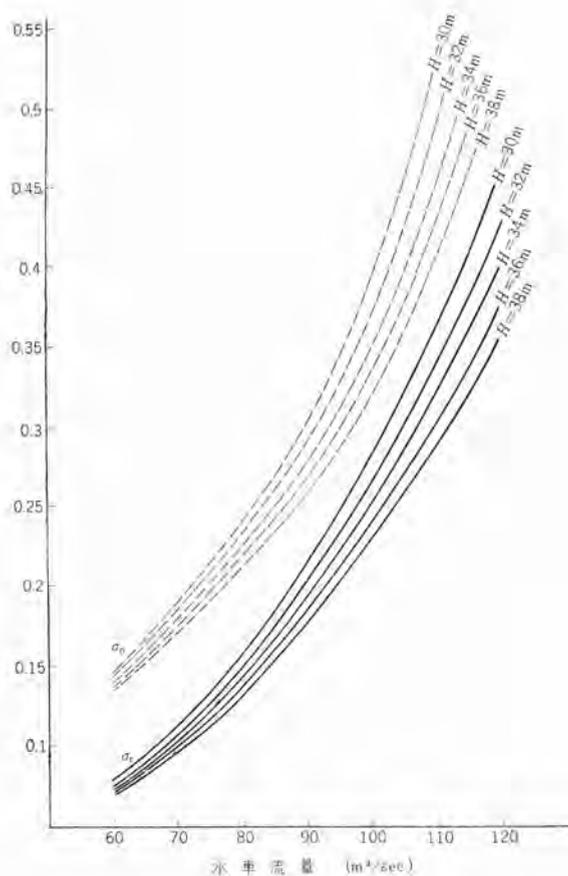


図 4.2 水車キャビテーション性能  
 Fig. 4.2 Cavitation performance of water turbine.

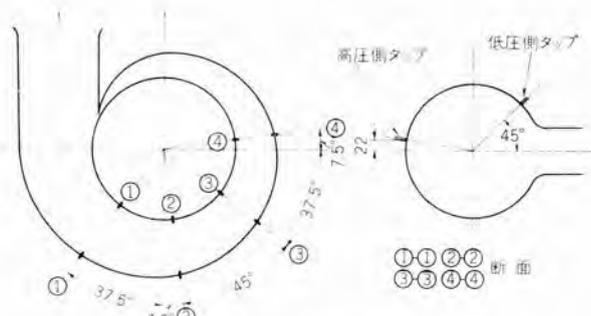


図 4.3 インデックス試験測定箇所  
Fig. 4.3 Measuring points for index test.

## 5. 水車本体

図 5.1 は ケーシング巻終わり部分 だけをつけた水車本体の工場組立状況を示す。図 5.2 はその断面図である。

### 5.1 ランナ

ランナベーン、ボスともに 13 クロムステンレス鋳鋼製で、主要目は次のとおりである。

ランナ外径	4,900 mm
羽根数	7
ボス外径	2,744 mm

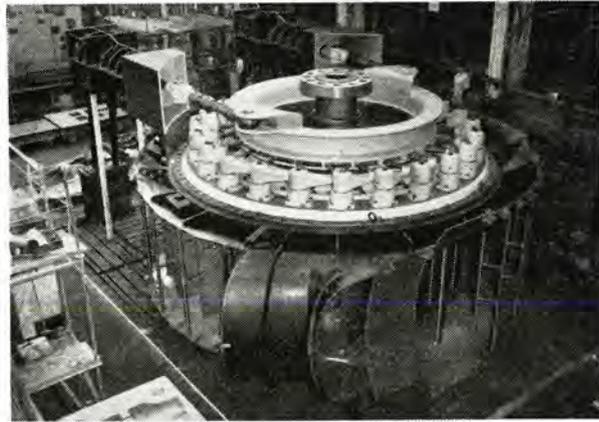


図 5.1 水車本体工場組立状況  
Fig. 5.1 Factory assembling of water turbine.

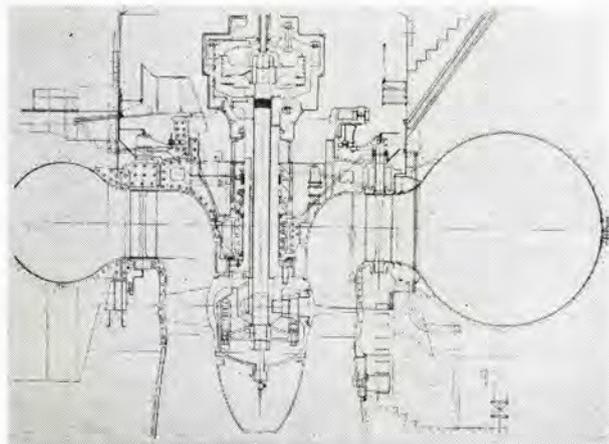


図 5.2 水車本体断面図  
Fig. 5.2 Sectional arrangement of water turbine.

ボス高さ (クラウンを含む)	3,920 mm
全重量	69,000 kg

またランナボスの封水パッキンには菱形の革パッキンを使用し、スプリングの圧縮により外部の水圧および内部の油圧に耐えるようにしている。

図 5.3 はランナベーンのナライ削りの状況を示している。すなわち横フライス中グリ盤によりナライ削りされたランナベーンはその凹凸をグライндаでならされて完成される。このナライ削りを採用することにより、仕上工数を大幅に減少することができた。なおこのナライ削りは東北電力株式会社上田発電所増設機より採用され、そのプロフィールを模型と同じに仕上げることができる。

図 5.4 はランナベーンのボスに接する面を加工中の状況を示す。

図 5.5 はランナの工場組立の状況を示す。なお図 5.5 に示すように、ティップキャビテーションを減少させるためにランナベーン外周に溝を切っており、また外周には 18-8 ステンレス鋼の肉盛を、裏面の外周に近い部分には 18-8 ステンレス鋼の板張りを行なった。

### 5.2 ケーシングおよびスピードリング



図 5.3 ランナベーンナライ削り状況  
Fig. 5.3 Profiling milling of runner blade.

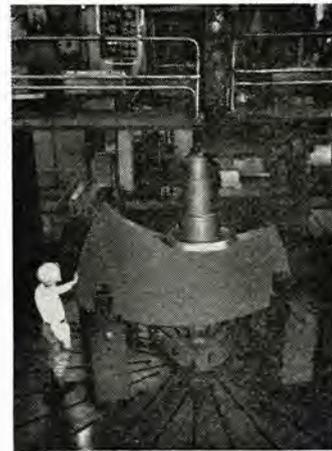


図 5.4 加工中のランナベーン  
Fig. 5.4 Runner blade under machining.

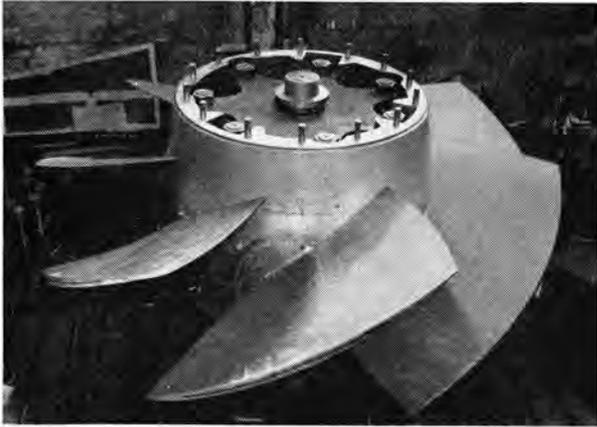


図 5.5 ランナ工場組立状況

Fig. 5.5 Factory assembling of Kaplan runner.

ケーシングおよびスピードリングはいずれも鋼板溶接製で、スピードリングの外周にはケーシングを溶接する構造とし、スピードリングは6個に分割して輸送し、発電所現場では相互をボルト締めして組立てその外周に約35個に分割されたケーシングを現場溶接にて組立てた。このケーシングの最大半径は9,725 mm、入口内径は6,000 mm、最大板厚は22 mmである。

図 5.6 は フランジ面加工中の溶接製スピードリングを示し、図 5.7 は工場仮組立中のケーシングおよびスピードリングを示す。

### 5.3 ガイドベーンおよびガイドベーン調整機構

ガイドベーンは鋳鋼製で軸と羽根とは一体構造とした。また閉鎖時摩擦による漏水を少なくするために、羽根上下面および閉鎖時の接触部分には18-8ステンレス鋼の肉盛を行なった。また、ガイドベーンの軸方向のキヤップ調整には、関西電力株式会社読書第二発電所用水車<sup>(1)(2)</sup>その他に用いたと同様な差動ネジ構造を採用し、微調整を可能とし、また止ネジがゆるんでもガイドベーンの回転により差動ネジが回転しない構造とした。

ガイドベーン調整機構はケーシングの外側に配置し、ガイドリングを内側上カバー上に配置し、アーム、リンクなどから

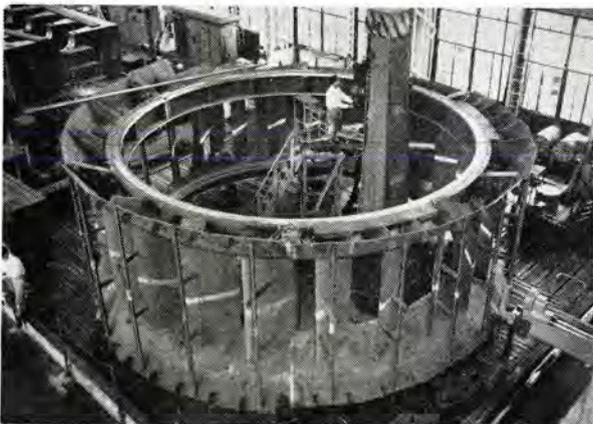


図 5.6 スピードリング加工状況

Fig. 5.6 Speed ring under machining.



図 5.7 ケーシング工場仮組立状況

Fig. 5.7 Temporary assembling of spiral casing at the factory.

なっており、アームピンには弱点部を設けている。

図 5.8 は工場組立において、下カバー上にガイドベーンを組立てている現状を示している。

### 5.4 主軸および主軸受

主軸は鍛鋼製で中空とし、内部にランナ操作ロッドを通し、主軸パッキンに接する部分には13クロムステンレス鋼のスリーブを付けている。図 5.9 は完成した主軸を示す。

主軸受は筒形でグリス潤滑水中式を採用した。カプラン水車の主軸受は多く放水面以下にはいるため浸水のおそれがあり、運転上問題となることが多い。したがって主として保守上の便宜から水中軸受を採用した。この軸受はその上端および下端にパッキンをもち、その外側には冷却水水圧がかかっており、内部のグリス圧により軸受面には汚水がはいり込まない構造とした。なお上部水室と下部水室にはラビリンスを設け、冷却水の流出、汚水の流入を防止している。

グリスはアキエムレータを有する自動グリス供給方式を採用し、常用、予備を設けている。

図 5.10 は主軸受を示す。

### 5.5 停止時漏水防止装置

上述のように軸受部はつねに放水面下にあるのでその



図 5.8 ガイドベーン工場組立状況

Fig. 5.8 Factory assembling of guide vanes.

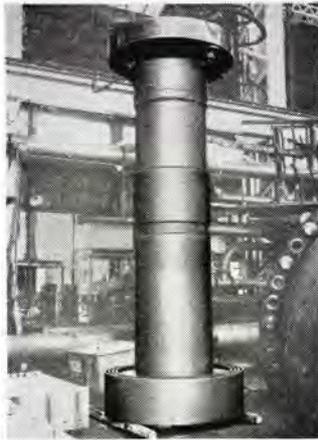


図 5.9 工場完成した主軸  
Fig. 5.9 Completed main shaft.



図 5.10 主軸受  
Fig. 5.10 Main guide bearing.

分解には放水路門トビラをおろす必要がある。しかし、その操作および排水がやっかいであるので、別に主軸下部フランジ部に漏水防止装置を設けている。これは停止時に放水路の水が軸受部分にはいり込むのも防止する。すなわち内側上カバー下部のフランジカバー部にゴムチューブをつけ、ゴムチューブ中に圧縮空気を送入して、ゴムチューブを主軸フランジカバーに押しつけるようにしている。

#### 5.6 上下カバーおよびディスチャージリング

上下カバーはいずれも鋳鉄製で、上カバーは外側と内側とに分けそれぞれ二つ割としている。外側上カバーおよび下カバーには13クロムステンレス鋼製のシートライナを取付けている。

ディスチャージリングは上側と下側に分け、それぞれ二つ割で、いずれも13クロムステンレス鋳鋼製で全球面形とし、分解組立に便利なように特殊のつり上げ装置をつけている。

図 5.11 は上下逆において、下カバー、ディスチャージリングを仮組立し、ランナを納めた状態を示す。

#### 5.7 ガイドベーンサーボモータ

ガイドベーンサーボモータは2個に分割した復動式のもので、発電機バルブ外側に設置している。シリンダ内径は640 mm、

ストロークは690 mm という大形のもので、シリンダは鋳鉄製、シリンダカバーおよびピストンは鋳鋼製としピストンリングはつけていない。バルブ貫通穴のライナおよびシリンダの基礎として長さ約5 mの支持管をつけ、別に基礎に連絡する台を設けた。図 5.12 は組立てられたガイドベーンサーボモータを示す。

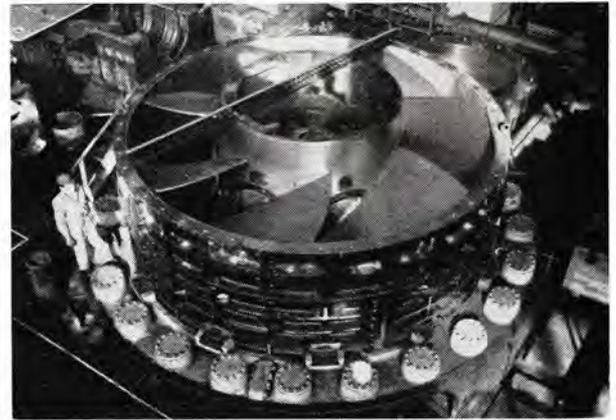


図 5.11 下カバーおよびディスチャージリングの仮組立状況  
Fig. 5.11 Temporary assembling of bottomring and discharge ring.

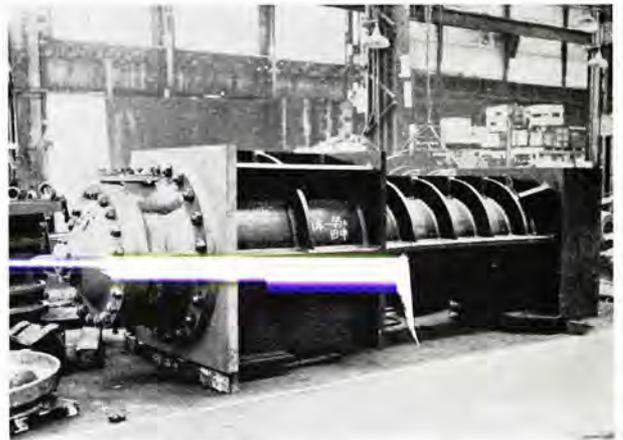


図 5.12 ガイドベーンサーボモータ  
Fig. 5.12 Guide vane servomotor.



図 5.13 吸出量ライナ工場組立状況  
Fig. 5.13 Factory assembling of draft tube liner.

### 5.8 吸出管ライナ

吸出管はエルボ形でランナ出口より屈曲部の終端まで鋼板製ライナを施している。ライナは現場にてはフランジによりボルトで組立て、漏止溶接をほどこした。図 5.13 は工場組立中の吸出管ライナを示す。

## 6. 調 速 機

調速機は、三菱神戸キャビネット形電気式調速機を採用し、系統周波数制御に万全を期している。本機の標準回路については、本誌の関西電力読書第二発電所 78,000 kW フランス水車の紹介<sup>(2)</sup>で述べたので、ここでは省略するが、この発電所は水車が2台であるので、ジョイントオペレーションができるようにしてある。この運転方式はすでに数発電所において実施し、いずれも好調に運転されているものである。

この発電所の調速機としてもっとも特筆すべき点は、ランナベーン の制御も電気式としたことで、これはわが国はもちろん世界でもまったく例を見ない画期的な制御方式である。これによって、ガイドベーン開度に対するランナベーン

の追従精度ならびに速応性を高めて、カプラ水車としてつねに高い効率で運転しながら、調速機として正確な系統周波数制御を行なうことができる。また水位変動に対する高能率運転も電気式連続制御としており、数多くの特長があるので、別稿の「ランナベーン開度自動調整装置」にて詳細に説明をする。

ガイドベーン および ランナベーン用配圧弁は、ケーシングを一体鋳造として、アクチュエータとともに、図 6.1 に示す調速機盤に収められているが、国内最大容量のカプラ水車に

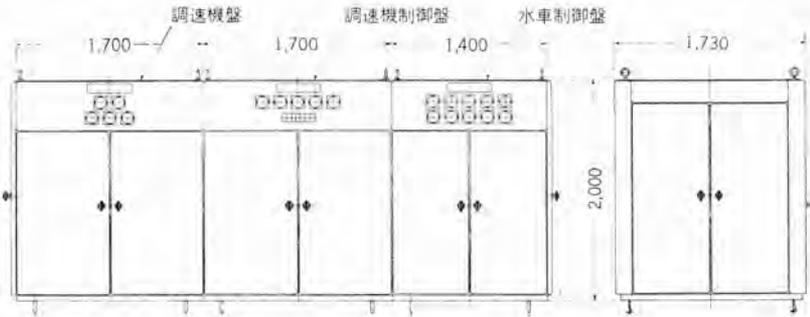


図 6.1 調速機および水車制御盤外形図

Fig. 6.1 Governor and water-turbine control cabinet.

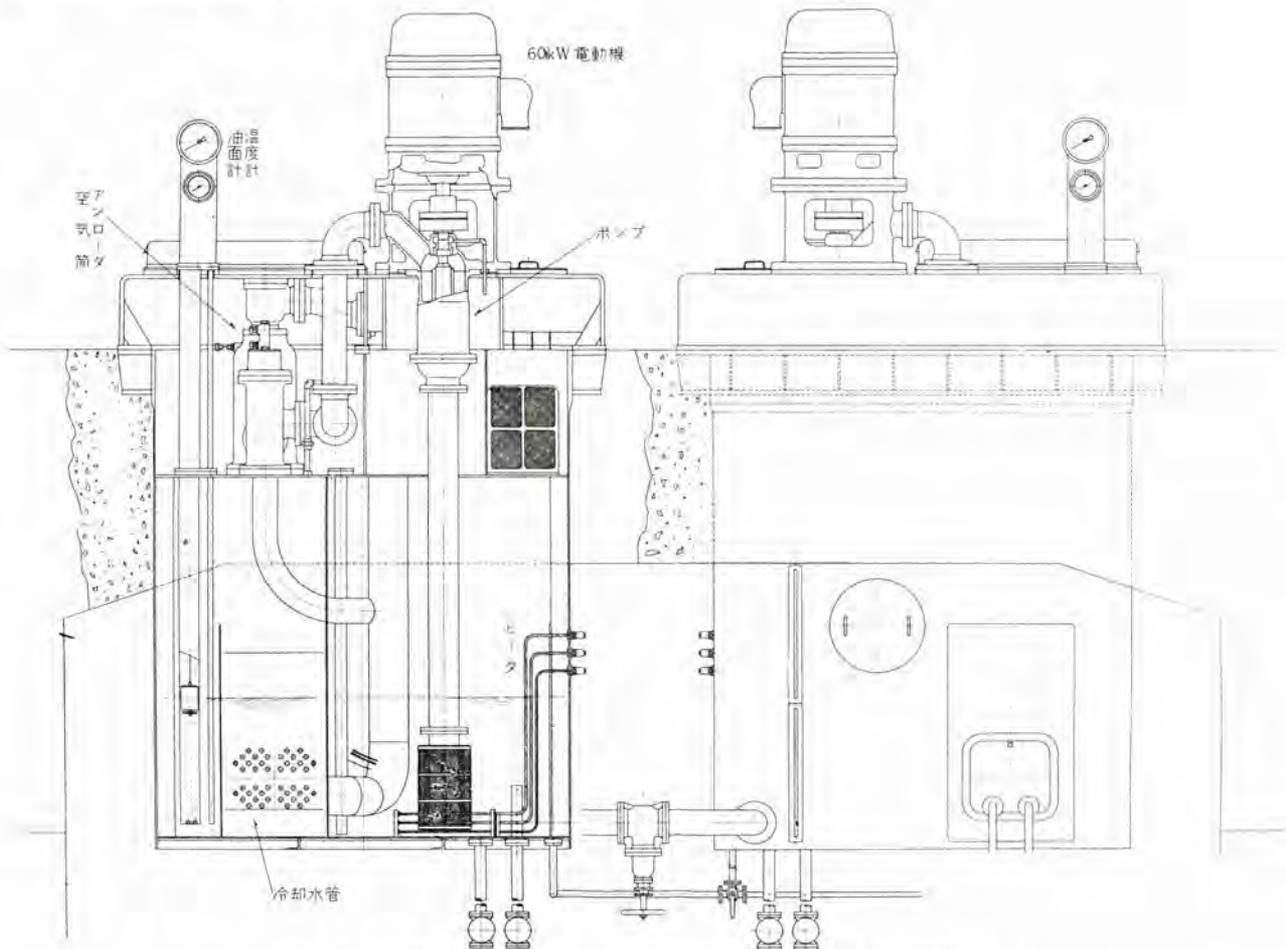


図 7.1 圧油ポンプセット

Fig. 7.1 Pressure oil pumping set.

相応して、非常に大形のものである。これらはいずれも、工場において大形の仮サーボモータを用いて速度特性試験を実施し、高性能調速機の重要な因子となるラップを綿密に計測した上納入されている。

## 7. 圧油装置

圧油装置は、単位式で60 kWの電動機に直結されたスクリュウポンプを2台設備されたM-M方式である。ポンプは立軸で、ガイドベーンサーボモータ、ランバベーンサーボモータとも大容量であるため、図7.1に示すように独立した2個の集油タンクを水車室の床より下につり下げた形で設置し、アッローダ、安全弁、圧油タンク油面調整装置などは、それぞれの集油タンクの上部空間内に配置し、完全密閉形となっている。

ポンプのローディング、アッローディングの時間および回数は、油圧継電器(63 QV)を用いて、配電盤へ自動記録し、運転状態の監視を便にした。

2個の集油タンクは、そこへ導かれる排水を弁により切換えることによって、水車運転中でも内部点検やストレーナの掃除が可能であり、油冷却管と冬期の温度低下を考慮してヒータを設備している。

## 8. 運転制御装置

制御方式は、一人制御式で配電盤上の開閉器で操作され、また機械室の水車制御盤で手動操作もできる。水車制御盤は、図6.1に示すように調速機制御盤と並べて設置され、内部には自動操作の電磁弁、油圧継電器などが納められており、盤面には水圧計、連成計、油圧計、軸受温度計などが取付けられている。

図8.1は水車自動操作系統図で、水車起動は、電磁弁(20 QS)が動作して圧油阻止弁が開き、電磁弁(65 S)が動作して、ガイドベーンサーボモータ鎖錠がはずれ、調速機

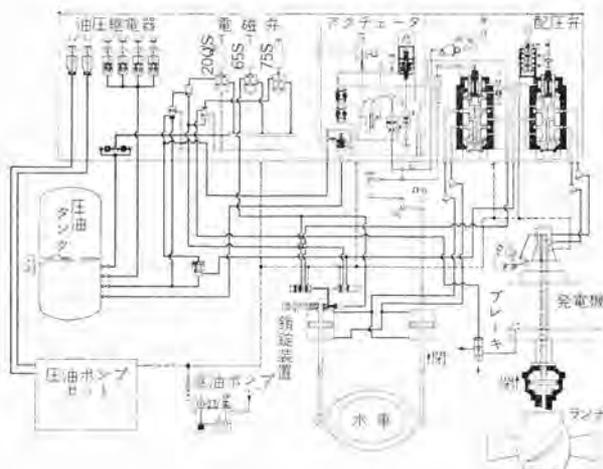


図 8.1 水車自動操作系統図

Fig. 8.1 Diagram of water turbine automatic control system.

配圧弁を生かして起動態勢となる。これらと、電磁弁(75 S)を含む制動系統とは、補助弁によって、機械的なインターロックを持たせているが、全体としては、簡便で確実な操作系統となっている。

## 9. 給排水装置

発電機の空気冷却器、水車発電機の各軸受、集油タンクなどに供給する冷却水は、水圧鉄管から分岐し、自動ストレーナを通して取水している。

自動ストレーナは、ワシ形回転式を採用し、タイマで、スクリーン回転用電動機と電磁弁(20 SS<sub>1</sub>, 20 SS<sub>2</sub>)を動作させて、ゴミを自動的に放出している。

吸出管排水ポンプには、いかなる条件でも完全排水ができるように真空ポンプが別置されている。この発電所一帯はわが国有数の多雪地域であるので、とくにこの排水ポンプの排水を利用して屋外の流雪用配管が施されている。

図9.1は給排水系統を示す。

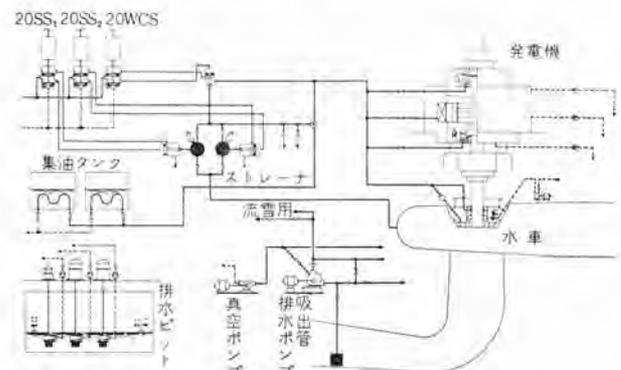


図 9.1 給排水系統図

Fig. 9.1 Feed water and drainage system diagram.

## 10. むすび

以上滝発電所用水車についてその概要を紹介したが、工場における詳細な性能試験、強度試験、水圧試験などを経て完成し、目下据付けを完了し、調整運転にはいろいろとしており、好調に運転を開始することを期待している。

終わりに水車の設計製作について種々ご指導、ご鞭撻をいただいた電源開発株式会社の関係者の皆様方に心から敬意と謝意を申し上げる次第である。

### 参考文献

- (1) 佐藤・森：中国電力川口発電所納め30,300 kW 立軸フランシス水車、「三菱電機」, 35, No. 2, P. 2 (昭 36).
- (2) 福田：電源開発株式会社十津川第一発電所用水車、「三菱電機」, 35, No. 4 P. 104 (昭 36).
- (3) 佐藤・安藤：関西電力読書第二発電所78,000 kW 立軸フランシス水車、「三菱電機」, 35, No. 5, P. 2 (昭 36).

# 電源開発株式会社 滝発電所納め 50,000 kVA 水車発電機、 運転制御装置および配電盤設備

神戸製作所 井 関 巖\*・田 附 和 夫\*\*・梅 名 茂 男\*\*

## 50,000 kVA Water Wheel Generators, Control Equipment and Switchboards for Taki Power Station of The Electric Power Development Company

Kobe Works Iwao IZEKI・Kazuo TAZUKE・Shigeo UМЕНA

To Taki power station of Electric Power Development have been delivered 50,000 kVA water wheel generators by Mitsubishi. They are directly coupled with 50,000 kW Kaplan turbines, the largest in this country. Among a number of features the most outstanding is their construction of semi-umbrella type, which has a guide bearing on top of the rotor to increase the stability of a rotating part in addition to the specific structure of the umbrella type. Another talking point is a epochally large sized thrust bearing provided with a beam type support and a viscosity pump which are of unique design of the company.

### 1. ま え が き

当社ではフランス水車に直結する大形水車発電機としては、さきに電源開発田子倉発電所納め 105,000 kVA を製作し、引続いて関西電力読書第二発電所用として、80,000 kVA を納入し、いずれも期待どおりの好成績で運転を続けており、立形大形機に対する貴重な経験と実績を得た。さらに横形ペルトン水車に直結する記録的大容量発電機として、さきに台湾電力竜潭発電所向けの 62,000/54,000 kVA を納入し、目下さらにベトナム・ダム発電所向けとして 45,000 kVA を製作中である。

今回はまた滝発電所向けとして水車発電機、配電盤その他運転制御装置 1 式を製作し、すでに工場試験を完了し現地における据付けも順調に進み好調に運転を行なっている。



図 1.1 発電所外観  
Fig. 1.1 View of power station.



図 1.2 建設中の発電機  
Fig. 1.2 50,000 kVA Generators under construction.

この発電所はわが国最大容量の 50,000 kW の Kaplan 水車が設置されるのでこれと結合する発電機には特有の条件が加えられている。一般的にみて Kaplan 水車に直結する発電機では同一定格の他種水車に結合するものと比較して、水車の要求するハズミ車効果 ( $GD^2$ ) が大きいこと、無拘束速度が高いこと、水車翼によって生ずる水圧推力が巨大である、などがあげられる。そしてこれらはいずれも発電機の構造に決定的な影響をもつ要素である。

水車発電機の単機出力が増大した昨今では単に 50,000 kVA 150 rpm の水車発電機といえはすでに特筆するに足る特色はないであろうと考えられる。しかしながらカブラ水車に直結する場合にはかずかずの特長が付随するもので、一例をあげればこの発電機の推力軸受荷重は前記田子倉発電所納め 105,000 kVA をしのぐものであり、当社としても空前の超大形推力軸受を製作した次第である。工場試験その他のデータから本機の内容について紹介する次第である。

## 2. 発電機の仕様

### (1) 発電機

形式	半カサ形	回転界磁	閉鎖風道循環形 (空気冷却器付)
定格	出力	50,000 kVA	
	電圧	11,000 V	
	電流	2,630 A	
	力率	90 %	
	周波数	50 c/s	
	回転速度	150 rpm	
	極数	40	
	短絡比	1.1 以上 (保証値)	
	ハミ車効果	5,700 t·m <sup>3</sup> (保証値)	
	無拘束速度	355 rpm (保証値)	

### (2) 励磁機

#### 主励磁機

形式	立軸開放形	他励	補償巻線付
定格	出力	320 kW	
	電圧	330 V	
	電流	970 A	
	極数	10	

#### 副励磁機

形式	立軸開放形	分巻
定格	出力	15 kW
	電圧	110 V
	電流	137 A
	極数	10

### (3) 電気ガバナ電源用永久磁石発電機

形式	立軸開放形	回転界磁
定格	出力	1.5 kVA
	電圧	110 V
	周波数	50 c/s
	極数	40

なおこのほか自動電圧調整器には磁気増幅器を使用しその電源として誘導電動機駆動の高周波発電機 6 kVA 220 V 400 c/s 3,000 rpm を使用している。

## 3. 発電機の構造

### 3.1 半カサ形構造

当社とカサ形機の関係はきわめて古く、国産第1号機

電源開発株式会社滝発電所納め 50,000 kVA 水車発電機、運転制御装置および配電盤設備・井関・田附・梅名

に始まって最大容量カサ形機に至るまで一貫してカサ形構造の研究と改良に努力してきた。本機も 50,000 kVA 150 rpm という定格から受ける感は、当然上部に案内軸受を省略した純カサ形を連想させるものであり、事実フランス水車に結合する発電機であるならばカサ形を採用することは容易であろうと考えられる。しかしながらカブラ水車に直結しているために、水車ランナによる推力荷重が発電機回転部重量の2.5倍以上に達するという巨大な荷重のために発電機の他部分と釣合いの取れないほどの大きさの推力軸受を必要とするため、安定の低下をきたし、図3.1に示すようないわゆる半カサ形構造とし、回転子上部に案内軸受を追加している。

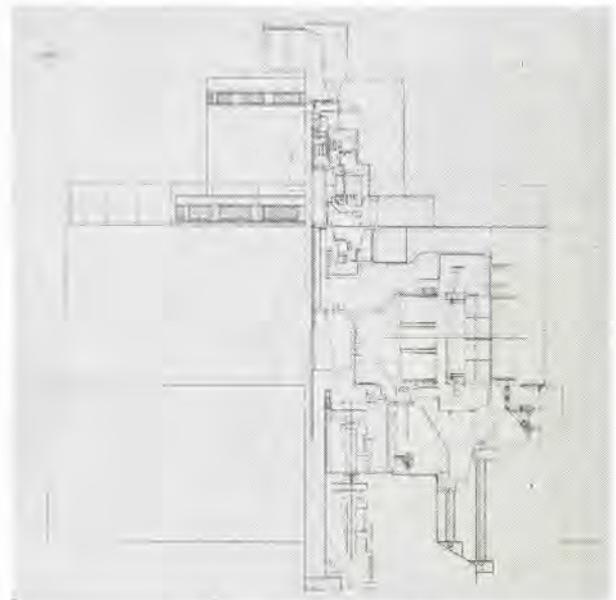


図 3.1 発電機の断面図

Fig. 3.1 Sectional view of the generator.

半カサ形構造の発電機は案内軸受を上下2組設置しているため軸受個数からみれば普通形構造のものと同一となるので、普通形と大差がないものと誤解される向きもあるが半カサ形にはなお次のような利点がある。

まず半カサ形では推力軸受を回転子下部に設置しているので巨大な推力荷重は下部ブラケットを経て直接基礎に伝えられる。普通形では上部ブラケットから固定子ワックを経て基礎に伝達されるので、支持を強固にするためには上部ブラケットと固定子ワックの両者を補強しなければならない。一方半カサ形では下部ブラケット単独である上、両者のスパンに大幅の差があるため下部ブラケットの補強はきわめて容易でありかつ経済的である。推力軸受を回転子下部に設置する利点として上に述べた以外に推力軸受の分解あるいは点検を行なう場合に発電機の他の部分を分解することなく単独に実施することができることであり、さらに後に述べるように推力荷重の指示装置を設けることが容易となることである。

このほか主軸は下部主軸、スパイダ、上部主軸と3分割としているので据付けの際には回転子を除外して、固定

子、下部ブラケット、下部主軸だけで心出し作業・推力軸受の調整が可能であり、振れ見その他の作業もきわめて容易となる。さらに回転子つり込みの際には主軸と分割できるので起重機のつり上げ高さを短縮することができる。

### 3.2 固定子

固定子ワックは軟鋼板溶接構造のもので図3.2でみるように外周は16角形で、輸送の便を考慮して4個に分割することができる。固定子ワックの内周には鉄心積みの際の案内となり、また鉄心締付けを兼ねている両ネジボルトが溶接されている。この締付ボルトと分割された固定子ワック相互間の結合ボルトの強度ならびに構造の良否は、長期運転後の鉄心のゆるみ、振動あるいは騒音の発生に重大な影響を与えるものであり、同時に短絡その他事故に

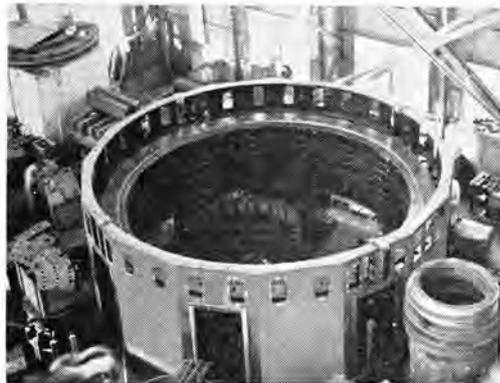


図 3.2 鉄心を積み終わった固定子  
Fig. 3.2 Stator frame with core.

よって発生する異常トルクに耐えなければならないので、十分な強度を要求されるものである。

固定子鉄心はT級の高級ケイ素鋼板を使用し、扇形に打ち抜いた後さらにヒズミとり焼損をした上表面に絶縁処理を行なって、できる限り損失の軽減を計っている。成層した鉄心の間に適当な間隔に通風ダクトを設け、両端部には非磁性金属の端板を使用し前記両ネジボルトによって強固に締付けている。

固定子コイルは1回巻きのハーフコイルを製作し両端で接続している。導体を構成する多くの素線は二重ガラス巻平角銅線を使用し、各素線は固定子鉄心溝内で完全な転位を行ない漂遊損の減少をはかっている。コイル絶縁はマイカテープを主体としてこれに当社独得のダイヤレジンを含浸させた完全B種絶縁である。申すまでもなく当社では業界に率先して合成樹脂を主体とした新絶縁方式を採用したが、今日までの輝かしい実績が顧客の好評を博し、ほとんどアスファルト系コンパウンド絶縁を追放するに至ったが、その後もさらに改良に不断の努力を続けた結果絶縁耐力はもちろんのこと熱的にも機械的にもきわめてすぐれた品質を確保している。

結線は二並列波巻を採用しているが、これは重ね巻とするよりもコイルの接続を簡略にすることができるので、作業は簡単になり資材もそれだけ節減できるためである。

### 3.3 回転子

回転子は水車の無拘束速度 355 rpm (定格速度の 237%) においても十分安全に耐えるように計画している。

図3.3はつり込み中の回転子を示している。

スパイダルムは扇形片成層形で1円周8セグメントで構成している。材料は3.2mmの高抗張力鋼板を使用して扇形に打ち抜き後1層ごとに1極ずつ、づらせて積重ね、リーマボルトによって一体に締付けている。整形を終わり環状となったスパイダルムは加熱膨張させた後ボスをそう入し、コッターによって必要な圧力を保たせる。

スパイダボスは図3.4に示すように、すべて鋼板溶接構造を採用し軽量でしかも強固な信頼度の高い構造としている。

主軸は上部とスパイダボスおよび下部の3分割でおおのフレンジによって結合されている。したがって分解あるいは組立ての際にはおおの分割して起重機つり上げ高さを節減することができ、機械加工あるいは軸振れ検査の場合には回転子に関係なく結合することができる。

磁極鉄心は1.6mmの鋼板を使用した成層形で両端面に鋳鋼製端板を当てて、ボルトで一体に締付けた後、ダブテールによってスパイダに取付けている。磁極頭部には制動巻線を備え両端の短絡片にロウ付されている。短絡片はきわめて機械的強度の高い材料を使用し、上面は制動

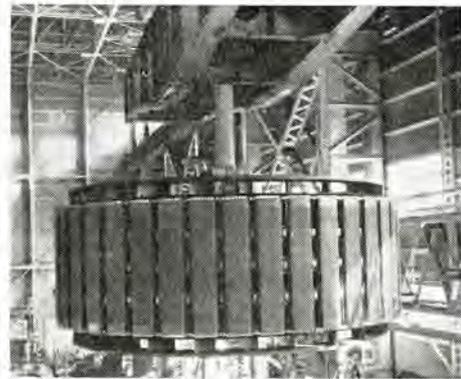


図 3.3 完成した回転子  
Fig. 3.3 Rotor completely assembled.

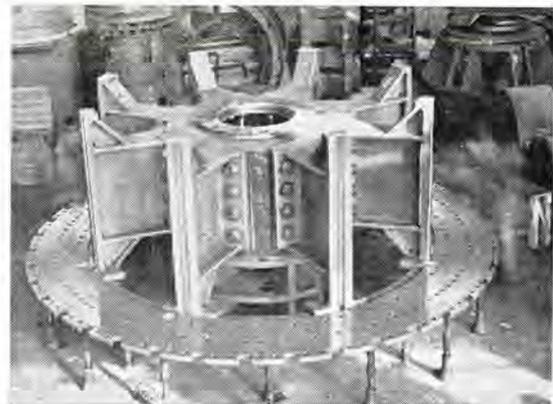


図 3.4 スパイダボスとリム  
Fig. 3.4 Spider spoke and rim.

巻線をロウ付し、下面は磁極端板にはめ合わされ熱的にも機械的にも強固な構造となっている。

界磁コイルは平角銅線を平打巻したもので、層間絶縁にはアスベストを対地絶縁には可撓マイカおよびアスベストを使用している。コイル絶縁と上下鉄心間には絶縁ワッシャをはさみ、さらに下面にはスプリングをそう入して絶縁の完全を期している。

### 3.4 推力軸受および案内軸受

下ブラケット中心部の油そう内に推力軸受、案内軸受および油冷却器を設けた油自蔵式構造で、その構成を図3.6に示す。

推力軸受はキングスベリ形で田子倉発電所のものよりさらに大きく、当社製の最大のものである。回転盤は二つ割で主軸上端のフラジ下面に結合され、扇形スベリ金は当社独特の4線ビームによって支持される。4線ビームは荷重および熱によるスベリ金の変形をコントロールし、運転中の種々の条件に対してしゅう動面を適当な形にする目的のもので、従来の経験により良好な成績を収めている。この支持ビームの下方に荷重調整装置<sup>(1)</sup>を備え、その内部の圧縮管のたわみ量をダイヤルゲージで読みとって、油そう外部から各スベリ金の荷重分担を均一に調整し、同時に軸受荷重の測定が可能である。本機はピーク負荷に対して起動停止回数も多く、また起動時の水圧推力もはなはだ大きいので、起動時には外部の高圧ポンプによりスベリ金のしゅう動面に圧油を供給し、油膜形成後に



図 3.5 下部ブラケット  
Fig. 3.5 Lower bracket.

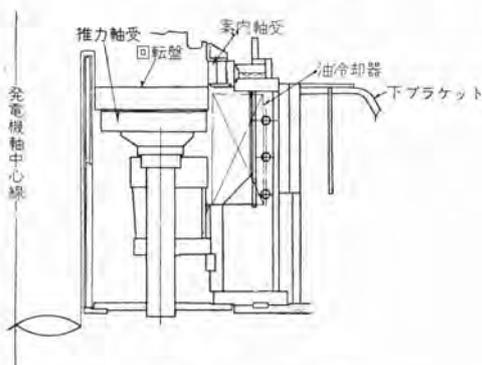


図 3.6 推力軸受部分  
Fig. 3.6 Thrust bearing assembly.

水車を起動するオイルリフト方式を採用した。また昇降装置をとりつけることによってスベリ金、支持および調整装置、台盤などを一体として油そうの下方にとり出すことのできる構造とし、軸受の点検や分解組立の便宜をはかっている。

案内軸受はセグメント形で主軸上部のフラジ外周に配置し、しゅう動面への油の流入を容易にするため偏心支持とした。

推力軸受内径側の油ゼキの構造が不適當の場合はこの部分から空気を吸いこみアワだちの原因となるが、案内軸受部分もアワだちの点から慎重な考慮が必要である。すなわち油面に配置されたセグメントは、軸の回転に伴う油の流れに攪乱を与えたり空気を吸いこむ作用により油をアワだたせ、とくに高速になるほどアワだちが顕著になる。この種の軸受でアワだちが激しいと油は乳濁して体積を増加し、油そう内外周上方から油洩れをひきおこす。さらにアワの多い油は推力軸受しゅう動面において粘度の低い油と同等と考えられ、油膜がうすくなって焼損の危険を増すし、またアワが冷却器の表面をおおうと冷却効果の低下、したがって軸受温度の上昇の原因となる。このような有害なアワの防止のため本機は油ゼキ部分だけでなく案内軸受部分にも独特の油泡防止装置を設けた。後者は軸の回転と油の粘性を利用した粘性ポンプ方式によって、案内軸受をとりかこむ密閉部分に油をおしこんでこの部分を油で満たし、その上部のシールリングと軸とのすきまから油を流出させるようにしたものである。この装置の有無によるアワだち状態の顕著な差はすでに確認されているところであるが、本機の工場試験においても油泡の発生はほとんど見られず、予期どおりの効果をあげることができた。

推力軸受、案内軸受その他の熱損失の吸収のため油そう内に設けた油冷却器は、アイトロン・ハイフィンチューブを使用して冷却効果をあげ、油そう寸法をきりつめている。



図 3.7 推力軸受  
Fig. 3.7 Thrust bearing.

工場ヒートランでは入口水温 18°C に対して推力軸受、案内軸受とも 52°C であり、現地での温度はちょうど適温と推定される。またしゅう動面の開放点検結果もきわめて良好な状態であった。

### 3.5 その他

上部ブラケットは固定子ウツ上部に設置され励磁機その他の固定部と上部案内軸受を支持するもので、輸送の便を考えて腕は全部分割できる。下部ブラケットは推力軸受および下部案内軸受を支持するもので、回転部重量のほか水車ランナの全推力を支持するためきわめて強固の構造となっている。図 3.5 に示しているように軸受の油そを形成する円筒部と基礎との接続部である足部とから成り、円筒部の内周には潤滑油冷却器を配置している。各足の頂部にはブレーキおよびシャッキを設置する。油その上部あるいは上部カバーと主軸回転部から油霧漏れについてはとくに入念な注意をはらっている。すなわち上部カバーの合せ目には耐油性ゴムパッキングをそ入するとともに回転子のファン圧を導いて空気パッキングによって完全に油霧をシャ断している。

## 4. 試験成績

工場において組立ての上詳細な試験を実施したがおもな特性は次のとおりである。

図 4.1 は無負荷における線間および相間電圧の波形と電流波形を示し、図 4.2 は効率および損失曲線を示している。各種リアクタンスおよび時定数は表 4.1 に記録のとおりである。

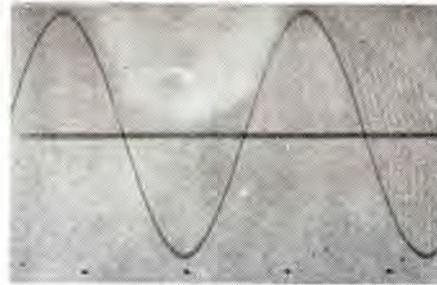
表 4.1 リアクタンス および時定数

直軸同期リアクタンス	$X_d$	96.5 %
直軸過渡リアクタンス	$X'_d$	32.2 %
直軸次過渡リアクタンス	$X''_d$	19.9 %
横軸次過渡リアクタンス	$X''_q$	21.1 %
逆相リアクタンス	$X_2$	20.5 %
零相リアクタンス	$X_0$	14.7 %
短絡次過渡時定数	$T''_d$	0.028 sec
短絡過渡時定数	$T'_d$	1.84 sec
開路過渡時定数	$T''_{d0}$	8.25 sec

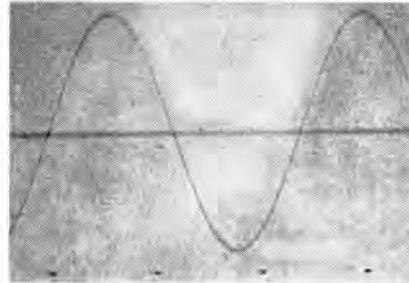
図 4.3 は三相短絡曲線を、図 4.4 は励磁機単独の速度、電圧上昇率および頂上電圧を示している。その他短絡比は 1.295、電圧変動率は定格力率で 23.2% といずれも保証値を上回る好成績であった。

## 5. 回路方式

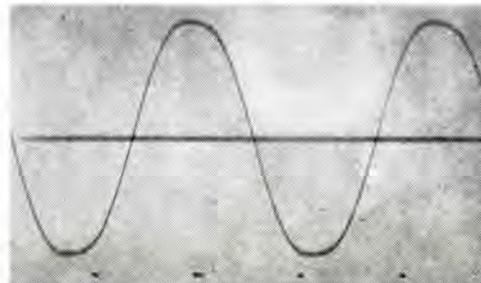
図 5.1 はこの発電所の単線接続図である。発電所主回路は超高压屋外変電設備と、11 kV および 3.3 kV キュービクルの 3 群にまとめてある。11 kV キュービクルは発電機用シャ断器、断路器、サージアラブパ、および乾式所内変圧器を収納したもので、屋外主変圧器、ならびに発電機との接続には離相母線を使用してある。3.3 kV キュービクルは所内変圧器からの受電回路、配電線、および動力用変



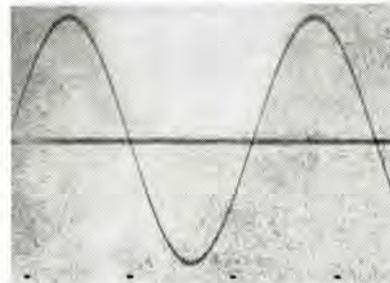
50,000 kVA ACG 線間電圧波形 (11,000 V) 波形歪み率 1.17 %



50,000 kVA ACG 電流波形 (2,630 A) 波形歪み率 1.15 %



50,000 kVA ACG 相電圧波形 (11,000/√3 V) 波形歪み率 5.75 %



PMG 線間電圧波形 (1213 V) (U-V) 波形歪み率 2.32 %

図 4.1 電圧および電流波形

Fig. 4.1 Wave forms of voltage and current.

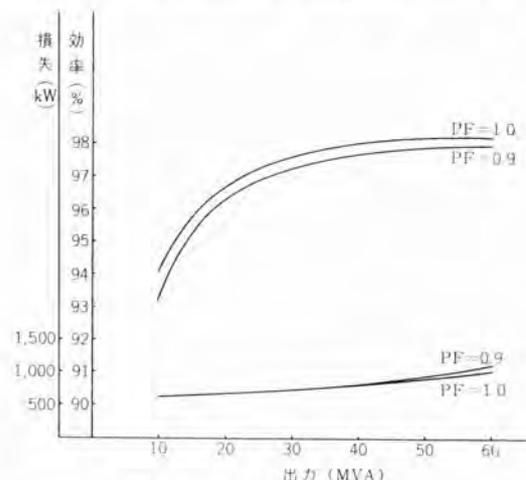


図 4.2 効率および損失曲線

Fig. 4.2 Loss and efficiency curves.

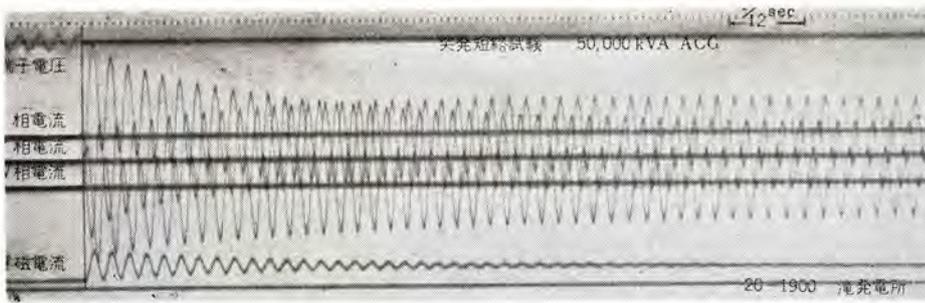


図 4.3 三相突発短絡電流波形  
Fig. 4.3 Oscillogram of three phase sudden short-circuit current.

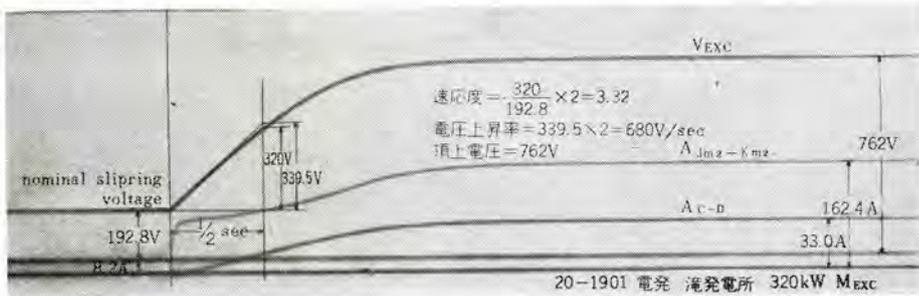


図 4.4 励磁機電圧上昇曲線  
Fig. 4.4 Oscillogram of building-up ratio of the main exciter.

圧器 2 台と 200 V 主シヤ断器 4 台とをまとめたもので、所内変圧器とは密閉母線で、非常用ディーゼル発電機とはケーブルで接続してある。所内低圧動力回路は簡易キュービクル形式のノーヒューズ盤として低圧キュービクル室に別置した。

水	形式	立テ軸カプラン
	最大落差	37.3 m
	最大水量	150 m <sup>3</sup> /sec
	最大出力	50,100 kW
車	基準落差	35 m
発電機	形式	立テ軸交流同期
	回転数	150 rpm (50 c/s)
	電圧	11,000 V
	容量	50,000 kVA
主変圧器	形式	屋外三相
	冷却方式	送油風冷
	電圧	10.5/287.5-275-262.5 kV
	容量	100,000 kVA

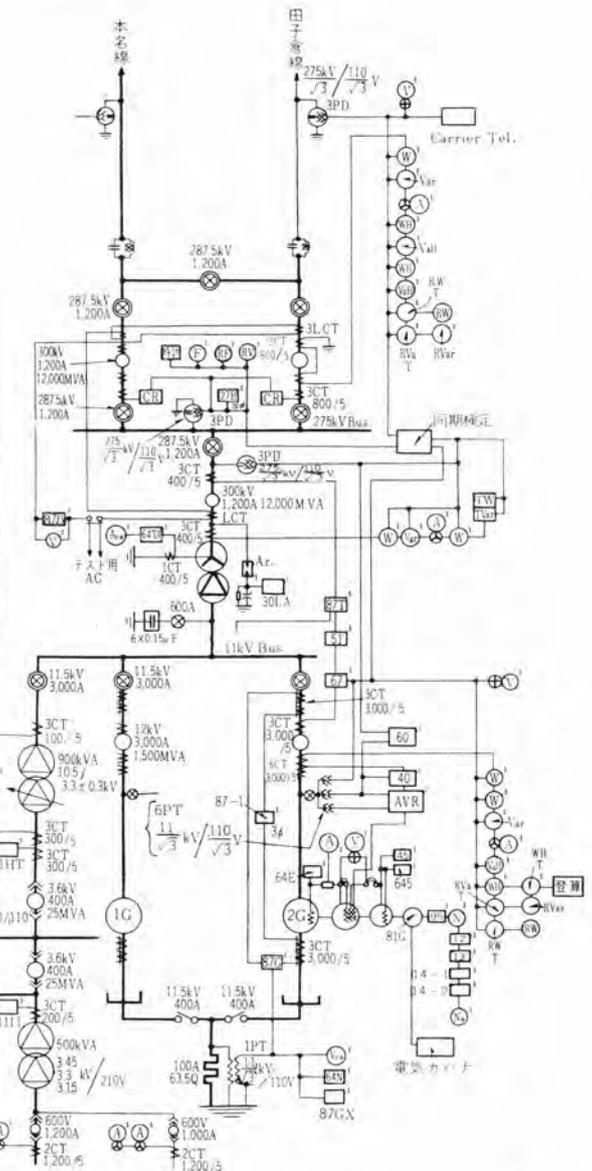


図 5.1  
単線接続図  
Fig. 5.1  
Skeleton diagram of Taki power station.

## 6. 運転制御装置

### 6.1 調速機

調速機は新三菱重工業と協同して電子管式ガバナを製作納入した。この発電所は田子倉発電所の放流を調節するために設けられたものであるから、この発電所からの放流、すなわち、水車の使用流量を限定した運転方式をとることが必要である。一方、系統の周波数維持の見地からは、発電機出力を系統周波数の変動に応じて増減させるいわゆるガバナ・フリー運転が要求されるので、当然、水車の使用流量は周波数変動に左右されて変動する。このような相反する二つの要求を満足するため、この発電所の調速機には、速度垂下特性を図6.1の折線のように

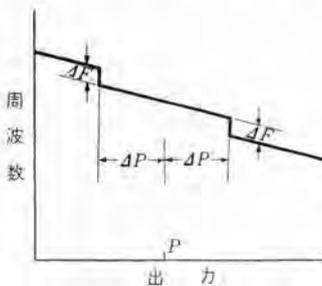


図 6.1 速度垂下特性  
Fig. 6.1 Permanent speed-drop characteristics.

変更できる装置を付加した。調速機特性を図示のように変更すれば、通常の周波数変動に対しては、設定値  $P$  を中心に  $\pm \Delta P$  に相当する許容出力変動範囲内でガバナ・フリー運転を行ない、水車使用流量は  $P \pm \Delta P$  に対応する量に限定し、周波数変動が大きいときには自然に流量制限を解除した運転に移すことができる。この折線特性は  $\Delta P$  を 10~100%、 $\Delta f$  を 0~0.3 サイクルの範囲内で設定できるようになっている。

### 6.2 ランナ調整装置

カプラン水車のランナ羽根は、水車流量に応じて、水車効率が最高となるよう調整されるもので、従来は、ガイドベーン・サーボモータ行程に応動するカムにより機械的連結機構を経て制御されていたものである。今回、当社は、この開度調整を電気的に行なう方式を開発し、この発電所に実施した。これは、わが国では、はじめてのものであって、その内容については別項に詳しく紹介されているから省略するが、制御信号が機械的変位量でなく、電気量に変換されているために、落差変動によりランナ開度を補正する高能率運転、水車速度上昇時にランナ開度を制御する過速度防止など、その他、種々の有効な制御を簡単に行なうことができ、将来が期待されるものである。

### 6.3 自動電圧調整器

自動電圧調整器は、400 サイクルの高周波発電機を電源とする3段の磁気増幅器形で、回路構成は従来のもと同様であるが、今回のものは、

- (1) 最小の増幅器容量で最大の電圧調整能力が得られるように、励磁機は自動分巻界磁形とした。

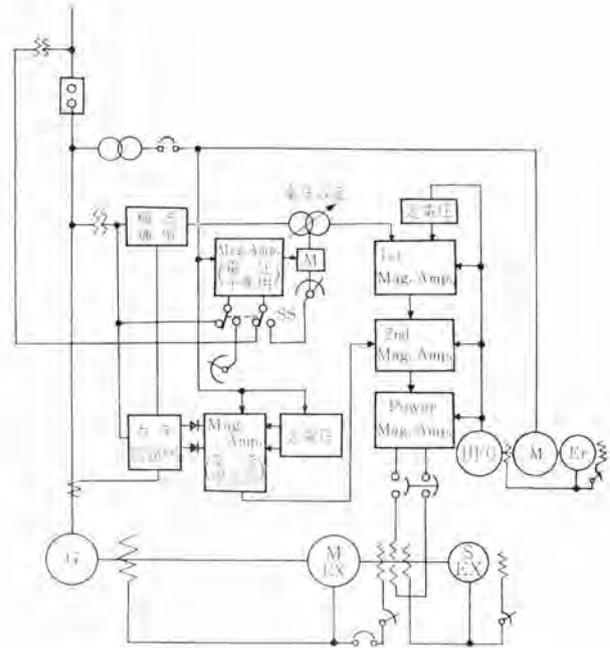


図 6.2 励磁系回路構成図  
Fig. 6.2 Skeleton diagram of excitation system.

- (2) 付属装置を静止形化した。

ことが特長である。図6.2は励磁系の回路構成図である。励磁機については、自動分巻界磁、制御界磁、安定界磁の各界磁巻線の巻数配分と時定数および励磁機制御に必要な増幅器容量との関係を解析し、所望の速度比を実現させるための経済的な増幅器容量と界磁の巻数とを一義的に決定することができた。付属装置としては、並列時の均圧装置、電流限定装置などがあるが、これらに対しても磁気増幅器を使用し、自動電圧調整装置全体が静止形となっている。並列時の均圧装置は、発電機電圧と、系統電圧との差電圧に応動する磁気増幅器を設け、これにより、電圧調整器の調整電圧設定用操作電動機を制御するもので、発電機並列後は、電圧設定変更に転用するようになっている。電流限定装置は、従来は、力率継電器と電流継電器との接点回路の組合せにより、発電機の過電流が消滅するよう、調整電圧の設定を変更させていたが、今回のものは、発電機電流が規定値を超過すれば動作し、しかも発電機電流の位相の進遅により出力電圧の極性が反転する装置を力率回路網、定電圧装置、および磁気増幅器の組合せで製作し、この装置により自動電圧調整装置の後段増幅器を制御するようになっている。

## 7. 配電盤

配電盤は、主盤、補助盤、監視機の3群で構成されている。主盤は、送電線2回線、主機2台、所内回路およびゲートの監視制御を行なう計器、器具類を取付けたもので、ベンチボード5面からなるものである。図7.1は主盤正面を示すもので、制御機の傾斜面はハンドルによりギヤ機構を経てきわめて軽く開閉ができるようになっている。

る。また、制御機の直立面はトビラ式とした。補助盤は垂直自立形両面盤で、正面は記録計盤、電灯盤、直流盤とし、裏面は保護継電器盤、自動制御盤、自動同期盤とした。図7.2は補助盤正面を、図7.3は裏面を示すものである。監視機は制御機と主任機とからなり、ジョイント・オペレーション用品、電話、交換用電鍵、図面巻取装置などを取付けてある。配電盤について特記すべきものを要約すればつぎのとおりである。

- (1) 送電線母線保護は空心変成器とLC形継電器との組合せによる高速度保護方式を採用した。
- (2) 故障の種類とその発生時刻を時・分・秒の単位

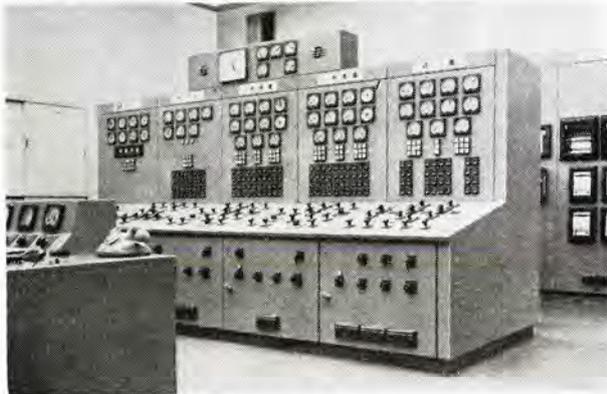


図 7.1 主 盤

Fig. 7.1 Front view of main control panel.

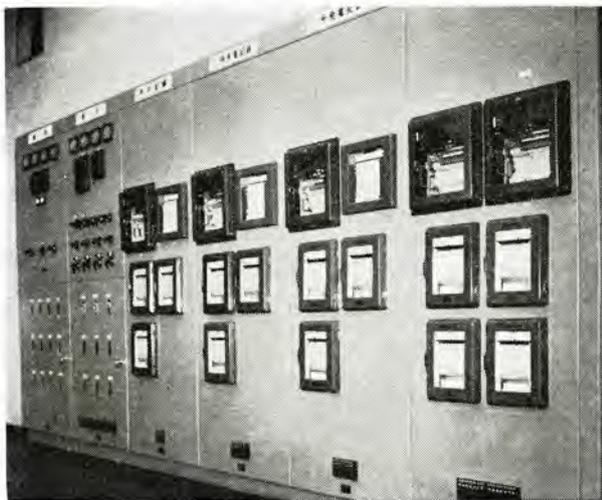


図 7.2 補助盤

Fig. 7.2 Auxiliary panel.

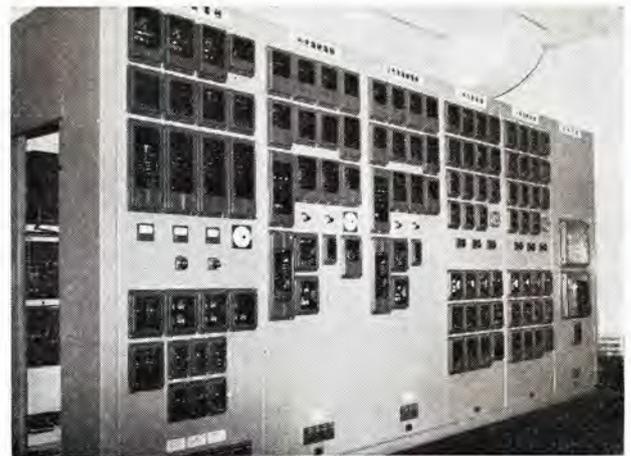


図 7.3 継電器盤

Fig. 7.3 Relay panel.

まで打点印字する故障記録計を設けた。

- (3) 補機運転記録計を設けて発電所の運転保守の参考とした。
- (4) ダム水位の計測はトランジスタを使用したデジタル方式を採用し、表示器は文字管式としたから可動部は水位応動部だけとなっている。
- (5) 電気時計は DC 24V 蓄電池を電源とし、水晶発振器とトランジスタとにより正確な AC 100V 50c/s を発生させる静止形とした。

## 8. む す び

以上、発電機、運転制御装置、配電盤の概要について記載したが、この発電所の機器に対しては、田子倉発電所、読書第二発電所など大容量発電機器の製作経験のうえに新しい構想を加えて設計製作にあたったもので、とくに、大形推力軸受に対する高圧ポンプの採用、自動電圧調整系の静止形化、水車ランナの電氣的制御など新しい方式については十分な検討を行ない、すぐれた特性をうることができた。今後はこの技術的成果を生かして一段と品質の向上をはかり、顧客の要望にそいたいと願っている。おわりにのぞみ、いろいろとご指導、ご尽力を賜った電源開発株式会社の各位に厚く感謝の意を表する次第である。

# 電源開発株式会社 滝発電所納めランナベーン開度自動調整装置

新三菱重工株式会社神戸造船所

安藤 錠 治\*

三菱電機株式会社神戸製作所

渡 辺 宏\*\*・長 沢 保 明\*\*

関 晃\*\*\*・平 山 博 朗\*\*\*

## Automatic Runner-Blade Regulators for Taki Power Station of The Electric Power Development Company

Mitsubishi Heavy-Industries, Reorganized, Limited.  
Kobe Shipyard and Engine Works

Jōji ANDO

Mitsubishi Electric Manufacturing Company,  
Kobe Works

Hiroshi WATANABE・Yasuaki NAGASAWA

Akira SEKI・Hiroo HIRAYAMA

Regulating method of the runner-blade opening in Kaplan water turbines has resorted to a mechanical link mechanism provided with a cam which is interlinked with guide vane operation, electric function being only confined to the change of a cam position in response to the change of the head. However, a new device developed by Mitsubishi is to regulate automatically the runner-blade opening with electric equipment according to the change of the guide vane opening and the head. This makes possible quick response of the turbine with high precision and capability of continuous control, thus resulting in simplicity in automatic operation system and highly efficient operation at all times.

### 1. ま え が き

当社はこのたび カプラ水車 のランナベーン開度自動調整装置を開発し、電源開発滝発電所に製作納入した。

このランナベーン開度自動調整装置は、水車のランナベーン開度をガイドベーン開度 および落差に応じて水車がつねに最高効率で運転されるように電気自動的に調整するものである。従来の機械的な制御方式とは異なり電気的な制御方式であるため速度が早く、精度が高く、かつ連続制御を行なうことができ、また水車の自動操作系統が簡単になるなど数多くの特長をもったものである。

つぎにこのランナベーン開度自動調整装置の概要、構造および動作、工場試験、および解析について詳細に述べることにする。

### 2. 概 要

従来のカプラ水車は、ランナベーンの開度を調整する方式として、ガイドベーンの開閉動作に連動するカムを設け、

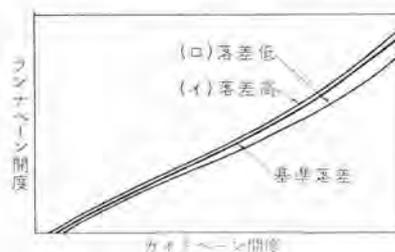


図 2.1 ガイドベーン開度とランナベーン開度との関係  
Fig. 2.1 Relation between guide vane and runner-blade opening.

それによってランナベーン用配圧弁を操作し、また変落差の発電所では、カムを立体カムとして図 2.1 に示すような特性を持たせるようにした。これらは皆機械的なリンク機構によって構成され、ただ立体カムの位置を落差の変化に対応して変位させる手段にだけ電気的な方式を取り入れていた。

しかるに、最近めざましい進歩を遂げている電気式調速機の特長として、速応性および感度が高く、また速度制御以外の外部からの制御信号が容易かつ連続的に導入できることは周知となっているが、このたび三菱(神戸)電気式調速機の豊富な製作実績を基として、上記特長を取り入れたまったく画期的なランナベーン開度自動調整装置を完成した。この装置を電気式調速機と組合せ使用すると、カプラ水車がそれ自体つねに最高効率を保持しながら、正確な周波数調整を行なうこととなり、わが国最大容量のカプラ水車が設置されたこの発電所にふさわしい装置である。

図 2.2 は、この装置の構成を示すもので、簡単に説明すると、電気式調速機のアクチュエータサーボモータに板カムを連動させ、それによってアクチュエータサーボ連動ポテンシオメータ 70 GR を操作し、ランナベーンに連動する復原用ポテンシオメータ 70-97-1 との間を生ずる差電圧を磁気増幅器に導入して、電力増幅を行なう。その出力電流を可動コイル 97 CR, 97 CL に導いて、ここで機械的な動きに変換し、そこから油圧のサーボ機構を用いてランナベーンを操作する。すなわちポテンシオメータ 70 GR によってランナベーンを開閉できるようにし、それを操作する板カムを図 2.1 の基準落差の場合の関係が満足されるように作成

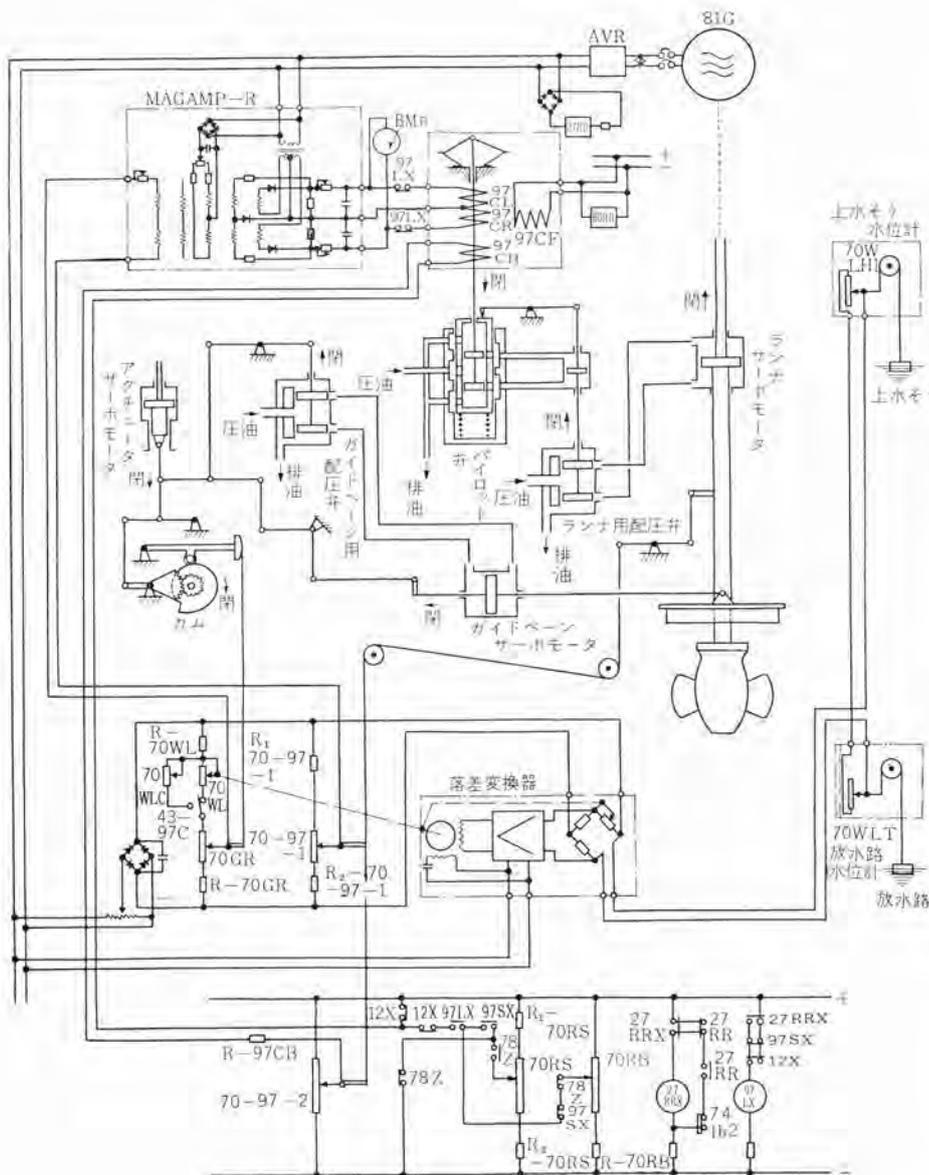


図 2.2 ランナベーン開度自動調整装置構成図

Fig. 2.2 Schematic drawing of automatic runner blade regulator.

する。

落差が変化した場合は、ポテンショメータ 70 GR に直列に接続された抵抗器 70 WL の抵抗値を水位と連動して変化させ、図 2.1 の (イ) また (ロ) のように、特性を電氣的にずらせて、落差変動に対する高能率運転を行なっている。

水車の起動時にランナベーンを開いて起動を容易にし、停止時に開いて制動効果を持たせる操作については、可動コイル 97 CB を設けて、直流回路だけでもランナを開閉できるようにし、その回路を継電器によって切換えて行なうようにした。

この装置の特長を従来の機械的な制御方式と比較して列挙すると次のとおりである。

(1) ランナベーンは、ガイドベーン開度と落差変動から得られる信号で、電氣的かつ連続的に制御されるので、ランナベーンの速応性ならびに動きの精度が非常に高い。

(2) 一般に精度の高い立体カムを製作することは困難であるが、この方式では基準落差に対する板カムだけを製作すればよく、現地において効率試験を実施した後容易に高精度のものが製作でき、立体カムのような加工上の凹凸による誤差はまったくない。したがって完全な高能率運転が行なわれる。ただし極端な変落差の発電所では、図 2.1 の関係が、基準落差の場合の特性をずらせただけでは満足されない場合がある。

(3) 板カムは、ガイドベーンサーボモータでは操作せず、その動きに先行するアクチュエータサーボモータで操作するので、ランナサーボモータの動きの遅れはわずかである。

(4) 電氣式调速機は、周知のように系統周波数の変動に対して非常に早く応動するが、ランナベーンも上記 (1)、(2)、(3) に述べたように正確にガイドベーンに追従するので、両者の関係が過渡的にはずれることなくつねにカプラ水車として最高効率で運転される。これはこの装置の最大の特長である。

(5) 落差変動に対する高能率運転は、上水そう水位と

放水路水位の差を検出して行なっている。したがって水車出力の増減を行なった場合は、放水路水位は上水そうに比し比較的早く大きく変動するが、この装置はこれに対し迅速かつ正確に追従し、(4) と同様に水車が、最高効率で運転される。

(6) ランナサーボモータからの復原は、発電機頂部の圧油導入装置のかたわらに設けられた抵抗器 70-97-1 より電氣的に行なっているので、従来の機械的方式のように调速機まで復原用リック機構を設ける必要がなく、発電機全体の美観を保つことができる。

(7) 水車起動停止時のランナベーンの開閉操作は、前述のように直流回路の切換えによって行ない、従来の電磁石 97 S や、油圧機構が不要となるので機械的な水車自動操作系統が非常に簡略化される。

(8) このたびの装置では実施していないが、落差変動に対する高能率運転だけでなく、水車の回転数変動に

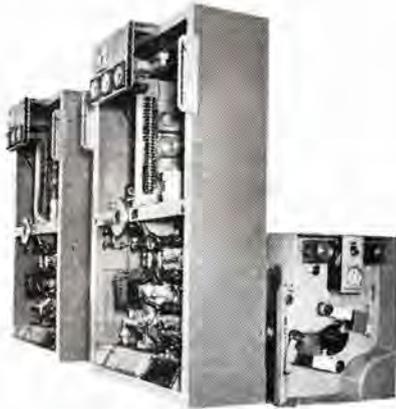


図 2.3 アクチュエータ  
Fig. 2.3 Actuator.



図 2.4 調速機制御盤  
Fig. 2.4 Governor cubicle.

対する高能率運転も、すべて電気的方式によって容易に行なうことができる。

(9) この装置の中で採用された電気的出力信号を機械的動きに変換する部分、すなわち可動コイル 97 CR, 97 CL およびそれによって操作されるパイロット弁は、非常に強力で精度の高いサーボ弁であり、この装置だけでなく、今後多方面の自動制御装置に活用することができる。

図 2.3 は アクチュエータの外観を示すもので、右下方にあるのがこの調整装置用のポテンシオメータ 70 GR を回す機構で アクチュエータサーボモータの動きをカムを介して伝えている。

図 2.4 は調速機制御盤の外観を示すもので、内部右側にはこの装置用の器具を、左側には電気式調速機器具を取納してある。

### 3. 構造および動作

#### 3.1 落差検出部

上水そうおよび放水路にフロートを浮かべ、水位変化によるフロートの上下の動きを車の回転にかえ、この車の軸に抵抗器 70 WLH 1, 70 WLT をつけ上水そう水位および放水路水位を抵抗値に変換する。上水そう水位応動抵抗器 70 WLH 1 は水位上昇とともにその抵抗値を増大するように、放水路水位応動抵抗器 70 WLT は水位下降とともにその抵抗値を増大するように構成されているから、抵抗器 70 WLH 1 と 70 WLT の抵抗値の和は上水そう水位と放水路水位との差すなわち落差を示すことになる。

抵抗値に変換された落差は抵抗ブリッジ、電子管増幅器、パラシグモータおよびパラシグモータに結合されたしゅう動抵抗器 70 WL などから成る自動平衡落差変換器に与えられる。この落差変換器は上記ブリッジの一辺に加えられる抵抗値を測定し、別の抵抗器 70 WL に変換するもので、70 WL の抵抗値は測定抵抗に逆比例するような特性を持たせてあるから、70 WL の端子間の抵抗値は 70 WLH 1 および 70 WLT の抵抗値の和すなわち落差に逆比例して変化することになる。

#### 3.2 高能率運転のためのランナベーン開度演算部

高能率運転のためのガイドベーン開度に対するランナベーン開度の関係は図 2.1 のような曲線と与えられ落差が変わることによってこの曲線の位置がずれ、コウ配も変化することになる。

ポテンシオメータ 70 GR は上記のガイドベーン開度に対するランナベーン開度を指令するための関数カムを経てアクチュエータサーボモータに連動しているから、ポテンシオメータ 70 GR のしゅう動子の電位はある落差のときの、高能率運転に必要なガイドベーン開度に対するランナベーン開度を示すことになる。さ

らにポテンシオメータ 70 GR に直列にそう入されている抵抗器 70 WL は上に述べたように落差に逆比例してその抵抗値を変えるから、落差の変化によってポテンシオメータ 70 GR 上の電位の分布のコウ配を変えることになり、また固定抵抗 R-70GR, R-70WL が 70 GR, 70 WL に直列に接続してあるからポテンシオメータ 70 GR 上の電位も全体に移動することになる。したがってポテンシオメータ 70 GR のしゅう動子の電位は落差およびガイドベーン開度に従って図 2.1 の値に相当した変化をし、連続に高能率運転のためのランナベーン開度を指令することになる。

スイッチ 43-97 C を切換えれば、落差の変化を水位計、落差変換器を介して自動的に入れずに落差手動設定用抵抗器 70 WLC により手動で落差を与えることもできる。

#### 3.3 ランナベーン開度調整部

以上のように、高能率運転のためのランナベーン開度はポテンシオメータ 70 GR のしゅう動子の電位として示されている。一方ランナベーン開度はランナサーボに連動するポテンシオメータ 70-97-1 により 70-97-1 のしゅう動子の電位に変換されている。これらポテンシオメータ 70 GR, 70-97-1 のしゅう動子の電位差を磁気増幅器 MAGAMP-R に与えランナベーン開度の指令値からの偏差を増幅し、ランナ用制御器を動作させる。

磁気増幅器 MAGAMP-R は半波自己飽和形磁気増幅器を A 級プッシュプルに組合せたもので、入力電圧が零のときでも電源周波数の半サイクルごとに極性が逆で大きさの相等しい出力電流を出している。したがってこれに接続されるランナ用制御器の可動コイルにはランナベーン開度が指令値に合っているときでも微少な振動が与えられ、これによって可動コイルに接続されているパイロット弁の静摩擦が除去され感度の増大を計ってある。

MAGAMP-R の電源は、水車に直結された永久磁石発電機 81 G から定電圧装置を通して供給されている。

ランナ用制御器は励磁コイル 97 CF によって作られる直流境界の中に可動コイル 97 CL, 97 CR, 97 CB を葉状パネでつり下げたもので、可動コイル 97 CL, 97 CR には磁気増幅器 MAGAMP-R より電流が与えられる。

ポテンシオメータ 70 GR と 70-97-1 のしゅう動子間の電位差が零のばあいには上に述べたように可動コイルは中性位置で微小振動をしているに過ぎないが、MAGAMP-R に入力を与えられると MAGAMP-R は入力の極性に応じた側の出力を増し、可動コイル 97 CL, 97 CR の一方に流れる電流は増加し、他方に流れる電流は減少する。コイルはすべて同方向に巻いてありそれぞれのコイルに流す電流の向きは反対であるから可動コイルは全体としてランナペーン開度の指令値からの偏差の極性に依りて上方あるいは下方への力を受け、この力とバネの強さによってきまる量だけ中性位置から上方あるいは下方に移動する。

可動コイル 97 CL, 97 CR の下部には、特殊な継手によって、小形のパイロット弁が接続されている。この弁は、特殊鋼を使用し、零ラップの超精密加工を施して、わずかの操作力で円滑に動くよう工作されており、ランナ用配圧弁操作用の小形サーボモータを制御する。ここへ供給される圧油は電気式调速機のアクチュエータ内の複式ストレーナからガバナ用制御器へ導びかれる十分清掃した圧油を分岐して用い、ジャイによる事故を防止している。

以上の電気的信号を機械的動きに変換するランナ用制御器は、パイロット弁も含めてランナ用配圧弁の上部に設置されている。

ランナ用配圧弁から圧油導入装置を経てランナサーボモータへ至る圧油系路は従来の方式とまったく同一である。

ランナ用制御器から圧油系路を経てランナペーン開度が調整され指令値に近づくに従い、ポテンシオメータ 70-97-1 のしゅう動子の電位はポテンシオメータ 70GR のしゅう動子の電位に近づきランナ用制御器の可動コイルは中性位置に復帰して行き、ランナペーン開度は指令値に一致したところに止まる。

### 3.4 ランナペーン開度の DC 操作回路による制御

水車の起動時、制動時および過速のばあいの制御のためのランナペーン開度の設定は DC 操作回路により容易に設定できる。

これらの場合のランナペーン開度を設定するために別にもう一つのランナサーボモータ連動ポテンシオメータ 70-97-2 を設け、ランナペーン開度を電圧に変換しておく。このポテンシオメータ 70-97-2 とおのおののばあいのランナペーン開度を設定する電圧との差をランナ制御器の可動コイル 97 CB に与える。

ポテンシオメータ 70 RS は起動時のランナペーン開度設定のためのもので、ランナペーン開度を 45~75 % の間任意に設定できる。水車の起動時には補助継電器により可動コイル 97 CB はこの 70 RS に接続されランナペーンは 70 RS で設定された起動開度まで開く。水車が起動すれば可動コイル 97 CB は一度操作 DC 電源のランナペーン全閉側の母線に接続換えされ、ランナペーンは全閉する。水車の速度が上昇し、ガイドペーンが電気式调速機によって調整され始め、さらにランナペーン開度自動調整装置がランナペーンに全閉指令を出すようなガイドペーン開度になると MAG

AMP-R の出力はランナ用制御器の可動コイル 97 CL, 97 CR に与えられ、以後ランナペーンはガイドペーン開度および落差に応じて自動的に調整される。

ポテンシオメータ 70 RB は制動時のランナペーン開度を設定するためのもので、ランナペーン開度 50~100 % の間任意に設定できる。

水車制動時にはランナ用制御器の可動コイル 97 CL, 97 CR は MAGAMP-R から切離され、可動コイル 97 CB はポテンシオメータ 70 RB に接続されてランナペーンは 70 RB で設定された制動開度になる。

水車が過速度になったときも同様であるが過速度になった場合のランナペーンの制動開度は全開とし、可動コイル 97 CB はランナペーン全開側の母線に接続されランナペーンは全開となる。

以上のように水車を高効率で運転しないばあいのランナペーンの制御もすべてランナ用制御器の可動コイル 97 CB に指令を与えればよく、したがってランナペーン調整用の油圧機構に余分のものを必要としないですむことになる。

## 4. 工場試験

工場試験においては可能な限り現地の運転状態に近い状態で試験を行なうことを目的とし、ランナサーボモータを除いてはすべて実物のランナ用制御器、磁気増幅器、補助サーボモータなどをガイドペーン制御の電気式调速機と組合せて試験を行なった。ランナサーボモータも模型ながら特性はできるだけ実物のそれに近いものを使用した。

図 4.1 は工場における組合せ試験の様子を示す。いちばん右側にあるのが試験用圧油タンク、中央に二つ並んでいるのがランナ用制御器および補助サーボモータ、その後に見えるのがアクチュエータである。左側手前が試験用のランナサーボモータで、その後に見える调速機制御盤内には、磁気増幅器ならびに落差変換器などが収納されている。

さて第 2 章で述べられているようにランナペーン開度自動調整装置を構成しているおもなものは、ランナ用制御器、磁気増幅器、落差変換器、パイロット弁、補助サーボモータ、ラ

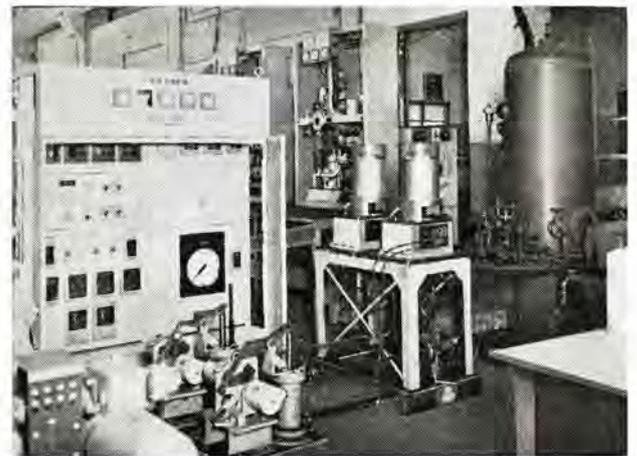


図 4.1 工場試験風景

Fig. 4.1 View of factory test.

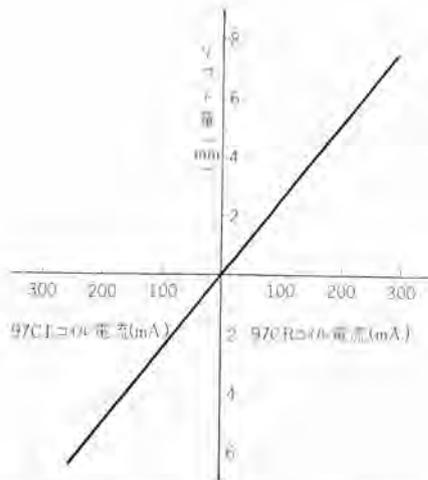


図 4.2 ランナ用制御器電流—変位特性

Fig. 4.2 Current-lift characteristics of runner control unit.

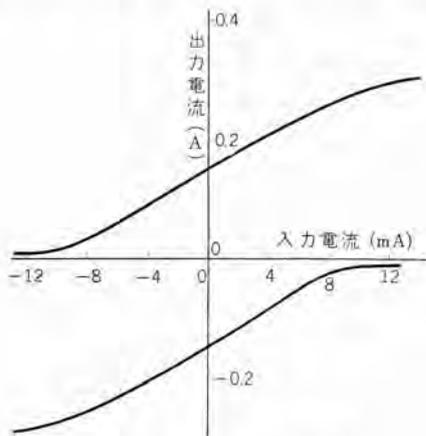


図 4.3 磁気増幅器の静特性

Fig. 4.3 Static characteristics of magnetic amplifier.

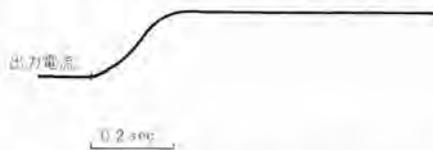


図 4.4 磁気増幅器の過渡応答試験オシログラム

Fig. 4.4 Oscillogram of transient response test for magnetic amplifier.

ランナ用配圧弁、ランナサーボモータなどである。これらの単独試験から述べることにする。

#### 4.1 単独試験

##### (1) ランナ用制御器

電氣的信号を機械的動きに変換する部分で、97 CR, 97 CL コイルの差電流で磁極間を上下する。試験としては磁極間磁束密度、スプリング定数、電流—変位特性などを測定した。図 4.2 に電流変位特性を示す。

##### (2) 磁気増幅器

定格出力 24 V 0.3 A の半波自己飽和形磁気増幅器 2 個を A 級 プッシュプル で使用している。

図 4.3 に静特性を示す。

磁気増幅器部の伝達関数を求めるために、過渡応答試

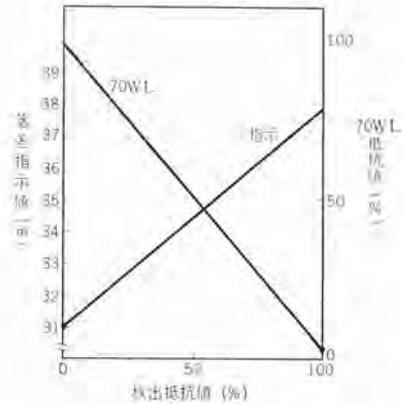


図 4.5 落差変換器特性

Fig. 4.5 Characteristics of head transducer.

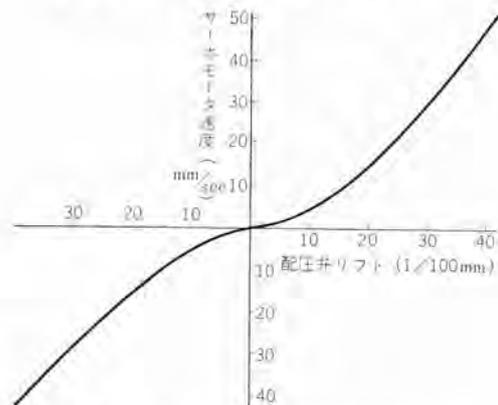


図 4.6 補助サーボモータ速度特性

Fig. 4.6 Speed characteristics of pilot servomotor.

験を行なった。図 4.4 にその 応答オシロ を示す。

##### (3) 落差変換器

落差変換器は、落差を抵抗値の形で検出し、パラシジックモータを駆動し、落差を指示すると同時に 70 WL の抵抗を変化する。図 4.5 に検出抵抗に対する落差指示および 70 WL 抵抗値の変化を示す。

##### (4) 補助サーボモータ

補助サーボモータの速度特性を図 4.6 に示す。特性が示すようにラップはほとんどない。

##### (5) ランナサーボモータ

試験に使用した仮のランナサーボモータの速度特性を図 4.7 に示す。

#### 4.2 総合試験

前述したようにこの装置は、落差が変化しても水車の効率がつねに最高に維持されるよう、ガイドベーン開度に対するランナベーン開度を制御するものである。

ゆえに試験を行なう前に最高効率を与える理論曲線に特性が合致するよう関数カムの作成ならびに諸抵抗の調整を十分行なわなければならない。またランナベーンの動作に速応性を持たせ、しかも応答が安定であるように、磁気増幅器の利得を調整しなければならない。このような諸調整の後、落差変換器の検出抵抗により見掛け上、落差を変化し、ガイドベーン開度に対するランナベーン開度の

関係を測定したのが図4.8である。理論値も併記したが、両者はよく合致している。

また、ガイドベーンを急に变化させた場合のランナベーン開

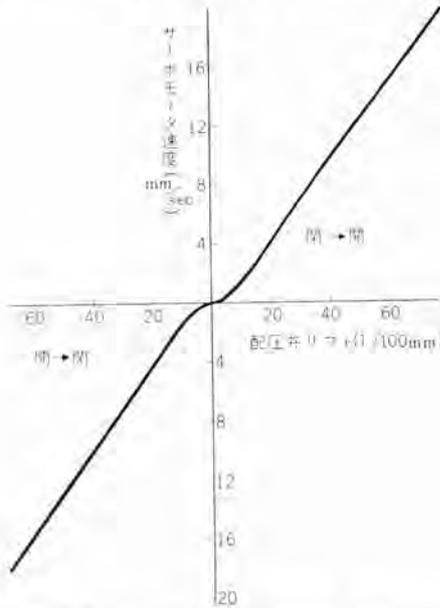


図 4.7 ランナサーボモータ (試験用) 速度特性  
Fig. 4.7 Speed characteristics of runner servomotor for testing.

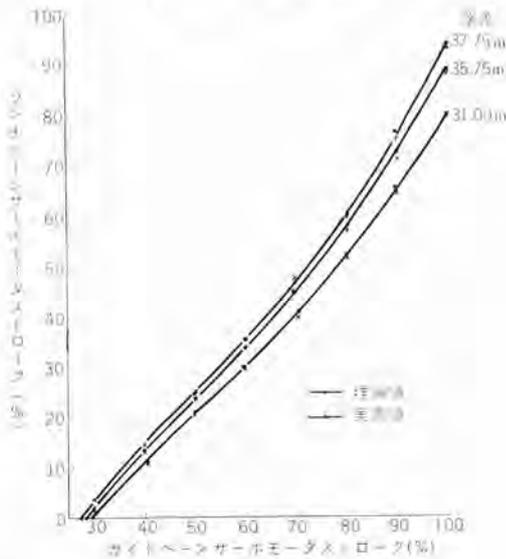


図 4.8 ランナベーン高能率運転特性  
Fig. 4.8 High efficiency running characteristics of runner-blade.

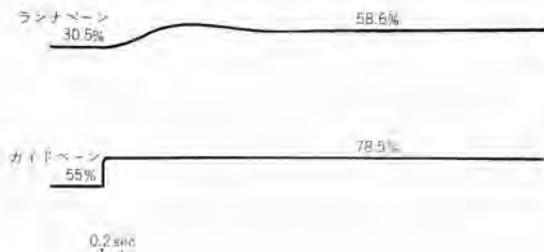


図 4.9 ランナベーン開度過渡応答試験 オシログラム  
Fig. 4.9 Oscillogram of initial response test for runner-blade opening.

度の過渡応答特性を図4.9に示す。

実際はランナサーボモータに飽和があり、これにより特性は安定になると考えられる。

このほかポテンシオメータ70RS, 70RBによる起動開度、制動開度設定試験を行なったが、いずれも結果は良好であった。

## 5. 解 析

ここではガイドベーン開度および落差に応じて、ポテンシオメータ70GRによって指令されるランナベーン開度の指令値から、ポテンシオメータ70-97-1で示されるランナサーボモータのストロークまでの解析を行なう。

図5.1にそのブロックダイアグラムを示す。図中の記号を説明すると。

$S_R$  = ランナサーボモータストロークの指令値 (%)

$S_P$  = ランナ用制御器のストローク (mm)

$S_r$  = ランナサーボモータのストローク (%)

$S_G$  = アクチュエータサーボモータストローク (%)

$H$  = 落差 (m)

$K_1$  = ランナサーボモータストロークからランナ用制御器ストロークまでのゲイン (mm/%)

$T_1$  = 磁気増幅器の時定数 (sec)

$1/T_2$  = ランナ用制御器の固有振動数 (1/sec)

$\zeta$  = ランナ用制御器の減衰常数

$K_2$  = ランナ用制御器ストロークから補助サーボモータスト

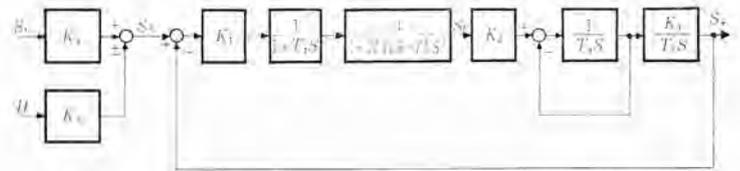


図 5.1 ブロックダイアグラム  
Fig. 5.1 Block diagram.

ロークまでのゲイン

$T_4$  = 補助サーボモータの積分時間 (sec)

$T_5$  = ランナサーボモータの積分時間 (sec)

$K_3$  = ランナサーボモータストローク mm を % に変換するための変換常数 (%/mm)

$K_4$  } = ポテンシオメータ70GR および70WLによる変換常数で非線形である。  
 $K_5$  }

各常数の値は設計値および試験データを参考にして次のように書ける。

$T_1 = 0.1 \text{ sec}$

$T_2 = 0.015 \text{ sec}$

$\zeta = 0.2$

$T_4 = 0.05 \text{ sec}$

$T_5 = 0.05 \text{ sec}$

$K_1 \cdot K_2 \cdot K_3 = 0.14$

したがってこの系の一巡伝達関数  $G(s)$  は

$$G(s) = \frac{0.14}{(1 + 0.1s)(1 + 0.05s)(1 + 2 \times 0.2 \times 0.015s + 0.015^2 s^2) \cdot 0.05s}$$

表 5.1 計算値と実測値との比較

	実 測 値	アナコムによる計算値
減 衰 係 数 $\zeta$	0.35~0.4	0.43
振 動 の 半 周 期 (sec)	0.82	0.83
オ ー ー パ ー シ ュ ー ト (%)	28	19
2) 応 答 時 間 (sec)	0.35	0.47

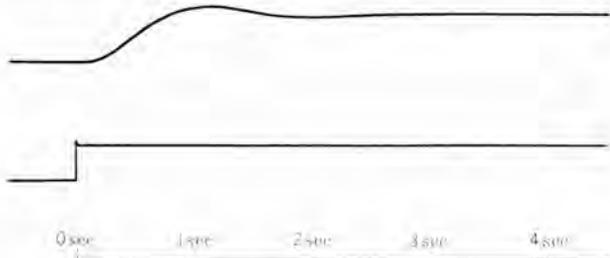


図 5.2 アナコムによる過渡応答 オシログラム  
Fig. 5.2 Oscillogram of transient response by analog computer.

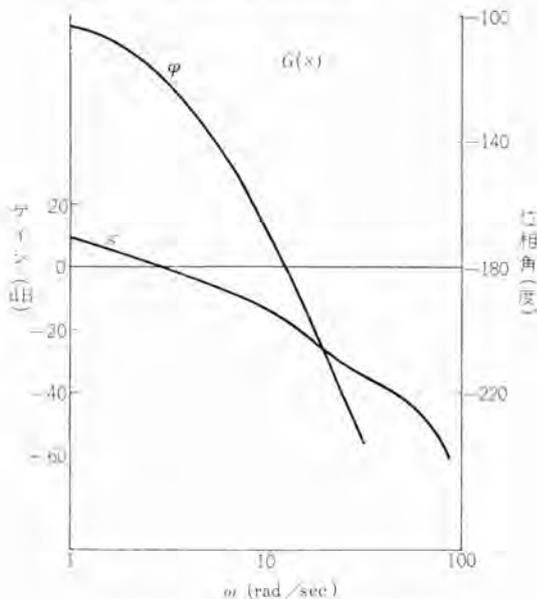


図 5.3 一巡伝達関数のボド線図  
Fig. 5.3 Bode diagram of loop transfer function.

となる。

各常数を上のように決めた系について、アナコムにより計算した過渡応答は図 5.2 のようになった。この結果と実測の過渡応答の結果を比較すると、表 5.1 のようになりかなり良く一致している。

アナコムによる計算値のほうがやや良い結果がでているがこれはアナコムの回路では、実際の系にはいっている摩

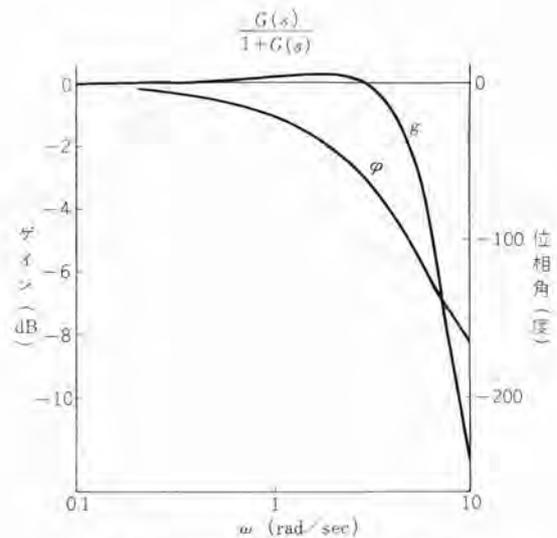


図 5.4 系全体の伝達関数のボド線図  
Fig. 5.4 Bode diagram of system transfer function.

擦およびムダ時間を省略したためであろうと思われる。

ループ伝達関数  $G(s)$  および系全体の伝達関数  $G(s)/(1+G(s))$  のボド線図は図 5.3, 5.4 のようになる。図 5.3 からゲイン余裕は 17 dB, 位相余裕は 60 度となり十分安定である。

また、DC 電源電圧の変動によるランナ用制御器のゲインの変化の影響は、試験の結果では電源電圧  $-20 \sim +40$  % の変動に対してループ伝達関数のゲインを  $+0.7 \sim -0.5$  dB 変化させるにすぎないから図 5.3 から見ても電圧変動による特性の変化はほとんどない。

## 6. む す び

以上今回開発されたカプラ水車ランナベーク開度自動調整装置の概要を述べた。この装置の開発に際しては種々の困難もあったが、設計、工作、試験の各段階での問題点も適切に解決され、可能な限り厳密な工場試験も無事終了し、所期の性能を有することが確認された。その結果現地運転に際しても、その特長とする高い精度、速応性、安定性などのすぐれた性能を十分に発揮しうるものと期待される。

最後にこの装置の完成に多大のご協力を賜った三菱電機、新三菱重工業の関係者各位に厚く感謝の意を表する次第である。

# 関西電力株式会社 南大阪変電所納め照光式配電盤

神戸製作所 長 町 恒 資\*

## Luminescent Switchboards for Minami-Osaka Substation of Kansai Electric Power

Kobe Works Hisashi NAGAMACHI

Remarkable is the latest increase in substation capacity, complication of power systems and multiplication of transmission lines and buses, which bring about the need of bulky switchboards making the central supervision and control difficult. There have been worked out a number of countermeasures to overcome this draw-back. The one delivered to Minami-Osaka substation of Kansai Electric Power is one of examples. The switchboards are, what is called, of graphic panel type using luminescent mimic buses. In building them, entirely new ideas have been adopted such as revision in panel composition, simplification of meter arrangement and drastic cut of the size of instruments through the change of control system. As a result, the panel area has been reduced to 35% of conventional one.

### 1. ま え が き

電力系統を制御する監視制御盤は、一般に常時計測が容易であること、系統の状態およびその変化を迅速に把握でき、すみやかに処置ができること、制御および操作が、正確かつ容易に行なえることなどの性能を備えなければならないことは周知の事実であるが、このために従来は監視制御面を電力系統構成と類似の金属模擬母線を張り、各電圧階級別にそれを色別させて系統把握の一助とするとともに、各電力系統単位をもって監視制御盤の一単位とし、その中に監視制御に要するすべての器具を取付けるといった構成方法がとってこられたが、最近のように、変電所容量が飛躍的に増加し、送電線数、母線数が増加するとともに、系統の構成そのものが複雑になって来ると、操作そのものが複雑になるとともに、変電所のように構内の電力設備をすべて1個所で集中監視制御を行なう電気所では、監視制御盤自体が膨大なものとなり、監視制御が容易ではなくなって来た。

このような事情に対して、従来の構成概念を尊重しつつ、制御器具の寸法を縮小化するとともに、監視制御盤を、机形縮小盤として左右方向に対する視角を減少させる一方壁埋込形の模擬照光系統盤を併用するという配電盤形式が考えられ、その監視面積を従来の普通形配電盤に比して約65%に縮小させることができるが、超高压変電所などにおいてはこれも根本的な解決策とはなり得ない。このために、配電盤構成の方法、計測器の大胆な省略、制御方式の変更による器具の小形化などまったく別のアイデアに基づく監視制御盤の出現が切望されるに至った。

照光式配電盤はこのような事情から誕生したものであ

り、このたび関西電力南大阪変電所にその第1号製品を納入したので、その特長、制御方式の概要等について述べる。

### 2. 照光式配電盤の特長

照光式配電盤の特長は、照光母線にあることはもちろんであるが、一方制御の面から考えてみると、従来行なわれている遠方制御の概念をとり入れ、これを变形させたセミスーパ形式となっているとすることができる。

以下においてこの照光式配電盤の盤構成、制御、計測について、従来の配電盤形式と比較しつつその特長について説明する。

#### 2.1 配電盤の構成と構造

(1) 監視配電盤と制御機とをもって構成され、図2.1に示すように主回路の系統配置そのままに、照光式模擬母線を張り、その中に計器を組んだいわゆるグラフィックパネルであり、監視配電盤は壁埋込式となっている。

(2) 配電盤区分の方法が、従来は電力系統単位別区分となっているのに対し、照光式配電盤は機能別区分を行なっているといえる。

すなわち監視配電盤は1面を上、中、下の3面に区分し、上からそれぞれ、故障表示面、監視面、切換スイッチ面となっており、さらにそのほかに、制御機、電源スイッチ盤、積算計器盤など、各機能別にまとめられている。

(3) 人間が常時監視可能な視角は上下約30度、左右約45度以下といわれているが、この形式の監視配電盤とすれば、その据付面積が、普通形の約35%、縮小机形の約50%となり、大幅に縮小されるから、その視角内におさめるのは比較的容易である。

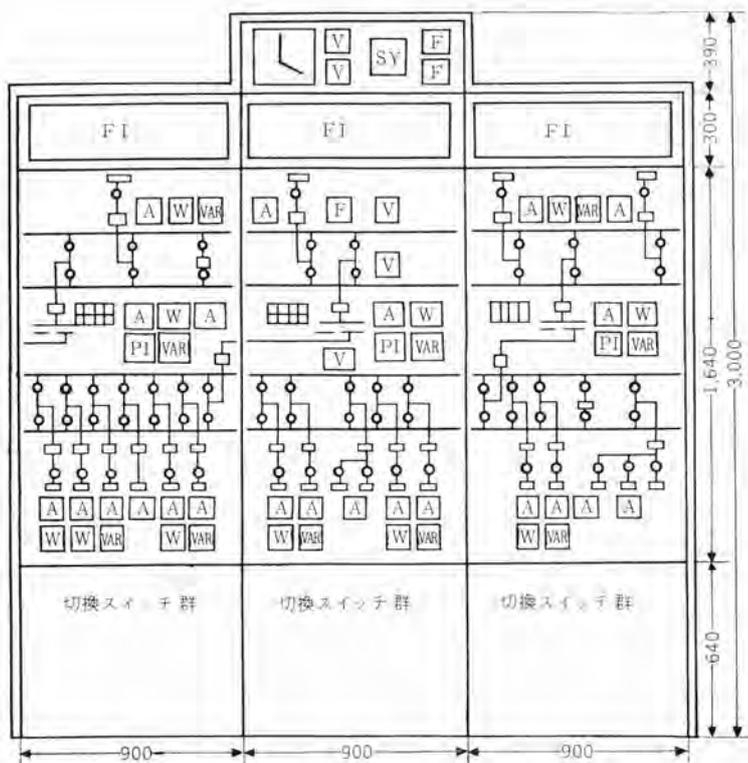


図 2.1 照光配電盤正面図

Fig. 2.1 Front view of luminescent switchboards.

## 2.2 監視と計測

(1) 金属模擬母線に代わって、照光式模擬母線を実系統そのままに張り、系統の運転状況により、点灯あるいは減灯させるとともに、必要時にフリッカさせるから、系統状況を直視的に、かつ明確に把握することができる。

また照光母線は、線路充電などの検電器の役目も果たすから、電圧計を省略することができる。

(2) ショ断器、断路器などの開閉表示灯は、従来の2灯式に代わって1灯式とし、とくに専用の表示灯を設けず照光母線内に組込まれた模擬単位でこれを代用している。

(3) 監視計器を大幅に省略している。

グラフィックパネルとする以上、計器自体の大きさを大幅に縮小しない限り協調がとれないことはこの形式の配電盤の宿命であるので、たとえば、電流計、電圧計などはすべて1相分監視とするとともに、電力計は2回線の総合量だけを計り、その数量を大幅に減少させ、それらで不足する部分は、照光母線あるいは記録計器で補っている。

(4) 故障表示器は配置の関係上ランプ式とならざるを得ない。このために専用の補助継電器を必要とするが、継電器室に設置されるため、監視面積、盤構成上の問題とはならない。

## 2.3 制御

(1) 開閉器類の操作は従来の捻回形操作スイッチによる直接操作に代わって、押しボタンによる間接制御方式であり、各開閉器に付属する選択用押しボタンと全体

に共通の操作用押しボタンとからなる組合せ方式である。

(2) 制御に要する継電器はすべてプラグイン式電話用継電器である。

(3) ショ断器投入時の同期検定は、専用の検定スイッチを設けず、ショ断器選択と同時に進行する。

(4) 制御に要する電源は通常の直流110Vとさらに、照光母線などの点灯制御用として18Vを必要とする。

これは通常ランプ定格が18Vであり、付属抵抗をつける煩雑さと、抵抗の熱損失による温度上昇、および、制御用として比較的多くの連続容量を必要とするなどの理由から、専用の18V電源がおかれるのが一般である。

## 3. 制御方式

照光式模擬母線のもつ機能は一般に、

(1) 系統の運転状況を母線の点灯あるいは減灯によって把握すること。

(2) 機器操作に先だって、その操作を行なうことにより状態変化を起こす部分を

フリッカさせ、変化を予知すること。

(3) 系統が故障ショ断したときは、同じく変化部分をフリッカさせて、事故をすみやかに把握することの3点に集約できる。

これに対して、今回納入した選択制御方式は、各開閉器ごとに選択用押しボタンを設け、この選択ボタンをおすことにより、母線をフリッカさせ、操作系統と機器をかくにんし、つぎに、全開閉器に共通な一括操作ボタンにより選択された開閉器を操作することによりその開閉操作を完了するものである。

継電器を用いた間接二段制御式であるから、選択ボタン、操作ボタンなどは多数の接点を用意する必要がないので小形とすることができる。また1個の開閉器を操作するのに2個のボタンを操作しなければならないから、時間的、空間的なかくにん段階をふやすことになり、誤操作の可能性はそれだけ少なくなる。

また一方間接制御方式であるために、多数の制御用継電器を必要とし、従来の直接式に比べて操作回路などが複雑になるのはさけられないが、回路を極力ユニット回路の組合せとなるように考慮するとともに、実用上不便をきたさない限りにおいて、条件を整理、簡略化して、簡単な操作回路とする努力がはらわれた。

以下これらの制御回路について操作の順を追って説明する。

### 3.1 機器の選択

操作機器の選択回路を図3.1に示している。

図において選択継電器(X)によって操作機器を選択

表示するとともに、母線上の該当部分をフリッカさせる。(これらの回路については図3.2, 3.3も参照)

この場合、後述するように、同期検定回路も同時に用意するので、PD二次回路の短絡防止、開閉器同時操作の防止等を目的として多重選択防止継電器(SRX)を用い、1個の開閉器が選択されている間は他の開閉器を選択できないようにしている。

またこの選択回路は断路器などにおいては必要なインターロックができていないと形成されないから、前もって操作条件の不成立を知ることができるとともに、誤選択した場合は、復帰ボタンで元の状態に復帰することができる。

なおこれらの選択は所要の開閉器操作が完了すると自動的に復帰する。

なおまた制御に要する開閉器の補助開閉器は本体より1個もらい、補助継電器で増幅使用している。

### 3.2 同期検定

シャ断器投入時の同期検定は、選択継電器(X)の接点によって行なっているので、選択と同時に検定をはじめますが、送電線シャ断器の場合母線の選択は各送電線用のPD切換スイッチ(43PD)によって行なっている。

### 3.3 一括操作

開閉器の制御回路は図3.2に示しているように、各選択継電器の接点と、全体に共通な一括制御接点を直列に接続したもので、特別な説明を必要としないが、ただ選択継電器(X)は電話用継電器であるため、制御回路のシャ断能力をもたせることがむずかしく、一括制御接点(Y)にシャ断能力をもたせたために、(Y)が開路してから(X)が開路するようなインターロックが組まれている。

また一括制御接点(Y)の復帰方法は、開閉器が所要の動作を完了したという指令をおのおのの開閉器より受けて初めて復帰させる方法と、開閉器の動作とは無関係に、開閉器の動作時間を見込んだ一定制限経過後に復帰させるという2通りの方法が考えられるが、後者のほうがその制御回路がはるかに簡単になるということ、従来の直接制御方式と同一であるから、実用上なら障害はきたさないこと、などの理由で後者を採用した。

なお、一括操作時には一括操作押しボタン内のランプを点灯し、操作指令の発令と復帰をかくにんさせている。

### 3.4 照光制御

照光母線の点灯方式は、線路充電部を忠実に点灯させるという、いわゆる電圧点灯方式を採用しているが、この方式の基本的な原理は、変電所の場合、線路の死活はすべて開閉器の開閉に依存しているという考え方から、電源端の電圧を検出する継電器と、選択用ボタンと連動

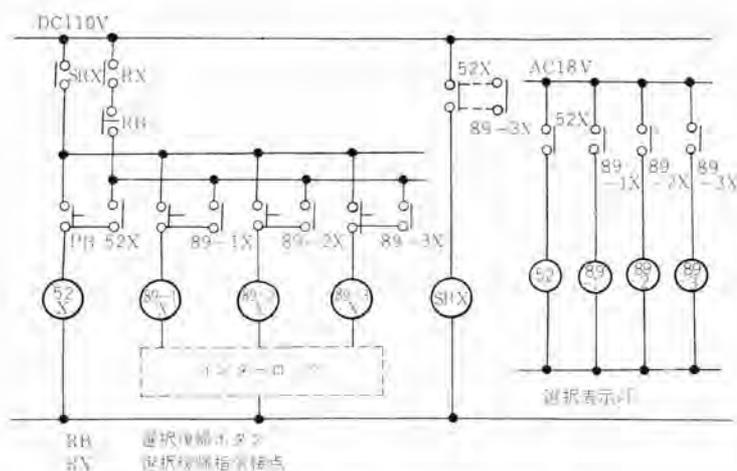


図 3.1 機器選択回路

Fig. 3.1 Apparatus selecting circuit.

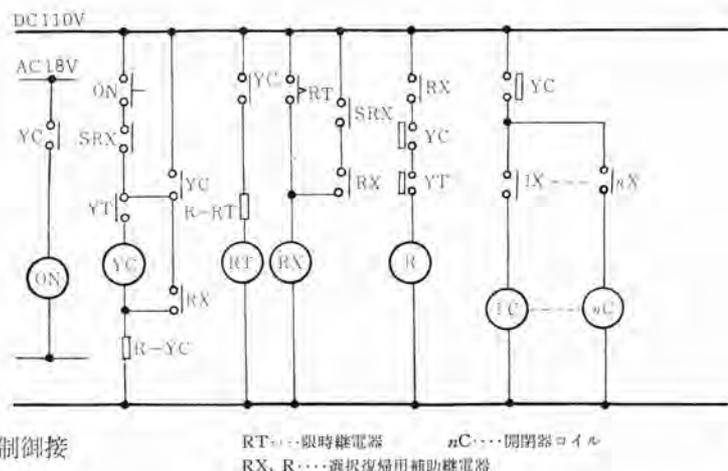


図 3.2 一括操作回路

Fig. 3.2 Collective operation circuit.

された選択継電器(X)と開閉器補助スイッチによって制御される変形された補助スイッチの役目をする照光制御継電器(Z)の接点でもって、あたかもこれが開閉器であるが如く、系統構成そのままにラック回路を構成して行くというやり方で、考え方としては非常に簡単である。

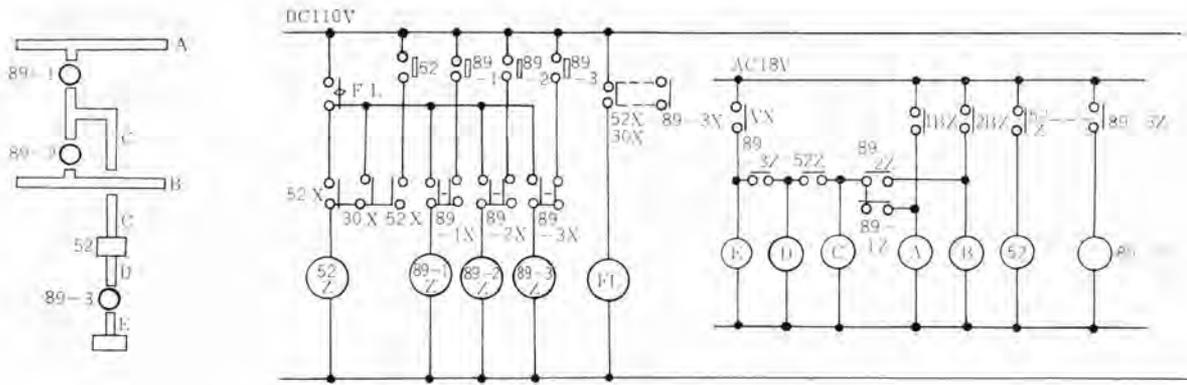
図3.3に示すように、この照光制御継電器(Z)の接点は、

- (1) 開閉器の開閉に応じて開路または閉路する補助スイッチと同等の機能をもつと同時に、
  - (2) 開閉器が選択された場合、あるいはシャ断器が自動シャ断した場合には、フリッカする。
- という機能もっている。

このような考え方に従えば、電力系統がどのように複雑になっても、まったく機械的にラック回路を構成することができる。図3.3に送電線制御回路の例を示している。なお実際にはラック容量に問題があり、必要に応じてもう一段継電器を入れ、この接点でラックを制御している。

### 3.5 故障表示

故障表示はこれを大別して、シャ断器の自動シャ断を



FL…フリッカ継電器      VX…線路備用電圧継電器接点  
1 BZ, 2 BZ    照光式母線運転時間閉する接点

図 3.3 送電線単位の照光母線とその制御回路

Fig. 3.3 Luminescent buses for transmission line unit and their control circuit.

伴なう重故障表示と、伴わない軽故障表示の二つに分けることができ、前者は自動遮断とともにその原因は取除かれ、接点は復帰するから一重表示で十分であるのに対し、後者は一般に二重表示を必要とする。

もちろん一重表示は、二重表示の特殊なケースであると考えられるから、重故障、軽故障の別に関係なく、二重表示が可能であるような継電器回路を組めば、思想的には、統一がとれるが、継電器数が非常に多くなり、盤面が大きくなるので、おのおの別の回路を構成した。

#### (1) 重故障表示

重故障表示を行なう場合、どのような表示方式をとるにしても、非常に多くの場合、保護継電器盤のほうで故障表示専用の補助継電器を必要とするから、これを電流動作電圧保持式継電器あるいはそれ相当の継電器として、この接点によって直接故障表示ランプを点灯し、表示の復帰は保持コイルを解くという方式とした。

この方式は、前述したように、軽故障表示と思想的統一がとれない、また継電器盤製作者が異なった場合、これらの受渡しが接点だけでなく、コイルにも関係するなどの欠点はあるが、その反面

(a) 故障表示に要する継電器が全体として少なく経済的である。

(b) 照光制御継電器盤には表示用継電器はとりつけないから、保護継電方式の不確定、あるいは系統変更による変更などに対して神経質になる必要がなく、せいぜい表示窓程度の変更で容易に応じうる。

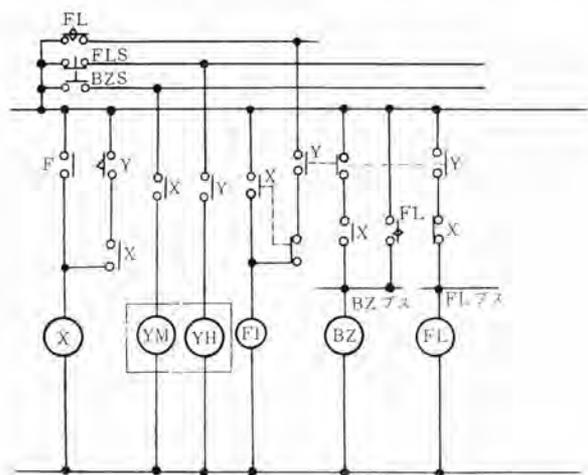
(c) 受渡し接点の時限協調の問題が存在しない。などの利点をもっている。

#### (2) 軽故障表示

軽故障表示は補助継電器2個(X, Y)を用い次のような表示方式とした。

(a) 故障発生すればラザー 鳴り故障表示を行なう。

(b) ラザー停止ボタンを押せば、警報は停止し、故障継続していれば表示を続ける。



FLS…フリッカ停止ボタン      F…故障接点  
BZS…ブザー停止ボタン

図 3.4 軽故障表示回路

Fig. 3.4 Light fault indicating circuit.

(c) 故障復帰すれば、表示はフリッカするとともにラザーを断続的にならして、故障の復帰をかくにんさせる。

(d) 表示復帰ボタンを押せば元の状態にリセットされる。

この回路を図3.4に示している。

#### 3.6 ランプ回路の点検

照光式配電盤における照光母線のいっせいランプ点検は、つねに問題となる項目のうちの一つであるが、今回納入したものは、常時滅灯をたてまえとする故障表示器を除いては、つぎに述べるような理由により、行なっていない。

(a) 照光母線の一単位回路は2個以上のランプからなっており、断線は容易に発見できること。

(b) 開閉器単位などランプ1個で構成されているものに対しては常時他の方法で発見できるとともに、操作時必ずフリッカさせるため断線の発見は容易であること。

(c) 回路が複雑になること。

## 4. 配電盤および器具

### 4.1 照光配電盤

配電盤の構成は、図 2.1 に示すように、制御機と、両面形配電盤とからなり、前面を照光式模擬母線とし、その背面に、前面に対応した系統単位の制御継電器をとりつけている。配電盤は、前面、後面、ともよこ割りの3分割として、これをもって一単位とし、これの上下左右の渡り線はすべてマルチコネクタ接続とすることにより、この単位のとりかえ、移設などの際に、他の単位に支障をきたさないよう考慮がはらわれた。

照光母線および開閉器を制御する継電器は一括制御用の継電器を除き、すべてプラグイン式電話用継電器を使用し、その交換を容易にしている。

電話用継電器は、従来 0.5 A の接点容量をもつものを標準として来たが、今回は、開閉器の操作回路などの制御用として、2 A 形のを製作納入した。

一方これらの継電器を接続する電線は、端子の関係から 0.5 mm<sup>2</sup> のものとせざるを得ず、これらの電線の保護に対しては、電線の電流容量に相当したヒューズをそう入して確実を期している。

また開閉器の操作回路は 10 A の通電能力を要求されるが、これに対して、継電器内部はもちろん、外部接続に対しても、適時電線を並列使用するなどの方法により十分な容量をもたせている。

なお将来用の制御継電器は、そのベースだけをとりつけ、裏面配線などはすべて施しているから、増設時には継電器だけを差し込めばよい。

### 4.2 制御機

制御機は、選択ボタン、一括操作ボタンなど常時操作に要する器具をとりつけ、140 kV (250 kV)、70 kV バックの電圧単位別に盤面を分割し、この単位でもって、操作の一単位とした。

各押しボタンには、各開閉器の給電番号を刻印すると

ともに、機種別、用途別にグループを色別して、操作と確認を容易にするとともに、専用のカバーを設けて、誤操作防止の一助とした。

なお、制御機の前面には適当な蹴込みを設けて、操作を容易にしている。

### 4.3 電源分割

照光制御に要する電源は、制御用継電器のための DC 110 V と、照光母線、故障表示器など、表示灯用の AC 18 V の2種類からなっている。

直流電源の分割は各電力系統単位別に捻回形電源スイッチで分割するとともに、各系統単位に共通な電源については、各盤面単位ごとに、スイッチ付端子台またはマルチコネクタをとりつけて、系統別、盤面別に完全に区分した。なお系統単位別にそう入された電源スイッチは、その単位の電源制御を行なうとともに、現場機器と配電盤をむすぶ制御ケーブルの接地検出に主体を置いて回路が構成されている。

一方 AC 18 V の電源は、AC 200 V の M-G セットをその電源とし、これを 18 V に降圧して使用している。照光母線を点灯するという性格上相当大電流を必要とするので、各盤面単位ごとに、ノーヒューズシフト断器を配し、さらにこれを各電線の容量に相当したヒューズに細分して確実を期している。

## 5. む す び

以上南大阪変電所に納入した照光式配電盤について、従来の形式と比較しつつ、形態および制御方式の概要を説明した。この形式の配電盤は、漸次一般化される傾向にあり、今後の超高圧変電所はもとより、主要変電所の運転制御方式に一つの転換期をかくするものといえよう。

最後に、この配電盤の設計製作に当たり、いろいろのご指導とご助言を賜った関西電力の各位に厚くお礼を申し上げます。

## 最近登録された当社の実用新案

区別	名 称	登録日	登録番号	発 明 考 案 者	関係場所
新 案	直流電圧変換装置	36-6-24	540299	三木隆雄	姫 路
"	高電圧試験装置用多段放電間隙	36-6-24	540300	岩崎晴光・中原孝一	伊 丹
"	半導体整流装置	36-6-24	540301	加藤又彦・小林 凱	伊 丹
"	自動ジグザグミシにおける針基線位置変換自動、手動調節切換装置	36-6-24	541215	三津沢武夫	和 歌 山
"	扇風機上下装置	36-6-24	540080	沢田英明・白石和雄	中 津 川
"	電気アイロン	36-6-24	540083	小原英一・加藤輝彦	菱電機器
"	蛍光灯ソケット取付装置	36-6-24	540291	高島秀二・山下源一郎 山崎 肇	大 船
"	天井扇用電動機の包装箱	36-6-24	540292	安江弘平	中 津 川
"	ジョーサ	36-6-24	540294	武井久夫・服部信道 田原義太郎	菱電機器
"	強制排水装置付電気洗濯機	36-6-24	540302	東 邦 弘・武井久夫 服部信道	菱電機器
"	蛍光放電灯口金	36-6-27	541213	久保幸正	大 船
"	蛍光放電灯口金	36-6-27	541214	河合 登・山本莊司	大 船

## 4,000 Mc 回転形単向管用フェライト

研究所 山森末男\* ・野口英男\*\* ・政木淑人\*\*\*  
 喜連川隆\*\*\*\* ・中原昭次郎\*\*\*\*\*  
 大船製作所 中村 弘\*\*\*\*\*

## Microwave Ferrite for 4,000 Mc Faraday Rotation Type Isolators

Research Laboratory Sueo YAMAMORI ・ Hideo NOGUCHI ・ Yoshito MASAKI  
 Takashi KITSUREGAWA ・ Shōjirō NAKAHARA  
 Ofuna Works Hiroshi NAKAMURA

Experimental research has been carried on with an object of obtaining microwave ferrite having excellent characteristics and good reproducibility. First, Ni-Zn-Al ferrite was selected to increase the value of  $\theta/L$  and was confirmed of the effect of  $Al_2O_3$  substitution. In doing so, it has been discovered that very irregular characteristics have resulted, because the spinel structure is hardly available with  $Al_2O_3$ . A countermeasure has been taken for this through a proper technique; for instance,  $Al_2O_3$  and one of other components were presintered prior to the treatment of the whole materials. This has been so successful that a large value of  $\theta/L$  is obtained with Ni-Zn-Al ferrite containing 15%  $Al_2O_3$ . This paper deals with the relation between the producing condition and  $\theta/L$  regarding the  $Al_2O_3$  contained ferrite.

## 1. ま え が き

フェライト および ガーネット などの フェリ磁性体 を磁化することによって得られる テンソル透磁率 を巧みに利用して、種々の興味ある非可逆および可逆回路がマイクロ波領域において開発されている。このうち、単向管<sup>(1)</sup>、サーキュレータ<sup>(2)</sup>、移相器、スイッチ、可変減衰器などはすでに広く実用されており、マイクロ波回路の構成上もはや欠くことのできないものとなっている。

これら諸回路の性能が使用する フェリ磁性体 の優劣によって、完全に左右されることは明らかであり、使用目的に応じて最適な特性を有する材質を見出すことが必要であることはいうまでもないが、同時にこの材料においてはその製造工程が煩雑なことから、同一特性のものを繰り返し製作することは比較的困難であり、再現性が重要な問題となる。

当社ではすでに多くの マイクロ波用 の フェライト を開発し、各種の単向管、サーキュレータ など優秀な性能を有する製品を製作しているが、今回は ファラデー-旋波子用フェライトのうち 4,000 Mc 回転形単向管<sup>(3)</sup> に使用する目的で開発したフェライトを例として、良特性のものを高歩留りで製作することを目的として行ってきた実験研究について述べる。

## 2. 実験方法

## 2.1 ファラデー-旋波子用としての評価の方法

ファラデー-旋波子というのは、図 2.1 に示すように円形導波管の中心に細いフェライト円棒を保持し、管軸方向に直流磁界を印加したものである。この中を電波が通過すると、ファラデー-効果によって偏波面が回転される。この偏波面の回転角度が印加直流磁界の強さによって変化すること、および回転の方向が進行方向と無関係なことを利用して、回転形単向管、サーキュレータ、スイッチ および可変減衰器などが得られている。

このファラデー-旋波子としては、そう入損失が小さくて偏波面が良く回転するものが望ましいのはもちろんであ

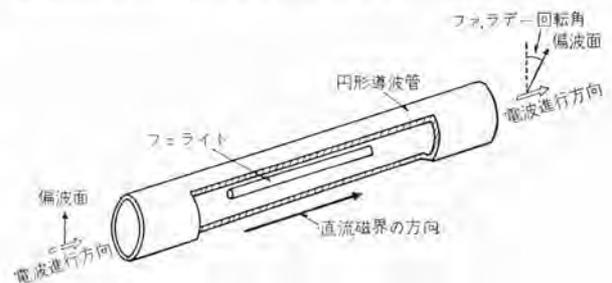


図 2.1 ファラデー-旋波子の構造  
 Fig. 2.1 Structure of the faraday rotator.

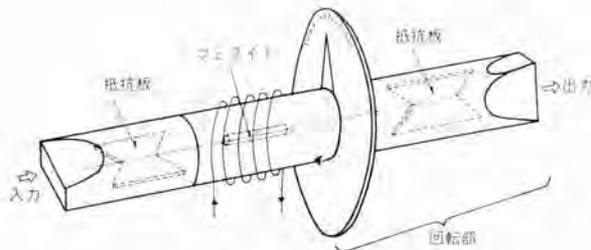


図 2.2 偏波面測定装置

Fig. 2.2 Device for polarization measurement.

るが、良否を定める一つの量的表現として、次式に示すようにそう入損失当たりの回転角によって旋波子の良さの係数  $F$  (Figure of Merit) を定義する方法が用いられており、今回もこれを使用する。

$$F = \frac{\text{回転角(度)}}{\text{そう入損失(dB)}} = \frac{\theta}{L} \dots\dots\dots(2.1)$$

回転角  $\theta$  を測定するには、図 2.2 に示すような偏波面測定装置を用いた。フェライトを入れないとき、同装置の指針を 0 度に合わせておけば、フェライトをそう入し磁界を印加したとき、右側の回転部を回転させて出力電流が最大になる位置から回転角  $\theta$  を知ることができる。

また  $L$  の測定は通常のそう入法で、フェライトを入れないときの出力電流とフェライトをそう入し所定の磁界を印加し、回転部を上述のようにして求めた回転角だけ回転させたときの出力電流とから求められる。

## 2.2 成分組成の選定

### (1) 選定の条件

式 (2.1) によって定義された  $\theta/L$  を大きくするためにはフェライトの単位長当たりの回転角  $\theta/l$  を大きく、あるいは単位長当たりの損失  $L/l$  を小さくすれば良い。

これらのうち  $\theta/l$  はフェライトの損失が十分小さいとして、誘電率  $\epsilon$  および正負両円偏波に対する実効透磁率  $\mu_{\pm}$  の実数部だけを考えると、無限媒質の場合は次のように表わされる。

$$\theta/l = \frac{\omega}{2c} \sqrt{\epsilon} \left\{ \sqrt{1 + \frac{4\pi M_s \gamma}{\gamma H + \omega}} - \sqrt{1 + \frac{4\pi M_s \gamma}{\gamma H - \omega}} \right\} \dots\dots(2.2)$$

ここで

$M_s$ : 飽和磁化

$\gamma = g \frac{e}{mc}$ : gyromagnetic ratio

$H$ : 印加直流磁界の強さ

$\omega \gg \gamma H$ ,  $\omega \gg 4\pi M_s \gamma$  とすれば、

$$\theta/l \approx \gamma/2c \sqrt{\epsilon} 4\pi M_s \dots\dots\dots(2.3)$$

となり、 $\theta/l$  は大体誘電率と飽和磁化とによって定まる。ただし実際の旋波子では円形導波管の管軸に沿って管径よりかなり細いフェライト円棒をそう入してあるので、導波管効果を考えなければならず、寸法、形状および周波数が  $\theta/l$  に大きな影響を持つことになる。

一方  $L/l$  として考えられるおもなものは、旋波子が一般に共鳴磁界より相当低い印加直流磁界の下で使用され

るので、フェライトの未飽和状態で生ずるいわゆる低磁界損失と印加直流磁界の強さに無関係に現われる誘電体損との二つである。このうち誘電体損は Mn, Co, Cu などを添加してフェライト中に  $Fe^{+2}$  が出現しないようにし、固有抵抗を高くすることによって、ある限度まで低下せしめることが知られている。

しかし、まえがきで述べたように、今回の対象は 4,000 Mc 回転形単向管用フェライトであり、この周波数帯で使用する場合には、 $L/l$  をもっとも大きく左右するのは低磁界損失である。

低磁界損失は未飽和状態のフェライトの磁壁に生ずる自由磁極によって生ずる局所的な磁界の下に起こる共鳴吸収に起因すると考えられ、フェライトが飽和すると消滅する。

この損失は、細長い棒状フェライトの軸方向に直流磁界を加え、その方向に電波を通す場合は、次式に示す周波数まで発生する。

$$f = \gamma/2\pi (H_{anis} + 2\pi M_s) \dots\dots\dots(2.4)$$

ここに  $H_{anis}$ : 異方性磁界,  $\gamma/2\pi = 2.8$  Mc/gauss

したがって、 $f = 4,000$  Mc の場合、 $H_{anis}$  が零であるとしても、 $4\pi M_s$  は 2,860 ガウス以下でなければならないことになる。実際には異方性磁界が存在するため、 $4\pi M_s$  はこの値より相当小さな値である必要がある。

なお式 (2.3) で明らかのように  $4\pi M_s$  を小さくすると、 $\theta/l$  も減少する。したがって  $4\pi M_s$  を減らすことによる  $L/l$  の減少の仕方が、 $\theta/l$  の減り方を上回る場合に効果があるわけで、 $4\pi M_s$  の値には最適値が存在する。

### (2) Ni-Zn-Al フェライトの採用

上記の条件に適した成分組成を見出すため、まず Ni-Zn フェライトで種々の成分比のものを試作し、 $\theta/L$  の測定を行なったが、 $\theta/L$  の最大値が 20 くらいで、旋波子用フェライトとして満足すべきものは得られなかった。

そこで  $\theta/L$  を大とするための条件のうち、低磁界損失に注目し、 $4\pi M_s$  を小さくすることをねらって、Ni-Zn フェライトの  $Fe_2O_3$  を  $Al_2O_3$  で置換<sup>(1)</sup>したものを試作し、実験を行なった。

これらのうちの一例として、#33 組成で  $Al_2O_3$  を 5~25% の範囲に変えた直径約 7 mm の素子の 3,950 Mc, 印加直流磁界 200 Oe における特性を示せば図 2.3 のとお

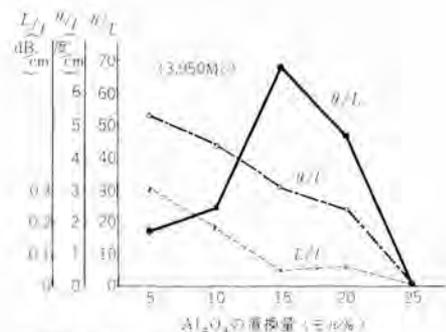


図 2.3  $Al_2O_3$  置換の効果 (その 1)

Fig. 2.3 Effect of  $Al_2O_3$  substitution. (1)

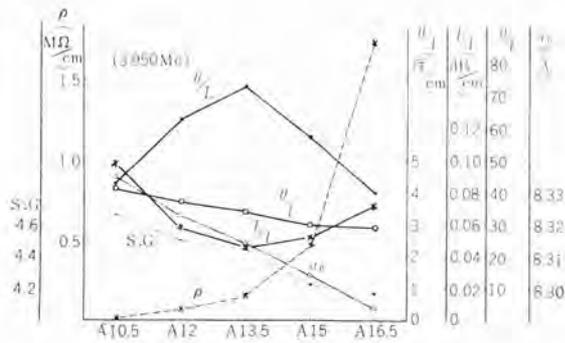


図 2.4 Al<sub>2</sub>O<sub>3</sub> 置換の効果 (その 2)  
Fig. 2.4 Effect of Al<sub>2</sub>O<sub>3</sub> substitution. (2)

りである。すなわち Al<sub>2</sub>O<sub>3</sub> を増すにつれて  $\theta/l$ 、 $L/l$  もに減少し、ある Al<sub>2</sub>O<sub>3</sub> の量になると  $\theta/l$  は急激に減少し、 $L/l$  の減少率は小さくなる。したがって  $\theta/L$  については、最大値を与える適当な Al<sub>2</sub>O<sub>3</sub> の量があり、この例では 15% の Al<sub>2</sub>O<sub>3</sub> を Fe<sub>2</sub>O<sub>3</sub> と置換させた素子が最大の  $\theta/L$  を与えた。

また置換範囲をせばめて試作実験した結果の一例である図 2.4 では、13.5% の Al<sub>2</sub>O<sub>3</sub> を Fe<sub>2</sub>O<sub>3</sub> と置換させた素子が最大の  $\theta/L$  を与えた。

すなわち、以上に例示したものも含めて実施した多くの試作実験の結果、大略次のような結論が得られた。

(1) #33 組成中の Fe<sub>2</sub>O<sub>3</sub> を 12~15% の範囲の Al<sub>2</sub>O<sub>3</sub> と置換すれば、所望の  $\theta/L$  を与える素子が得られる。

(2) この範囲の組成で大きな  $\theta/L$  を与えるものの見掛け比重は 4.3~4.5 の範囲にある。

(3) また良い特性を与えるものの格子間隔は 8.32 ± 0.01 Å の範囲にある。

これらの検討の結果、Ni-Zn-Al フェライトが旋波子用として採用しうることが確認されたので、この組成を選び、各成分比のものを作って、特性と製法との関係を研究した。

### 3. 実験結果と考察

#### 3.1 従来のももの結果

##### (1) 従来のももの一例

Ni-Zn-Al フェライトを製造する場合、従来のように単に原料粉末を混ぜて作ったのでは、再現性が悪く、均一の特性のものを得ることは困難である。

もちろんこの再現性の問題は、製品製造の段階だけでなく、所望の特性を有するものを研究開発する段階においてもきわめて重要である。われわれが行なった 4,000 Mc 回転形単向管用フェライトに対する上述の開発実験においても、組成、寸法、成形加工条件、焼成条件などを変えて繰り返し試作したが、その結果は表 3.1 に例示したようにバラツキが多く、異なった傾向を示したものもあって、前述したようなばく然とした結論しか得られなかった。

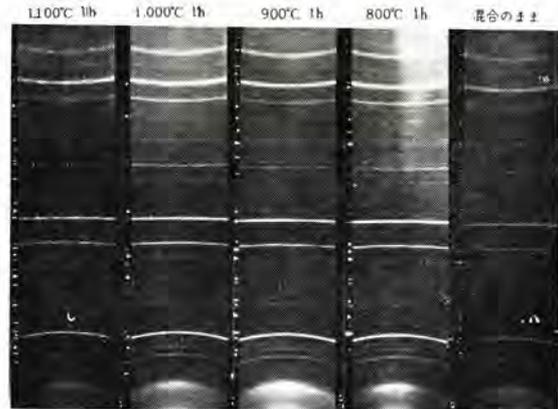


図 3.1 Ni-Zn フェライト 混合粉末の熱処理による変化  
Fig. 3.1 X-ray diffraction results of Ni-Zn ferrites subjected to various heat treatments.

表 3.1 従来のももの一例

(1) 成分を変えたときの試料の  $\theta/L$  (3,950 Mc)

成分	33-A 12	33-A 13.5	33-A 15	33-A 16.5
焼成条件				
1,290°C×3 h	50	88	57	
1,300°C×2 h	35	17	35	22
1,300°C×3 h	63	73	57	40
1,300°C×3 h	47	47	54	

(2) 焼成条件を変えたときの試料の  $\theta/L$  (3,950 Mc)

成分	1,300°C×0.5 h	1,300°C×1 h	1,300°C×2 h	1,300°C×3 h	1,300°C×5 h	1,300°C×8 h
33-A 12			48		50	48
33-A 15	43	43 41	48 49	48 41~46	51	
33-A 16.5			57		67	58

表 3.2 Ni-Zn フェライト 粉末仮焼後の X 線回析観察結果

熱処理条件	二つのスピネル形 (ZnO·Fe <sub>2</sub> O <sub>3</sub> , NiO·Fe <sub>2</sub> O <sub>3</sub> ) の存在	α-Fe <sub>2</sub> O <sub>3</sub> の存在	ZnO の存在	備考
800°C 1h 1回	未反応で 2 種の line がある。	中	弱	
900°C 1h 1回	向	上	中	微弱
1,000°C 1h 1回	2 種が反応し一つの line となる。	微弱	なし	ほぼ反応完了
1,100°C 1h 1回	一つの line で、結晶粒粗大化する。	なし	なし	

(2) 再現性不良の原因

上記試作研究における再現性不良の原因を究明するために、Al<sub>2</sub>O<sub>3</sub> を含まない Ni-Zn フェライトの混合粉末と、そのうちの Fe<sub>2</sub>O<sub>3</sub> を 15% だけ Al<sub>2</sub>O<sub>3</sub> と置き換えたフェライトの混合粉末 (いずれも仮焼成前で、所要組成に配合し混合したままのもの) を用いて、各温度で焼成したのち X 線回析を行なった。

図 3.1 は前者についての X 線回析像を示し、表 3.2 と表 3.3 は両者の X 線回析像を観察整理した結果を示す。この結果から、Al<sub>2</sub>O<sub>3</sub> を含まない Ni-Zn フェライトの混

表 3.3 Ni-Zn-Al フェライト (Al<sub>2</sub>O<sub>3</sub>: 15%)  
粉末仮焼後の X 線回折観察結果

熱処理条件	二つのスピネル形 (ZnO·Fe <sub>2</sub> O <sub>4</sub> , NiO·Fe <sub>2</sub> O <sub>4</sub> )	反応した Al <sub>2</sub> O <sub>3</sub> を含むスピネル形	α-Fe <sub>2</sub> O <sub>3</sub> の存在	Al <sub>2</sub> O <sub>3</sub> の存在	ZnO の存在	備考
900°C 2h 1回	未反応で2種の line がある。	微弱	なし	弱	極微弱	
1,000°C 2h 1回	未反応で2種の line がある。	中	弱	微弱	なし	
1,100°C 2h 1回	反応して1本の幅の広い line となる。	中	なし	極微弱	なし	
1,200°C 2h 1回	反応して1本の line となり、上よりいくぶん sharp となる。この line と Al <sub>2</sub> O <sub>3</sub> を含むスピネルの line とが近くなる。	弱	なし	なし	なし	ほぼ反応完了

合粉末は1,000°C 1h の焼成によってほとんどスピネル化反応を完了するが、Al<sub>2</sub>O<sub>3</sub> を15%程度含んだ Ni-Zn-Al フェライトの混合粉末は1,000°C 2h の焼成ではほとんど未反応状態であり、1,200°C 2h の焼成によってやっと反応を大体完了することがわかる。

すなわち混合粉末中に Al<sub>2</sub>O<sub>3</sub> が含まれると、全体の粉末の反応が遅れ、一般のフェライト製造工程中の、使用粉末(仮焼を完了し最終の加圧成型に用いる粉)をつくる時に実施されているような、1,000°C 程度の温度での仮焼では、ほとんどスピネル化されていないものと考えられる。

一般に使用粉末を製造する際には、できた粉末を均一なものとするために、混合—仮成型—仮焼—粉砕の過程を2回以上繰り返し実施している。しかしわれわれが選んだ4,000Mc 回転形単向管用フェライトの組成では Al<sub>2</sub>O<sub>3</sub> が12%以上含まれているために上記仮焼温度が1,000°C 程度であれば、たとえ2回繰り返し返されてもでき上がった使用粉末のスピネル化反応は未完了で、使用粉末をつくるたびにごとにその状態が変動することが容易に推察され、この点がわれわれの行なった前述の試作実験における再現性不良の一大要因であったと考えられる。

### 3.2 再現性を得るための条件

一般に粉末冶金においては、それに用いる粉末の純度、組成、粒度、粒度分布などがある一定範囲にあるものを用いるのでなければ、その後の製造条件をいくら一定に押さえても、高度の再現性をもって製品を作ることはできない。とくにフェライトのように、その後の加圧成型—焼成の過程で複雑な反応を伴うものでは、使用粉末のその意味での状態がいつも一定範囲になければならない。

#### (1) 反応進行状態の検討

このような一定範囲の状態をもつ使用粉末を得るには種々の方法が考えられ、近年行なわれている共沈法もその一つであるが、われわれは合金溶製の際その成分金属を含む母合金を用いる方式を準用し、まず反応を遅らせる主役である Al<sub>2</sub>O<sub>3</sub> を、成分粉末の一つと組合せ混合して成型焼成し、スピネル化したものを粉砕して他の成分粉末と混合する方式を採用した。

Al<sub>2</sub>O<sub>3</sub> と ZnO とを1:1の割合で混合したのち、各

表 3.4 ZnO·Al<sub>2</sub>O<sub>3</sub> 粉末の反応進行状況

処理条件	ZnO の存在	Al <sub>2</sub> O <sub>3</sub> の存在	ZnO·Al <sub>2</sub> O <sub>3</sub> スピネルの存在	同左の格子間隔 (Å)
800°C 2h	最強	強	微弱で、line の幅が広い	—
900°C 2h	強	中	中 (急に反応が進む)	8.08 <sub>5</sub>
1,000°C 2h	中	弱	強	8.08 <sub>5</sub>
1,100°C 2h	弱	微弱	最強	8.08 <sub>5</sub>
1,200°C 2h	微弱	なし	最強	8.08 <sub>5</sub>

温度で焼成したものを X 線回折によって調べた結果は表 3.4 のとおりで、1,200°C 2h の焼成でほとんどスピネル化が完了することがわかった。

そこでまず Al<sub>2</sub>O<sub>3</sub>+ZnO の混合粉末を十分に焼成してスピネル化を完了したものを粉砕し、他の成分粉末と合わせて混合粉末をつくり、これから一般と同様の工程を経て使用粉末を製造した。この使用粉末の X 線回折結果から Fe<sub>2</sub>O<sub>3</sub> を含むスピネル (a<sub>0</sub>=8.37<sub>5</sub>Å) と Al<sub>2</sub>O<sub>3</sub> を含むスピネル (a<sub>0</sub>=8.08<sub>5</sub>Å) との両者が含まれているが、他の未反応成分はほとんどなく、この後の加圧成型—仮焼成の段階で、両スピネルが一体化するための反応だけが進行すれば良い状態になっていることがわかった。

#### (2) 粒度と粒度分布の検討

前節で述べた方法によって得られた、一定範囲内の反応進行状態にある使用粉末を用いることによって、はじめてその後の製造条件を定めるための研究が進められるのであるが、さらに同一組成、同一純度であっても、その使用粉末の粒度、粒度分布が異なれば当然本焼成における反応の仕方が変わるはずで、与える特性値も変わることが考えられる。

そこで、3.2(1)で述べた方法によって、状態は同じであるがその後の粉砕の条件を変えて、表 3.5 に示すように比容積と粒度分布の異なる同一組成 (#33 組成で Al<sub>2</sub>O<sub>3</sub> 13.5%) の使用粉末をつくり、ほぼ同じ成型焼成条件でフェライト素子をつくって実験した。その結果の代表例をヒストグラムによって示せば図 3.2 のとおりである。

すなわち使用粉末の粒度があまり分布が悪ければ、予測したとおり θ/L のバラツキが大きくなり、この実験での成型焼成条件では良特性を与えるものが少ない。また粒度分布は適当であるが粒度がややあらいと、特性のバラツキ

表 3.5 使用粉末の比容積と粒度分布

粉末番号	比容積 (cc/g)	粒 度 分 布
a	0.59	粒度分布不良(乳鉢による粉砕の不良を示す)
b	0.48	粒度分布不良であらい
c	0.51	粒度そろいすぎている
d	0.43 <sub>5</sub>	粒度分布良好でややあらい
e	0.42	粒度分布良好で細かい
f	—	粒度分布不良
g	0.43 <sub>1</sub>	粒度分布良好で細かい
h	0.42 <sub>2</sub>	粒度分布良好でやや細かい

表 3.6 使用粉末の粒度分布による特性の差

粉末番号	b				d					h					
	1	2	3	4	1	2	3	4	5	1	2	3	4	5	6
$\theta/L$ 4,200 Mc	104~100									×					
	99~95									×					
	94~90									×	×	×	×	×	×
	89~85					○									
	84~80	○	×			○	○	○							
	79~75					○	○								
	74~70					○	○	○		×					
	69~65	×	×	×		○	○	○							
	64~60					○	○	○							
	59~55	×				○	○								
	54~50	×													
	49~45	×	○												
	44~40	×													
39~35	×														
34~30	○														
$\theta/L$ 3,650 Mc	74~70									×	×	×	×		
	69~65														
	64~60					○	○	○	○						
	59~55	○				○	○	○		×	×	×			
	54~50	×				○	○	○	○	×					
	49~45	×	×	×		○	○								
	44~40					○									
	39~35	×	×												
	34~30	○													
	29~25	×	×	×	○										
	24~20														

×印は水なしで成型, ○印は水ありで成型

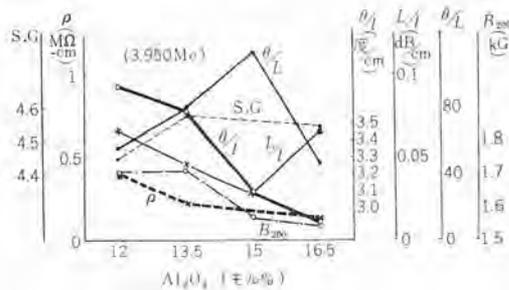


図 3.2  $Al_2O_3$  置換量と諸特性との関係  
Fig. 3.2 Relation between amount of  $Al_2O_3$  substitution and various characteristics.

は小さくなるが、この実験における条件では粒度がやや細かいものに比して良特性を与えるものが少ない。

### 3.3 組成・成型条件ならびに焼成条件

以下 3.2 で述べたように使用粉末の状態、性質がわかり、かつそれがある範囲内にあるものを用いて行なった実験結果について述べる。

(1) 成型と焼成条件一定で  $Al_2O_3$  の置換量を変えた場合

Ni-Zn フェライトで  $Al_2O_3$  の置換量を変えた使用粉末を用い、成型条件を一定（使用粉末に水を添加せず、比較的低压で加圧）で約 7φ の素子をつくり、一定の条件（1,340°C 2~3 h）で焼成し実験した結果の一例を示せば図 3.2 のとおりである。この図からわれわれが行なった成型、焼成条件では次のことがいえる。

(a) 回転角 ( $\theta/L$ ) は  $Al_2O_3$  が増し  $B_{200}$  が減少するとともに小さくなる。

(b) 損失 ( $L/D$ ) は  $Al_2O_3$  が増すとともに小さくな

るが極小点がある。

(c) したがって  $\theta/L$  はある  $Al_2O_3$  量で極大値を与え、この例では 15% だけ  $Fe_2O_3$  を  $Al_2O_3$  と置換したとき  $\theta/L$  が最大となる。

(d) 固有抵抗 ( $\rho$ ) は  $Al_2O_3$  が増すとともに低下し、見掛け比重 (S.G.) は  $Al_2O_3$  が増すとともにいくらか増大し、それぞれ先の図 2.4 とは逆の傾向を示す。これは恐らく図 2.4 での使用粉末では  $Al_2O_3$  がほとんどスピネル化されない状態で含まれており、同一条件での焼成では  $Al_2O_3$  の多いものほど反応未了状態の  $Al_2O_3$  がより多く残ったことによるものと考えられる。

(2) 焼成条件一定で組成と成型条件とを変えた場合  
これまでの実験で、Ni-Zn フェライトの  $Fe_2O_3$  を 13.5~15% だけ  $Al_2O_3$  と置換した組成のところを最高の  $\theta/L$  を与えることがわかったので、さらにこの組成付近で NiO と ZnO の量も多少変えた 14 種類の使用粉末をつくった。これらの粉末を用い、成型条件として使用粉末に水を入れたものと水を添加しないものを選び、また 3.3 (1) と同じ圧力およびそれより高い圧力とを選んで成型し、同じ焼成条件（1,340°C × 3 h）で約 7φ の素子をつくって実験した。

この実験結果を組成別、成型条件別に  $\theta/L$  の値による判定記号によって示せば表 3.7 のとおりで、これからこの範囲の組成と焼成条件においては、まず成型条件に関して次のことがいえる。

(a) 使用粉末に水を添加しないものは、焼成後割れるものが多い、とくに高压成型ではほとんど割れた。

(b) 成型圧力が低いと、水を入れたものより入れないもののほうが良い特性を与える。

(c) 水を添加すると、成型圧力は高いほうが良い。つきにこれらについて測定された 3,950 Mc での特性

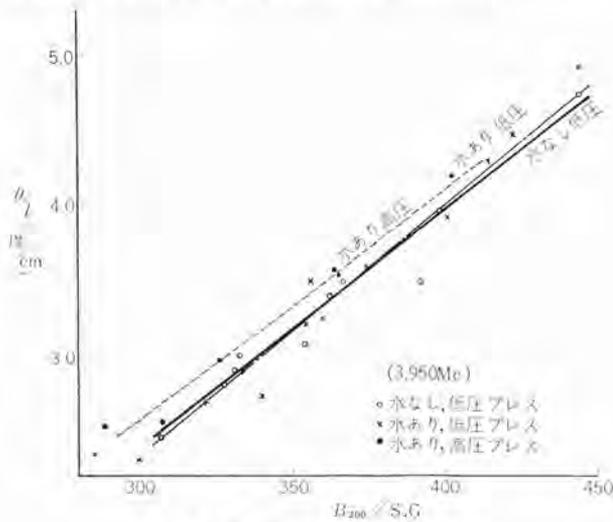
表 3.7 組成と成型条件を変えた実験試料

組成記号	成 型 条 件			
	低 圧		高 圧	
	水なし	水あり	水なし	水あり
△1	×43, 73	45	×44	
△2	◎57	53		◎55, ◎66
N1	47	48		
N2	×51, ×72	49		50
N3	◎80	△81		◎82
N4	◎58			◎60, 65
N5	61	○62		63, 64
N6	△77	△78		◎79
N7	◎74	△75		◎76
N8	◎85	△84		◎87
N9	◎90			◎93
A13.5	◎36, ◎71	△69		◎68
A14.3	△56	◎52		×67, 54, 70
A15	◎20, ◎30	△46	31	

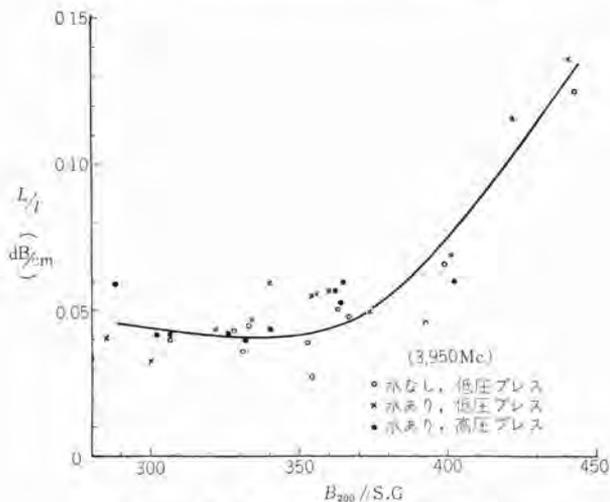
注 1. 表中の数字は試料の製造番号  
2. ◎は ( $\theta/L$ ) $f=3,950$  Mc  $\geq 65$  で ( $\theta/L$ ) $f=4,200$  Mc  $\geq 70$  のもの  
○は ( $\theta/L$ ) $f=3,950$  Mc  $\geq 65$  で ( $\theta/L$ ) $f=4,200$  Mc  $< 70$  のもの  
△は ( $\theta/L$ ) $f=3,950$  Mc  $< 65$  で ( $\theta/L$ ) $f=4,200$  Mc  $\geq 70$  のもの  
3. ×は割れのはなはだしいもの

を  $B_{200}/S.G$  を横軸にしてグラフに示せば、**図 3.3, 3.4, 3.5** のとおりで、この結果からこの実験の範囲において次の結論が得られる。

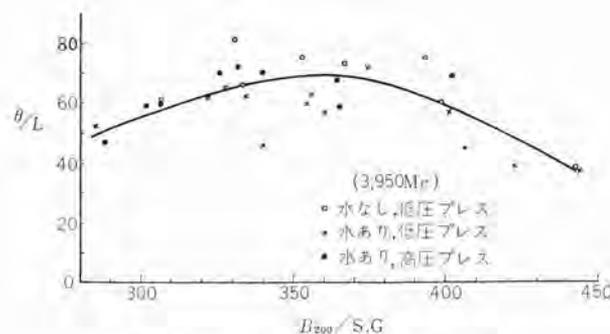
(d) 回転角 ( $\theta/l$ ) は  $B_{200}/S.G$  とかなり明瞭な直線的相関を示し、 $B_{200}/S.G$  の増加とともに直線的に増大する。これは先の式 (2.3) と一致している。



**図 3.3**  $\theta/l$  と  $B_{200}/S.G$  との関係  
Fig. 3.3 Relation between  $\theta/l$  and  $B_{200}/S.G$ .



**図 3.4**  $L/l$  と  $B_{200}/S.G$  との関係  
Fig. 3.4 Relation between  $L/l$  and  $B_{200}/S.G$ .



**図 3.5**  $\theta/L$  と  $B_{200}/S.G$  との関係  
Fig. 3.5 Relation between  $\theta/L$  and  $B_{200}/S.G$ .

(e) また  $B_{200}/S.G$  が等しくても成型条件によって  $\theta/l$  にわずかに差があり、水を入れ低圧成型したものは全般的にやや小さく、水を入れ高圧成型したものがやや大きい。これは成型条件によって、誘電率  $\epsilon$  がいくらか変わるためと考えられる。

(f) そう入損失 ( $L/l$ ) は 2.2 節で、 $4\pi M_s$  を小さくすることによってそのうちの低磁界損失を低下させ、ある限度まで小さくできると述べたが、他の因子の影響もあって  $\theta/l$  の場合のような直線的相関は示さないが、相当明瞭な相関曲線を与える。すなわち約 400 以上の  $B_{200}/S.G$  のものでは  $B_{200}/S.G$  が小さくなるとともに  $L/l$  は急に低下し、約 400~300 の範囲の  $B_{200}/S.G$  ではほとんど変化せず、さらに  $B_{200}/S.G$  が小さくなると反転する。このため  $L/l$  の極小値を与える適当な  $B_{200}/S.G$  の値があり、それは  $330 \pm 30$  のところにある。

(g) また  $L/l$  は  $B_{200}/S.G$  が同じでも水を入れ低圧成型したものがやや大きく、水なしで低圧成型したものがやや小さいが、成型条件による差は明瞭でない。

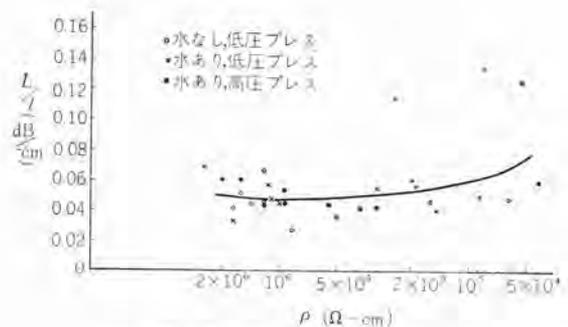
(h)  $\theta/L$  は上記  $\theta/l$  と  $L/l$  とを複合した相関を示し、 $B_{200}/S.G = 360$  において極大値を与える。

なお 2.2(1) で  $L/l$  のうちの誘電体損は固有抵抗を高くすることによってある限度まで低下させ得ると述べたが、上記実験結果から固有抵抗  $\rho$  と  $L/l$  の関係を図示すれば**図 3.6** のとおりで、パラツキがあって確論はできないが、 $1 \times 10^6 \Omega\text{-cm}$  以下では  $\rho$  が大きいほど  $L/l$  は小さくなり、 $2 \times 10^6 \Omega\text{-cm}$  以上では  $\rho$  が大きくなっても  $L/l$  はほとんど変わらないことがわかる。

(3) 焼成条件を変えた場合

以上の実験ではいずれも焼成条件を一定 ( $1,340^\circ\text{C}$  2~3 h) にして行ない、組成と成型条件について調べ、大体の結論が得られた。

そこで数種の組成の使用粉末を用い、成型条件を一定 (やや低圧、水なし) にして、条件を変えて焼成し約 7  $\phi$  のフェライト素子をつくって実験した。これらのうち、一例として Ni-Zn フェライトの  $\text{Fe}_2\text{O}_3$  を 15% だけ  $\text{Al}_2\text{O}_3$  に置き換えたものを、同一温度 ( $1,340^\circ\text{C}$ ) で焼成時間を



**図 3.6**  $L/l$  と  $\rho$  との関係  
Fig. 3.6 Relation between  $L/l$  and  $\rho$ .

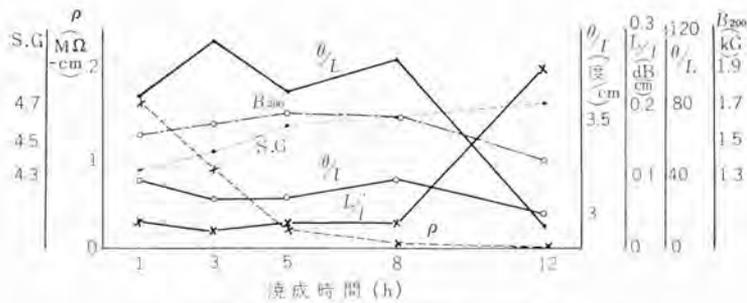


図 3.7 焼成時間と諸特性との関係

Fig. 3.7 Relation between sintering time and various characteristics.

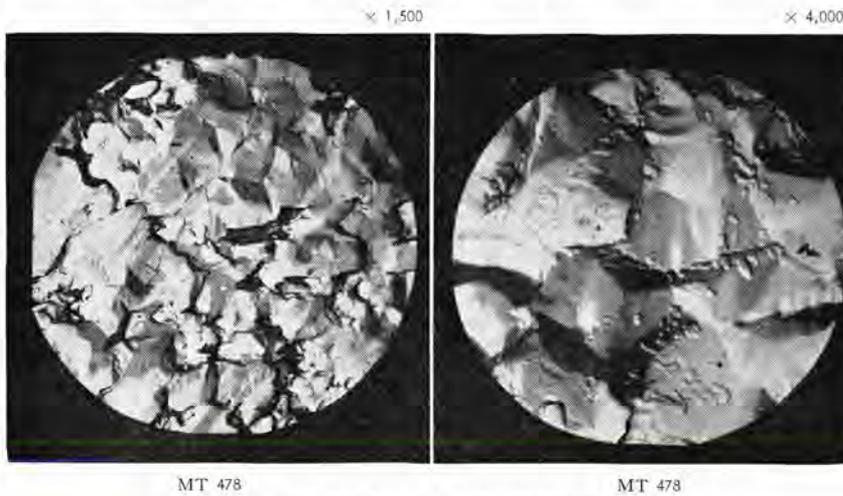


図 3.8 良い特性を与えた素子の電子顕微鏡写真

Fig. 3.8 Electron-micro-photograph of good element.

変えて焼成したものの結果を図 3.7 に示した。

この図では 5 h のデータにちょっと疑点があるが、一応次のことがわかる。

- (a) 固有抵抗 ( $\rho$ ) は焼成が進むにつれて低下するが、焼結が一応完了したと考えられる点以後の低下割合は小さい。
- (b) 見掛け比重 (S.G.) は焼成の進行とともに大となるが、焼結が一応完了したと考えられる点以後の増加割合は小さい。
- (c) 200 Oe における磁束密度  $B_{200}$  は焼成の進行とともにわずかに大となるが、焼結段階が一応完了した後はほとんど変わらない。
- (d)  $\theta/L$  の極大値を与える焼成時間があり、この実験では 3~4 h 付近と考えられる。

### 3.4 考察

以上の実験結果を総括して考えると、フェラデー旋波子の良さを示す  $\theta/L$  を決定する、 $\theta/l$  および  $L/l$  について次の事実のあることがわかる。

- (1)  $\theta/l$  は大体組成だけに左右され、焼成条件がある適当な範囲内にある場合には焼成温度・時間が多少変化してもほとんど変わらない。
- (2)  $L/l$  は組成がある適当な範囲内にある場合には

組成の多少の変化にはほとんど無関係で、おもに焼結の割合によって左右される。

つぎに上記実験結果のうち、比較的良い特性を与えた 3 h 焼成品の電子顕微鏡写真を示せば図 3.8 のとおりで、比較的整った多面体の結晶組織を示している。

## 4. むすび

以上 4,000 Mc 回転形単向管用フェライトの製造に先行して行なった試作研究の概要を述べたが、これらの実験研究によって得られた結果を要約すれば次のとおりである。

- (1)  $Al_2O_3$  が高いことにより反応進行が遅れ反応状態が一定しないが、適当な方法、たとえば本文に述べたような方法を用いれば、再現性を高めることができる。
- (2) Ni-Zn-Al フェライトで、 $Al_2O_3$  が 15% のとき最良のものが得られ、その  $\theta/L$  は 110 であった。
- (3)  $\theta/l$  はほぼ組成だけによって決まり、焼成割合にはほとんど

無関係である。また  $L/l$  は大体組成に無関係で主として焼結割合によって定まる。

以上の結果に基づいて、さらに現場でその設備、人員材料を用いての試作実験を重ね、高歩留りの方式を確定し、それによって得られた素子を用いて昭和 32 年に優秀な特性を有する 4,000 Mc 回転形単向管を製造した。

なお、この実験研究中研究所におけるフェライト素子の試作、その物理的性質の測定および電子顕微鏡写真はそれぞれ、材料研究室山本技師 (現北伊丹製作所)、土屋技師および竹内技師の手をわずらわしたものであり、ここにこれら関係者に謝意を表す。(昭 36-10-6 受付)

### 参考文献

- (1) 喜連川・中原：各種単向管、「三菱電機」, 34, pp. 93~103 (昭 35)。
- (2) 喜連川・中原：3 端子対サーキュレータ、「三菱電機」, 35, pp. 1210~1214 (昭 36)。
- (3) 河津・松丸・石井・喜連川・中原・立川：4,000 Mc 帯域帯域単向管、「三菱電機」, 31, 臨時増刊無線機特集, pp. 580~583 (昭 32)。
- (4) L. G. Van Utert, J. P. Schefer and C. L. Hogan: Low-Loss Ferrites for Applications at 4,000 Megacycles per Second, J. App. Phys., 25, pp. 925~926 (July, 1954)。

## サ ー ボ 機 構 の 設 計

研 究 所 真 鍋 舜 治\*

## Design of Servomechanisms

Research Laboratory Shunji MANABE

Automatic control systems the output signals of which are given by mechanical positions or shaft rotations are called servomechanisms, which cover most of control systems now lime-lighted such as sero-multipliers, numerical controls for machine tools, tracking radars and XY recorders. Their design, however, is mostly left to the experience with no established method to satisfy performances for linear and nonlinear mode of operation. This article is a writers approach to the systematic design on the servomechanisms. He gives in it formulas for the selection of five constants to govern the performance of the mechanism in question. His study goes into detail about various methods suggested for the improvement of the performances. Methods of calculation and design are among the rest.

## 1. ま え が き

サーボ機構は、位置を出力とする自動制御系であって、サーボ乗算機・工作機械の数値制御・追尾レーダ・FCS(Fire Control System)・自動平衡計器・XYレコーダなど、近年になって問題にされてきた自動制御系をほとんど包含すると考えてよい。

一般に自動制御系とよばれるものを大別すれば、

- (1) 電圧制御系
- (2) プロセス制御系
- (3) 速度制御系
- (4) 位置制御系(サーボ機構)

に分類できる。これらは非線形要素の系内に占める位置からもそれぞれ大きな特長があるが、線形領域について考えても、(1)、(2)では制御対象が一般に積分をふくまず、(3)では1階の積分、(4)では2階の積分をふくむという点より大きな差異がある。

すなわち(1)、(2)、(3)の段階では、帰還制御系は本質的に安定であり、試行をくりかえして設計を行なうことも可能であるが、(4)の場合は本質的に不安定であるので、設計にあたって理論的な検討が要求される。

さらに、サーボ機構では変化する入力に対し、指定された偏差以内で追従する線形領域での応答と、極端に大きな偏差が起こってから線形領域に引き入れられるまでの非線形領域での応答が、ともに満足すべきものでなければならぬ。いまかりに、前者を追従モード、後者を同期モードとよぶことにしよう。したがって、協調のとれたサーボ機構を設計するには、両者を平行して考えられるように、線形・非線形の設計法をふくめた統一的な設計法が必要となる。

本稿は、このような設計を論理的に行なえるようにするための一つの試みである。まず、サーボ機構の特性を支

配する5定数につき、これらを選択するための式を与えた。さらに、特性を改善するために提案されている各種の手法を、非整数階積分の観点より検討した。最後に主要な特性の計算式や、出力装置の設計法について言及している。

## 2. サ ー ボ 機 構 の 基 本 的 定 数

サーボ機構の基本的性質をきめるものは、大体つぎの五つの定数と考えられ、サーボ機構の統一的な設計ということも、けっきょくそのような見地からの合理的な5定数の選定にほかならない。すなわち、

じょう乱トルク	$T_a$
等価むだ時間	$\tau$
静的偏差	$\varepsilon_a$
最大加速度	$\alpha_m$
最高速度	$v_m$

一般に自動制御系の特性を大きく左右するものは検出装置と出力装置であって、サーボ機構においても位置の検出が正しく行なわれなければ、精度の高い制御を期待できないことは明らかである。しかしこれはどの制御系にも共通なことで、サーボ機構を大きく特長づけるものは、その特性が出力装置によって大きな影響をうけることである。上記の定数も、大体出力装置の特性を示す尺度となっている。

出力装置の発生するトルクは、図2.1に示すように上限 $T_{LP}$ がある。また、出力装置そのものや、負荷による負荷トルク、摩擦トルクがあり、これは速度の大小、静止から回転を始めるとき、あるいはJerking Motionを行なっているときなど、動作状態によっていろいろ変わるが、その最大値は $T_{LP}$ と考えてよい。この種のトルクは、deterministicな量として定義することはむずかしく、random signalで表わされるじょう乱トルクと考えたほ

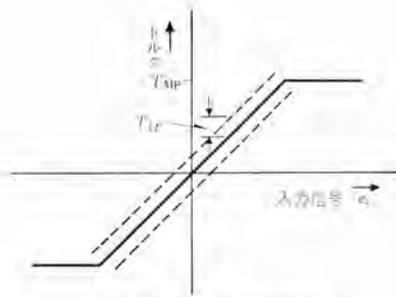


図 2.1 出力装置の特性

Fig. 2.1 Characteristics of output devices.

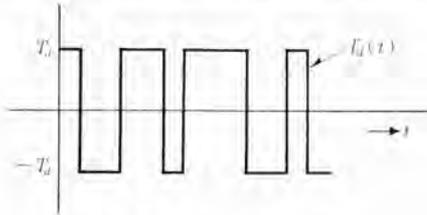


図 2.2 じょう乱トルク

Fig. 2.2 Torque disturbances.

うがよい。すなわち、 $\pm T_{Ld}$  の間に分布した じょう乱トルクが存在し、その確率分布は動作状態で変わるものとする。ここで、 $T_{Ld}/T_{Mv} = T_d$  を単位法で表わした じょう乱トルク、あるいは混乱のおそれのないときは単に じょう乱トルクとよぶ。しかし、 $T_d$  の確率上の諸性質を定義するのは一般にむずかしいので、その時間関数は図 2.2 に示すような Binary Noise を考えることにする。 $T_d$  は駆動モータの定格とか歯車比などを定める基礎となる重要な定数である。

つぎに出力装置には、それへの入力  $e_i$  がはいつてから出力  $e_o$  が有用な信号となるまでに、かならずむだ時間  $\tau$  が存在することである。すなわち、この時間の間では、出力に発生する信号は入力とはまったく関係のないもので、それからはいかなる手段によっても入力の情報を再現することはできない。 $\tau$  は必ずしも一定ではなく、入力の形によっても、また、入力が増えれる時刻によっても変わるので、その値はやはり確率的に与えられるにすぎないが、このようなモデルでも解析が進められないので、確率 1 でむだ時間  $\tau$  が存在するものと簡単に考える。このようなむだ時間の原因となるものは、つぎのようなものである。

- (1) 変調・復調を伴う回路、キャリアの周波数
- (2) 雑音
- (3) 機械共振系
- (4) 電動機の電氣的過渡現象など多数の時定数の組み合わせ

$\tau$  の選定は、400 c/s サーボにするか、60 c/s サーボにするかなど、系の形式を定めるのに重要な意義をもつ。

また、出力装置に  $T_d$  が存在するため、定常状態に達しても位置に静的偏差  $\epsilon_a$  が残る。補償装置の利得を  $K$  とし、比例制御だけが行なわれたとすると、 $\epsilon_a = T_d/K$  と

なる。積分制御を併用していると最終的には  $\epsilon_a$  はゼロとなるが、Jerking Motion を起こしているときのように、 $T_d$  が変化する場合は積分制御がきかなくて、やはり  $\epsilon_a$  なる変化する偏差が現われる。これらの点から  $\epsilon_a$  は比例制御だけで、 $T_d$  を補償したときの静的偏差を意味するものと規約する。

最後に最大加速度  $\alpha_m$ 、最高速度  $v_m$  が出力機器の定格や、歯車比などに関係する重要な定数であることはいちまでもない。

### 3. 基本的定数の選択

前記 5 定数の合理的な選択にあたって考慮すべき点は、つぎのとおりである。

特性	安定度	線形領域	{	線形	
		非線形領域		非線形	
	特性	過渡特性	線形	{	線形
			非線形		非線形
特性	周波数特性	線形	{	線形	
		非線形		非線形	
特性	定常特性	静的偏差	{	追値偏差	
		追値偏差			

つぎに、これらより 5 定数の選択の基準を与える式を求めよう。

これを総合して考える場合、制御系をなんらかの形に抽象するのが望ましい。そのために線形領域では図 3.1、非線形領域では図 3.2 で代表されるような、非整数階積分形制御系が考えられる。そして線形領域でも、非線形領域でも、安定度と特性のよい妥協点を示す定数として、

$$\omega_c \tau = 0.7, \quad k = 1.4, \quad l = 1.5$$

がえられた<sup>(1)(2)(3)(4)</sup>。

これらの定数より、設計すべきサーボ機構の開路周波

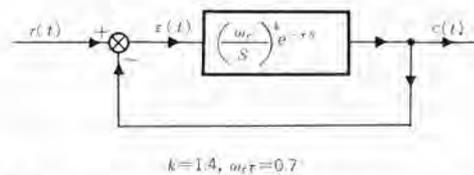


図 3.1 線形領域における、非整数階積分形制御系  
Fig. 3.1 Noninteger integral control systems at linear mode.

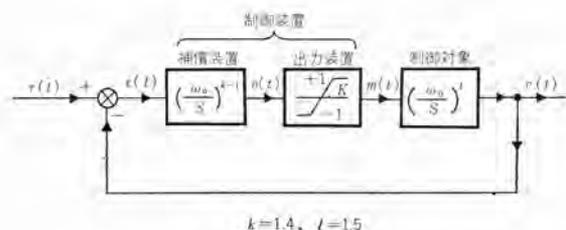


図 3.2 飽和領域における、非整数階積分形制御系  
Fig. 3.2 Noninteger integral control systems at nonlinear mode.



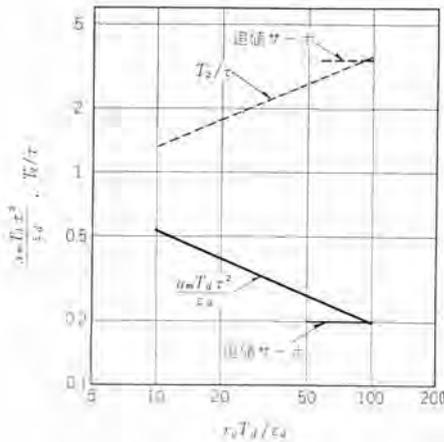


図 3.6  $\alpha_m$  および  $\tau$   
Fig. 3.6  $\alpha_m$  and  $\tau$ .

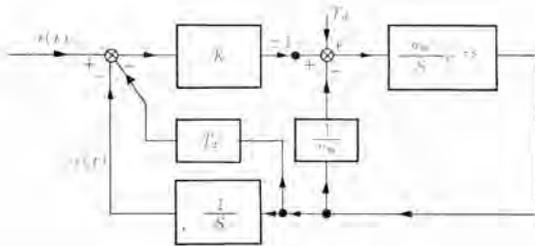


図 3.7 速度帰還形  
Fig. 3.7 Velocity feedback type.

つぎに式 (3.6), (3.8), (3.9) の制限外の場合について考えよう。まず、仕様がきびしくて、 $T_d a_0 \tau / \varepsilon_d > 2$  および  $T_d a_0 / \varepsilon_d > 2$  の場合、非整数階積分  $k=1.4, l=1.5, \omega_c \tau = 0.7$  は、図 3.5 の簡単な標準形では実現できない。そのときは次節にのべるような特別な回路を用いて、非整数階積分の近似度を高めるか、図 3.5 で実現できる最良の条件で満足しなければならない。この条件は、

$$\begin{cases} v_m = \begin{cases} 1.5a_0 & \text{追値サーボ} \\ 3\varepsilon_d / T_d \tau^2 & \text{位置サーボ} \end{cases} \\ \alpha_m = 0.2\varepsilon_d / T_d \tau^2 \\ T_2 = 3.4\tau \end{cases} \quad \dots\dots\dots (3.10)$$

であって、式 (3.7) に  $T_d a_0 / \varepsilon_d = 100$  を代入した結果と式 (3.5) を総合してえられる。このような設計の追値サーボは、飽和過渡応答が最適ではなく、多少振動的になる。一方位置サーボでは飽和過渡応答がゆるやかになり、応答がおそいという意味で最適応答にならない。

つぎに仕様が非常にゆるい場合、 $T_d a_0 \tau / \varepsilon_d < 0.67, K_v \tau < 1$  の場合を考える。このときは非整数階積分にする必要はなく、 $k=l=1, \omega_c \tau = 1$  に選んでよい。この条件は

$$\begin{cases} v_m = \begin{cases} 1.5a_0 & \text{追値サーボ} \\ \varepsilon_d / T_d \tau & \text{位置サーボ} \end{cases} \\ \alpha_m = \text{大きいほどよい} \\ 0.8 v_m / \alpha_m < T_2 < v_m / \alpha_m \end{cases} \quad \dots\dots\dots (3.11)$$

である。

とくに  $(v_m^2 / \alpha_m) K = 1 \sim 3$  となれば、図 3.7 のように

偏差の微分のかわりに速度帰還を行なってよい。そのときの閉路伝達関数は

$$H(S) = \frac{1}{1 + S(T_2 + 1/Kv_m) + S^2 \tau^2 S / K\alpha_m} \quad \dots\dots\dots (3.12)$$

となり、 $K_v = Kv_m / (1 + KT_2 v_m) \approx (0.3 \sim 0.5) Kv_m$  で、いづらか追値特性がわるくなる程度である。安定度と階段状入力に対する応答では、 $T_2$  の働きは偏差を微分したものと同様である。

さらに  $(v_m^2 / \alpha_m) K < 1$  なる場合は、 $T_2$  を全然省略してもよい。それでも  $\zeta > 0.5$  が確保されることは、式 (3.12) より類推できる。

#### 4. サーボの特殊形

サーボ機構のかなりのものは図 3.5 の標準形で実現できるが、仕様がきびしくなると、これでは困難になり、特殊な形をとることが要求される。そして、このような特殊形は、非整数階積分をより広い範囲にわたって近似しようという努力にほかならない。

すなわち、高性能が要求され、 $T_d a_0 \tau / \varepsilon_d > 2$  または  $T_d a_0 / \varepsilon_d > 100$  となると、図 3.5 の系では非整数階積分の近似が不満足になり、多少変更を加えることが求められる。図 4.1 は、速度帰還ループに High Pass Filter をつけたもので、高性能サーボの設計によく用いられる手法である<sup>(5)</sup>。このとき制御対象の伝達関数  $G_m(S)$  は、速度帰還をふくめて  $v_m \gg v_2$  に対して、ほぼ

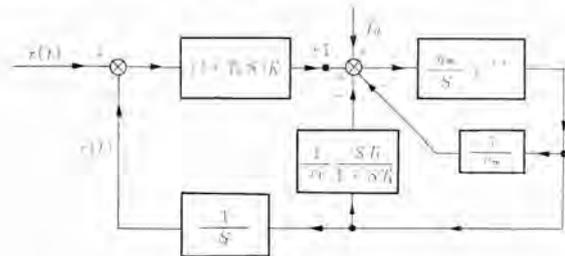


図 4.1 High pass filter 付速度帰還形  
Fig. 4.1 Velocity feedback through high pass filter.

$$G_m(S) = \frac{v_m(1 + T_1 S)}{S[(v_m T_1 / v_2) S + 1][(v_2 \tau^2 S / \alpha_m) S + 1]} \quad \dots\dots\dots (4.1)$$

となり、非整数階積分に近い形となる。なお  $G_m(S)$  の定数は、 $G_m(S) = (\omega_0 / S)^l, l=1.5$  となるようにポラリティ図より選択すればよい。また開路伝達関数  $G(S)$  は、

$$G(S) = \frac{Kv_m(1 + T_1 S)(1 + T_2 S)}{S[(v_m T_1 / v_2) S + 1][(v_2 \tau^2 S / \alpha_m) S + 1]} \quad \dots\dots\dots (4.2)$$

となり、 $K_v = Kv_m, \omega_c = K\alpha_m T_2$  ( $\omega_c$  は折点周波数) であるから、 $v_m$  を増大することによって  $\omega_c$  が一定でも  $K_v$  を増大させる。しかも図 3.5 に比べて、さらに広い領域にわたって非整数階積分で近似されているから、大きな  $K$  に対しても飽和時の特性が良好なものがえられる。このような系では、出力装置の飽和が優勢に働いて、速

速度帰還ループの飽和は実際起こらないようにすることが肝要である。このような注意を払って、初めて  $G_m(S)$  は非整数階積分としての動作を行なうのであって、さもなければ、文献 (5) に報告されているような Jump Resonance が起こる可能性がある。

図 4.2 は、やはり制御対象の非整数階積分による近似をよくするため、速度帰還ループの出力に  $\pm A$  の飽和を加えたものである。いま出力装置が  $+1$  の値を保つときは、速度  $v$  は図 4.3 に示すように増大する。  $G_m(S)$  が非整数階積分なるときは、  $v$  は  $\sqrt{t}$  に比例して増大する

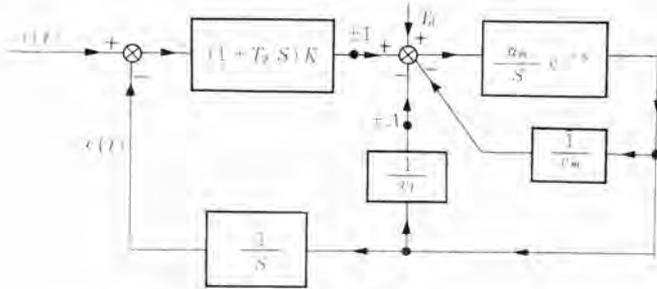


図 4.2 飽和付速度帰還形

Fig. 4.2 Velocity feedback with saturation.

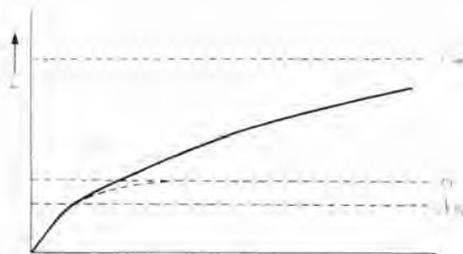


図 4.3 速度  $v$  の応答

Fig. 4.3 Response of velocity.

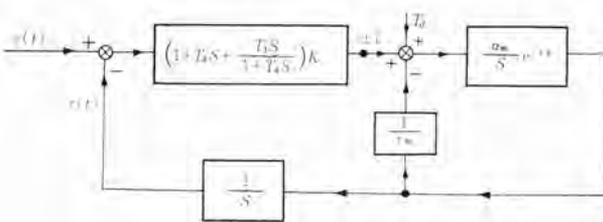


図 4.4 特殊補償回路形

Fig. 4.4 Special compensation.

ことを考慮すれば、図 4.2 は、図 3.5 よりさらにいっそう非整数階積分形に近いことがわかる。なお  $v_0, A$  の選択は、図 4.3 の過渡特性をもとに行なえばよい。このようにして、速度偏差の小さな系が実現できることが文献 (6), (7) に報告されている。

図 4.4 は、補償装置の非整数階積分の近似をよくしたものである。

図 4.5 は積分補償を行なって、定常偏差を小とした場合である。この場合  $T_d$  が一定ならば偏差はゼロとなるが、図 2.2 のように変化する場合は、積分補償が完全に

行なわれなくて、図 4.6 のようにならかなり偏差が残る。また補償装置は弱い微分性 (0.1 階) をもつべきで、積分性になると、飽和時の過渡特性が非常にわるくなる。そのため積分器の出力は、必要な限度 (比例制御で起こった偏差  $T_d/K$  を肩代わりするに十分な量) で押える必要がある<sup>(8)(9)</sup>。  $T_d$  の値は  $v_m/\alpha_m$  の 4 倍くらいに選べばよい。

図 4.7 は、いわゆる非線形最適制御系といわれるものである。実際にこのような系を実現する場合、  $\tau$  は必ずいくらかの値をもつ。この系が近似的に非整数階積分形であって、  $l=2, k=1.68$  であることはすでにのべた<sup>(2)</sup>。

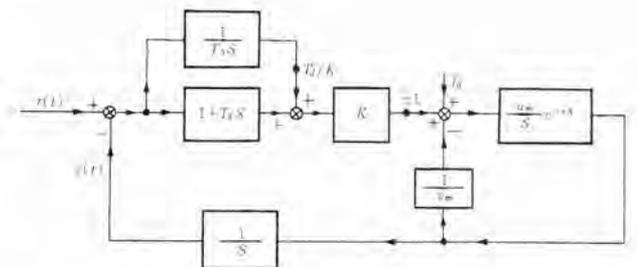
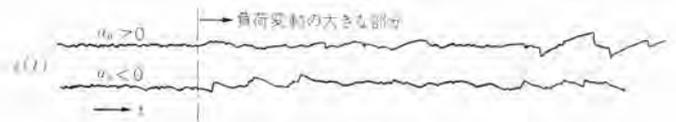


図 4.5 積分補償形

Fig. 4.5 Integral compensation.



$$r(t) = a_0 t u(t)$$

図 4.6 積分補償形サーボの追従特性

Fig. 4.6 Follow up characteristics of integral-compensated servo.

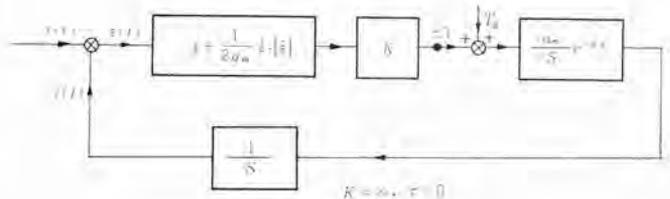


図 4.7 非線形最適制御系

Fig. 4.7 Optimum nonlinear control.

このように大きな  $l, k$  を与えることは、決してよい設計ではなく、安心して使える制御系ではない。その他各種の非線形制御系が提案されているが、いずれも非整数階積分で、近似できる領域をひろげて、高性能のサーボを実現しようという努力にはかならない。この問題の詳細については、また別の機会にゆずりたい。

## 5. 特性

5 定数  $T_d, \tau, \epsilon_d, \alpha_m, v_m$  をもとにして、系の設計が行なわれれば、それから系の特性を求めることができる。

いま、系の開路・閉路伝達関数を  $G(S), H(S)$  とすれば、

$$G(S) = \frac{Kv_m(1+T_2S)}{S[1+(v_m/\alpha_m)Se^rS]} \dots\dots\dots (5.1)$$

$$H(S) = \frac{1+T_2S}{1+S(T_2+1/Kv_m)+S^2e^rS/K\alpha_m} \dots\dots\dots (5.2)$$

をえる。

線形領域での開路周波数特性は、低周波領域での伝達関数を  $G_1(S)$  として、つぎの数値をもとにして簡単にえられる。

$$\begin{cases} K=T_d/\varepsilon_d \\ G_1(S)=Kv_m/S=K_0/S \\ \omega_1=1/T_1=\alpha_m/v_m \\ \omega_2=1/T_2 \\ \omega_c=T_2K\alpha_m \dots\dots\dots (5.3) \\ K/K' = \begin{cases} T_d r_0/\varepsilon_d & \text{位置サーボ} \\ 0.8(T_d a_0 \tau/\varepsilon_d)^3 & \text{追値サーボ} \end{cases} \end{cases}$$

飽和が起こったときは、 $K/K'$  線を改めて 0 dB と考えればよい。

また線形領域で、低周波での閉路周波数特性  $H(j\omega)$  は、

$$H(j\omega) = \frac{G(j\omega)}{1+G(j\omega)} \approx 1 < \sin \varphi(\omega) / A(\omega) \dots\dots\dots (5.4)$$

ただし、

$$G(j\omega) = A(\omega)e^{j\varphi(\omega)}$$

また  $r(t) = r \sin \omega t$  なるとき、飽和が起こる周波数  $\omega_0$  (飽和折点周波数) は、

$$\omega_0 = \left[ \frac{v_m}{r}, \sqrt{\frac{\alpha_m}{r}} \right]_{\min} \dots\dots\dots (5.5)$$

となり、とくに  $v_m = 0.7\sqrt{\alpha_m r_0}$  なるときは、 $r = 0.49r_0$ 、 $\omega_0 = \alpha_m/v_m$  で、速度飽和から加速度飽和に移行する。

さらに、過渡応答がおさまるまでの整定時間  $t_s$  は、つぎのようになる。

位置サーボ： ステップ入力、 $r_0 u(t)$ <sup>(4)</sup>  
 $t_s = 1.39v_m/\alpha_m + r_0/v_m \dots\dots\dots (5.6)$

追値サーボ： ランプ入力、 $a_0 t u(t)$ <sup>(10)</sup>  
 $t_s = 2.4a_0/\alpha_m \dots\dots\dots (5.7)$

## 6. 出力装置の設計

$\alpha_m, v_m, T_d, \tau$  をもとにして、出力装置の設計を行なうことができる。まず第一にギヤ比  $R$  の選択について考察してみよう。

ここで、つぎのような関係がえられる<sup>(10)</sup>。

$$\begin{cases} \frac{1}{\alpha_m} = \frac{J_L + R^2 J_M}{RT_{MP}} \\ T_d = T_{dM} + T_{LP}/(RT_{MP}) = T_{LP}/(RT_{MP}) \\ v_m = v_{mM}/R \\ \alpha_{mM} = T_{MP}/(R J_M) \\ \alpha_{mL} = T_{LP}/J_L \dots\dots\dots (6.1) \end{cases}$$

ここに

$J_L$  負荷の慣性能率  $J_M$  モータの慣性能率  
 $R$  ギヤ比  $T_{LP}$  負荷トルク

$T_{dM}$  モータ自身の  $T_d$  起動電圧 (p. u.) にほぼ等しい  
 $T_{MP}$  モータ最大トルク  $v_{mM}$  モータ最高回転数  
 これより

$$\frac{v_{mM}}{\alpha_{mM}} = \frac{v_m}{\alpha_m} - T_d \frac{v_m}{\alpha_{mL}} \dots\dots\dots (6.2)$$

$$R = v_{mM}/v_m \dots\dots\dots (6.3)$$

$$\gamma = 1/T_d \dots\dots\dots (6.4)$$

$$W_{AC} \approx 2.57 T_{LP} (\text{kg-cm}) \cdot v_m (\text{rpm}/1,000) \cdot \gamma \dots\dots\dots (6.5)$$

ここに

$v_m/\alpha_m$  出力装置時定数  
 $v_{mM}/\alpha_{mM}$  モータ平均時定数、モータ単位慣性能率  
 $\gamma$  出力比  $T_{MP}v_{mM}/T_{LP}v_m$   
 $W_{AC}$  二相 AC モータを用いた場合の W  
 $T_{LP} (\text{kg-cm})$  kg-cm 単位で表わした  $T_{LP}$   
 $v_m (\text{rpm}/1,000)$  rpm/1,000 単位で表わした  $v_m$

式 (6.2)～式 (6.4) をもとにして  $R$  を求め、モータを選択する手法については、最後の例題を参照されたい。

つぎに  $T_d$  の選択について考察しよう。式 (6.1) に示すとおり、 $T_d$  はモータ自身の  $T_d$ 、すなわち  $T_{dM}$  より決して小さくなることはない。また  $T_{dM}$  は、モータの起動電圧を最大信号電圧で割った値と大体等しい。これは、普通 3% 以下である。また経験より  $T_d$  は 0.2 以下とするのが普通である<sup>(11)(12)</sup>。したがって、

$$0.02 < T_d < 0.2 \dots\dots\dots (6.6)$$

程度に選択するのがよい。

つぎに  $\tau$  の選択について考える。変調・復調を伴う回路、すなわち出力装置に AC モータを用いる場合、キャリヤの周波数  $\omega_n$  (rad/sec)、周期  $T_n$  とすれば、

$$(1/3) T_n < \tau < T_n \dots\dots\dots (6.7)$$

が、経験的によい値であり、あるいは  $\omega_c \tau = 0.7$  として、

$$0.1\omega_n < \omega_c < 0.3\omega_n \dots\dots\dots (6.8)$$

となる。60 c/s サーボならほぼ  $\tau = 10$  m sec、 $\omega_c = 70$  rad/sec、400 c/s サーボならほぼ  $\tau = 1.5$  m sec、 $\omega_c = 500$  rad/sec に選べばよい。

機械共振系が、系内にはいる場合、その減衰定数  $\zeta$  と共振周波数  $\omega_n$  より、 $\tau, \omega_c$  はつぎのように選べばよい。

$$\tau = 4/\omega_n, \omega_c = 0.2\omega_n; \zeta = 0.01$$

$$\tau = 2/\omega_n, \omega_c = 0.4\omega_n; \zeta = 0.1$$

なお上記条件は、振幅安定形<sup>(14)</sup>のフィルタを最適に設計してとりつけることを想定しての値である。たとえばレーダでは  $\omega_n$  は 20～100 rad/sec となるのが普通であり、 $\tau$  はかなり大きくなる。

油圧サーボの場合、サーボ弁・油圧モータ系に共振系がはいる。これによる等価的な  $\tau$  は、設計によって非常に異なり、ほぼ

$$0.2 < \tau < 200 \text{ m sec}$$

である。

つぎに具体的な設計例を示す。

例：

$\varepsilon_d = 0.1$  V、 $r_0 = 100$  V、60 c/s サーボ、負荷はポテンショメー

→  $T_{LP}=200 \text{ g}\cdot\text{cm}$

$T_d=0.05, \tau=0.01$  と選択する

$r_0 T_d/\varepsilon_d=50$

図 4.2 を用い、

$$\alpha_m T_d \tau^2 / \varepsilon_d = 0.33, \quad \alpha_m = 6,600 \text{ V/sec}^2$$

$$v_m = 0.7 \sqrt{\alpha_m r_0} = 568 \text{ V/sec}$$

式 (6.2) より、

$$\frac{v_{mM}}{\alpha_{mM}} = \frac{v_m}{\alpha_m} - T_d \frac{v_m}{\alpha_{mL}}$$

ポテンシオメータが負荷なるゆえ  $1/\alpha_{mL}=0$  である。モータは 3,000 rpm すなわち  $v_m \approx 300 \text{ rad/sec}$  のものを用い、かつカタログの  $\alpha_{mM}$  のほぼ 1/2 が、出力装置としてモータを使用した場合の  $\alpha_{mM}$  であるとして、カタログの  $\alpha_{mM}$  は

$$\alpha_{mM} = (300 \times 6,600 / 568) \times 2 \approx 7,000 \text{ rad/sec}^2$$

また、ポテンシオメータは、半回転が 100 V に対応させると

$$v_m (\text{rpm}/1,000) = (568/100) \times 0.5 \times 60/1,000 \approx 0.17$$

よって式 (6.4), (6.5) より

$$W_{M'} = 2.57 \times 0.2 \times 0.17 \times 20 = 1.75 \text{ W}$$

よって、1.75 W, 3,000 rpm,  $\alpha_{mM}=7,000 \text{ rad/sec}^2$  を満足する 60 c/s モータを採用すればよい。モータを選択して、ギヤ比  $R$  を求め、さらにギヤの慣性能率などを考慮して前記の定数を再計算することが必要である。

## 7. む す び

以上サーボ機構の設計法について略述したが、その結果をまとめれば、つぎのようになる。

- (1) サーボ機構の基本的性質をきめる定数は、 $T_d, \tau, \varepsilon_d, \alpha_m, v_m$  である。これらの間の関係は式 (3.5), (3.7), (3.10), (3.11) に示される。
- (2) サーボ機構の基本設計は、非整数階積分をもとにしてえられる。
- (3) サーボ系の伝達関数には、各種のものがあるが、けっきょく非整数階積分の近似度を高める努力にはかならない。
- (4) 出力装置の設計について略述した。

サーボ機構の設計にはもちろん、さらに細かい経験が必要である。しかし、前記の基本的定数を確実に押えておけば、残りの問題は最終調整の段階で処理できるのが通例である。

本稿をまとめるにあたって、社内自動制御研究会の資料を用いた部分が多々ある。とくに、研究所大野技師および無線機製作所遠藤技師の報告に負うところが多く、これらの方々に厚く謝意を表する次第である。

(昭 36-11-27 受付)

## 参 考 文 献

- (1) 真鍋：非整数階積分制御系について、電学誌, 80, No. 5 (昭 35-5)。
- (2) 真鍋：拡張された飽和関数法について、電学誌, 80, No. 8 (昭 35-8)。
- (3) 真鍋：むだ時間をふくむ非整数階積分制御系、電学誌, 81, No. 11 (昭 36-11)。
- (4) 真鍋：飽和をふくむ非整数階積分制御系、電学誌、発表予定。
- (5) Levinson, E.: Some Saturation Phenomena in Servomechanisms with Emphasis on the Tachometer Stabilized System, AIEE Trans. 72, pt. II, pp. 1~8 (Mar. 1953)。
- (6) 竹鼻：自動ガス切断装置に用いたサーボ機構、制御工学, 4, No. 5 (昭 35-11)。
- (7) Seinfeld, R.: Improve Servo Performance with Tachometer Limiting, Control Engg. 4, No. 6 (Jun. 1957)。
- (8) Kochenburger, R. J.: Nonlinearity in Control Systems, Control Engg. 3, No. 3 (Mar. 1956)。
- (9) Kochenburger, R. J.: Limiting in Feedback Control Systems, AIEE Trans. 72, pt. II, pp. 180~194 (Jul. 1953)。
- (10) 真鍋：追値サーボ系の設計「三菱電機」, 33, No. 10, p. 88 (昭 34-10)。
- (11) Gilbert, E. O.: The Design of Position and Velocity Servos for Multiplying and Function Generation, IRE Trans. PGAC (Sep. 1959)。
- (12) Bailey, Ziniuk: Design of High-Performance Instrument Servos for General Purpose Computation, IRE Trans. PGIE (Apr. 1959)。
- (13) Weiss, G.: On the Design of A-C Servo Lead Networks, AIEE Trans. 80, pt. II, pp. 152~160 (Jul. 1961)。
- (14) 武田・真鍋：機械共振系の制御レーラにおよぼす影響、電学誌, 79, No. 5 (昭 34-5)。

## MIB 複 合 工 作 機 電 機 品

三菱造船株式会社広島精機製作所

谷 忠 久\*

三菱電機株式会社神戸製作所

生 原 春 夫\*\*・岩 垂 邦 昭\*\*

## Electric Apparatus for MIB Machines

Hiroshima Precision Machine Works  
Mitsubishi Shipbuilding & Engineering Co., Ltd.

Tadahisa TANI

Mitsubishi Electric Manufacturing Company, Kobe Works

Haruo HAIBARA・Kuniaki IWADARE

Mitsubishi Shipbuilding has started the manufacture of MIB machines (contraction of Mitsubishi-Innocenti-C.W.B milling and boring machines) through a technical concert with the Innocenti Co. of Milano in Italy. In line with this project, Mitsubishi Electric now builds motors, motor generator sets and control apparatus going together. An apparatus No. 1 was displayed at the Tokyo International Trade Fair held last spring. This MIB machine electric system has features with the spindle and feed are driven by DC motors having very wide speed control range: for instance 1:70 on feed driving without complicated gear train. In addition, all the controls of the machine are centralized at a pendant control box so that all the operations are at an attendants finger tips.

## 1. ま え が き

三菱造船が1959年11月イタリアMilanoのInnocenti社との間に技術提携して製作を開始したMIB複合作業機(Mitsubishi-Innocenti-C.W.B. Milling and Boring Combined Machine 以下MIBマシンと称す)はフランスのC. W. Bertozz氏の独創的設計になるものであるが、このMIBマシンに採り入れられている電気装置に関しては三菱電機がその製作を担当し、すでにその第1号機は昨年度東京国際見本市に出品され、さらに今後のMIBマシン海外輸出の方針に沿って鋭意研究が進められている現状であるので、ここにその電機品についてその概要を紹介する。

思うに近代産業が機械技術に要求している事項としては品質の均一と高精度、および高能率生産のための停滯時間の短縮などがある。このような見地から、複合化していく工作機械における電気応用の分野は広く、今後ますます進歩していくものと考えられる。ことに作業者の熟練には一定の限度があり上述の要求を十分満足させることができない要素があることを考えると、機械操作は必然的に自動化しなければならないものとなり、このため制御機構は最近高度な電子制御へと移行しつつある現状である。要するに複合生産のために大形化していく工作機械の電気装置として要求されるおもな必要条件は、つぎの諸事項と考えられる。

(1) 主軸駆動方式は伝動効率のよい高出力のものであること。

(2) 機械の高精度保持のため、精密微小送りができること。

(3) 各種のしゅう動面の移動が円滑に行なわれること。

(4) 機械操作が簡便で正確であること。

以下MIBマシン電気系の概要を説明するに当たりFAF 140/95フワ形およびFAP 140/95プレーナ形のおもな仕様を表1.1に示し、またFAF 140/95フワ形の外

表 1.1 FAF 95/140フワ形 FAP 95/140プレーナ形主要仕様

フワ形 (FAF 140/95)	仕 様	プレーナ形 (FAP 140/95)
140 mm	(1) 主軸直径 スリーブ主軸(ミリーシタおよび ギョーリング主軸)	140 mm
95 mm	横動主軸	95 mm
1,000 mm	(2) 主軸方向トラベル 横動主軸	1,000 mm
400 mm	上軸台	400 mm
1,400 mm	コラム(Horizontal travel)	1,000または1,750 mm
2,000 mm または3,000 mm	計	2,400または3,150 mm
2,000~15,000 mm	(3) 主軸台の高さ方向トラベル (Vertical travel)	2,200 mm
	(4) コラム (Horizontal travel)	
	(5) テーブル 幅	1,000または1,500 mm
	トラベル	3,500 5,000 6,500 mm
6~1,000 rpm	(6) 主軸回転数(無段変速)	6~1,000 rpm
1,000~3,400 rpm	(7) High Speed head	1,000~3,400 rpm
2.7~87 rpm	使用の場合の回転数(無段変速)	
0.64~1,600 mm/min	(8) フェースプレート使用の場合の 回転数(無段変速)	2.7~87 rpm
2,200 mm/min	(9) 送り速度(無段変速)	0.64~1,600 mm/min
	(10) 早送り速度(全ユニット)	2,200 mm/min
	(11) モータ(無段変速)	
DC 19/15 kW (25/20 HP)	主軸用	DC 19/15 kW (25/20 HP)
DC 5 kW (6.7 HP) × 3台	各送り用	DC 5 kW (6.7 HP) × 4台



図 1.1 140/95 FAF 形 MIB m/c 全形

Fig. 1.1 Full view of MIB m/c FAF 140/95 Floor type. 形写真を図 1.1 に示す。

## 2. MIB マシン電気系の特長

MIB マシン電気系のおもな特長としてつぎの諸事項をあげることができる。

(1) スピンドル駆動 および各送りにはいずれも直流電動機を採用し、ワードレオード方式によるきわめて広範囲な速度制御を行ない、複雑な歯車機構の使用を最小限にとどめていること。

すなわち、スピンドル駆動には複雑な歯車機構を使用していないので伝動効率がよく、また伝動軸の変形や歯車の背隙による振動がないため使用刃物の寿命を長く保つことができる。また送りでは、ワードレオード方式の特長を最大限に活用することにより、1:53の広範囲にわたって送り電動機の連続速度制御を行ない、交流電動機を使用したばあいのように歯車変速により速度範囲が段階的で複雑になり、このため制御範囲におのずから限度を生じ、また伝動効率の低下をきたすことから免れている。参考のためスピンドルの歯車列を図 2.1 に示す。

(2) ペンダント操作盤により最大限の遠隔操作を実施

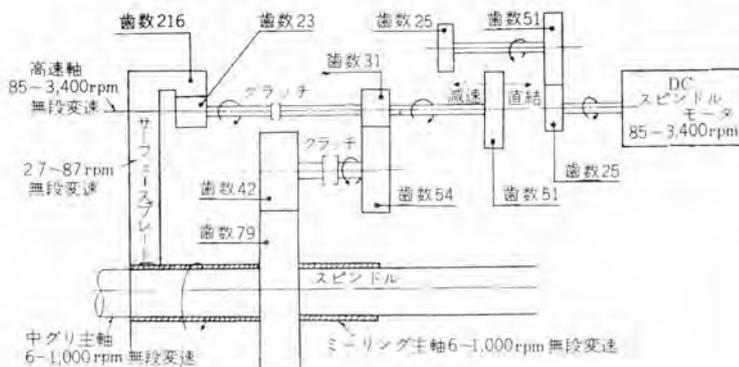


図 2.1 スピンドル 歯車列

Fig. 2.1 Skeleton diagram of spindle gear train.

し作業の高能率化をはかっている。このため電気制御系および電気油圧制御系が豊富に採り入れられている。

(3) 各送り軸に取付けられたコンタクトボックスによりあらかじめ設定されたプログラムに従い、送り速度の自動切換えが可能であり、また自動精密停止を行なうことができる。

## 3. 回転機

この工作機に使用されている直流回転機としては、スピンドル軸駆動用電動機、送り装置駆動用電動機が装備され、いずれもレオード制御方式を採用しきわめて広範囲の速度範囲にわたり、無段連続的に使用できるよう計画されている。またこれに対する電源は4台の直流発電機を1台の誘導電動機で駆動する共通軸、共通フレームのM-Gセットから供給される。これらの機器の定格の概要を示すと表 3.1 に示すとおりである。

表 3.1

用途	定 格	台数
スピンドル軸駆動用	1.5/15 kW 25/145 V 190/120 A 85/3,400 rpm 他動強制通風	1
送り装置駆動用	5 kW 225 V 26 A 2,400/3,200 rpm 1 時間定格他動	3~5
M-G セット		
スピンドル駆動用電源	4.8/17.5 kW 25/145 V 192/121 A 1.4 50, 1,750 rpm 連続定格他動	1
送り装置駆動用電源	5.9 kW 225 V 26 A 1,450, 1,750 rpm 1時間 他動	2
定電圧電源	5 kW 100 V 50 A 1,450, 1,750 rpm 連続 複巻	1
駆動用 I.M	37 kW 200, 380, 220, 440 V 1,450 1,750 rpm 三相 50, 60 c/s	1

本機に使用されている直流機の絶縁はすべて B 種絶縁を採用し、長年月の使用に耐えうるよう考慮が払われている。

以下各機種ごとに説明する。

### 3.1 スピンドル軸駆動用直流電動機

スピンドル軸駆動用 DCM は工作機械のヘッドストック内に内蔵され継鉄外部および直結側軸受外部に設けられたハメアイ部により機械に固定される。また軸はオルタム継手を介して減速装置につながり、スピンドル軸に動力が伝達される。本機も切削軸を駆動するものである関係上、一般工作機における場合と同様の条件が要求される。すなわち

- (1) 機械的剛性が大きいこと。
- (2) 電氣的、機械的の過負荷に耐えること。
- (3) 振動が小さいこと。
- (4)  $GD^2$  が小さいこと。
- (5) 高範囲の速度範囲をもち負荷変動の少ないこと、などである。

これらの条件のなかには、製作にあたり、相反する条件を有するものもあるが、これらの諸条件を満足させるためにまず電機子径に比しきわめて太い軸を使用する必要がある。本機の場合を示すと、電動機内部においては、電機子径の約 1/2 に相当する軸径を採用 (1) (2) (3)

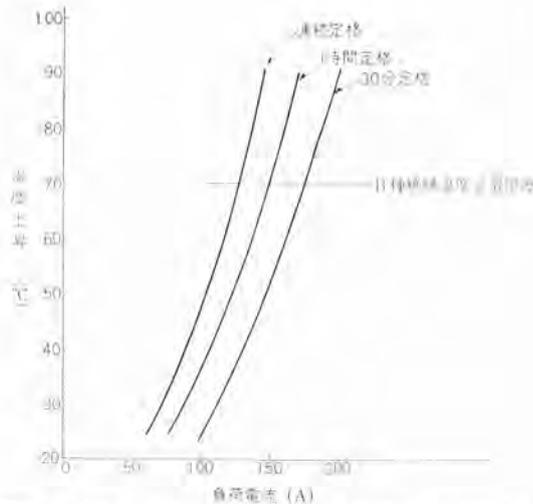


図 3.1 MIB 工作機スピンドル駆動用 DCM 連続定格, 1時間定格, 30分定格における電機子コイル温度上昇(強制通風, 風量 80 l/sec)

Fig. 3.1 DCM for driving MIB machine tool spindle Temperature rises of armature coil at continuous rating, one hour rating and 30 min. rating Forced air draught air vol. 80 l/sec.

に示した要求の大半が解決されている。すなわちこれにより機械的剛性を与え、機械的電氣的過負荷に耐えさせ、振動については、1:40 の速度範囲内にある共振周波数を高め、振幅を減じて機械加工に際し悪影響を与えないよう考慮が払われている。電氣的過負荷については、B 種絶縁と相まって、整流には細心の注意を払い 200% 電流 (400 A) においても整流子面をいためないよう設計されている。また振動の問題については前記の軸とともに、ダイナミックバランスにより完全にアンバランスを除き精密級の軸受と相まって、使用範囲全域において V3 ~ V8 (3/1,000 ~ 8/1,000) 内にあり、機械で精密加工を行なうに十分な値が与えられている。GD<sup>2</sup> が小であることについては、この工作機の特性上直接その必要はな

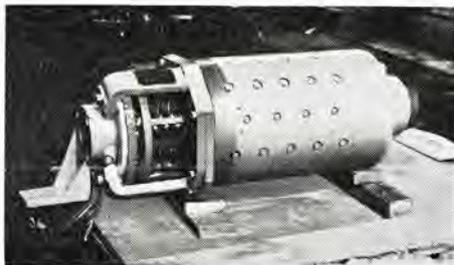


図 3.2 スピンドル駆動用 DCM  
Fig. 3.2 Spindle motor for MIB machine.



図 3.3 送り装置駆動用 DCM  
Fig. 3.3 Feed motor for MIB machine.

いが起動、停止、制動などの場合を考慮すれば小さいにこしたことはなく、本機の場合、電機子径と鉄心長の比は 1:1.7 程度とし、写真でもわかるとおり比較的長い電動機が採用されている。また広範囲の速度範囲制御については、電動機界磁と発電機界磁を同時に相関的に変える方式が使用され、これにより 1:40 の速度範囲を与えている。この程度の速度範囲になると、発電機および電動機のヒステリシス、発電機の残留電圧などの影響が低速域において大きく影響し、大きな負荷変動となつてあられわれ、低速域での速度変動を一定に押えることは少々困難であるが、電動機発電機磁気回路の材質の吟味、直巻界磁の微細調整により 200 rpm 以上においては ±5% 以下に調整されている。湿度上昇については、工作機械内部に内蔵された電動送風機により常時冷却され、回転数に対しては無関係に、負荷電流に対し定まった定格を有する。負荷電流と時間定格の関係を示すと図 3.1 のとおりである。図 3.2 はこの電動機の外観を示す。特殊形状に注意願いたい。

### 3.2 送り装置駆動用電動機

この工作機の送り装置としてはコラム、サドル、スピンドルヘッドの三つの送り装置を有する。このほかにプレーナタイプのものに対してはテーブル送り用、ロータリーテーブル付のものに対してはロータリーテーブル送り用の送り電動機が取り付けられ 1 セット当たり 3 ~ 5 台の送り電動機が装備されている。この電動機に要求される事項としては、(1) 広範囲の速度範囲を有し負荷特性が定められた速度においては負荷のいかんにかかわらず一定であること。(2) GD<sup>2</sup> が小さく起動停止が迅速に行なわれること。(3) 広範囲の速度範囲の全域にわたり振動が小さいこと。(4) 整流が良好であること、などがある。本機の場合、その速度範囲は定格表にも示したとおり、加工に使用される送り範囲が電圧制御により 45 ~ 2,400 rpm で 1:53 におよび、さらに早送りには界磁制御で 3,200 rpm ときわめて広範囲であり、しかも、その負荷特性は加工面の関係から一定であることが要求されるなど、自動定速度装置のない本機としては非常に困難な条件である。一般に負荷特性を考慮に入れての電圧制御範囲は、自動定速度装置を付加しないかぎり 1:10 程度が常識とされ、本機のように 1:50 におよぶ場合は、電動機、発電機のヒステリシス、残留電圧、補極の影響などにより、低速域において比較的大きな速度変動が生ずる。このことから、本機においては補極を設けず、各回転の負荷特性に直線性ならびに平行性をもたせ、これを発電機の直巻コイルを微細調整することにより補正し、さらに磁気回路に使用する材料を多く吟味しヒステリシス、残留電圧を極力小とするなどの方法を講じて 200 rpm 以上の速度では ±5% 程度に押えている。

また GD<sup>2</sup> の減少、振動の問題についてはスピンドル電動機の場合と同様の方法で処理されている。整流については電機子巻線の巻数を極力限じリアクタンス電圧を押え

て、制動時の180%電流においても整流子をいためるような火花の発生は見られない。写真はカバーをはずした送り用電動機を示す。図でわかるとおり本機も継鉄に設けられたツバおよび軸受上部のハメアイ部で工作機械に取付けられ、内部組込以外のものはカバーが装着される。整流子側に延びた軸端はハンドリング用の軸である。

### 3.3 電源 M-G セット

M-G セットは定格表に示したとおり直流発電機4台および駆動用誘導電動機1台が共通軸、共通フレームに組立てられている。誘導電動機を中心に、スピンドル駆動用電源、定電圧電源が左右に配置され、さらに軸受の外側両側に同一定格の送り用電源がオーバーハングされている。その形状は図3.4に示すとおりで従来の形式とは異なり、工作機械の形状に合った形態を示している。

このM-Gで特殊な点は、日本における電力事情、ならびに輸出の点を考慮し誘導電動機の電圧は200, 220, 380, 440Vとシリアルについては50, 60c/s併用とし

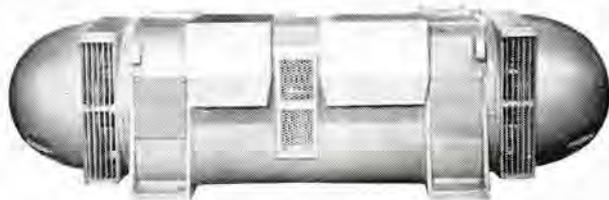


図 3.4 電源用 M-G セット

Fig. 3.4 Motor-generator set for MIB machine.

ていかなる事情のもとにおいても簡単に使用できるように考慮が払われている。

## 4. 制御方式

### 4.1 スピンドル制御

スピンドル駆動用電動機は専用の4.8/17.5kW直流発電機によりワードレオナード方式により駆動され、電圧制御と電動機界磁制御とを併用し、85~3,400rpmの間連続速度制御を行なっている。速度制御用界磁調整器はホビ形抵抗器(5.2(1)参照)を使用し、ペダント操作盤より速度のプリセットを行なうことができる。

スピンドル回路の過負荷のばあいには被加工物への刃物の突込みを避けるため、かならず送り→スピンドルの順序で機械の運転を停止する必要がある。この順序停止を行なうためスピンドル回路用過電流継電器には特殊品を使用した。すなわちこの継電器にはそれが引はずし作動するとき、引はずしサドルの上昇過程で時差をもって動作するよう配置された二つのマイクロスイッチ接点を装着使用した。2個の接点のうち、最初に動作する接点を送り回路停止用、他の接点をスピンドル回路停止用を使用することにより、継電器の長限時引はずし範囲の過負荷のばあいには送り回路の停止指令とスピンドル回路の停止指令との間に1秒以上の時差を得るよう構成した。

### 4.2 送り制御

送りにはコラム水平送り、サドル上下送り、スピンドルおよ

びヘッドストック、テーブル横行、テーブル回転など機械の種類により3~5種類の送り電動機が使用されている。送り用発電機は2台あり、必要な送り電動機がこの2台の送り用発電機にそれぞれ選択接続される方式をとっており、どの二つの動きをとっても同時に送りがかけられるようサドル上下、テーブルの送り電動機は、二つのいずれの発電機からも駆動される方式をとっている。

送り電動機は発電機の電圧制御により45~2,400rpmの広範囲にわたって連続速度制御を行ない1段の変速歯車と組合せて送り速度0.64~1,600mm/minの間無段変速を行なうことができる。

選択しうる送り速度には最微速( $V_m$ )、かみ合せ送り速度( $E$ )通常送り速度( $T$ )早送りの4種類がありそれぞれの送り速度はつぎのとおりである。

最微速	0.64 mm/min
かみ合せ送り	0.64~1,600 mm/min
通常送り	0.64~1,600 mm/min
早送り	2,200 mm/min

これらの送り速度の選択およびかみ合せ速度、通常送り速度のプリセットはいずれもペダント操作盤により行なうことができるほか、つぎに述べるコンタクトボックスの使用により送り速度の自動切換えおよび精密自動停止が可能である。

すなわちMIBマシンで使用しているコンタクトボックスは、つぎの二つの機能を持っている。

- (1) 所定位置において機械を精密停止できること。
- (2) あらかじめ定められたプログラムに従って自動周期による送り制御ができること。

この二つの作用をするために、スピンドル、ヘッドストック、サドル、コラムの各送り量を示す取付台はU字形をしており、そこに円スイ形をした速度変換用ドッグおよび停止用ドッグが取付けられる。これに対してスピンドル、ヘッドストック、サドル、コラムにはそれぞれ速度切換スイッチを内蔵したコンタクトボックスが取付けられ、ドッグによるコンタクトボックスプラグジャの作動により自動的に送り速度の切換えを行ない、二つのプリセット可能な速度と早送りの三つの速度を自由に送りの全ストロークにわたって配列することができる。コンタクトボックスの外観を図4.1に、その構造概略図を、図4.2に示す。図4.2に見られるようにコンタクトボックスには二つのプラグジャがあり上部プラグジャは送り速度変換用であり、下部プラグジャは停止前の精密微速送



図 4.1 コンタクトボックス

Fig. 4.1 Contact box.

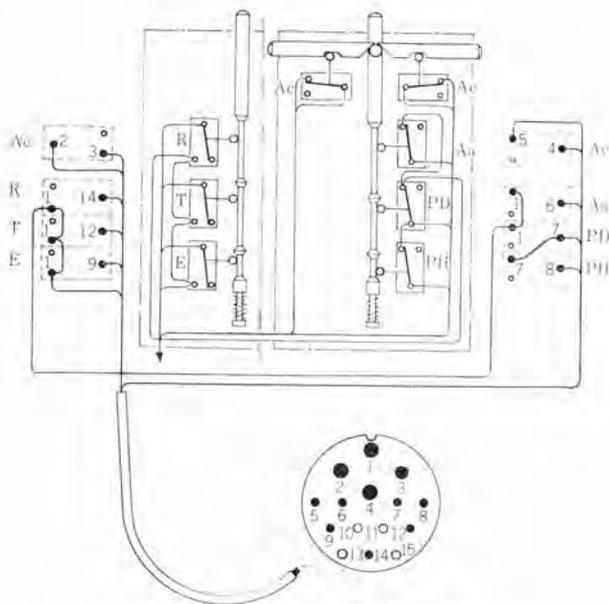


図 4.2 コンタクトボックス構造概略図  
Fig. 4.2 Arrangement of contact box.

り用である。上部ブラッキヤは前に述べた U 字形の溝に取付けられたそれぞれ高さの異なる ドッグ E, T, R. により作動され、マイクロスイッチ E, T, R. の閉成により速度変更を行なう。下部ブラッキヤはドッグにより PD, PH, Aa の順序でマイクロスイッチが動作するよう構成され、制御回路の詳細は略するが送り速度クラッチが「高速」にはいつているときには停止位置の 16 mm 手前で PD が働き、クラッチが「低速」のはあいは 4 mm 手前で PH が働き、電動機の最低速度 ( $V_m$ ) まで減速して運転を継続し、最終的に Aa の作動により停止するがその精度は 0.01 mm を得ることができる。

## 5. 制御盤および制御器具

### 5.1 制御盤

MIB マシンの制御盤は主制御盤 コラム盤 および ペンダント操作盤 とから構成されている。

主制御盤はおもに電源器具、M-G 関係、スピンドル および送り発電機関係の器具と ポピン形電動界磁調整器 とを収納した。コラム制御盤はコラム側面に取付けられコラム送り、サドル送り、スピンドル および ヘッドストック送り関係の器具と補助電動機関係の器具を収納した。電源回路、M-G 交流側およびスピンドル主回路以外はすべて表面配線とし表面接続形器具を使用したので保守点検は容易に行なうことができる。主制御盤の内部を図 5.1 に示す。

ペンダント操作盤からの集中遠隔制御による作業の高能率化が MIB マシンの特長の一つであることはすでに述べた。図 5.2 にペンダント操作盤の正面写真を図 5.3 におなじく器具配置説明図を示す。ペンダント操作盤で操作しうる諸元はつきのように広範囲にわたっている。

- (1) 送り選択
- (2) 送り速度のプリセット (速度指示を含む) および運

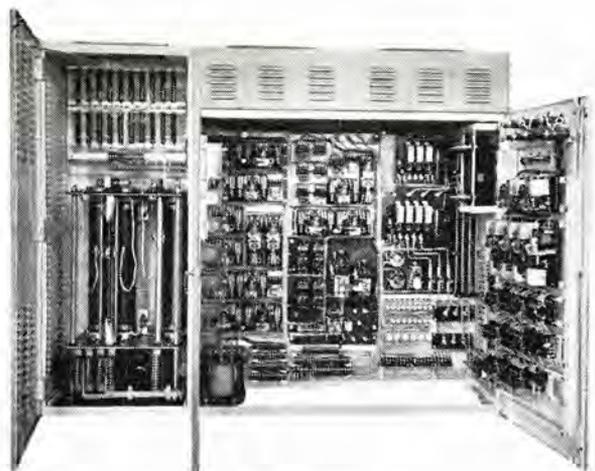


図 5.1 主制御盤  
Fig. 5.1 Main control panel.

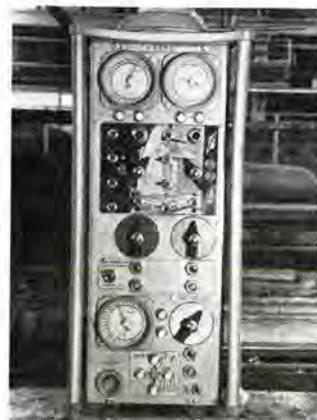


図 5.2 ペンダント操作盤  
Fig. 5.2 Pendant control box.

#### 転中の変速

- (3) スピンドル速度のプリセット および変速
- (4) 送りおよびスピンドル回転の方向変換
- (5) 各部分のクラッチ および積放
- (6) 早送りおよび遅送りのクラッチ切換え

ペンダント操作盤は写真に見られるようにその中央に機械の絵を入れ、送り電動機の選択用切換スイッチはそのツマミの先端が指示する絵の部分の送りを選擇するよう配置され、また送り方向の切換スイッチもそれぞれツマミを倒した方向がそのままスイッチの配置されている図上の部分の運動方向を指示するよう配列されているなど、できるだけ文字を使用しない方法が採用され使いやすくなっている。

### 5.2 制御器具

MIB マシンの制御装置に使用するためあらたに開発した器具についてその概略をつぎに述べる。

- (1) ポピン形界磁調整抵抗器

スピンドル および送り速度の微細調整を主目的としてポピン形抵抗器を使用した。制御盤内に取付けられた本器の外観を図 5.4 に示す。この抵抗器は鋳物フレームに取付けられた長さ 800 mm の 4 本のガイ管から構成され、



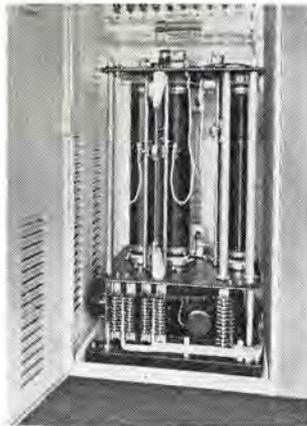


図 5.4 ボビン形界磁調整器  
Fig. 5.4 Bobbin type rheostat.

格電流 50 A 常開 2 接点, 常開 2 接点常閉 1 接点, 常閉 1 接点の 3 種類であり, 送り主回路界磁回路などに使用した。常開 2 接点の DN 2220 形の外観を図 5.5 に示す。この電磁接触器の消弧室を含む通電部分は従来使用実績の多い DF 形電磁接触器の通電部分をそのまま使用し, 操作電磁石はクラッパ形を使用した。主回路および補助接点はいずれも表面接点形であり鉄板ベース上にユニット構造に組立てられているのでそのまま鉄板または平鉄

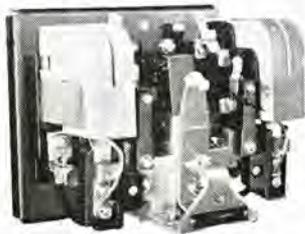


図 5.5 DN-2220形交流操作直流電磁接触器  
Fig. 5.5 Type DN-2220 AC operated DC contactor.

上に取り付けることができ保守点検に便利である。

### (3) AN 形多接触継電器

この制御装置では 3 ないし 5 台の送り電動機を 2 台の送り発電機に選択接続する方式をとり, また送り速度の多段切換えを行なったため多数の切換接点が必要となり AN 形多接触継電器を開発使用した。図 5.6 にその外観を示す。この多接触継電器では部品の単純化のため, その操作電磁石は DN 形直流電磁接触器と同一部品を使用し, 接点ユニットも DN 形直流電磁接触器の補助接点ユニットと共通とした。鉄板ベース上に所要個数の接点ユニットを配列することにより 8 接点より最大 16 接点まで使用でき常開接点と常閉接点の数は任意に選ぶ。写真に見られるように接点の点検はきわめて容易でありまた接点および接点ユニットの取換えも継電器を盤面から取はずすことなく行なえるなど保守に便利な構造とした。



図 5.6 AN 形多接触継電器  
Fig. 5.6 Type AN multipole control relay.

## 6. む す び

以上 MIB マシン電機品についてその概略を述べた。本文に述べた以外にわれわれは現在送りに対する自動速度調整, スピンドル出力の増強, 完全自動定寸制御などについて検討中であり, これらは近い将来それぞれ実施に移される予定である。

### 最近登録された当社の実用新案

区 別	名 称	登 録 日	登 録 番 号	発 明 考 案 者	関 係 場 所
新 案	扇風機首振制御装置	36-6-27	541216	田口幹雄	中 津 川
〃	扇風機の電動機支持装置	36-6-27	541217	市 岡 洋	中 津 川
〃	往復動圧縮機の弁装置	36-6-27	541218	石 嘉 孝・佐藤喜一	静 岡
〃	磁気懸吊式計器用軸受	36-7-3	542579	山 形 穆	福 山
〃	密閉型母線装置	36-7-7	542963	亀山三平・左近一郎	伊 丹
〃	カートリッジ型軸受	36-7-7	542741	吉田貞夫	名 古 屋
〃	ミシン	36-7-7	542801	三津沢武夫・森田 穂	和 歌 山
〃	多相巻線型誘導電動機の保護装置	36-7-7	542964	武田英夫	長 崎
〃	鎖伝導装置	36-7-14	543248	向井徳樹	名 古 屋
〃	始動電動機の緩衝装置	36-7-14	543249	片山俊治	姫 路
〃	蛍光灯器	36-7-14	543247	東 昇	大 船
〃	電気座ぶとん掛け	36-7-14	543518	早川喜平・野畑昭夫	菱 電 機 器

## 高圧発電機絶縁の機能試験

原 仁 吾\*・平 林 庄 司\*  
研 究 所 川 上 剛\*・水 野 邦 男\*

## Functional Evaluation Test of High Voltage Generator Insulation

Research Laboratory Jingo HARA・Shōji HIRABAYASHI  
Takeshi KAWAKAMI・Kunio MIZUNO

With the increase in the capacity of a single unit and the application of a new insulation system, functional evaluation test of generator insulation has come to assume a more and more importance. In the hope of developing new insulation systems and acquiring basic information of insulation design, the Mitsubishi research laboratory has been executing functional tests by the use of full-size models to grasp the characteristics of generator insulation such as corona deterioration, thermal deterioration, and mechanical deterioration due to expansion and contraction of conductors keeping with load variation. Though it is premature to have a complete conclusion as the test is still under way, the aspects of displacement of coil conductors and insulation owing to repetition of heatcycles, and also the change of corona characteristics and  $\tan \delta$  characteristics have come to be made clear gradually. This article deals with a few characteristics made available up to the present together with brief report on the test facilities.

## 1. ま え が き

運転中における発電機絶縁の劣化の様相を把握し、絶縁材料や絶縁組織の機能を正しく評価するための、いわゆる機能的絶縁評価試験の重要性は、単機容量の増大や、新しい絶縁方式の適用などによってますます大きくなってきた。当所では発電機絶縁のコロナ劣化、熱劣化、ならびに負荷変動に伴うコイル導体の膨張収縮による機械的劣化などの長期劣化の様相を、各種絶縁方式の実物大モデルを用い、加速劣化試験によってこれを把握し、新しい絶縁方式の開発や、絶縁設計の基礎資料を得るための試験を実施している。現在試験を続行中であり十分なデータの解析や結論は得られていないが試験装置の概要と、現在までに得られている二、三のおもな特性について報告する。

## 2. 試 験 装 置

発電機絶縁の劣化は、熱劣化、コロナ劣化、機械的劣化などが相互に関連し、相加わって生じ、またこれらの劣化は短期間に起こるものではなく、試験期間が長期にわたるので、試験装置はすべて自動化されている。装置のブロック図を図2.1に示す。

従来この種の試験装置では、供試コイルは無電圧の状態に冷熱サイクルだけを繰り返す、ある周期ごとにチェック電圧を印加して電気的特性の変化を調べ、また膨張収縮によるコイル表面の変位を、ダイヤルゲージなどで測定していたが、この装置では、発電機モデルを循環通風装置を備えた炉内に設置し、供試コイルには常時定格電圧

を印加し、別の直流電源から負荷電流に相当する電流を、コイル導体に周期的に通電およびシャ断し、また鉄損分に相当する熱量を鉄心加熱用ヒータから供給して、送風機と組合せて、冷熱サイクルを繰り返す、実用条件を模擬した試験ができるようになっている。またコイルの内部導体や絶縁物の変位の様相は、とくに開発した変位記録計によって常時記録され、コイル温度、鉄心温度はもちろん、コロナ発生量、 $\tan \delta$ 、静電容量などの電気的特性の変化はすべて自動記録され、また冷熱サイクルの繰り返しやコイル温度の制御なども自動化されている。

加速劣化によって試験時間を少しでも短縮するために、印加電圧は運転対地電圧の約1.8倍に選び、試験時のコイル温度は現在までのところ、最高を約130°Cにしているが、近い将来140~150°C程度まで上げる予定で

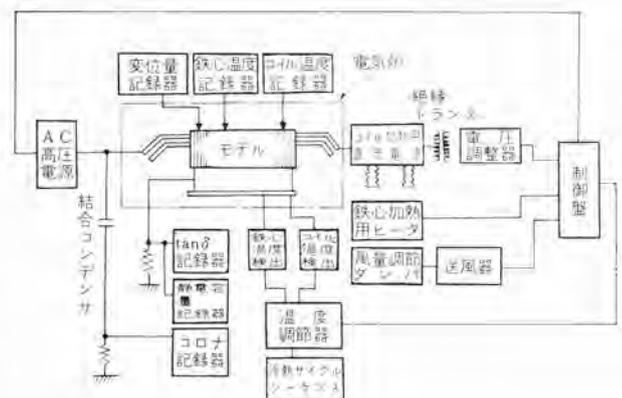


図 2.1 機能試験装置のブロック図

Fig. 2.1 Block diagram of functional evaluation test.

ある。また負荷電流に相当する コイル導体加熱用電流は、供試機の定格電流の約 2 倍の電流密度に選んで加熱時間を短縮している。したがって加熱時の条件は、無負荷から急激に約 200 % 過負荷がかけられた状態に相当することになり、また冷却時の コイル温度 も、約 1 時間で最高温度から 40~50°C まで下げるようになっている。すなわち、導体温度や コイル温度 の上昇率および下降率は、実用の発電機よりいじりく大きく、冷熱サイクルによる コイル の膨張収縮は、実用時にくらべてきわめて苛酷な条件で試験を実施している。

以下試験装置の概要について述べる。

### 2.1 モデルスロットおよび供試コイル

設置した モデルスロット は、実物の大形水車発電機およびタービン発電機の、固定子鉄心の 1 セクタで構成されており、スロット長は 水車発電機モデル が約 1.8 m、タービン発電機モデル が約 3.8 m で、スロット数はそれぞれ 13 および 3 である。

供試コイル の定格電圧は 水車発電機モデル が 13.2 kV、タービン発電機モデル が 13.8 kV で、コイル長は、水車発電機用が約 2.8 m、タービン発電機用 が約 5.1 m である。ま

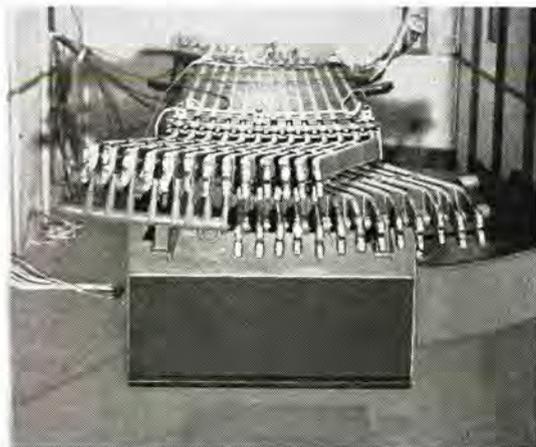


図 2.2 水車発電機モデル

Fig. 2.2 Water wheel generator model for functional evaluation test.

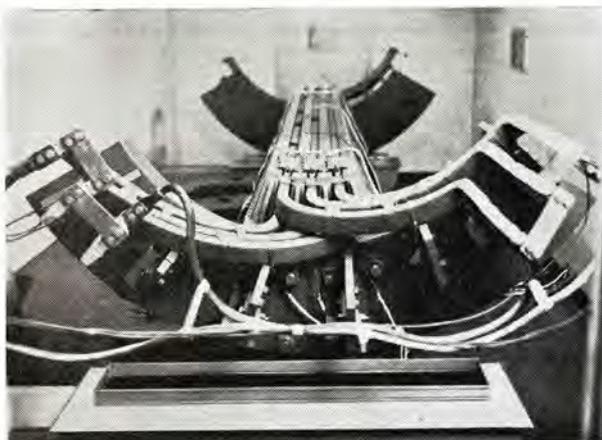


図 2.3 タービン発電機モデル

Fig. 2.3 Turbine generator model for functional evaluation test.

た水車発電機用モデルでは、絶縁方式の異なる 6 種類、26 本の コイル が納められており、タービン発電機モデルでは、2 種類、6 本の コイル が納められている。図 2.2 および図 2.3 は、それぞれの モデルスロット の写真である。

### 2.2 変位記録装置

コイル の内部導体や絶縁物の変位を測定しておけば、冷熱サイクルによる コイル導体 や絶縁物の変位の様相を明らかにすることができ、また変位量と絶縁特性との関係を調べる基礎資料を得ることができる。コイル表面の変位はダイヤルゲージなどで簡単に測定することができるが、内部導体の変位測定には特殊の装置が必要となる。この目的のために、二、三の基礎的実験を行なった結果、図 2.4 の原理図に示すように、供試コイル の導体中にあらかじめ微小鉄片を埋込んでおき、差動変圧器からなる検出ヘッドを溝部の ウェッジの部分に固定し、微小鉄片の変位による差動変圧器のインダクタンスの変化を、ブリッジ回路によって検出する導体変位測定装置を開発した。ブリッジ回路の電源周波数は、検出感度、外部磁界の影響およびサーボ系の単純化などの点を考慮して 400 c/s に選んである。検出ヘッドは図 2.5 に示すように、コイル両端の溝端の近くに取付けられている。図 2.6 はこの装置のブロッ

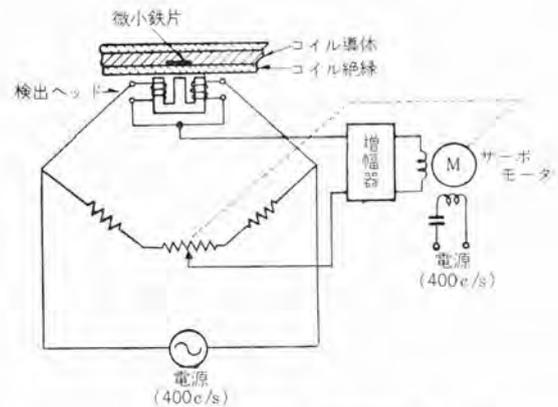


図 2.4 導体変位測定の原理図

Fig. 2.4 Schematic measuring circuit of conductor displacement.

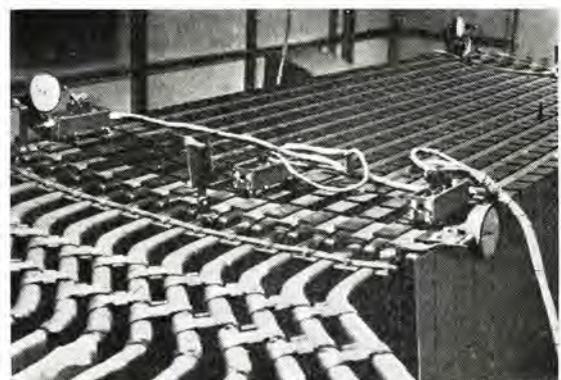


図 2.5 変位測定用検出ヘッドの取付け

Fig. 2.5 Mounting of detector-heads for displacement measurement.

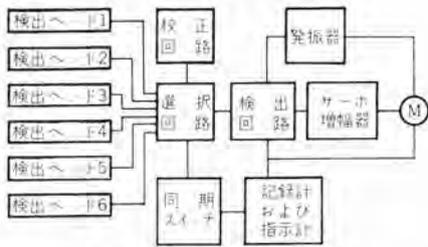


図 2.6 変位記録計ブロック図

Fig. 2.6 Block diagram of displacement recorder.

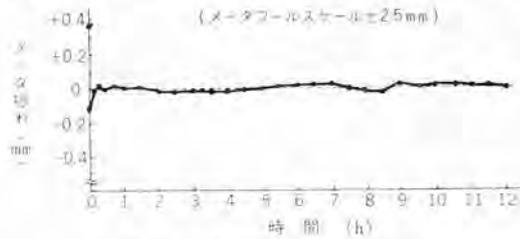


図 2.7 変位記録計ドリフト試験

Fig. 2.7 Drift test results of displacement recorder.

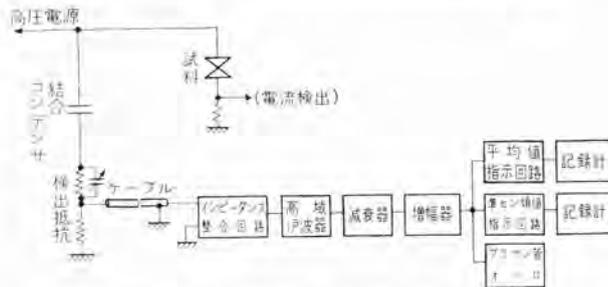


図 2.8 コロナ測定回路のブロック図

Fig. 2.8 Block diagram of corona measuring circuit.

図で、6個の検出ヘッドの出力は、打点式6素子記録計に同期した選択回路で切換えられ、6個所の導体変位を記録できる。

この装置は、検出ヘッドにおよぼす固定子鉄心の影響や、コイルに流れる加熱用大電流の影響を受けないこと、温度による影響を受けないこと、などについて特別の考慮が払われ、温度補償装置や、ブリッジ回路の残留電圧を最小にするための補償回路を設けることなどによって、フルスケール  $\pm 2.5 \text{ mm}$  (精度  $0.05 \text{ mm}$ )、および  $\pm 5 \text{ mm}$  (精度  $0.1 \text{ mm}$ ) までの変位を十分安定に記録することができる。図 2.7 はこの装置のドリフト試験の結果である。

### 2.3 コロナ特性記録装置

機能試験中におけるコイル絶縁のコロナ特性の変化は、結合コンデンサの接地側に接続した検出抵抗両端にあらわれるコロナパルス電圧を、図 2.8 のブロック図に示す回路構成によって記録計に導いている。この系の総合利得は  $60 \text{ dB}$ 、周波数特性  $200 \text{ c/s} \sim 1 \text{ Mc}$  で、増幅器出力は、平均値指示整流回路と、準セン頭値指示整流回路を経て、それぞれの記録計に接続されている。前者はコロナパルスのセン頭値に近い指示を与え、後者はほぼコロナパルスの大きさと発生数の積の平均を指示するようにしてい

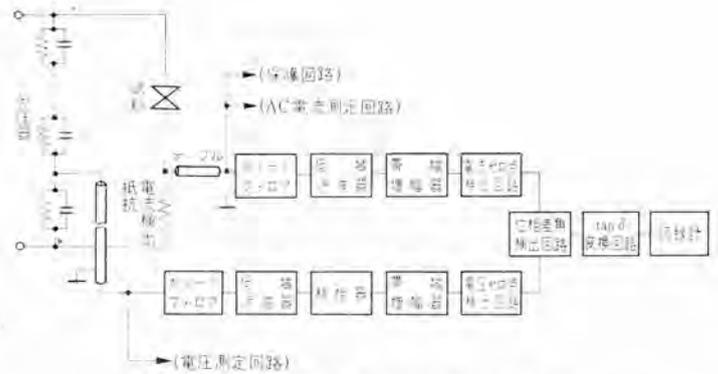


図 2.9  $\tan \delta$  測定回路のブロック図

Fig. 2.9 Block diagram of  $\tan \delta$  measuring circuit.

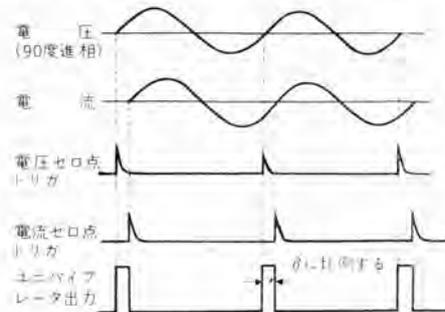


図 2.10  $\tan \delta$  測定原理

Fig. 2.10 Principles of  $\tan \delta$  measurement.

る。いずれも既知の大きさと周波数をもつ方形波発生器を用い、並列校正法<sup>(1)</sup>によって感度校正を行なっている。

### 2.4 $\tan \delta$ および充電電流記録装置

$\tan \delta$  記録装置としては種々の方法があるが、試料両端の電圧と試料に流れる電流のゼロ点をそれぞれ検出し、両者の位相差角  $\delta$  を求めて  $\tan \delta$  を記録する装置を開発した。この装置のブロック図を図 2.9 に示し、またその原理図を図 2.10 に示す。試料両端の電圧は、C-R 分圧器により分圧され、カソードフォアを通して低域濾波器に導かれ、 $60 \text{ c/s}$  以上の高周波分を除去する。その出力は移相器によって  $90$  度だけ位相が進められ、増幅された後電圧ゼロ点検出回路に導かれる。一方試料の接地側に接続した電流検出抵抗両端の電圧も、カソードフォア、低域濾波器および増幅器を経て、電流ゼロ点検出回路に導かれる。電圧および電流ゼロ点検出回路は、シリコンダイオードを用いた振幅制限器、増幅器、シュミット回路および微分回路で構成され、それぞれ電圧および電流のゼロ点を検出してトリガパルスを発生する。このパルスはユニバイプレータ回路からなる位相差角検出器にはいり、電圧ゼロ点トリガパルスでユニバイプレータを駆動し、電流ゼロ点トリガパルスでこれを反転させて、両者の位相差角に相当する一定波高値の方形波パルスを作る。この出力を  $\tan \delta$  で目盛られた平均値指示電流計および記録計で読み、 $\tan \delta$  を測定する。この装置は、シェリングブリッジによる測定結果との比較、各種の安定度試験などを実施した後使用しているが、 $0 \sim 25 \%$  および  $0 \sim 100 \%$  の  $\tan \delta$  を、精度  $0.5 \%$  (絶対値) で測定あるいは記録することができる。

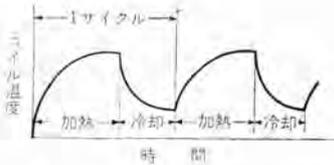


図 2.11 冷熱サイクルの説明図

Fig. 2.11 Representative diagram of heat-cycle.

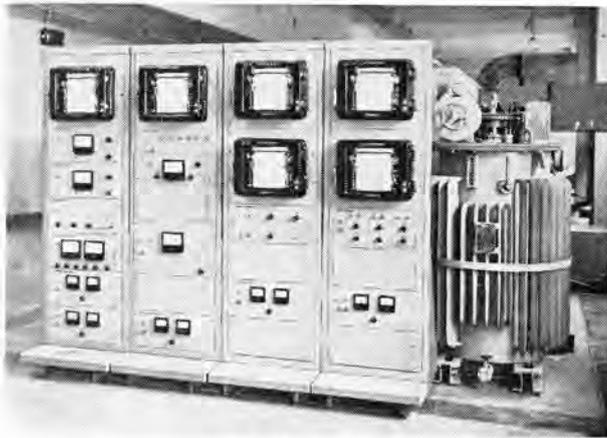


図 2.12 記録装置

Fig. 2.12 Photograph of recording equipment.

試料の静電容量の変化は、電流検出抵抗両端の電圧を検出し、電流値に換算して記録している。

### 2.5 温度の制御および記録

冷熱サイクルは図 2.11 に示す加熱および冷却を 1 サイクルとし、1 サイクルの時間は 2 ~ 6 時間まで、また加熱冷却の時間配分は任意に変えられるが、現在は 1 サイクル 4 時間に設定し、加熱時間 2.5 ~ 3 時間、冷却 1.5 ~ 2 時間に選んでいる。温度制御は、上口コイルと下口コイル間および鉄心中に埋込んだ温度検出素子で、コイル温度および鉄心温度を制御している。この装置は 0 ~ 150°C まで 1°C ごとに設定温度を定めることができ、設定温度に対し  $\pm 1^\circ\text{C}$  の範囲で調節できる。現在までコイル温度は加熱時の最高温度を 110 ~ 130°C に、また冷却時の温度を 50°C に設定して試験している。

各部の温度はすべて 6 素子打点式記録計で記録している。コイルの導体温度は、あらかじめ導体中に埋込んだ熱電対で、上口 3 個所、下口 3 個所の導体温度を記録し、また上口コイルと下口コイル間にそう入したサーミコイルによって 6 個所のコイル温度を記録している。鉄心温度は、鉄心歯部の中央および底部、鉄心中央部など 6 個所の温度が記録され、そのほか鉄心入口空気温度、出口空気温度、炉内温度、コイルエンド部温度などを記録している。

図 2.12 は変位、 $\tan\delta$ 、コナおよび温度などの各種記録装置の写真である。

### 3. 試験結果の概要

水車発電機用モデルの機能試験は、現在までに約

350 サイクルの冷熱繰返し試験（累積試験時間 1,200 時間）を実施しているが、タービン発電機用モデルは最近試験を開始したので、ここでは前者についての試験結果の概要について述べる。

試験温度は、冷熱繰返し 230 サイクルまでは、導体最高温度 118°C、コイル最高温度 105°C、鉄心歯部温度 90°C、鉄心中央部温度 80°C で試験を行ない、231 サイクル以後は、導体最高温度 142°C、コイル最高温度 134°C、鉄心歯部温度 100°C、鉄心中央部温度 80°C で試験している。

図 3.1 は導体温度と鉄心温度の一例（69 ~ 70 サイクル目）である。

#### 3.1 変位特性

コイル導体 および コイル表面 の変位測定場所を示す寸

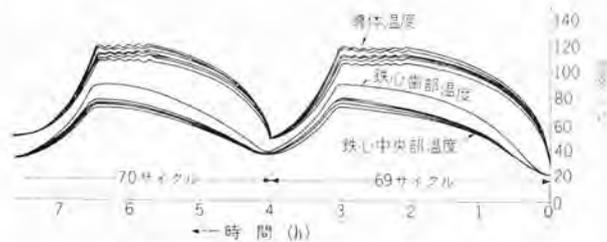


図 3.1 冷熱サイクル中の導体温度と鉄心温度

Fig. 3.1 Typical diagram of conductor and core temperature.

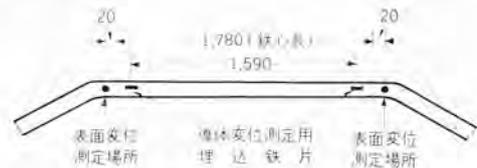


図 3.2 コイル導体および表面変位の測定位置

Fig. 3.2 Detector positions of displacement of coil surface and conductor.

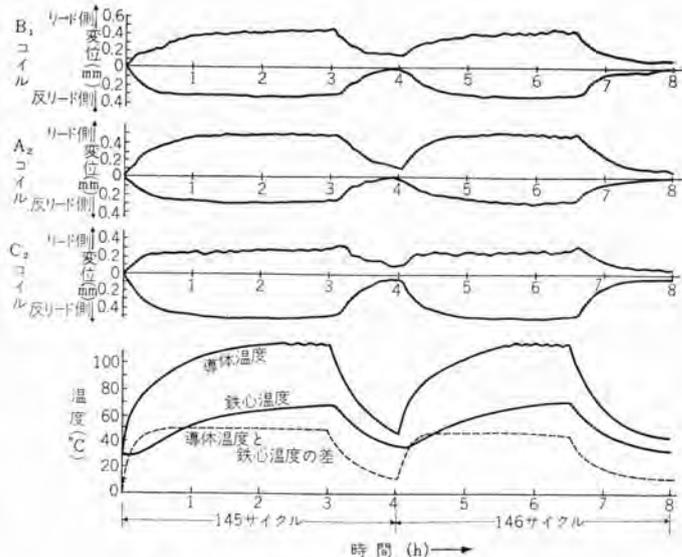


図 3.3 導体変位特性 (145 ~ 146 サイクル)

Fig. 3.3 Displacement characteristics of conductors at the 145th to 146th cycles.

法図を図 3.2 に示し、導体変位の様相を示す一、二の例を図 3.3 および図 3.4 に示す。変位の方法はすべて外側方向である。変位量は導体温度の曲線の形状とは一致せず、加熱サイクルの最初の約 1 時間以内で飽和を示し、導体温度と鉄心温度の差の曲線の形状とはほぼ一致している。さらに導体を一本の銅棒と考え、また鉄心を通風ダクト長を含めた一本の長さの鉄と考えて、それぞれの膨張係数と温度上昇から計算した両者の膨張の差は、測定したリード側 および 反リード側 の変位量の和と、かなり良く一致する。以上のことから、コイル導体 の変位の様相は、温度変化にもとづくコイル導体 の膨張収縮と、鉄心（正確には鉄心締付用貫通孔）の膨張収縮の差によって決定されると考えられる。またリード側 と 反リード側 の導体変位量は必ずしも一致しない。これはコイルの中心を固定点として両側に膨張するものではなく、コイル表面 と 鉄心溝壁との接触圧などの状態により、膨張収縮の固定点の位置が変わるためと考えられる。たとえば図 3.4 の A<sub>2</sub>コイルは、反リード側から約 1/4 鉄心長の位置に固定点があり、C<sub>2</sub>コイル は リード側 から約 1/4 鉄心長の位置に固定点があることを示している。冷熱サイクルの繰り返しによって、導体の変位特性は顕著な変化はないが、膨張収縮の固定点の位置は、コイルによっていくぶん変わっているものもある。

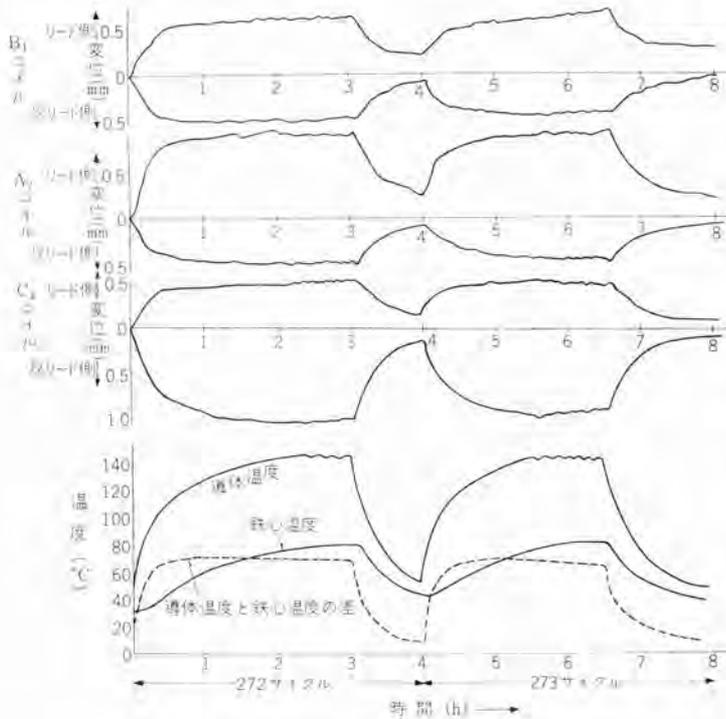


図 3.4 導体変位特性 (272~273 サイクル)

Fig. 3.4 Displacement characteristics of conductors at the 272th to 273th cycles.

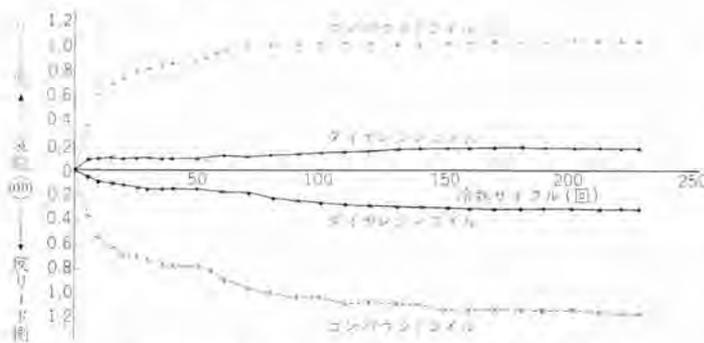


図 3.5 冷熱サイクルによるコイル表面の永久変位

Fig. 3.5 Variations of permanent displacement of coil surface obtained by heat-cycles tests.

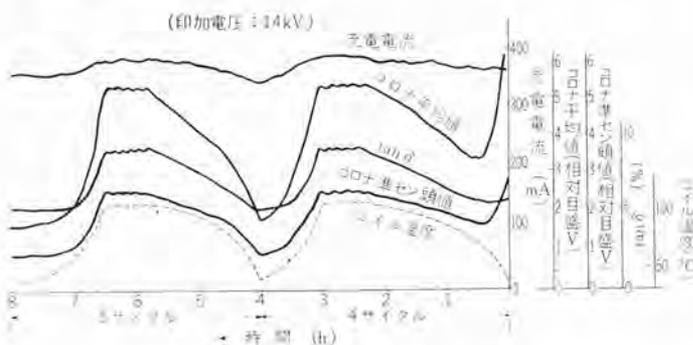


図 3.6 冷熱サイクル中の電気的特性 (4~5 サイクル)

Fig. 3.6 Corona and  $\tan\delta$  characteristics recorded at the 4th to 5th cycles.

ず、加熱サイクルの最初の約 1 時間以内で飽和を示し、導体温度と鉄心温度の差の曲線の形状とはほぼ一致している。さらに導体を一本の銅棒と考え、また鉄心を通風ダクト長を含めた一本の長さの鉄と考えて、それぞれの膨張係数と温度上昇から計算した両者の膨張の差は、測定したリード側 および 反リード側 の変位量の和と、かなり良く一致する。以上のことから、コイル導体 の変位の様相は、温度変化にもとづくコイル導体 の膨張収縮と、鉄心（正確には鉄心締付用貫通孔）の膨張収縮の差によって決定されると考えられる。またリード側 と 反リード側 の導体変位量は必ずしも一致しない。これはコイルの中心を固定点として両側に膨張するものではなく、コイル表面 と 鉄心溝壁との接触圧などの状態により、膨張収縮の固定点の位置が変わるためと考えられる。たとえば図 3.4 の A<sub>2</sub>コイルは、反リード側から約 1/4 鉄心長の位置に固定点があり、C<sub>2</sub>コイル は リード側 から約 1/4 鉄心長の位置に固定点があることを示している。冷熱サイクルの繰り返しによって、導体の変位特性は顕著な変化はないが、膨張収縮の固定点の位置は、コイルによっていくぶん変わっているものもある。

コイル表面 の変位の様相は、導体変位の様相とよく似ているが、コイル導体 は温度が下がれば変位がもとの位置に戻るのにくらべ、コイル表面 の変位は温度が下がっても完全にもとの状態には戻らない。すなわち永久変位が起こる。図 3.5 は冷熱繰返しによるコンパウンド含浸コイル と ダイアレジン含浸コイルの、コイル表面の永久変位量を示したものである。両コイルともに冷熱サイクルによって永久変位量は徐々に増加の傾向を示しているが、その値はコンパウンドコイルはダイアレジンコイルの約 4 倍以上もあり非常に大きい。各サイクルにおける加熱時のコイル表面の伸びは、コンパウンドコイルがダイアレジンコイルにくらべてわずかに大きいが大差はなく、永久変位の大きさの差は、冷却サイクルにおける変位の復帰量に関係する。加熱時の膨張によって鉄心外に伸び出した絶縁層は、冷却時に収縮して元に戻ろうとするが、コンパウンド含浸の絶縁層の抗張力は、ダイアレジン含浸コイルのそれより小さいので、冷却時にコイル導体 の収縮に追随して復帰する量が、コンパウンドコイルのほうは少なく、したがって、コンパウンドコイルの永久変位量は、ダイアレジンコイルよりも大きいものと考えられることができる。

### 3.2 電気的特性

冷熱サイクル中の電気的特性の変化を示す一、二の記録例を図 3.6 および図 3.7 に示す。以下これらの測定結果について簡単に考察する。

#### (1) $\tan\delta$ 特性

冷熱サイクル中の  $\tan\delta$  の変化は、最初の サイクル

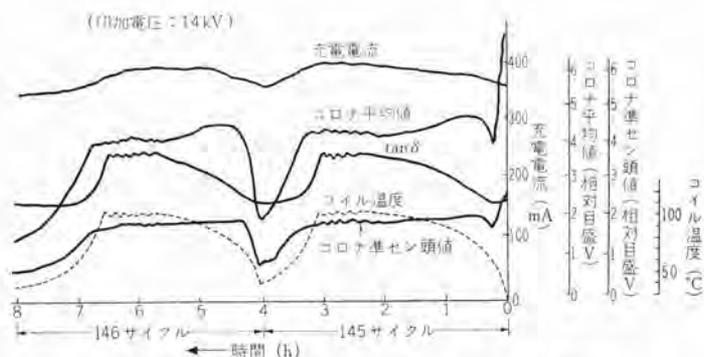


図 3.7 冷熱サイクル中の電氣的特性 (145~146 サイクル)  
Fig. 3.7 Corona and  $\tan\delta$  characteristics recorded at th 145 th to 146 cycles.

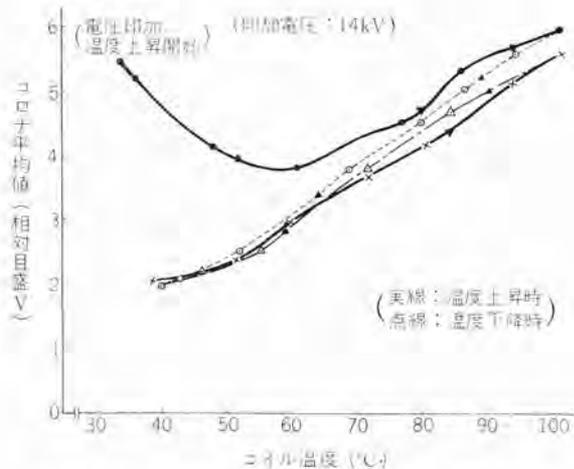


図 3.8 コロナの温度特性 (4~5 サイクル目に測定)  
Fig. 3.8 Corona-temperature characteristics obtained at the 4 th to 5 th cycles.

における初期の 20 分程度の範囲で、 $\tan\delta$  がコイル温度の曲線に従っていないが、そのほかのところでは、コイル温度の曲線とよく一致し、 $\tan\delta$  の温度特性がそのままあらわれている。最初のサイクルの初期における特性は、後に述べるコロナの時間特性に関係するものである。冷熱サイクルの繰り返しによる  $\tan\delta$  の変化は、100 サイクル付近まではいくぶん減少の傾向を示し、その後わずかな増加の傾向を示しているが、その変化の程度は現在までのところ顕著ではない。

### (2) 充電電流特性

加熱サイクル中の充電電流は、コイル温度の上昇とともに増加し、温度特性を示すが、冷熱サイクルの繰り返しによる変化もほとんどなく、特筆すべき現象はあらわれていない。

### (3) コロナ特性

図 3.6 において、コロナの平均値および標準頭値は最初のサイクルの初期には時間とともに減少し、ついでコイル温度が次第に上昇するにつれて、コロナ発生量は増えているが、冷却時および次のサイクルの加熱時のコロナ特性は、コイル温度の曲線の形状によく合った特性を示している。すなわち、試験電圧を印加した直後には、コロナの平均値および標準頭値は、電圧の印加時間と

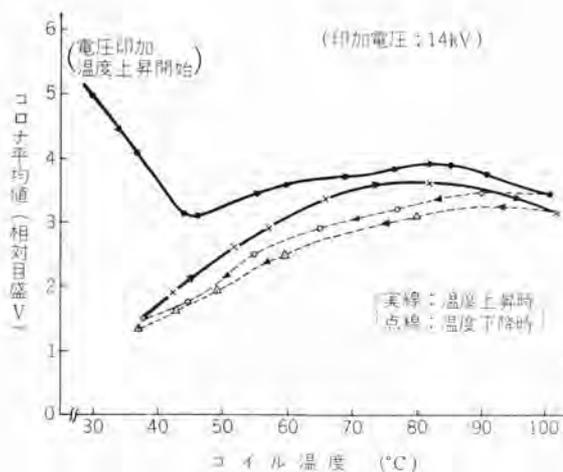


図 3.9 コロナの温度特性 (96~97 サイクル)  
Fig. 3.9 Corona-temperature characteristics obtained at th 96 th to 97 th cycles.

もに減少する特性を示し、またコロナ発生量は、温度の上昇とともに増加する特性を示している。一方図 3.7 に示したコロナの平均値および標準頭値は、最初のサイクルの初期に時間特性があらわれているが、その後の特性の変化は必ずしも温度曲線の形状とは一致していない。

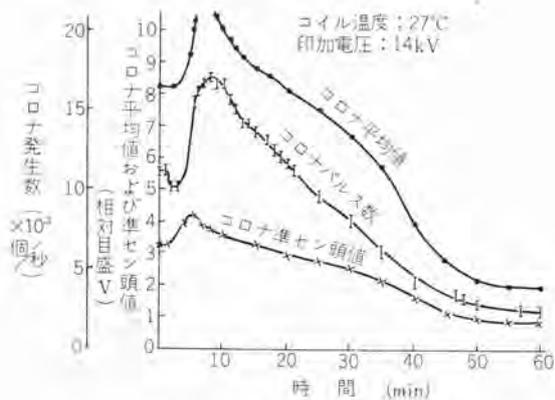
図 3.8 は冷熱 4~5 サイクル目のコロナの平均値の温度特性を示し、図 3.9 は冷熱 96~97 サイクル目のコロナ平均値の温度特性を示したものである。両者の特性は明らかに相違しているが、この測定は冷熱サイクルの試験中に行なったものであるから、内部導体の膨張収縮と、絶縁物の膨張収縮の差によって起こるポイド発生の様相が変化したことによるものか、あるいは溝端の表面コロナを含めた真の温度特性の変化によるものかは、現在のところ不明である。

図 3.10 は冷熱 155 サイクル後に測定したコロナの時間特性を示したものである。コロナの平均値および標準頭値のほかに、コロナ発生数の時間特性も測定した。図からわかるように、コロナの時間特性は、低温時には顕著にあらわれるが、高温時にはほとんど認められない。

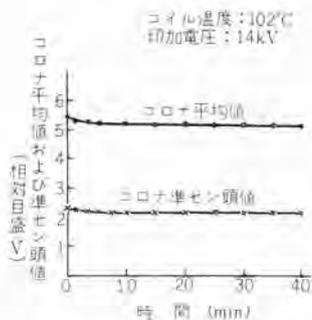
コロナの時間特性や温度特性に関しては、理論的にもまた現象論的にもまだ不明の点が多く、これらの解明には、絶縁物表面のコロナ放電による抵抗変化、温度による抵抗変化、コロナ放電による絶縁物表面の残留電荷の影響など、いろいろの要素を考慮しなければならない。一方これらの要素によって影響を受けるコロナ発生の様相は、ポイドコロナと表面コロナによってその趣を異にするので、この試験によって得られたコロナ特性を、理論的あるいは現象論的に解明するためには、ポイドコロナとコイルエンドにおける表面コロナとを分離して解析する必要がある。単独コイルのポイドコロナと表面コロナの分離測定は容易であるが<sup>19)</sup>、鉄心に組込まれたコイルの分離測定にはいろいろ問題があり、今後の研究課題である。

### (4) 試料別の特性

以上述べた特性は、供試コイル全体を一括して、冷熱



(a) コイル温度：27°C



(b) コイル温度：102°C

図 3.10 コロナの時間特性

Fig. 3.10 Time characteristics of corona at 27°C and 102°C.

サイクル試験中に記録した結果について述べたもので、冷熱繰返し約 100 サイクルごとに試験を中止し、試料別に分離して、 $\tan\delta$  の電圧特性、交流電流-電圧特性、直流吸取特性、絶縁抵抗-電圧特性、コロナ開始電圧、コロナの大きさと発生数のひん度分布などを測定しているが、まだ十分な経時変化の特性は得られていないので、これらの結果については稿を改めて報告する。

#### 4. む す び

実物大モデルによる発電機絶縁の機能試験について、装置の概要と現在までに得られているおもな特性について

述べた。現在なお試験を続行中で、十分な結論は得られておらず、また今後詳細な解析を必要とする問題もあるが、この装置の特長と現在までに得られているおもな特性を要約するとつぎのとおりである。

(1) 試験装置はすべて自動化され、冷熱サイクル中のコイル導体の変位特性、コロナ特性、 $\tan\delta$  特性などの変化が常時記録されている。

(2) 冷熱サイクルによるコイル導体の変位の様相は、導体の膨張収縮と、鉄心の膨張収縮の差によって決まる。変位の大きさは、リード側と反リード側が必ずしも同じでなく、膨張収縮の固定点はコイルの中心部にあるとは限らない。

(3) 冷熱サイクルの繰返しによって、溝端のコイル表面には永久変位があらわれる。この大きさは、コバウコイルのほうがダイレゾコイルよりも数倍大きい。

(4) 冷熱サイクルの繰返しによる  $\tan\delta$  の変化は、現在までのところ顕著でない。

(5) コロナ特性には電圧印加直後の 10~30 分間に顕著な時間特性があらわれる。冷熱繰返しによるこの時間特性の変化は、現在までのところ顕著ではない。

(6) コロナ特性は、冷熱サイクルの繰返しによって変化しているが、その様相は複雑である。すなわち、冷熱試験の初期においては、コロナ発生量は温度上昇に比例して増加していたが、冷熱サイクルの繰返しとともにその様相は次第に変化し、冷熱サイクル中における温度変化の大きい所で、コロナ発生量が増加する傾向を示している。この現象の解明には、今後ポイドコロナと表面コロナを分離して測定し、解析する必要がある。

終わりにこの実験の遂行にあたり、種々協力をいただいている当社神戸製作所および長崎製作所の関係の方々に深く感謝し、また実験を担当している当所谷功君に感謝の意を表する。(昭 36-10-30 受付)

#### 参 考 文 献

- (1) 原・平林：絶縁材料の耐コロナ性試験法、「三菱電機」, 34, No. 7, p. 890 (昭 35-7)
- (2) 原・平林：電気連大関西支部 18 (昭 34-10)

## CM-44 形ネットワークプロテクタ

神戸製作所 横浜 博\*・森 健\*

## Type CM-44 Network Protectors

Kobe Works Hiroshi YOKOHAMA・Takeshi MORI

The latest diffusion of electric machines, air conditioners and home appliances to every-day life has brought sudden increase in distributed power to cities. On the other hand, general consumers have come to demand good quality power as well as no service interruption despite of former resignation to frequent outage. To satisfy the requirements electric power companies have taken pains in finding appropriate measures, arriving at conclusion that a secondary network system is the ideal method of power distribution. This system was originated in Knoxville in America in 1926 and has been in use in 283 cities since then. Kansai Electric Power imported a submersible type network protector from Westinghouse before the war, and in 1958 Mitsubishi reconstructed it for overhead use. Then the company built 25 set of network protectors, type CM-44, 3 phase 4 wire 190 line-to-line volt ones as the first sets in this country in 1959.

## 1. ま え が き

最近の各種電気機器、冷暖房、家庭用電化製品の普及にとともに、各都市の配電用電力は急激な増加を示している。また一般需要家の考えも、戦後にも停電にたいし一種のあきらめを抱いていたが、現今では無停電はもちろん、質の良い電気によるサービスの向上を求めている。この要求を満たすには低圧ネットワーク方式が適しているが、この方式は米国で1926年にノックスビル市において初めて実施されて以来、実に283都市で行なわれている。

わが国では、関西電力が戦前W社より地下用のものを輸入したが、昭和33年当社で架空用のものに改造し、また34年9月わが国最初のネットワークプロテクタとして、三相四線式、線間電圧190VのCM-44形が25台製作された。

## 2. ネットワーク方式

一般的なACネットワーク方式は図2.1に示したようなものである。すなわち負荷は網状に組まれた二次配電網から供給され、電源は数回線の異なる $\pi$ 電線より順次にネットワーク変圧器に接続される。それぞれの単位はネットワーク変圧器とネットワークプロテクタより構成される。

通常の運転時では、負荷は回路定数により数個の変圧器より配電されるので、効率の向上、電圧変動の減少などのため、負荷の位置、大きさ、性質によりあらかじめ変圧器の容量、設置位置、電線の大きさを検討の上決定しなければならない。

一次側に故障のあった場合には、変電所におけるシヤ断器のシヤ断により、ネットワークプロテクタを逆流する電力によりシヤ断し故障回線を除去するので、健全回線から

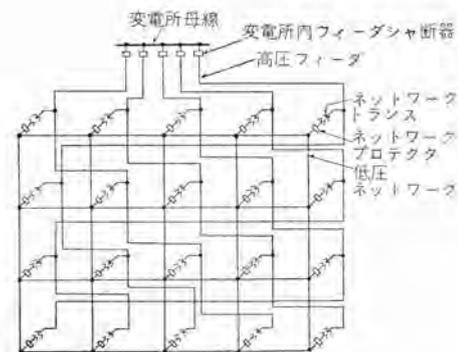


図 2.1 ネットワーク方式実行例

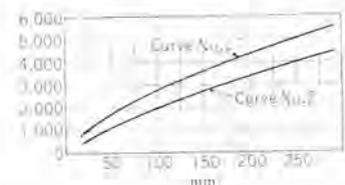
Fig. 2.1 Example of network system.

の電力により停電する。表 2.1 溶断電流-電線寸法対称表  
ことなしに配電することができ。 Curve No.1 in Duct Curve No.2 in Air

二次側の故障は、需要家内の故障はそれぞれのヒューズにより、またネットワークの故障は電線の焼切れによる

か、区分閉用のヒューズにより除去される。焼切れるに要する電流値は表 2.1 に示されている。110/190V 回路においてはアーク故障は持続せず、自然消滅するので、故障は電線が異物により押えられて起こるものか、金属の接触による短絡事故である。したがってネットワークはアークの持続しない短絡事故に対して、ヒューズや電線を溶断させるに十分な回路構成としなければならない。

樹枝状の $\pi$ 電線では修理保修のためには停電をしなければならぬが、ネットワークでは1回線を系統から離



してもなら支障はない。したがって保守をするには従来のように夜中とか、日曜に短時間に急いで工事をする必要もなく、随時行なうことができる。

また変圧器容量も、一般的なネットワークにおいては1回線が停電しても、はなはだしい過負荷なしに通電しうる容量を持っているので、電力の融通性に富み、1回線故障時においても平常どおり通電することができる。

ネットワーク方式は現存するいかなる方式よりもすぐれた方式であり、電圧変動および損失も、他の方式より少ない。また運転保守も簡易に行なわれ、増設の際にも樹枝状の場合に比し簡単に行なわれる。

配電方式において、ネットワーク方式と樹枝状の場合を単純に比較すれば、いったん停電となれば生産が止まり、また損害をきたすような産業においては経済的に見て完全に利益となるが、サービスに対しいかに評価するかという点を除けば、樹枝状と比較するときあるいは割高になるかも知れない。しかし可能な限りの無停電、電燈電動機回路の共用、電圧変動が少なく、変圧器容量を増加させる際にはネットワークとして増加させればよく、事故の際の自動開閉操作、電線の修理点検が停電なしに容易に行なうことができるなどの多くの利点を考え合わせれば、ネットワーク方式が従来の樹枝状の場合に比し、技術的にはもちろん、経済的にもすぐれている場合が多い。

これらの点が米国において283都市、またヨーロッパにおいても多くの都市でネットワーク方式が普及しているゆえんである。

### 3. 低圧架空ネットワーク

CM-44形を使用するような低圧二次回路は、架空線が一般に使用されている。ネットワーク回路は一般に5,6個以上の変圧器に接続されているので、同一回路に電燈、電動機回路を接続しても電圧変動が少なく、別個の電源に接続するより配線が簡単となるので経済的であり、かつ外観が美しくなる。

変圧器よりネットワークへの電線の太さは容量により定まるのはもちろんであるが、そのグループの中で最大変

表 3.1 ネットワーク相互関係表 (@110/190 V)

変 圧 器 容 量 (kVA)	定格電流 (A)	ネットワークプロテクタ		電 線 容 量 (mm <sup>2</sup> )	
		形	定格電流 (A)	格 子	ル ー プ
45	137	(CM-88)	(400)	22	22
75	228	(CM-88)	(400)	22	38
120	364	CM-44	600	50	60
150	454	CM-44	600	60	80
225	682	(CM-22)	(1,600)	125	150
300	909	(CM-22)	(1,600)	150	250
450	1,369	(CM-22)	(2,000)	325	400

圧器定格電流の60%はなければならないし、ループにおいては80%なければならない。変圧器、プロテクタ、二次回線の相互関係は表3.1に示されている。

区分可溶器を使用しない場合は二次側の事故は電線を焼切ることにより除去される。架空線は地中線に比し、つねに張力が掛っているので焼切れやすい。

### 4. ネットワーク用変圧器

ネットワークに使用する変圧器は架空用、地中用とあり、それぞれ種々の容量が考えられるが、CM-44用としては、架空用で線間190Vの場合、定格電流より考えても、また架台なしで電柱に取付けられる限界からいっても150kVAが最大である。これ以上の容量の場合は変圧器を架台にのせるか、地下に設置し、ネットワークプロテクタとしてはCM-22形を使用しなければならない。

この種の変圧器のインピーダンスは3~6%くらいであるが、低インピーダンスの場合は電圧変動は少ないが短絡電流が大きくなるところに難がある。高インピーダンスの場合は、変圧器が事故などで休止した場合、他の変圧器間の負荷分担がよくなるので6%に近いものが多く用いられる。

### 5. CM-44形ネットワークプロテクタ

ネットワーク固有の問題としてフィード故障時の故障電流の逆流を切る装置がぜひとも必要となる。この逆流電流を切るためにはヒューズも考えられようが、故障電流が必ずしも最大負荷電流より大きいという保証はないし、またネットワーク側の故障によっても切断するので、ネットワーク保護用としては適さない。したがって逆流検出継電器によりトリップする遮断器が必要となる。

ネットワークプロテクタは高圧フィードの保護と低圧配電網の自動制御の機能を備えた遮断機構であり、CM-44形はつぎのような性能をもっている。



図 5.1 CM-44形ネットワークプロテクタ正面  
Fig. 5.1 Front view of type CM-44 network protector.

図 5.2 CM-44形ネットワークプロテクタ内部  
Fig. 5.2 Inside view of type CM-44 network protector.

### 5.1 定格

定格電流	800 A (2時間)
	600 A (連続)
定格電圧	AC 220 V
シャ断電流	15,000 A

### 5.2 構造

この形は電柱に取付けられるように設計されており、**図 5.2**に示されているように、トビラを開けば継電器、シャ断器が一体となって台車に取付けられ、ボルトをはずせば台車は引出しうる構造となっている。また右側に取付けられているハンドルにより自動操作の指定および手動による開閉操作ができる。正面ののぞき窓より、シャ断器の開閉回数を示す度数計と開閉の機械的表示が見える。主継電器は取付ネジをはずせば簡単に引出し可能で、保守点検に便利である。

### 5.3 自動操作

外部ハンドルを自動の位置に固定すれば、**図 5.3**に示されたシーケンスでわかるように、つぎの動作をする。

#### (1) 逆電力シャ断

電源側に故障があった場合、故障電流の逆流により、CNM-1形継電器の接点 M がトリップ回路を形成しシャ断器をトリップする。

もしフィードが変電所でシャ断されると、ネットワーク変圧器はネットワーク側から励磁される。この場合にも励磁電流だけでシャ断しうる特性を持っている。

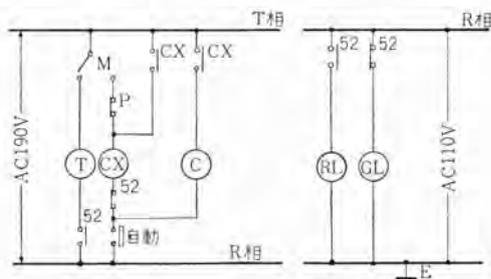
#### (2) 無電圧投入

ネットワークに接続されている全フィードが開の状態ネットワーク側電圧が零のとき、変電所側のシャ断器が投入されれば、それに連るネットワークプロテクタは接点 M が閉路の回路を形成し、プロテクタは投入される。

#### (3) 過電圧投入

フィードが故障でいったんプロテクタが開かれ、その故障が除去された場合、ネットワーク側にはすでに電圧が存在している。シャ断器を閉路するには CNM-1形主制御継電器、CNP-1形位相点検継電器によりつぎの条件を確認の上閉路する。

(a) ネットワーク電圧  $e_2$  よりトランス二次側電圧  $e_1$  が少しでも大きいとき。



T…トリップコイル M…CNM-1形主制御継電器 C…モータ  
CX…補助継電器 P…CNP-1形位相点検継電器

**図 5.3** 接続展開図

Fig. 5.3 Schematic diagram.

(b) フェーシング電圧  $\Delta e = e_1 - e_2$  がプロテクタ通過電力が正方向に流れることを保証しうる場合。

(c)  $e_1$  と  $e_2$  との位相が一致しないときは閉路しない。これはフィードの故障、修理時などに位相接続を誤ったときにおこる。

### 5.4 手動操作

保守、工事などで開路する必要があるときは外部ハンドルで開路することができる。この場合はハンドルに連動する補助接点で投入回路が切られるので、自動投入のシーケンスは成立しない。また手動投入もできるが、これはハンドルを自動の位置にすれば前記条件を確認の上投入されるので、このほうが良い。

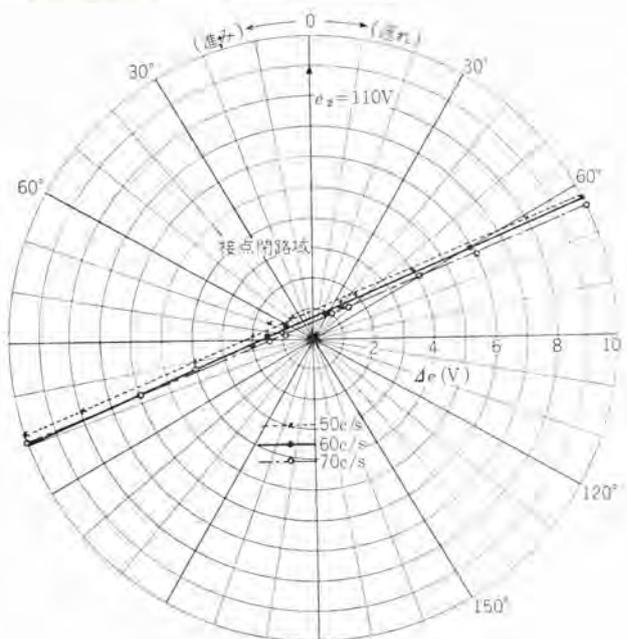
### 5.5 CNM-1形主制御継電器

CNM-1形主制御継電器は、5.3項に示したネットワークプロテクタの動作をつかさどる主継電器である。

**図 5.4**はこのCNM-1形主制御継電器の正面外観を示すものであるが、これでわかるように中央水平に軸がありこれが写真でみて反時計方向に回転すれば、軸の上部左側にあるトリップ接点(T)を閉じてプロテクタをトリップさせる。また逆に時計方向に回転すれば軸の上部右側にある閉路接点(C)を閉じてプロテクタを投入する。



**図 5.4** CNM-1形主制御継電器  
Fig. 5.4 Type CNM-1 network master relay.



**図 5.5** CNM-1形主制御継電器過電圧投入位相特性  
Fig. 5.5 Overvoltage closing characteristics of type CNM-1 master relay.

ベースの裏には軸に取付けられた回転ドラムがあり、これに対し対称に配置された3個の電磁石がネットワーク流出電力による(T)接点閉成トルクと、

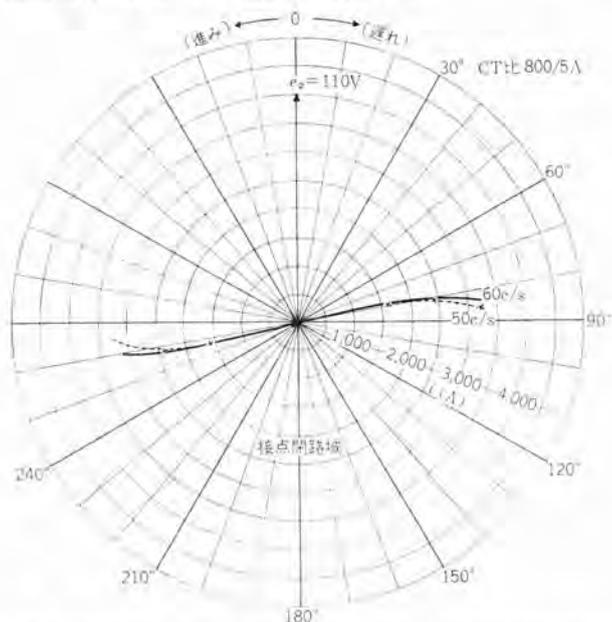


図 5.6 CNM-1 形主制御継電器逆電力 $\chi$ 断位相特性 (2)  
Fig. 5.6 Reverse power tripping characteristics of type CNM-1 master relay.



図 5.7 CNP-1 形位相点検継電器  
Fig. 5.7 Type CNP-1 network phasing relay.

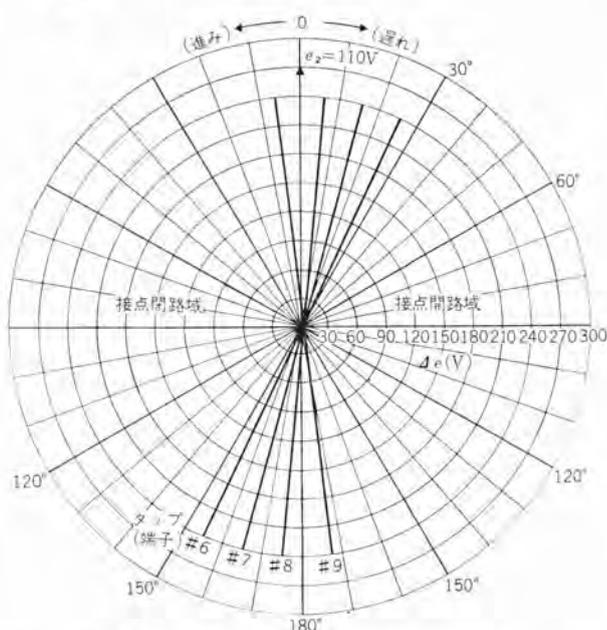


図 5.8 CNP-1 形位相点検継電器位相特性  
Fig. 5.8 Phasing characteristics of type CNP-1 phasing relay.

$$\Delta e = e_1 - e_2$$

なるフェーシング電圧により発生するプロテクタ再閉路用の(C)接点閉成トルクが与えられるようになっている。

また写真の上下にみえるモールド部は、この継電器と外部結線との接合部で、差込式であり、必要なときは継電器を容易に着脱することができるようになっている。また各回路ごとの開閉、試験用電源・計器の接続も容易に行なうことができる。

このように CNM-1 形主制御継電器は金属ドラムに対する移動磁界形の三相電力継電器であるが、これをもっとも小形かつプロテクタに対して経済的合理的に取付けられ、しかも十分な感度を有するように設計されたものである。

### 5.6 CNP-1 形位相点検継電器

CNP-1 形位相点検継電器は CNM-1 形主制御継電器を簡易化した構造をもち、CNM-1 形継電器によるプロテクタの自動投入動作に対し補助的役目をはたすものである。

すなわちプロテクタ投入時の条件として

(a) 主制御継電器はトランス側電圧  $e_1$  がネットワーク側電圧  $e_2$  よりもある程度以上高い。

ことで (C) 接点を閉成するが、それだけでなく

(b) トランス側電圧  $e_1$  がネットワーク側電圧  $e_2$  より進んでいないときに投入すれば、誘導性回路であるから電流が逆流してふたたび主制御継電器がプロテクタを $\chi$ 断することになるから一種の pumping action をおこす。CNP-1 形位相点検継電器はこのようなおそれのある範囲の  $e_1 \cdot e_2$  間の位相関係ではプロテクタ投入回路を開放し鎖錠する役目をはたすものである。

### 6. CM-22 形, CM-88 形ネットワークプロテクタ

前記定格のものを CM-44 形として開発したが、定格電流 400 A のものとして CM-88 形, 1,200 A~2,000 A のものとして CM-22 形の開発を準備中であり、電圧も 440 V 級のものも製作可能である。またこれらのものを地中用として完全防水形にも製作できる。

### 7. む す び

無停電、質の良い電気によるサービスの向上のためには、ネットワーク方式が最善であるが、わが国ではまだ欧米諸国に比しはなはだしく普及が遅れている。病院報道関係、重要産業においてこの方式を早急に採用すべきであることは言を待たない。

さらに配電線においても容量増加の際の容易さ、保守点検の簡易、人件費の節約、需要家へのサービスの向上などの利点を考え合わせ、できるだけ近い将来にこの方式を採用すべきであると思う。

# 2S-208 形複合2ウェイスピーカ装置

無線機製作所 藤木 一\*・進藤武男\*\*・佐伯多門\*\*

## Type 2S-208 Combined 2-Way Speaker System

Electronics Works Hajime FUJIKI・Takeo SHINDO・Tamon SAEKI

With the elevation of broadcasting and recording technique, it has come to need a high fidelity monitor which speaker faithfully transmits the state of sound and tone quality to the control engineer. A type 2S-208 2-way speaker system is a professional high fidelity loudspeaker to be used by the Broadcasting Corporation of Japan and other broadcasting stations. This is equipment completed by joint design of the Japan Broadcasting Corporation Technical Research Laboratories and Mitsubishi. At present, this type 2S-208 2-way speaker system is employed as a type S202-1 monitor speaker which meets the standard BSS-E6141 of the corporation and its excellent characteristics are greatly appreciated by the circles.

### 1. ま え が き

放送、録音技術の向上にともない、放送や録音時に音の状態や音質などをできるだけ原音に忠実に調整技術者に伝える高忠実度 モニタスピーカ が必要になって来た。

当社では、すでにこのような要望に答え、大形の2S-305 形複合2ウェイスピーカ装置をはじめP-610 形16cmスピーカを生産し、その性能は高く評価されているが今回新たに中形の高忠実度放送用 モニタスピーカとして、2S-208 形複合2ウェイスピーカ装置をNHK 技術研究所音響研究部の技術協力のもとに完成した。

この中形の高忠実度スピーカは、放送用モニタとして狭い調整室をはじめレコード室や中継局などで使用されるが、従来この種のスピーカとしては口径20cmの単一コーンスピーカであったため満足な周波数特性や指向特性およびヒズミ特性が得られなかった。このため現在広く用いられている2S-305 形複合2ウェイスピーカ装置に近い性能を要求され、この要求を満足する高性能なスピーカ装置として完成したものである。

したがって、本文では2S-305 形複合2ウェイスピーカ装置の設計ですでに報告している設計方針<sup>(1)(2)</sup>などについての重複をさけ、これを基本に得られた諸定値と特長などについての概要を紹介する。

## 2. 高忠実度スピーカの具備すべき条件

### 2.1 出力音圧周波数特性

高忠実度スピーカでいちばん問題になるのは、出力音圧周波数特性であり、その再生帯域幅ができるだけ広く偏差幅ができるだけ狭いことが要求され、少なくとも60~10,000 c/sの帯域内で偏差幅±5 dBの条件であった。その点複合2ウェイスピーカでは、低音域を受持つウーファ

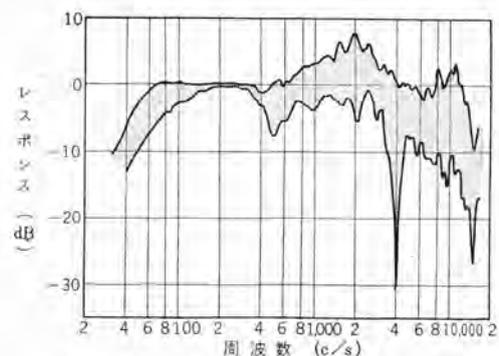


図 2.1 市販品複合2ウェイスピーカの特性傾向  
Fig. 2.1 Characteristics trend of combined 2-way speaker on the market.

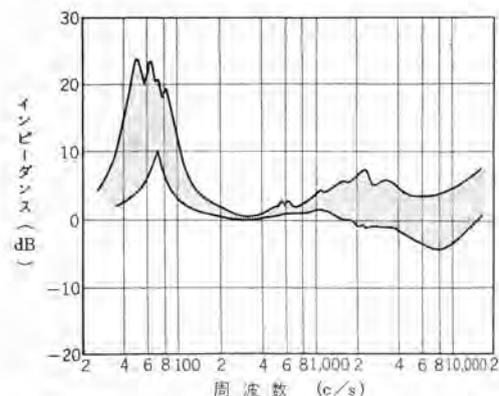


図 2.2 市販品複合2ウェイスピーカの特性傾向  
Fig. 2.2 Characteristics trend of combined 2-way speaker on the market.

(Woofer) と高音域を受持つツイータ (Tweeter) の二つのスピーカで一つのスピーカと同様の再生帯域を受持つため帯域幅を広くできるとともに偏差幅を狭くでき、その上指向特性もいちじるしく改善することができたがここに注意すべき次の事項がある。

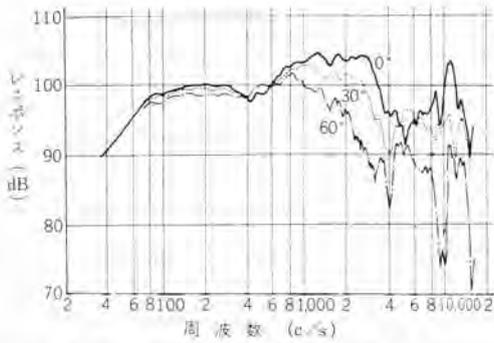


図 2.3 市販品複合 2ウェイスピーカ の特性  
Fig. 2.3 Characteristics of combined 2-way speaker on the market.

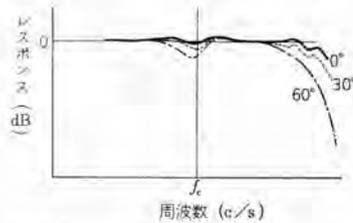


図 2.4 クロスオーバー周波数 ( $f_c$ ) の理想特性  
Fig. 2.4 Ideal characteristics of cross-over frequency ( $f_c$ ).

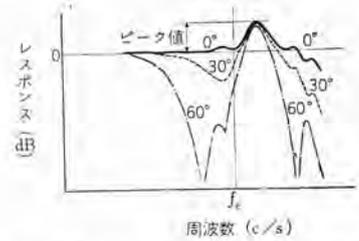


図 2.5 クロスオーバー周波数 ( $f_c$ ) が高過ぎた場合 (a)  
Fig. 2.5 When cross-over frequency ( $f_c$ ) is too high (a).

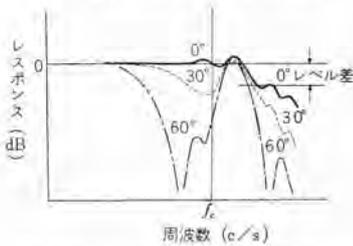


図 2.6 クロスオーバー周波数 ( $f_c$ ) が高過ぎた場合 (b)  
Fig. 2.6 When cross-over frequency ( $f_c$ ) is too high (b).

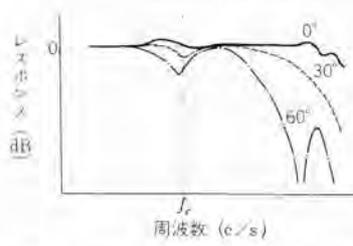


図 2.7 クロスオーバー周波数 ( $f_c$ ) が低過ぎた場合  
Fig. 2.7 When cross-over frequency ( $f_c$ ) is too low.

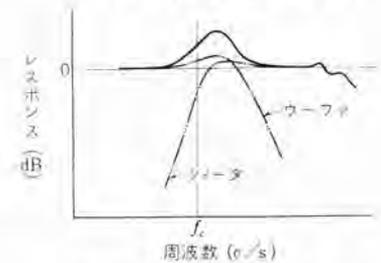


図 2.8 クロスオーバー周波数 ( $f_c$ ) でウーファとツイータの結合が密の場合  
Fig. 2.8 When the coupling of cross-over frequency ( $f_c$ ) and tweeter is close.

図 2.1 は、市場で HiFi 製品と称する口径 20 cm 級をウーファとした複合 2ウェイスピーカの中からそのおまな 5 社 11 種を測定し出力音圧周波数特性の傾向を示したもので、1,000~10,000 c/s の特性偏差がいちじるしく悪いことがわかる。その代表的なもの図 2.3 のようにウーファとツイータのレベル差とクロスオーバー周波数の関係が原因である。

これは、複合 2ウェイスピーカの最大の難点であって、レベル差とクロスオーバー周波数付近の出力音圧周波数特性を平坦にすることが高忠実度複合 2ウェイスピーカのキーポイントといっても過言ではない。

いま、クロスオーバー周波数の位置による出力音圧周波数特性への影響を検討してみると、理想的には図 2.4 のようになるが、

#### (1) クロスオーバー周波数が高過ぎる場合

ツイータの低域共振周波数が高くなり振動系の等価的  $Q_0$  が大きく、クロスオーバー周波数より少し高い所でピークを生ずる。(図 2.5 参照) また、このピークをウーファの音圧レベルに合わせるためツイータのレベルを下げた場合図 2.6 のように高音域にレベル差を生ずる。

このような傾向のスピーカが市場に多いのは、主として同軸形の複合 2ウェイスピーカであるために、寸法的制限と家庭用 HiFi としての経済性からの制約を受けるためであろう。

一方、ウーファではクロスオーバー周波数が高過ぎるため指向周波数特性が悪く、単一コーン形と異なり図 2.5 および図 2.6 に示すようなクロスオーバー周波数付近で大きいデ

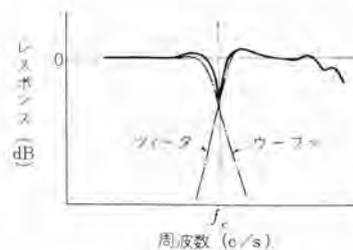


図 2.9 クロスオーバー周波数 ( $f_c$ ) でウーファとツイータの結合が疎の場合  
Fig. 2.9 When the coupling of cross-over frequency ( $f_c$ ) is rough.

ィップを生ずる。

#### (2) クロスオーバー周波数が低過ぎる場合

ツイータの低域共振周波数が低いため、振幅が大きくなりヒズミ特性が悪くなる。このためツイータの口径を大きくするが図 2.7 のように高音域の指向周波数特性が悪くなる。また、ウーファは高域共振周波数を低くすることはむずかしく、クロスオーバー周波数でウーファとツイータの結合が密になりやすい。(図 2.8 参照)

さらに、

(3) ウーファの高域共振周波数が低過ぎ、ツイータの低域共振周波数が高過ぎた場合、クロスオーバー周波数におけるウーファとツイータの結合が疎になり図 2.9 のように特性に大きいディップを生ずる。

(4) 逆に、ウーファの高域共振周波数が高過ぎ、ツイータの低域共振周波数が低過ぎた場合は、クロスオーバー周波数でウーファとツイータの結合が密になり図 2.8 のように特性にピークを生ずる。

などの影響を生ずる。

したがって、口径 20 cm ウーファを用いる 2ウェイスピーカのクロスオーバー周波数  $f_c$  は、ウーファの指向特性の悪くなり始める、

$$k_a = \frac{2\pi a}{\lambda} \approx 3$$

ただし、

$a$  = スピーカの有効振動半径 (cm)

$\lambda$  = 波長 (cm)

に選び

$$f_c \approx 2,000 \text{ c/s}$$

が適当である。

これより

ウーファの高域共振周波数 1,800 c/s

ツイータの低域共振周波数 2,300 c/s

として良い結果が得られる。

また、ツイータの口径は高音域の指向周波数特性およびウーファとツイータとのレベル差などを考慮に入れて、市場品では最少口径である有効振動半径 2 cm に定める必要がある。

一方、低音域の延長と特性の均一化のためスピーカを収容するキャビネットに位相反転形を採用することが望ましい<sup>(3)</sup>。

## 2.2 電気インピーダンス特性

スピーカの端子から見たボイスコイルの電気インピーダンス特性は、単一コーンスピーカでは図 2.10 のように低域共振周波数付近でインピーダンス値が急激に増加し 200~400 c/s で最低値をとり、さらに周波数の増加とともに徐々に増加する特性となる。

しかし、複合 2ウェイスピーカでは、ウーファに並列にツイータやネットワークが接続されるので、図 2.11 のように高音域でふたたびインピーダンス値が減少する特性となる。

この傾向は、ツイータのインピーダンス値が

(1) ウーファのインピーダンス値より低い場合

図 2.11 (b) に示すような特性で多くの市場品に見られる。これはウーファとツイータのレベル差をある程度おぎなうには効果があるが、インピーダンス値の差が大きいと増幅器がヒズミやすくなり、取扱いに問題を生ずる。

(2) ウーファのインピーダンス値より高い場合

図 2.11 (c) に示すような特性で、このような特性のものは特別な場合をのぞいて実例をみない。ツイータの効率を高めることがむずかしい現状では、有害無益だからである。しかし、前述のように増幅器がヒズミやすいといった問題はない、などによって変わるが、高忠実度複合 2ウェイスピーカとしてはツイータのインピーダンス値をウーファの最低インピーダンス値に近づけ、その偏差範囲を 20% 程度の低下に留める必要がある。

さらに、位相反転形キャビネットを用いた場合、スピーカとの相互作用によって低音域での電気インピーダンス特性

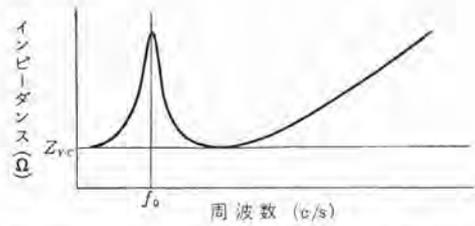


図 2.10 単一コーン形スピーカのボイスコイルインピーダンス特性  
Fig. 2.10 Voice coil impedance characteristic of single cone speaker.

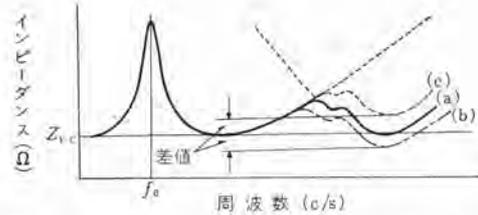


図 2.11 複合 2ウェイスピーカのボイスコイルインピーダンス特性  
Fig. 2.11 Voice coil impedance characteristic of combined 2-way speaker.

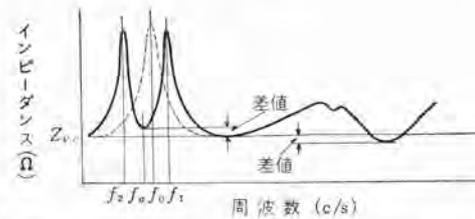


図 2.12 位相反転形キャビネットを使った場合のボイスコイルインピーダンス特性  
Fig. 2.12 Voice coil impedance speaker when phase reversed type cabinet is used.

が図 2.12 実線のように二つの最大値と一つの最低値をもつ双峰特性になるが、この最低値が中音域の最低値に近いほど振幅が制動され、位相反転形キャビネットの威力を発揮して低音域のヒズミをいちじるしく改善できる。このためには、キャビネット内部の空気をポート以外から漏れないよう完全に防ぐことが重要で、最大 20% 程度の差値にとどめる必要がある。

## 2.3 ヒズミ率周波数特性

高忠実度スピーカでもう一つ重要な問題は、再生帯域内でヒズミができるだけ少ないことである。口径 20 cm 級をウーファとする高忠実度スピーカでは入力電力 5 W において再生帯域 60~10,000 c/s で 5% 以下のヒズミ率が要求される。

ところが、スピーカとして共通な低音域のヒズミ以外に複合 2ウェイスピーカにすることにより、さらに、クロスオーバー周波数付近でいちじるしいヒズミを発生し単一コーン形スピーカのヒズミ特性と異なって図 2.14 のようになるが、これは、ウーファの高域共振周波数で発生するヒズミにツイータの低域共振周波数付近の振幅の大きい所で発生するヒズミが加わるためである。これを防ぐには、スピーカ

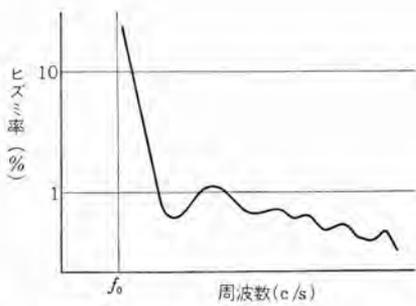


図 2.13 単一コーン形スピーカのヒズミ率特性

Fig. 2.13 Distortion characteristic of single cone speaker.

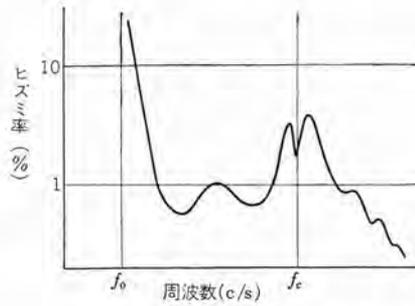


図 2.14 複合 2 ウェイスピーカのヒズミ特性

Fig. 2.14 Distortion characteristic of combined 2-way speaker.

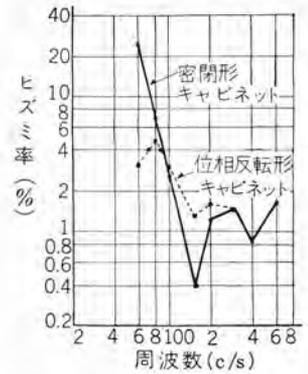


図 2.15 位相反転形キャビネットのヒズミ改善特性

Fig. 2.15 Distortion improved characteristic of phase reversed type cabinet.

振動系の軸方向の直線性を良くするとともに、コーン紙の材質や形状に十分考慮する必要がある。また、低音域のヒズミ改善には、位相反転形キャビネットを用いることにより図 2.15 のようにいちじるしい効果がある。

### 3. 2S-208 形複合 2 ウェイスピーカ装置

#### 3.1 構成

2S-208 形複合 2 ウェイスピーカ装置は、2 節で述べたような良好な特性を得るために、また取扱いが簡単に行なわれるためにユニット形式にし、

PW-201 形 20 cm ウーファ…………… 1

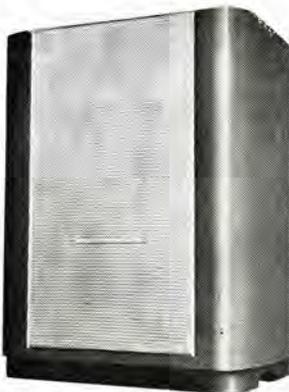


図 3.1 Fig. 3.1



図 3.2 Fig. 3.2



図 3.3 Fig. 3.3



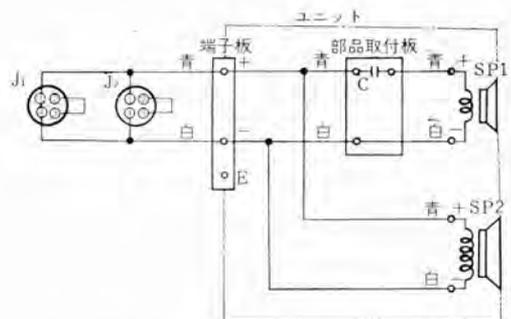
図 3.4 Fig. 3.4

- TW-501 形 5 cm ツイタ…………… 1
- ネットワーク用 3 μF コンデンサ…………… 1
- シャーシ…………… 1

を組合せた 2U-208 形 2 ウェイユニットとこれを取容する BR-121 形位相反転キャビネットから成り立っている。(図 3.1, 3.2 参照) 図 3.3 に示す 2U-208 形 2 ウェイユニットは、従来の同軸形 2 ウェイ方式とは異なって、ウーファとツイタの干渉ヒズミが少なくなるように同一平面上に配置し、2 ウェイスピーカで問題となるクロスオーバー周波数での特性の調整を簡単に行なうようにした。また、パツフル板の厚さによる空洞効果をなくするようシャーシをプロミネント形とし、万全を期した。

#### 3.2 性能

複合 2 ウェイスピーカ装置としての総合特性は、図 3.6 ~ 図 3.10 に示すように、高忠実度スピーカとして十分な性能を持っている。これは、後述する単独スピーカの性能が良好なことはもちろん、ウーファに口径 20 cm スピーカ、ツイタに口径 5 cm スピーカを使用しクロスオーバー周波数を 2,000 c/s に選定したためレベル差やクロスオーバー周波数付近の特性にいちじるしく良い結果を得た。



- SP 1 TW-501 形高域専用スピーカ
- SP 2 PW-201 形低域専用スピーカ
- C ハイパス用 MP コンデンサ
- J 1 21 B 4 形ジャック (BTS ただし 21 A を含む)
- J 2 21 B 4 形ジャック (BTS ただし キャップを含む)

図 3.5 2S-208 形 2 ウェイスピーカ装置

Fig. 3.5 Wiring diagram of type 2S-208 2-way speaker.

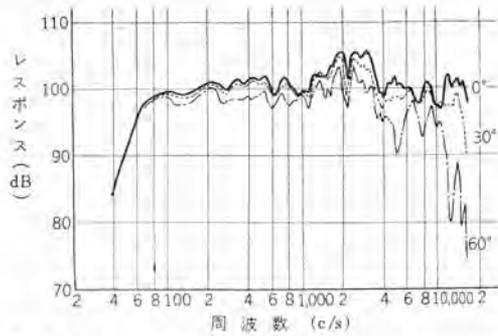


図 3.6 2S-208 形 複合 2ウェイスピーカ 装置の出力音圧周波数特性

Fig. 3.6 Output sound pressure frequency characteristic of type 2S-208 combined 2-way speaker.

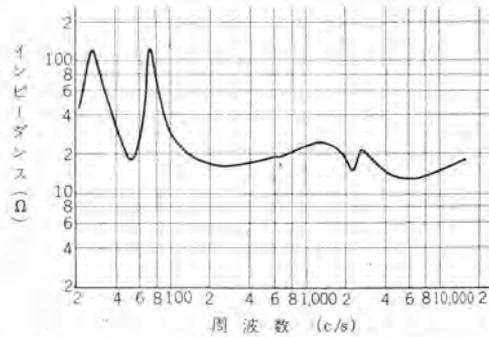


図 3.7 2S-208 形 複合 2ウェイスピーカ 装置の電気インピーダンス 特性

Fig. 3.7 Electric impedance characteristic of type 2S-208 combined 2-way speaker.

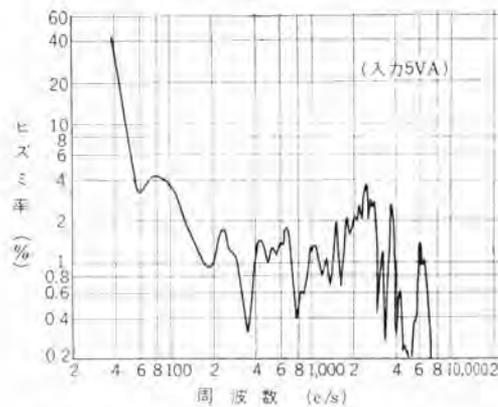


図 3.8 2S-208 形 複合形 2ウェイスピーカ 装置のヒズミ率周波数特性

Fig. 3.8 Distortion factor frequency characteristic of type 2S-208 combined 2-way speaker.

また、キャビネットとウーファの相互作用による低音域の帯域延長やヒズミの改善、さらにキャビネットの音響特性を良くするため回折効果、空洞効果、板の異状振動および空気漏れなどの影響を最少限にとどめた。

おもな定格はつぎのとおり。

方式	2ウェイ方式
最大許容入力	10 W
単純音連続入力	3 W
再生周波数帯域	50~16,000 c/s (60~10,000 c/s ± 5 dB)

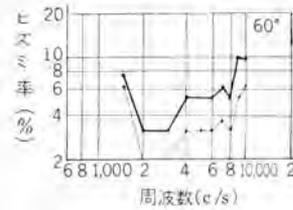
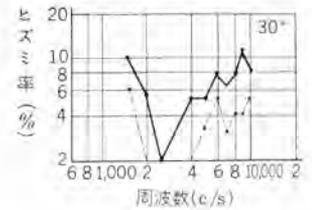
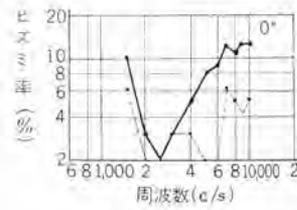


図 3.9 2S-208 形 複合形 2ウェイスピーカ 装置の干渉ヒズミ特性  
Fig. 3.9 Interference characteristic of type 2S-208 combined 2-way speaker.

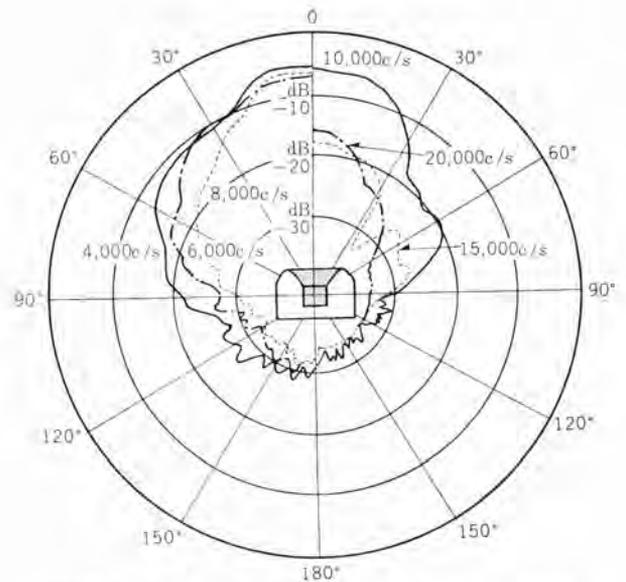


図 3.10 2S-208 形 複合 2ウェイスピーカ 装置指向特性  
Fig. 3.10 Directivity of type 2S-208 combined 2-way speaker.

クロスオーバー 周波数	2,000 c/s
ラインインピーダンス	16 Ω
平均出力音圧レベル	100 dB/W
音調波ヒズミ	入力 3 W のとき 70 c/s で 5%以下

総重量 20 kg

### 3.3 PW-201 形ウーファ

PW-201 形 ウーファ は、60~2,000 c/s の帯域を受持ち設計による諸定値はつぎのとおりである。

呼称口径	20 cm
有効振動半径	8.5 cm
振動系の等価的な Q <sub>0</sub>	0.58
振動系の等価質量	12 g
振動系の等価 スティフネス	1.75 × 10 <sup>6</sup> dyne/cm
低域共振周波数	60 c/s
電気音響変換能率	1.6 %
平均出力音圧レベル (JIS C 5501 による)	100 dB



図 3.11 Fig. 3.11



図 3.12 Fig. 3.12

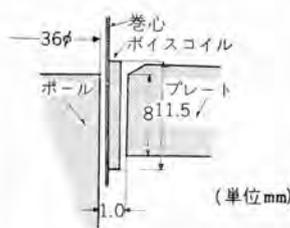


図 3.14 ウーファの駆動部  
Fig. 3.14 Driving section of woofer.

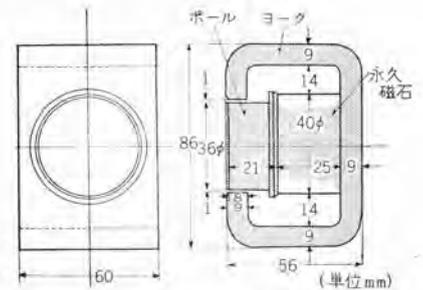


図 3.15 ウーファの磁気回路  
Fig. 3.15 Magnetic circuit of woofer.

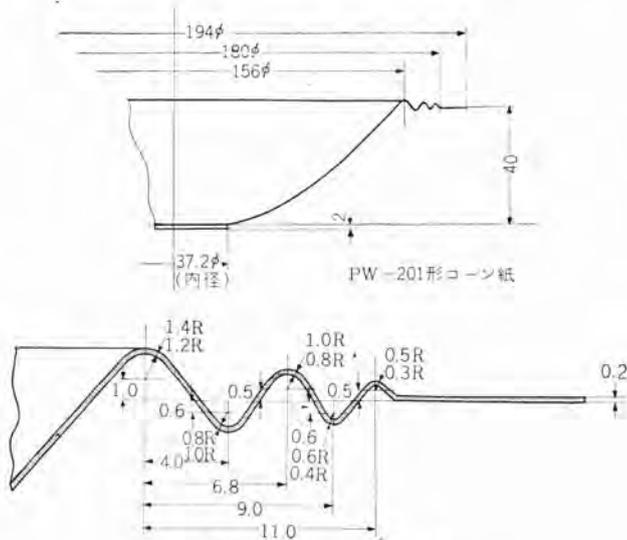


図 3.13 ウーファのコーン紙  
Fig. 3.13 Woofer cone paper.

有効空隙磁界 エネルギ	$1.4 \times 10^7 \text{ erg}$
コーン紙の形状	図 3.13 参照
コーンの静質量	6.0 g
半項角	65 度
ボイスコイルの静質量	2.14 g
ボイスコイルの導体直径	ECW-0.015 cmφ
ボイスコイルの直流抵抗	13.5 Ω
ボイスコイルのインピーダンス (300 c/s で)	16 Ω
ボイスコイルの巻幅	1.15 cm
磁気回路の形状	図 3.15 参照
永久磁石の直径	4.0 cmφ
永久磁石の長さ	2.5 cm
ポール の直径	3.6 cmφ
プレート の厚さ	0.8 cm
磁極空隙の長さ	0.1 cm
磁極空隙の断面積	9.3 cm <sup>2</sup>

また、その特性を図 3.16~図 3.18 に示す。

### 3.4 TW-501 形 ツイータ

TW-501 形 ツイータ は、2,000~10,000 c/s の帯域を受持ち設計上の諸定値はつぎのとおりである。

呼称口径	5 cm
有効振動半径	2 cm
振動系の等価的な $Q_0$	1.5

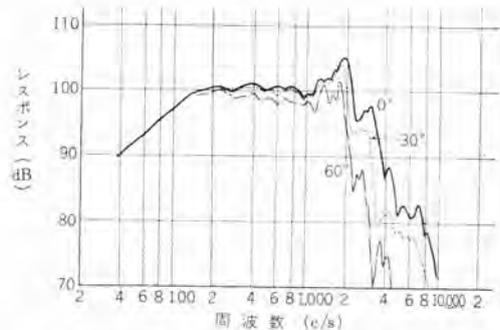


図 3.16 ウーファの出力音圧周波数特性  
Fig. 3.16 Output sound pressure frequency characteristic of woofer.

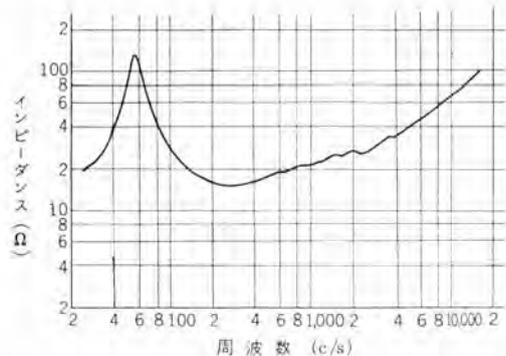


図 3.17 ウーファの電気インピーダンス特性  
Fig. 3.17 Electric impedance characteristic of woofer.

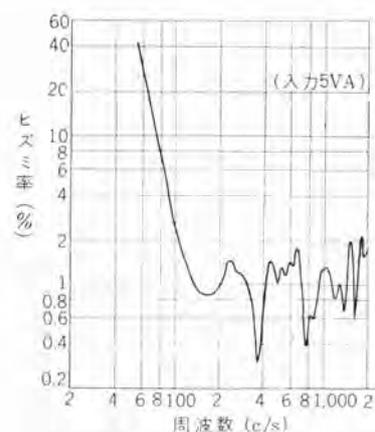


図 3.18 ウーファのヒズミ率周波数特性  
Fig. 3.18 Distortion factor frequency characteristic of woofer.



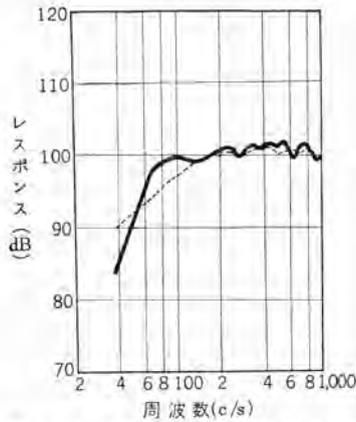


図 3.28 位相反転形 キャビネット による出力音圧周波数特性  
Fig. 3.28 Output sound pressure frequency characteristic when phase reversed type cabinet is used.

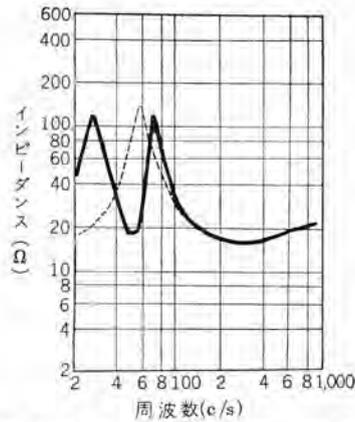


図 3.29 位相反転形 キャビネット による電気インピーダンス特性  
Fig. 3.29 Electric impedance characteristic when phase reversed type cabinet is used.

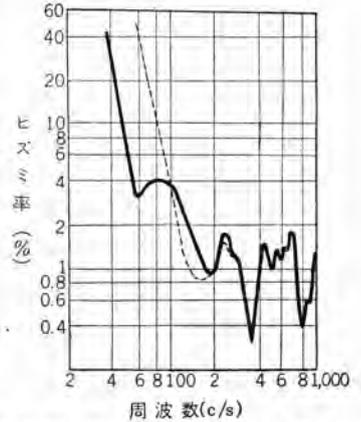


図 3.30 位相反転形 キャビネット によるヒズミ率周波数特性  
Fig. 3.30 Distortion factor frequency characteristic when phase reversed type cabinet is used.

高さ	66 cm
幅	53 cm
奥行	31 cm
実効内部容積	$7.5 \times 10^4 \text{ cm}^3$
キャビネットの等価ステイフネス	$9.6 \times 10^5 \text{ dyne/cm}$
ポート寸法	
高さ	9 cm
幅	17 cm
奥行	10 cm
ポートの等価質量	8.14 g
キャビネットの共振周波数	55 c/s

また、BR-121 形 キャビネット と PW-201 形 ウーファ との特性は、図 3.28 ~ 図 3.30 に示す。

#### 4. 使用増幅器の影響

使用増幅器がスピーカにあたえる影響について述べ、高忠実度スピーカを使用する場合の増幅器に対する注意事項を示す。(4)

##### 4.1 増幅器のダンピングファクタによる影響

一般にスピーカは、内部抵抗のきわめて小さい増幅器

に接続して定電圧に近い状態で駆動するのが理想的である。スピーカを定電流に近い状態で駆動した場合は、図 4.1 のように定電圧駆動の特性より電気インピーダンス特性分だけ変化した特性になる。

現状では、この定電圧特性の程度を増幅器の内部抵抗とスピーカのボイスコイルインピーダンス値との比を、ダンピングファクタとして評価する。ダンピングファクタが変わった場合スピーカの特性は図 4.2 のように大きく変わり、ダンピングファクタが小さい値のときは高忠実度スピーカとしての特長の大半が失われてしまう。とくに、このスピーカ装置のように位相反転形キャビネットに入れて使う場合には、キャビネットの容積が小さいだけにこの条件が守られない場合の低音域での特性の盛り上がりは容積が比較的大きい密閉形キャビネットの場合より大きくなる。

したがって、増幅器のダンピングファクタは 10 以上を選ぶ必要がある。

##### 4.2 音量調整器そう入方法による影響

放送用モニタとして使用する場合、増幅器の出力とスピーカの入力との間に音量調整器をそう入する必要があることがある。

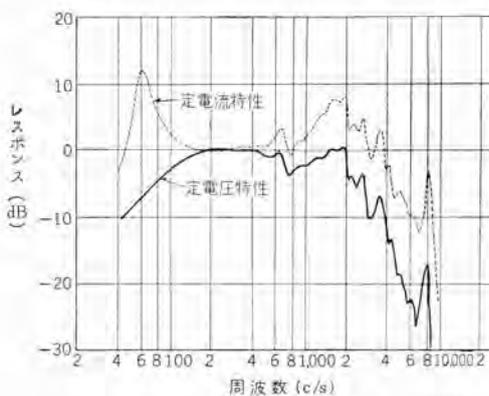


図 4.1 スピーカの定電圧特性と定電流特性  
Fig. 4.1 Constant voltage characteristic and constant current characteristic of speaker.

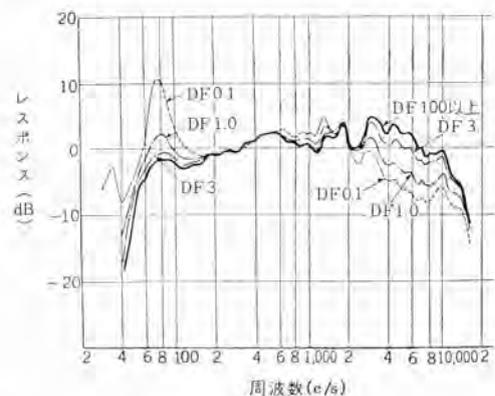


図 4.2 増幅器のダンピングファクタによる特性変化  
Fig. 4.2 Change in characteristic by damping factor of amplifier.

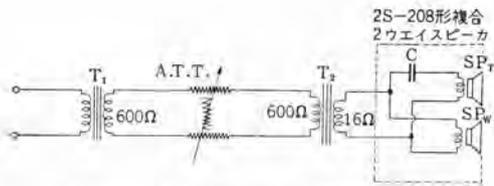


図 4.3 音量調整器の使用法 (1)

Fig. 4.3 Method of using volume control.

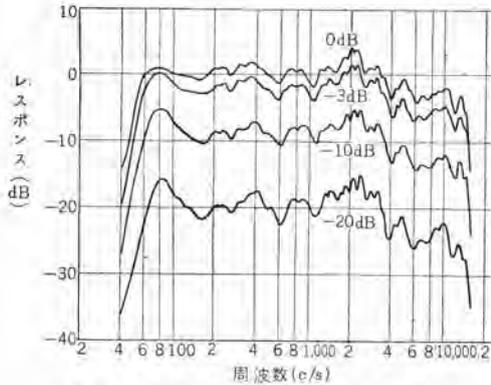


図 4.4 図 4.3 の方法による特性変化

Fig. 4.4 Change of characteristic by a method in Fig 4. 3.

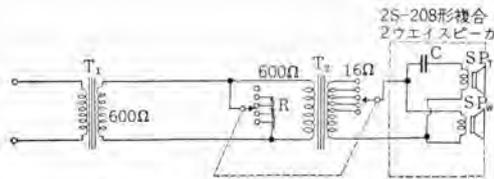


図 4.5 音量調整器の使用法 (2)

Fig. 4.5 Method of using volume control.

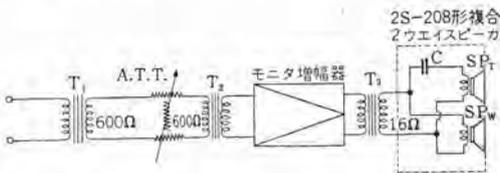


図 4.6 音量調整器の使用法 (3)

Fig. 4.6 Method of using volume control.

このような場合、音量調整器として図 4.3 のように抵抗減衰器をそう入する方法をとると音量調整器をしぼっ

た場合たとえ増幅器のダンピングファクタが大きくてもスピーカ端子には定電流に近い状態の電圧が加わり図 4.4 のように変化してしまう。

この影響を持たない方法としては、図 4.5 に示した回路を使えば効果的に音量調整ができる。しかし、本来の方法としては図 4.6 のように専用の モニタ 増幅器を持って入力回路で行なうべきであろう。

## 5. む す び

以上、新しく完成した 2S-208 形 2 ウェイスピーカ 装置について述べたが、このスピーカ装置の特長はなんといってもウーファ、ツイータ、ネットワーク および キャビネット の総合的な設計のもとに製造し、キャビネット を含めたスピーカ装置として他に見られないすぐれた特性を持っていることである。

これは一見簡単なようであるが、すぐれた総合特性を得るためにはスピーカ 単独の性能はもちろん、ウーファとツイータの関係、ウーファとキャビネットの関係およびツイータとキャビネットの関係など多くの複雑な問題を処理する必要があり、再生帯域の延長、特長偏差の減少、ヒズミ特性の改善、指向特性の改善など容易なことではない。

われわれが、あえて困難な総合設計を行ない、これらの問題を解決しえたことに意義を認めるものである。

なお 2S-208 形複合 2 ウェイスピーカ 装置は、NHK の仕様 BSS-E 6141 を満足する S 202-1 形 モニタスピーカとして採用され好評を博している。終わりに絶えず懇切なご指導をいただいた NHK 技術研究所 中島副部長、西村氏、山本氏に厚くお礼を申し上げます。

## 参 考 文 献

- (1) 中島・西村・山本・高柳：2 ウェイ 複合形スピーカの設計, NHK 技術研究第 27 号 (昭 31-8).
- (2) 津村・藤木・進藤：高忠実度 2-way speaker 装置の設計, 「三菱電機」, 30, No. 9 (昭 31-9).
- (3) 中島・山本：位相反転形スピーカキャビネットの設計法, NHK 技術研究第 27 号 (昭 31-8).
- (4) 中島：高忠実度複合形スピーカ, 放送技術通巻 106 号 (昭 32-1).

## MSP 形 低 圧 限 流 リ ア ク ト ル

名古屋製作所 高 見 滋\*・丸 地 謙 二\*\*

## Type MSP Low Voltage Current Limiting Reactors

Nagoya Works Sigeru TAKAMI・Kenji MARUCHI

Recent expansion of the capacity of electric power supply equipment in the low voltage industrial power systems often makes the short circuit current so large as to exceed the rated interrupting capacity of no-fuse breakers installed on protective circuits. To provide for such an emergency the current limiting reactor is sometimes employed to assure the protection by limiting the short-circuit current within the rated capacity of the breaker. However, no suitable reactor has been available for use with group control or on branch circuits of control centers and low voltage distribution panels. Mitsubishi has now developed small, excellent self-shielded type reactors easy to handle. Their construction, characteristics and applications are given herein.

## 1. ま え が き

近年、低圧動力系統の電源設備容量の拡大にともないその短絡電流も大きくなり、回路保護用として設置されるノーヒューズシヤ断器の定格シヤ断容量をこえるばあいが多くなってきた。このばあいよく知られているものに限流リアクトルを回路に入れ短絡電流をシヤ断器の定格シヤ断容量以内に制限して保護の完全を期する方法がある。しかし、従来コントロールセンタや低圧配電盤に用いる群制御や分岐回路用の限流リアクトルは適当なものがか



図 1.1 MSP 形低  
圧限流リアクトル  
Fig. 1.1 Type MSP  
low voltage cur-  
rent limiting  
reactor.

た。このたび小形で取扱い容易なすぐれた自己シールドタイプのリアクトルを開発したのでその構造、特性および適用について紹介する。

## 2. 低圧動力系統回路の短絡保護

回路の短絡保護を考えるばあい、各回路の最大短絡電流は個々のシヤ断器の定格シヤ断容量以内にあることが必要であり大容量回路において、短絡電流がシヤ断容量をこえるときはつぎのような方法が考えられている。

- (1) 変圧器を含む回路では変圧器固有のリアクタンスを増加させる方法。
- (2) 大シヤ断容量をもつ限流ヒューズを用いシヤ断器と選択シヤ断を行なわせる方法
- (3) 限流リアクトルを用いる方法、などがとられる。

変圧器のリアクタンスを増加させる方法は変圧器が特殊設計になり一般的でなく不経済である。

限流ヒューズを用いる方法では、シヤ断器とヒューズとの間の協調性や選択シヤ断は慎重を要し、事故がシヤ断器の定格内にあるとき溶断したり、電動機回路においては一般に単相運転を生ずるものがあり、さらに電力供給の安定さと持続性のためにヒューズの取扱いなど十分な保守を必要とするなどの欠点がある。

これに対し限流リアクトルの使用は、その構造および設置位置を考慮すれば系統への電力供給と保護の安全性は確保される。この意味は限流リアクトルが主幹母線に設置されたばあい、短絡事故のさい全回路に電圧降下をもたらし、その結果系統の器具の低電圧積放を生ずる悪影響があることや、分岐回路の負荷容量が増加したとき限流リアクトルの容量を増加しなければならない。したがって限流リアクトルは小容量シヤ断器の一つの群を保護するため分岐回路に用い、他の分岐回路と無関係な状態として使用する必要がある。構造については低圧配電盤やコントロールセンタのような鉄箱内に用いるには従来の電力用リアクトルでは大きすぎ、また漏れ磁束により過負荷や短絡条件下で鉄箱や隣接装置に大きな誘導電流を生じ、その結果機械的ヒズミや鉄箱を過熱する。そして危険な局部過熱や鉄箱の接目ヒンジやラッチからスパークを発生しシヤ断事故を誘発する危険があった。

MSP 形低圧限流リアクトルはこのような欠陥を除くため自己シールドタイプとすることによって鉄箱内に小形でじょうぶにまとめることが可能となり、広い使用範囲をもつものである。

## 3. MSP 形低圧限流リアクトルの構造

図 3.1 に示すようにガラステープで絶縁した銅ケーブルを定格電流に応じ連続の円板状コイルに巻いたものである。円板状コイルのおおのこの層はガラスポリエステル樹脂のスペーサで分離し、そして完全なコイルはその最大直

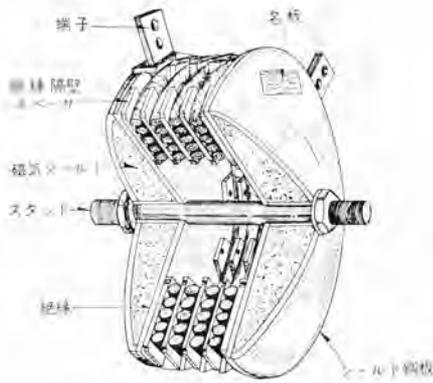


図 3.1 構造概略図  
Fig. 3.1 Cutaway sketch of reactor.

径にはほぼ等しい絶縁板ではさんである。シールドはコイルの両端におき、ユニットは非磁性高抵抗のスタッドを通して両端で締めつけている。シールドはケイ素鋼板の細片と強固なセメントを混合し、放射状方向に細い溝を切り、循環電流を減らすようにした鋼板製のサラの中に固めたもので、リアクトルの外部への漏れ磁束を減らし、かつ磁路を整え巻線中の過流損を減少する役目をする。またシールドを用いることにより外部磁気抵抗を低くしコイルリアクタンスを大きくし非シールド形のリアクトルよりも小形に設計できケーブルの節約を計っている。なおユニットは耐熱性ワニスで含浸乾燥したB種またはF種絶縁としている。写真は600V 400A 0.015Ω (at 60c/s) のものを示す。

#### 4. 特性および試験結果

限流リアクトルの特性としては、定格インピーダンス値（百分率リアクタンス）、損失、温度上昇、回路短絡時のリアクトルの過電流強度、電圧変動率および磁気シールドの効果な

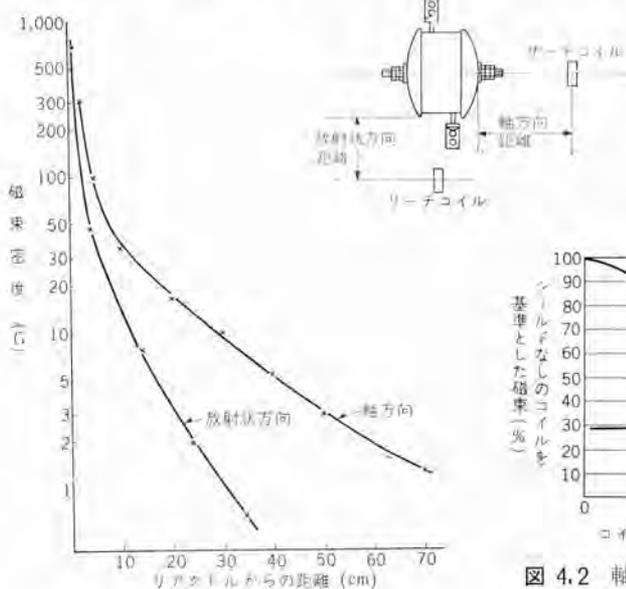


図 4.1 MSP 形限流リアクトルの漏れ磁束  
Fig. 4.1 Stray flux of type MSP current limiting reactors.



図 3.2 MSP 形限流リアクトル  
600V 400A 0.015Ω (at 60c/s)  
ユニット  
Fig. 3.2 Type MSP current limiting reactor.



図 3.3 MSP 形限流リアクトル  
600V 400A 0.015Ω (at 60c/s)  
ユニット  
Fig. 3.3 Type MSP current limiting reactor.

どが問題となる。

##### (1) 磁気シールドの特性

磁気シールドの効果とは構造の項でふれたが、第一にはコントロールセンタや低圧配電盤などの鉄製のキャビネットに入れたばあい、キャビネットの壁を通して分路する磁束すなわち漏れ磁束を減らすことである。

図 4.1 は一例として定格 600V 600A 0.01Ω (at 60c/s) の MSP 形限流リアクトルの漏れ磁束をサーチコイルで測定した結果である。

また図 4.2 はシールドなしの従来のリアクトルの漏れ磁束と比較したものでありシールドの効果リアクトルの取付軸近傍ではっきり表われている。

さらにシールドは巻線中の漏れ磁束を引伸ばしコイルの渦流損を小さくする。したがって鉄箱内に設置されても短絡のさい起きる循環電流は軽減し、鉄箱の部分的過熱、鉄箱の継目やヒンジの間のスパークはいちじるしく軽減され相間やアース間のセッ絡事故はほとんどさげられる。

第二にはシールドの使用により、1以上の導磁率をもつので、シールドのないものより低いリアクタンスの外部磁路をもつため、コイルリアクタンスが増大する効果がある。これはコイル寸法、形状により若干異なるが1.3~1.4倍程度となり、リアクタンス解析時シールド率としてとり、結果としてユニットを小さく経済的に設計しうる利点がある。また短絡時のリアクタンスの減少もわずかに数%であり、

シールドのないものを鉄箱に取付けたばあいに比して非常に少ない。

##### (2) 短絡強度

限流リアクトルの短絡電流による過電流強度については予想短絡電流に対する限流電流（ノーヒューズシヤ断器の定格シヤ断容量に相当）がリアクトルのコイルを流れてもそのさいに生ずる大きな電磁力や熱的な衝撃に十分耐えうるものでなければならぬ。MSP 形低

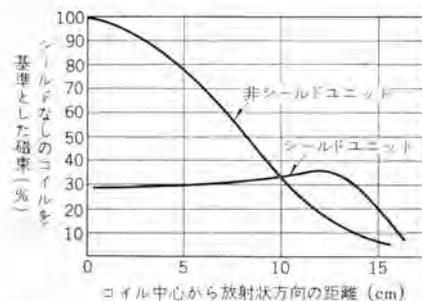


図 4.2 軸方向に遊磁界のシールドリアクトルの効果  
Fig. 4.2 Effectiveness of the magnetic shield of type MSP reactors in confining stray reactor flux.

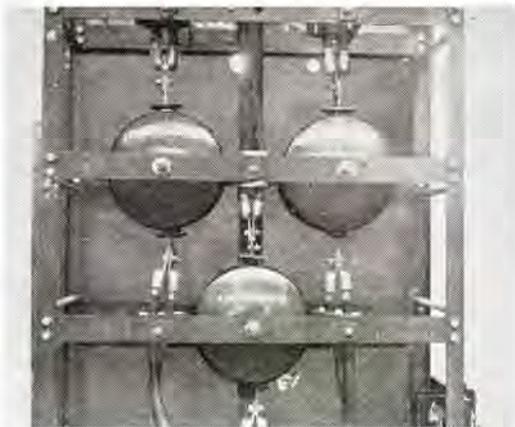


図 4.3 短絡試験における MSP 形限流リアクトルの取付配置  
Fig. 4.3 Mounting of type MSP current limiting reactors in short circuit test.

圧限流リアクトル AC 600 V 600 A 0.01 Ω (at 60 c/s) 定格のものについて実験的に確認したのでその一端を紹介する。このリアクトルに実際流す電流は 100 A フレーム、ノーヒューズシヤ断器の定格シヤ断容量内とするため 10,000~15,000 A とし、通電時間約 12 サイクルで 12 回実施したが短絡前後のインピーダンス値に変わりなくまた構造の各部分も異常なく十分に耐えることを確認した。引つづいて 100 A 以上のノーヒューズシヤ断器に適用するばあいを考慮して 20,000 A, 25,000 A および 30,000 A と順次通電電流を上升して短絡強度試験を実施したがいずれのばあいも異常を認めなかった。

図 4.3 は試験時のリアクトル配置 および、図 4.4 は短絡試験電流のオシログラムの一例を示す。これは短絡発電機電圧 2,710 V、予想電流 25,000 A (NF 形ノーヒューズシヤ断器 600 A フレームの定格シヤ断容量の 84% 電流) で解析結果はつぎのとおりであることを示している。

相	最大電流/最大電流の交流分 (A)	5 サイクル後の交流分最大値 (A)	5 サイクル後の端子電流 (V)
R	60,700/36,400	37,900	376
S	71,800/44,400	42,600	356
T	42,000/37,000	33,100	339

なお NF 形 400 A フレームノーヒューズシヤ断器との組合せ試験におけるシヤ断器のシヤ断時のオシログラムを図 4.5 に示すがこれは推定短絡電流 AC 600 V で約 60,000 A の回路に 0.015 Ω の MSP 形限流リアクトルを入れた例である。

### (3) 温度上昇と損失

定格電流、定格周波数を連続通電後の各部の温度上昇は 400 A 0.015 Ω (at 60 c/s) 定格ユニットを三相配置のコントロールセンタ内取付けで一例として表 4.1 に示す。損失は単相ユニットで約 190 W、三相配置で三相通電で各相とも約 220 W で若干増加している。銅損と金属部分における磁束による漂遊負荷損の比は三相定格電流通電で約 4:1 である。

なお箱内取付けのばあい温度上昇の点で冷却のための通風をある程度考慮する必要があるがこれは、ユニットを

MSP 形低圧限流リアクトル・高見・丸地

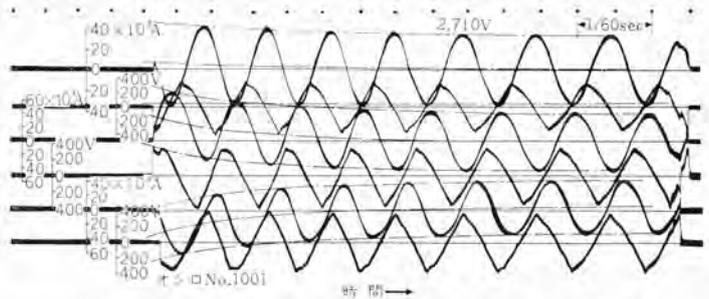


図 4.4 MSP 形限流リアクトル短絡試験オシログラム  
Fig. 4.4 Short circuit test oscillogram of type MSP current limiting oscillogram.

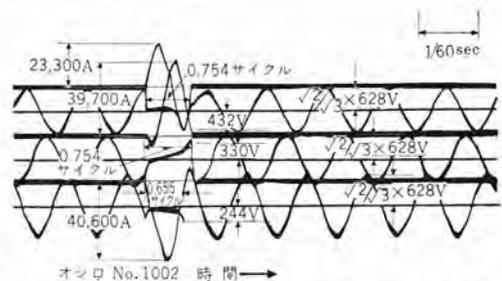


図 4.5 MSP 形限流リアクトル AC 600 V, 400 A, 0.015 Ω と NF-400 A フレームノーヒューズシヤ断器組合せ短絡試験オシログラム (シヤ断器責務 CO)

Fig. 4.5 Short circuit test of the combination of type MSP current limiting reactor and type NF-400 A frame no-fuse breaker.

表 4.1 MSP 形限流リアクトル 600 V 400 A 0.015 Ω (at 60 c/s) 温度上昇試験結果

時間 (h)	温度上昇 (°C)			
	箱内	磁気シールド表面	コイル表面	コイル端子
1	7.5	14.5	50.3	30.7
2	10.7	24.9	64.2	37.4
3	11.6	31.8	68.6	40.2
4	12.5	34.6	70.5	41.1
5	13.3	37.2	71.0	41.4
6	14.5	37.4	71.5	41.4

抵抗法によるコイル温度上昇 79.2°C

小形に設計したことによる結果である。

### (4) インピーダンス

単相測定、三相測定によるインピーダンスの差また取付け位置によりインピーダンスは若干の影響はうけるが全体として測定値のバラツキは少なく、短絡時におけるインピーダンスの減少もきわめてわずかである。また交流抵抗は直流抵抗の 1~2 倍の間にコイル Q は 10~15 倍の間にある。

## 5. 限流リアクトルの適用

低圧動力系統および群制御装置に用いるリアクトルの定格については、NF 形ノーヒューズシヤ断器のフレームサイズに応じ、またすべての系統をカバーするように決定する。すなわち定格電流は NF 形ノーヒューズシヤ断器のフレームサイズを 100 A, 225 A, 400 A, 600 A, 800 A とし

インピーダンス定格は、遮断器の定格遮断容量を考慮して決定する。たとえば600 A フレームを考えると、定格遮断容量は AC 600 V で 30,000 A であるから、短絡故障電流が 30,000 A をこえないようなインピーダンス値をもった限流リアクトルを系統に加えなければならない。100 A フレームのノーヒューズ遮断器の定格遮断容量は AC 600V で 15,000 A であるからこの値も必要な限流値の一つとして用いることができる。しかしインピーダンス値は必要以上に大きいと回路の電圧変動を大きくするので、できるだけ小さいような下限のもののリアクトルを選ばなければならない。

短絡電流の算定と必要なインピーダンスの求め方は以下の例で述べるが、遮断器が開路する時間における短絡回路の非対称率および回転機があるばあいにはその寄与電流 (contribution current) をも含める必要がある。

なおコントロールセンタの NEMA 標準ではそのユニットの母線容量は 600 A であるのでこれに適用するリアクトルの定格電流は 600 A をこえなくてよい。600 A をこえる用途は特殊と考え、MSP 形低圧限流リアクトルの定格電流の種類は表 5.1 に示すものを標準としている。

(1) MSP 形低圧限流リアクトルの選定法

低圧遮断器の遮断容量内に故障電流を限流する標準リアクトル定格を選定する方法を一例によって述べる。

非対称短絡電流 = 65,000 A

(約 2,000 kVA の変圧器 (% IZ 5%) のばあい)

電動機全負荷電流 = 280 A

故障回路の定常負荷 = 120 A

ノーヒューズ遮断器の定格遮断容量 = 20,000 A

% 電動機リアクタンス = 25 %

系統電圧 (線間) = 三相 440 V 60 c/s

系統 X/R = 11.8

平均非対称率 = 1.25

系統の短絡電流 65,000 A のインピーダンスは

$$Z_s = \frac{440}{\sqrt{3} \times 65,000} \times 1.25 = 0.00488 \Omega$$

短絡故障時の電動機の寄与電流

$$I_M = \frac{280}{25} \times 100 \times 1.25 = 1,400 \text{ A}$$

許容される電源の故障電流 20,000 - 1,400 = 18,600 A

故障電流に限流するに要求される

$$\text{全インピーダンス } Z_T = \frac{440}{\sqrt{3} \times 18,600} \times 1.25 = 0.0171 \Omega$$

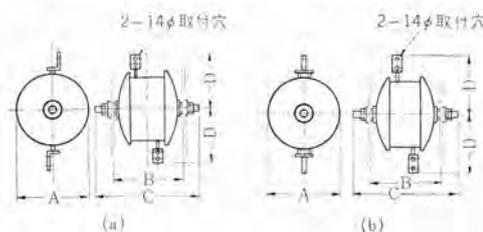
系統 X/R = 11.5 でインピーダンスはリアクタンスに等しい

とみなすと要求されるリアクトルのリアクタンスは

$$X_R = 0.0171 - 0.00488 = 0.0122 \Omega$$

よってこの適用は表 5.1 から 0.015 Ω のリアクトルを

表 5.1 MSP 形限流リアクトルの外形寸法図と定格一覧表



定格電圧 (V)	インピーダンス (Ω)		定格電流 (A)	容量 (kVA)	外形寸法 (mm)				重量 (kg)	図
	60c/s	50c/s			A	B	C	D		
600	0.01	0.0087	600	3.6	380	260	470	300	65	(b)
"	"	"	400	1.6	320	240	470	260	40	(a)
"	"	"	225	0.51	320	200	410	260	30	(a)
"	0.015	0.013	600	5.4	380	310	520	300	75	(b)
"	"	"	400	2.4	320	240	470	260	45	(a)
"	"	"	225	0.76	320	200	410	260	33	(a)
"	0.02	0.0173	600	7.2	380	310	520	300	85	(b)
"	"	"	400	3.2	380	260	470	300	50	(a)
"	"	"	225	1.02	320	200	410	260	36	(a)

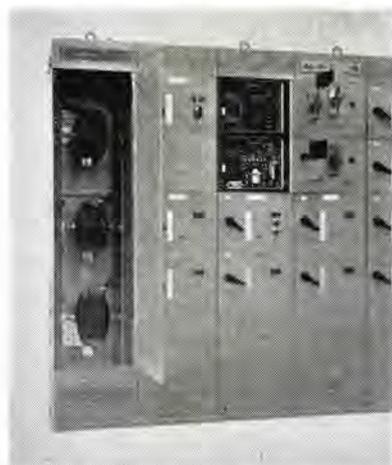


図 5.1 MSP形限流リアクトルへのコントロールセンタ取付例 (関西電力姫路第2 発電所納め)

Fig. 5.1 Example of mounting type MSP current limiting reactor on a control center.

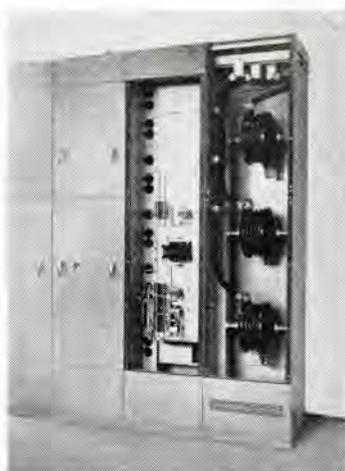


図 5.2 MSP 形限流リアクトルのコントロールセンタ取付例

Fig. 5.2 Example of mounting type MSP current limiting reactor.

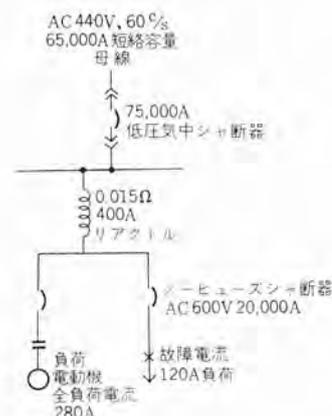


図 5.3 電動機負荷回路のリアクトル保護

Fig. 5.3 Reactor protection of motor load circuit.

表 5.2 電動機電圧およびトルクに対する 限流リアクトルの影響 (系統 X/R=11.8)

電動機容量 kW	全負荷電流 (A)	電動機全負荷時						電動機起動時					
		電源電圧に対する 電動機の電圧			全電圧トルクに対す る電動機の電圧			電源電圧に対する 電動機の電圧			全電圧トルクに対す る電動機の電圧		
		0.01 リアクトル	0.015 リアクトル	0.02 リアクトル	0.01 リアクトル	0.015 リアクトル	0.02 リアクトル	0.01 リアクトル	0.015 リアクトル	0.02 リアクトル	0.01 リアクトル	0.015 リアクトル	0.02 リアクトル
220 V 60 c/s 系 統													
37	128	99.4	99.1	—	99	98	—	94.5	90.5	—	89	82	—
75	250	98.9	98.3	—	98	97	—	88	84	—	78	71	—
440 V 60 c/s 系 統													
75	121	—	99.6	99.4	—	99.2	99	—	96.1	94.8	—	93	90
110	178	—	99.4	99.2	—	99	98.4	—	94.2	92.3	—	89	85
150	238	—	99.2	98.9	—	98.4	98	—	92.3	89.7	—	85	81

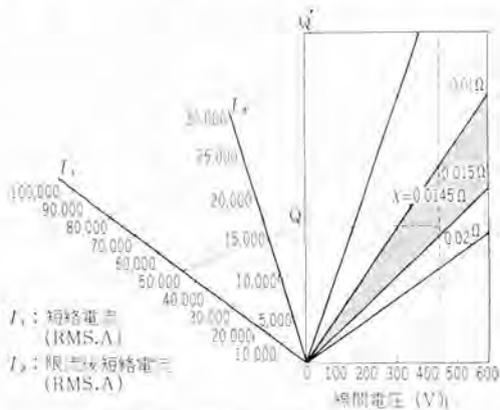


図 5.4 限流リアクトル簡略選定図

Fig. 5.4 Simplified selection diagram of current limiting reactor.

選定する。リアクトルの kVA 容量は  
 $400^2 \times 0.015 / 1,000 = 2.4 \text{ kVA}$

(2) MSP 形低圧限流リアクトルの適用の手引き線図により簡単に選定する方法を述べる。

三相 440 V で回路の短絡電流 50,000 A をシ断器の定格シ断容量 15,000 A に減らす 限流リアクトルを選ぶものとする。図 5.4 の線図で  $I_1$  のスケール上 50,000 A から  $I_2$  のスケール上 15,000 A を通り Q まで線を引く。Q から水平の線を引き線間電圧 440 V の点から立てた垂線の交点を求める。

この点 ( $X=0.0145$ ) は 0.015 Ω の領域にはいっている。これで標準 0.015 Ω リアクトルを設置することに決定する。

使用についての注意を二、三述べると

(1) 選定された MSP 形低圧限流リアクトルの取付け配置については、個々の間隔は 15 cm 以上はなし、リアクトルに接続するケーブルはリアクトルの近くでしっかり締めつけ、できるだけ放射状に引だすことが望ましい。これは短絡故障時のケーブル間の大きな電磁力による損傷をさけるためである。

(2) 系統の電圧変動は 限流リアクトルの適用には重要な問題である。全負荷時の電圧降下と電動機起動時の不規則な重負荷時での電圧降下とは異なる。図 5.5 は種々の負荷と力率での系統電圧の変動とトルクの変化の推略

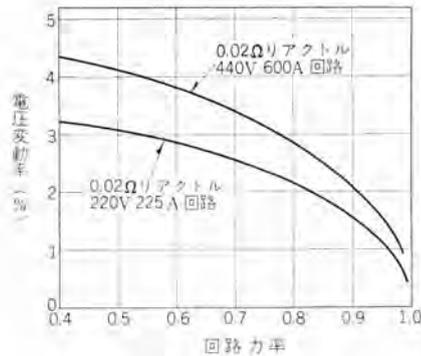


図 5.5 限流リアクトルによる系統電圧変動への影響 (60 c/s 系統における例)  
 Fig. 5.5 Effect of reactors on system voltage regulation.

を示したものであり、表 5.2 は MSP 形限流リアクトルを使用したばあい、電動機負荷での起動と全負荷条件での電動機電圧と 起動トルク への影響を示したものである。起動電流は平均力率 0.4 に対して全負荷電流の 6 倍と仮定し、そして平均力率 0.8 では全負荷状態と仮定して計算した。したがってこのばあいについては十分の検討が必要である。

## 6. む す び

低圧動力系統への MSP 形低圧限流リアクトルの使用は系統に大きな電圧変動を伴うことなく大容量回路の保護の分野に効果的な役目をする。すなわち分岐回路に適用したリアクトルはコントロールセンタや低圧配電盤のような系統を安全に確実に保護し、そして適用したノーヒューズシ断器の定格シ断容量内に短絡故障電流を抑制しシ断器の破壊を防止し、電力系統を経済的にまとめ得かつ連続使用と安全な動作を確立する。

その利点をまとめると

- (1) 系統費用の低減
- (2) 良好な電力の供給
- (3) 安全さの増大
- (4) 系統保護の確実化

に要約される。大容量回路における今後の適用においてはすぐれた特長をもつこの種限流リアクトルの使用を推奨するとともに、さらに今後の向上に資するため使用者各位のご批判を賜わるようお願いがいます。なお開発にさいし良くご指導、ご協力下された社外、社内の各位に対し厚く感謝する次第である。

# 低 圧 バ ス ダ ク ト

名古屋製作所 高見 滋\*・堀田 滋矩\*\*

## Low-Voltage Bus Ducts

Nagoya Works Shigeru TAKAMI・Shigenori HOTTA

Because of their logical adaptability to interior and exterior wiring, low-voltage bus ducts have been widely used in Europe and America for some time. In this country, however, it was just a recent year that the device came to attract the attention of circles covering power and substations, factories and office buildings. The rapid growth of the use of low voltage ducts is due to their many excellent points dispensing with defects experienced by the old wiring method. Mitsubishi has been studying them in reference to the technique of Westinghouse and various standards of home and abroad, and now has completed two models of feeder bus ducts for general purpose and plug-in bus duct suitable to factories. Accessory components going with them are also in standard production now.

### 1. ま え が き

低圧バスダクトは屋内外配線の合理性に富むため、欧米諸国では早くから普及されているが、わが国では電源設備容量の増大してきた近年になって発電所、工場、ビルディングなどの各方面に急速に使用されるようになってきた。

このような急速な進歩は、これまでの配線の有する幾多の欠陥を排除し、多くのすぐれた長所を具備しているほか、国内規格の成案やこの方式の経済性が明るくなってきたことにも基因するといえよう。

当社はウエスチングハウス電機会社の技術や内外諸規格を参考にして検討を進めてきたが、一般的なものとしてフューダ・バスダクトを、工場などに便利なプラグイン・バスダクトやそれらの付属バスダクトならびに器具などの標準化を完成したので、これらの要点について紹介する。

### 2. 低圧バスダクトの具備すべき条件

低圧バスダクトはこれまでの電線管や線び工事などに比べ欠点の少ないものであらねばならない。つぎに通常使用される低圧バスダクトの具備すべき条件を列記する。

- (1) 安全で寿命の長いこと
  - (2) 過電流強度の大なること
  - (3) 電力損失の小なること
  - (4) 保守が容易で工事費の少ないこと
  - (5) スペースをとらないこと
  - (6) 分岐回路が容易にとれること
  - (7) じょうぶで建物との調和の良いこと
  - (8) どのような配線方式にも使用できること
- (1) は絶縁電線の絶縁の老化、劣化または焼損などの

ように寿命の短いものでなく、恒久使用に耐えるものをいう。

(2) は短絡電流などの大電流による電磁力に絶縁物、その他の部分が十分耐えうるもので、定格短絡電流で強度の程度を示す。

(3) は絶縁電線に比べ、電圧降下、電力損失が少なく、したがって温度上昇の低いことが望まれる。

(4) は接続部分の点検は容易で、電線管工事に比べて設置はきわめて簡単にでき、取換部分のないこと。

(5) はスペースを有効に利用できる構造であること。

(6) は負荷の設置場所の変更や新設に対して分岐回路の引出しや取はずしが速応できる構造であること。

(7) は外力や地震、振動などに対して十分に耐えうる強さをもち、また建物との調和のよいこと。

(8) は同一容量では、いかなる配線方式にも組み立てできる標準化されたものであること。

### 3. 種類と定格

三菱低圧バスダクトは、表3.1の種類、表3.2の定格があり、図3.1および表3.3に標準外形寸法を示す。

### 4. 構 造

低圧バスダクトの基本構成は、母線、ダクト（ハウジング）とも

表 3.1 低圧バスダクトの種類

種 類	要 点	適合する配線方式
BF形フューダ・バスダクト	主として変圧器と低圧配電盤との接続または一般屋内幹線で途中から分岐をしない形式のバスダクト	各種類とも 単相二線式 単相三線式
BP形プラグイン・バスダクト	任意の位置から分岐回路を取出せる形式のバスダクト	三相三線式 三相四線式

表 3.2 低圧バスダクト の定格

種 類	形 式	定格電圧 (V)	周波数 (c/s)	定格電流 (A)	定格短絡電流 (A)*
BF 形フィーダ・バスダクト	屋 内	AC 600	50/60	200	15,000
				400	25,000
	非換気形			600	25,000
				800	25,000
または	(または) 換気形	1,000	25,000		
BP 形プラグイン・バスダクト		1,250	25,000		
		1,500	25,000		

\* 印は NEMA規格 BUSWAYS(1)によった。

(1) 短絡発生 1/2 サイクル後の非対称電流値 (実効値) で、短絡電流継続時間は最低 6 サイクルである。

表 3.3 BF 形フィーダ・バスダクト  
BP 形プラグイン・バスダクト 標準寸法

定 格 電 流 (A)	母 線 の 寸 法 (mm)	ダクトA寸法(mm) 図 3.1 参照	重 量 (kg) (3母線のばあい)
200	3×25	88	45
400	6×40	103	55
600	6×50	113	68
800	6×75	138	77
1,000	6×100	163	91
1,250	6×125	188	109
1,500	6×150	213	130

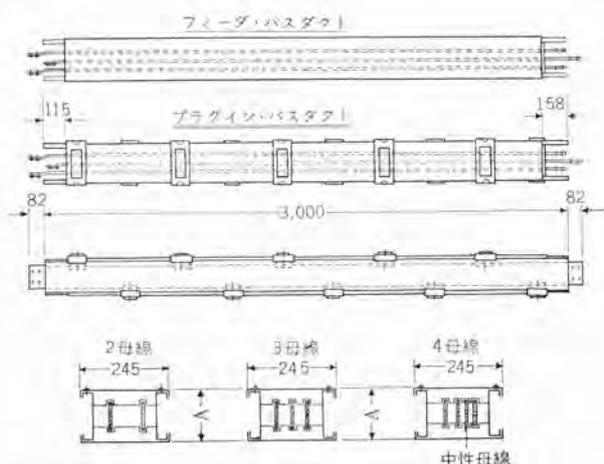


図 3.1 BF フィーダ・バスダクト 標準外形寸法図  
BP プラグイン・バスダクト

Fig. 3.1 Outline dimensions of type BF feeder bus duct and of type BP plug-in bus duct.



図 3.2 BF フィーダ・バスダクト 三相三線 1,000 A  
Fig. 3.2 Type BF feeder bus duct three phase three wire 1,000A.



図 3.3 BP 形プラグイン・バスダクト 三相三線 1,000 A  
Fig. 3.3 Type BP plug-in bus duct three phase three wire 1,000A.

呼ぶ) および母線支持物の組合せでできており、簡単な構造である。当社で完成した フィーダ および プラグイン・バスダクト は後述するすべての規格に合致するよう設計されており、かつ前述の条件を十分に具備している。

#### 4.1 フィーダ・バスダクト

##### (1) ダクト

バスダクト は密閉形の母線であるため、母線をおおうダクト は、外力または自重により容易に変形しない十分な機械的強度が必要である。そこで図 3.1 に示すように 4 側面とも厚さ 1.6 mm の冷間圧延鋼板を、チャンネル構造とし、両ツクと裏カバーは点溶接、前部カバー だけ、組立、点検の容易なことを考慮して ネジ締めしている。そしてダクト自体は一つのハリと見なされるほど強固となり、またあらゆる隣接ダクトとの接続は容易にネジ止めにより結合できる構造となっている。

##### (2) 母線支持物

母線支持物は、良質の絶縁材料からなり、電氣的、機械的、耐熱性などがすぐれており恒久的に使用できるものでなければならない。当社では、硬質磁器、強化木材、石棉セメント板、フェノール樹脂積層板、ブチルゴムなど種々の材質のもので試験研究を行ない、比較検討した結果、もっともすぐれている当社製 ダイアミックス (ガラスポリエステル樹脂) 成形品を使用することにした。

この母線支持物はバスダクト長手方向に、もっとも効果的な支持間隔で、千鳥状に配置する。支持間隔は、主としてバスダクトの過電流強度、母線のサイズなどを考慮して決定する。

##### (3) 母線および母線接続部

母線は導電率 97% 以上の硬銅条 (JIS H 3361 銅帯) で表 3.3 の母線寸法を使用している。

母線の両端には、接続用 ねじ穴 が設けてあり、一端は図 4.1 のように曲げ、ナールを切った特殊形状の ナット を圧入している。(実用新案申請中)接続は隣接 バスダクトの母線と重ね合わせてねじ締めをし、要求される布設長さまで容易にしっかりと接続できるようになっている。

また接触を完全にするため母線接合部分の表面は、とくに平滑面をもつような工作を加えており、必要厚さの銀メッキ または スズメッキ を施している。また接触面積、接触圧力について考慮し、接続ねじのサイズおよび使用本数とその 締めトルク の標準をとり決め、接続部分の電

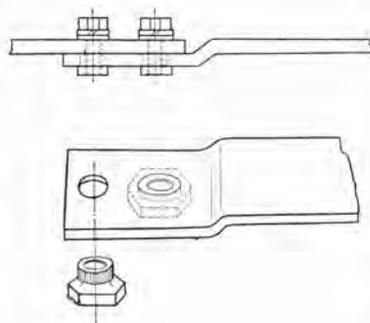


図 4.1 バスダクト 母線接続図  
Fig. 4.1 Bus duct bus bar joint.

表 4.1 母線接続部とボルトの選定

バスダクト 定格電流 (A)	ボルトのサイズ および使用本数	備 考
200, 400, 600	W 3/8×2	1. 電流密度 20A/cm <sup>2</sup> 以下。 2. 接触圧力 (締付圧力) は母線の断面積 1mm <sup>2</sup> に 2.5 kg 以上。 3. ボルトの締付トルクは 230 kg-cm.
800, 1,000	W 3/8×4	
1,250, 1,500	W 3/8×6	

気抵抗は接続部分を含まない同長母線の抵抗よりも小さくすることは可能でこの状態を接続の基本的なあり方としている。したがって接続部分の電圧降下や電力損失もきわめて低くまた温度上昇も低い。

4.2 プラグイン・バスダクト

ダクト、母線支持物、母線および母線接続部の基本的な構造は、フィーダ・バスダクトと同じであるが相違点は、図 3.1 に示すようにダクトの両側に (片側 5 個ずつ) 計 10 個のプラグインホールを設け、自由に分岐回路が取出せるようになっている。

プラグインホールは、ホコリ、ねずみなどの侵入しにくい寸法で、使用しないものにはカバーをする。分岐回路を取出すときは、このカバーを手前に引き (板バネ構造にしてある) スライドさせるとプラグインホールが、露出するようになっている。プラグインホールには、標準化されたプラグイン形式 (電源側端子だけ) の NFP 形 ノーヒューズ型分断器 (箱入) をそう入し、バスダクトにクラップして分岐回路は簡単に設定できる。そして分岐回路はすぐれた特性、性能を有する NF 形 ノーヒューズ型分断器によって確実に保護される。

5. 付属バスダクトおよび器具

低圧バスダクト工事は、ストレート状 (標準長さ 3m) のほかに、種々の付属バスダクトや器具などを併用し建家と協調のとれた状態に計画施工されて初めて真価を発揮する。

これらの内容については、表 5.1 および図 5.1~図 5.5 に示しているので説明は割愛する。

6. 応 用

低圧バスダクトの適用範囲は、電源から負荷近くにもたがるかなり広いものであるが、代表的な使用系統は、図 6.1 に示す。

ビルディングでは一般にフィーダ・バスダクトを定格電流 400~1,500A の地階動力室から引出して、各階に立上がり、各階の分電盤に給電できる方式のものや、地階動力室と地

表 5.1 付属バスダクト および器具一覧表

名 称	概 略 形 状 (寸法は省略する)	種 類	適 要
エルボ形 バスダクト		前向き	バスダクトの布設方向を90度かえるときに使用する
		後向き	
		上向き	
		下向き	
オフセット形 バスダクト		前向き	障害物をさけたり布設する高さをかえるときに使用する
		後向き	
		上向き	
		下向き	
テ イ 形 バスダクト		前向き	T字形にバスダクトを分岐するとき使用する
		後向き	
		上向き	
		下向き	
クロスオーバー形 バスダクト		前後向き	十字形にバスダクトを分岐するとき使用する
		上下向き	
レデューサ形 バスダクト		右向き	バスダクト布設途中から定格電流を低減するとき使用する
		左向き	
フランジ形 バスダクト		右向き	低圧配電盤からバスダクト布設するときの起点に使用する
		左向き	
エキスパンション形 バスダクト		ストレートだけ	ダクトおよび母線の温度変化による膨張収縮を補償するために使用する
NFP 形 ノーヒューズ 型分断器		NFP50A フレーム ~NFP 800A フレーム	プラグイン・バスダクトから分岐回路を取出すとともに、この回路を保護するシャ断器を内蔵している
終 端 箱 ケーブル タップ箱 そ の 他		終 端 箱 端 子 箱	バスダクトの終端を閉そくする バスダクトから分岐回路を取出す端子箱
ハ ン ガ		水平 取付 懸垂形	バスダクトの保持金具として使用する  ダクトの伸縮に備えて長手方向にフリーに保持する
		C 形	
	垂直 取付 垂直形		



図 5.1 BF 形 エキスパンション、フィーダ・バスダクト  
三相三線 1,500 A

Fig. 5.1 Type BF expansion feeder bus duct  
three phase three wire 1,500A.

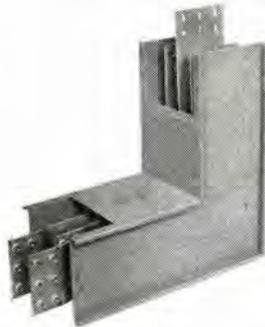


図 5.2 エルボ形 バスダクト (前向き用) 三相三線 1,500 A

Fig. 5.2 Elbow type bus duct  
forward three phase three  
wire 1,500A.

図 5.3 ティ形 バスダクト  
(下向き用) 三相三線  
1,000 A

Fig. 5.3 Tee type bus  
duct downward three  
phase three wire 1,000A.

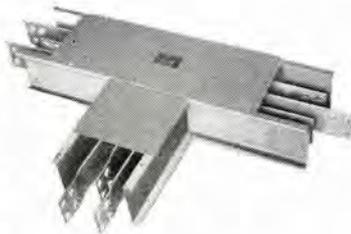


図 5.4 レデューサ形バスダクト (左向き用) 三相三線  
600 A (左側)-1,500 A (右側)

Fig. 5.4 Reducer type bus duct leftward three  
phase three wire 600A-1,500A.



図 5.5 NFP-225 D 形 ノーヒューズ  
シヤ断器 (プラグイン・バスダクトのラ  
グインシヤ断器 ユニット の一例)

Fig. 5.5 Type NEP-225 D  
no-fuse breaker.

上階の配電室とをつなぐものが多い。比較的大きな負荷が広く分布している工場などでは、定格電流 800~1,500 A のフィーダ・バスダクトで、変電室から引出し、定格電流 400~1,000 A のプラグイン・バスダクトを任意条数として、工場内広く布設する例が多い。

特殊な応用例としては、基幹バスダクトから分岐する多数条の、フィーダまたはプラグイン・バスダクト (定格電流 400~800 A) の分岐点に電動操作式ノーヒューズシヤ断器を設置し、これを一つの操作盤で制御できるようにして、低圧

低圧バスダクト・高見・堀田

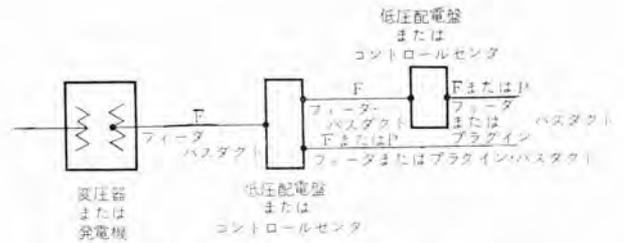


図 6.1 代表的なバスダクト系統図

Fig. 6.1 Representative bus duct system diagram.



図 6.2 NFP-400 形電動操作式  
ノーヒューズシヤ断器  
(遠方制御用シヤ断器ユニット)

Fig. 6.2 Type NFP-400 motor  
operated no-fuse breaker.  
(Breaker unit for remote  
control)

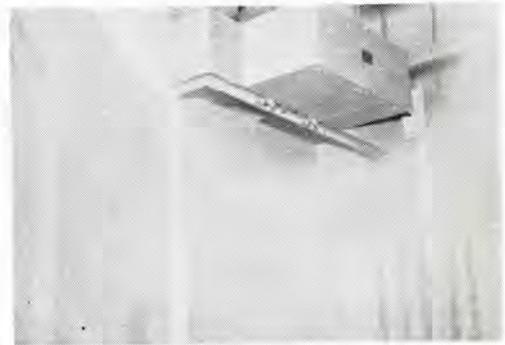


図 6.3 NFP 400 形電動操作式ノーヒューズシヤ断器  
の設置例

Fig. 6.3 Type NFP-400 motor operated no-fuse  
breaker installation.



図 6.4 工場におけるバスダクト布設例  
(低圧配電盤から立上がり箇所を示す)

Fig. 6.4 Bus duct installation at a factory.



図 6.5 工場における バスタクト 布設例  
Fig. 6.5 Bus duct installation at a factory.

配電盤を省略する経済的な方法も採用されている。

## 7. 規 格

アメリカにおける バスタクト配線は 1930 年ころから実用化されているが、それにはつぎのような各種の規格が制定されている。

(1) Underwriters' Laboratories, Inc., : No. 857-Standards for Safety BUSWAYS and ASSOCIATED FITTINGS

(2) NEMA BUSWAYS: PUB, No. Bu-1955 (以下 NEMA 規格とよぶ)

(3) N. E. Code Article 364-Busways

このうち (2) 項の NEMA 規格がもっとも詳細に規定している。わが国では昭和 32 年に初めて、ビルディングの低圧屋内幹線に採用されたが、国内規格は未制定の状態であった。その後 バスタクトの需要が伸びるにしたがい、昭和 34 年 5 月改正の電気工作物規定第 151 条の 2 項に、バスタクト工事の大綱が規程された。

これと並行して日本電設工業会の技術委員会では、アメリカの上記規格を参照し、バスタクト規格案の審議が進められ昭和 35 年 12 月 バスタクト規格案がまとまった。

この規格案は短絡試験をのぞきほかは、ほぼ NEMA 規格と同じであるので、短絡試験だけ NEMA 規格と比較してみる。

NEMA 規格では短絡発生後 1/2 サイクルの時点で測定した非対称値であるのに対し、規格案は短絡発生後 6 サイクル後に測定した対称値で表 7.1 のように規程されている。

## 8. 試 験 成 績

試験は、前に述べた NEMA, BUSWAYS (PUB No. Bu-1955) および日本電設工業会技術委員会の バスタクト規格(案)などを参考にして行なった。

型式試験の種目はつぎの順序で同一試験品について行ない、全部合格しなければならない。

(1) 構造試験

表 7.1 バスタクトの短絡試験電流

バスタクト定格電流 (A)	短 絡 電 流 (A)	
	NEMA 規 格	規格案(日本電設工業会)
200	—	14,000
225	15,000	—
400	25,000	22,000
600	25,000	22,000
800	25,000	22,000
1,000	25,000	22,000
1,250	—	42,000
1,500	—	42,000
2,000	—	60,000

(2) 温度試験

(3) 絶縁抵抗試験

(4) 絶縁耐力試験

(5) 短絡試験

(6) 水平荷重試験

(7) 垂直荷重試験

(8) 衝撃試験

(注) (6) (7) および (8) 項の試験は、それぞれ別の試験品で行なってもよい。

当社の 低圧バスタクトに上記の試験種目にしたがい実施した試験のうち主要なものの成績を紹介する。

(2) 温度試験

温度試験にさきだち当社 低圧バスタクトの母線接続状態の良否の判定基準としては、図 8.1 のように接続部分を含む長さ 100mm 間の抵抗  $R_{AB}$  は接続部分を含まない同長母線の抵抗  $R_{CD}$  と同等以下を条件にしている。

ストレートのバスタクトユニットを 2 個以上(長さ 6m 以上)接続し、床から 30cm 以上の高さで水平におき両端を封鎖して定格電流を通じ、母線の中央部と接続部の温度を熱電対で測定する。すべての部分の温度が、一定になったときの母線の温度上昇は  $55^{\circ}\text{C}$  以下のことに規程されている。(工規第 151 条の 2 参照) 定格電流 1,000 A の試験結果は、単相二線式では  $37\sim 42^{\circ}\text{C}$ 、三相三線式で  $49\sim$

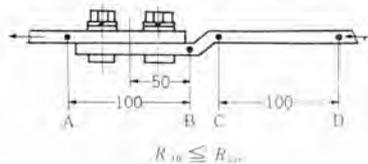


図 8.1 母線接続部分の良否判定基準  
Fig. 8.1 Reference to judge the quality of bus bar joint.

$55^{\circ}\text{C}$  で、満足すべき結果を得た。

(3) 絶縁抵抗試験

500 V メガーで各極間および充電部と接地部との間の絶縁抵抗を測定し  $5\text{ M}\Omega$  以上あればよいが、試験成績はほとんど無限大の絶縁抵抗を示し問題はない。しかしながらこの絶縁抵抗は、バスタクトの使用母線支持物の材質や使用場所のふんい気によって大きな相違がある。当社の製品ではこのような懸念はないが地下室など湿気が多い場所に布設するときは、万一のばあいを考慮して母線支持物と接する母線部分に、粘着マイラテープを施し、絶縁低下を防止している。これを湿度 100% のデシケータ中

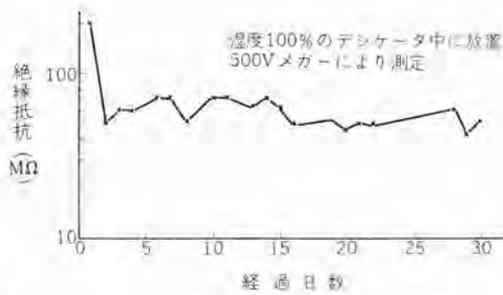


図 8.2 バスダクト 母線支持物吸湿試験 (各相一括←→アース間)  
Fig. 8.2 Moisture absorption test of bus duct support.  
(between all the phases connected together and ground)

て 60 c/s の単相および三相交流で、表 7.1 に示す定格短絡電流を 6 サイクル以上通電し、ダクト、母線や母線支持物に異状 (支持物のばあいには主として、ヒビ割れ) の有無を確かめた。

図 8.3 および図 8.4 はこの試験でバスダクトに通電した短絡試験電流の代表的なオシログラムを示す。

この試験においていずれのばあいでも、ダクト、母線には異状はなかったが、母線支持物の材質が、ダイヤミックス (ガラスポリエステル樹脂) 成形品以外のものでは、破損、ヒビ割れなどの欠陥を認めた。したがってダイヤミックス成形品の母線支持物では、定格短絡電流 6 サイクル通電に対して

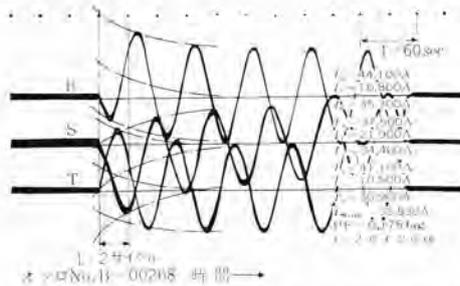


図 8.3 バスダクトの短絡試験 オシログラム 三相三線 1,000 A フィーダ および プラグイン・バスダクト三相交流 639 V 33,500 A 6 サイクル

Fig. 8.3 Oscillogram of short circuit test of bus duct three phase three wire 1,000A feeder and plug-in bus duct 639V 33,500A AC. 6 cycles.

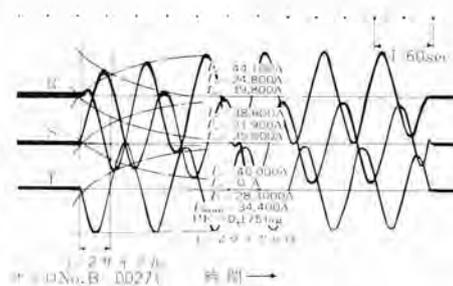


図 8.4 バスダクトの短絡試験 オシログラム 三相四線 1,000 A フィーダ および プラグイン・バスダクト三相交流 606 V 34,400 A 6 サイクル

Fig. 8.4 Oscillogram of short circuit test bus duct three phase four wire 1,000A feeder and plug-in bus duct 606V 34,400A AC. 6 cycles.

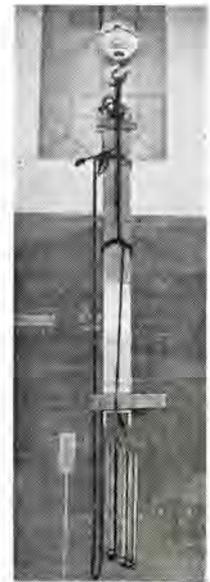


図 8.7 垂直荷重試験の状況  
Fig. 8.7 Support test for vertical mounting.

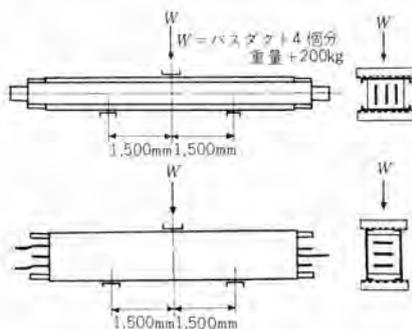


図 8.5 水平荷重試験の方法  
Fig. 8.5 Method of support test for horizontal mounting.

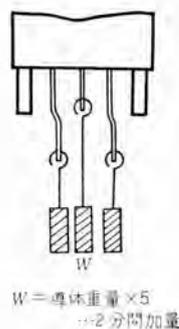


図 8.6 垂直荷重試験の方法  
Fig. 8.6 Method of support test for vertical mounting.

十分に耐えうることを確認した。

なお、三相四線式バスダクトの中性母線と外線側母線の間、単相交流の短絡電流を通電した試験においても、ダイヤミックス成形品だけが当社標準寸法の構造で (三相三線式と同一寸法) 十分に保証できることも確かめた。

#### (6) 水平荷重試験

バスダクトを 2 個 (長さ各 3 m) 接続し、図 8.5 のように接続部の上部に荷重  $W$  を加え、ダクトに永久ヒズミを生じたり、接続部が破損したりしないことを確認する。

定格電流 1,000 A のものに荷重 600 kg を加えたばあい、タワミは最大 6 mm 低下したが、荷重を取除いたときではタワミ量は認めなかった。

#### (7) 垂直荷重試験

バスダクトを垂直に使用すると母線全体の重量は、下向きにかかり母線が落下するおそれがあるので、これを保証できるよう保持しなければならない。

この保持力は図 8.6 に示すように試験をし、母線を支える各部に永久ヒズミ、または破損したり、母線が動いた

に長期間放置して吸湿試験を行なったが、満足する結果がでている。

#### (4) 絶縁耐力試験

50 c/s または 60 c/s の正弦波に近い交流電圧 (定格電圧の 2 倍 + 1,000 V) を 1 分間以上加え異常はない。

#### (5) 短絡試験

この試験はバスダクトの定格短絡電流に対するいわゆる過電流強度を確かめる重要なもので、当社は重点をこの試験において慎重に検討を重ねた。

試験はストレートのバスダクトユニット 2 個を直列に接続し 低圧バスダクト・高見・堀田

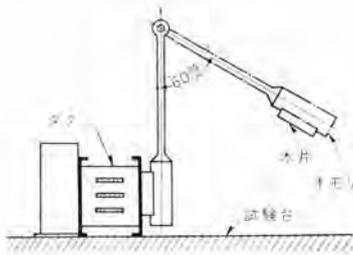


図 8.8 衝撃試験の方法

Fig. 8.8 Method of impact test.

りしないことを確認する。定格電流 1,000 A の試料の各母線に荷重 100 kg を 60 分間加えたとき、母線はわずかに 1 mm 下方に移動した程度で実用上十分な保持力のあることを認めた。

(8) 衝撃試験 (換気形ダクトについて行なう)

図 8.7 に示す回転半径 70mm の振子の先端に 20 kg のオモリを取付ける。振子の打撃面には、断面 30 mm × 100 mm の木片を設け、木片の前面がバスダクトの打撃面となるように固定する。

ダクトと母線との間に 5 A のヒューズを接続して 100 V の電圧を加え両者が接触すれば、回路は短絡してヒューズが溶断するようにしておく。つぎに振子を 60 度あげてバスダクトを打撃し、ヒューズが溶断したり、母線支持物が破壊しないことを確認する。

定格電流 1,000 A の試料で打撃を 3 回行なったが異状は認めなかった。

### 9. 電圧降下特性

この特性は規格では規定していないが、実際の使用状態で負荷電流や負荷の力率によって、バスダクトの電圧降下はどのようになるかを検討した。当社のバスダクト配線による電圧降下特性は、図 9.1、9.2 および図 9.3 に示すとおりである。

図 9.2 は線び工事によるばあいの電圧降下曲線を併記したが、低圧バスダクト工事は、従来の配線工事に比べて電圧降下が小さく、電力損失の少ないすぐれた配線方式であることがわかる。

電圧降下曲線は、三相交流の定格電流を通電した温度試験のさい、インピーダンス  $Z$  と三相電力  $P$  を測定し、バスダクトの交流抵抗  $R$  およびリアクタンス  $X$  を算出する。この  $R$  と  $X$  をもとにして各力率における電圧降下を計算して得たものである。

### 10. むすび

低圧バスダクトはこれまでの配線工事に比べて、多くの

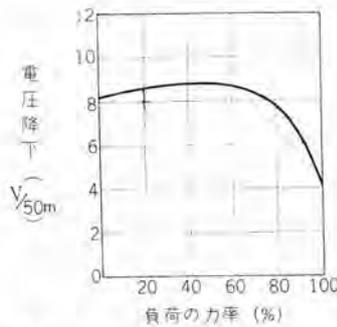


図 9.1 フィーダおよびプラグイン・バスダクトの電圧降下曲線

三相三線 600 A (末端に集中負荷をかけたとき) のばあい

Fig. 9.1 Voltage drop curve of feeder and p-lugin bus duct three phase three wire. (when load is concentrated at end run)

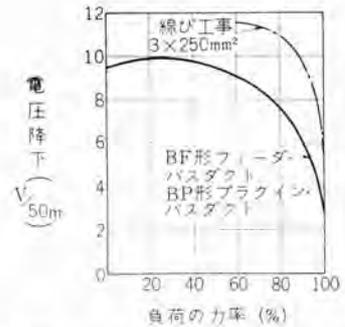


図 9.2 フィーダおよびプラグイン・バスダクトの電圧降下曲線

三相三線 1,000 A (末端に集中負荷をかけたとき) のばあい

Fig. 9.2 Voltage drop curves of feeder and plug-in bus duct three phase three wire 1,000A. (when load is concentrated at end run)

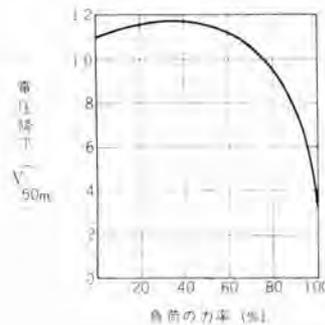


図 9.3 フィーダおよびプラグイン・バスダクトの電圧降下曲線 三相三線 1,500A (末端に集中負荷をかけたとき) のばあい

Fig. 9.3 Voltage drop curve of feeder and plug-in bus duct three phase three wire 1,500V. (when load is concentrated at end run)

すぐれた特長を有することを述べた。これらの製品の構造は簡単で製作は容易であるが、設計の品質、性能の面については十分に検討されたい。完成されたものでなければいけない。たとえば過電流強度を確かめる短絡試験などを慎重に検討することは、きわめて重要な意義がある。当社低圧バスダクトはこのような観点のもとに、設計、製作されたもので品質、性能の面では確信をもって、推奨に値するものと信ずる。

一方わが国における低圧バスダクトの規格は、日本電設工業会の技術委員会で検討審議され、一応の成案を得たことは今後の発展に寄与するところ大きくまことに同慶の至りである。

設備容量の面では、今後も増大の傾向にあり低圧バスダクトはますます普及されるであろうが、基幹バスダクトの大容量化は必至と考えられる。今後はこの面に適するもの研究を行ない、良質で高性能の大容量バスダクトを完成してお役にたてたいと思っている。

終わりに当社低圧バスダクトを開発するにさいし、よくご指導、ご協力下された社外、社内の各位に対し紙上をかりて深謝する次第である。

## 坑内冷房(1)

長崎製作所 大門 敬 始\*

## Air Conditioning in Pits (Part 1)

Nagasaki Works Keiji DAIMON

As digging goes in depths, atmospheric conditions get worse in a pit. Some of deep mines reach such a stage that the conventional ventilation method no longer works satisfactorily. For these several years a new attempt has been made in this country to overcome the difficulties with refrigerating machines. Thus air conditioners for coal mines have now come in use. Mitsubishi is in full support of the project and manufactures various types of air conditioners for this specific use. However, appropriate application to the job site necessitates careful study of individual conditions, especially of heat load. The writer describes a method of calculating it as well as other statements of machine details and pit conditions in the hope of contribution to the betterment of coal mining.

## 1. ま え が き

採掘が深部に移行するにつれ地熱による岩石からの熱放散が増大すること、その他入気圧縮熱の増大や坑内湧水など坑内諸条件により多くの場合高温多湿に悩まされる。これらの対策として従来通気量を増すことが行なわれて来たが、炭じん、岩粉などの影響でこれには自ら限界があり、通気立坑などの新設といっても現実的に問題があり、また掘進切羽などでもはや従来の方法では解決できない場合も少なくない。これらの解決策として機械による冷却すなわち坑内冷房装置による冷房がようやくわが国においても脚光を浴びて来た。

坑内の空気調和の歴史は案外に古く1920年にブラジルの Minas Gerais にある Morro Velho 金山で530 kWのNH<sub>3</sub>冷凍機を坑外に設置して使用したのがその最初といわれている。その後南ア連邦、インドなどの主として金山において180 kWないし1,610 kWにも及ぶ冷房が施されて来たが1949年以降にはベルギー、ドイツなどの炭鉱にも冷房が行なわれ成果をあげて来た。しかしながら非常に複雑な要素を多くもった大地を相手とし、また実施例も陸上と比べて数が少ないだけにとくに対象地域の冷房負荷の推定など今後の研究に待つべきものがかかりある。当社は数年来この問題と取組み各種の坑内冷房装置を納入した。

## 2. 坑内気象条件

## 2.1 有効温度図

一般に空気調和(Air Conditioning)を行なうということは室内の温度、湿度、気流、バクテリア、ジーンアイ、臭気、有毒ガスなどを人体や物品にもっとも好都合となるように制御することを指すが、冷暖房という場合は上記のう

ち温度、湿度、気流が問題となる。人体に加わる快感の度を数字で表わすことは容易ではないが数多くの実験結果をもととして快感の度を図表にしたものが発表されている。

冷房について考えると室内の温度条件は一般に夏期外気温度32~35°C、室内乾球温度25~27°C、風速5~8 m/minにおいて湿度40~60%が適当とされている。これに対し坑内気象の調整に際しては負荷の関係で一般室内の冷房基準をそのまま採用し得ない場合がほとんどで、目標としては連続作業に対する限界温度条件以下に持つてゆくよう努力するのが普通である。

Scott氏<sup>(4)</sup>によれば英国の労働者の作業限界は湿球82°F(27.8°C)有効温度85°F(29.4°C)であると推定し、湿球が75°F(23.9°C)をこえる所では通気速度200 fpm

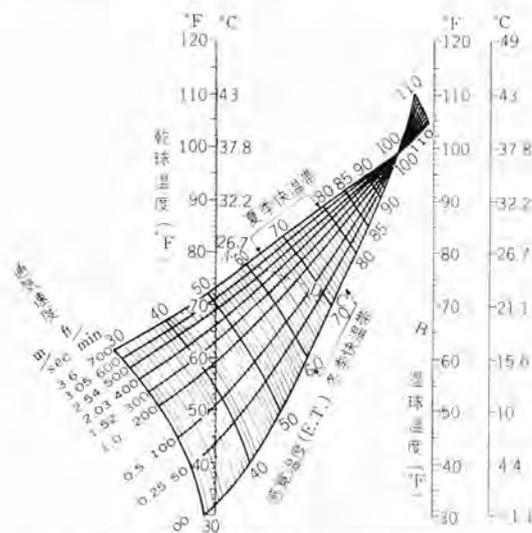


図 2.1 有効温度図表(上半身裸体時)  
Fig. 2.1 Effective temperature chart.

\* 技術部

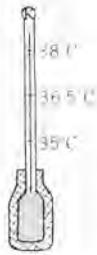


表 2.1 湿カタの指標

湿カタ度	状 況
10~15	稼働・採炭作業に好都合
6~9	度数減ずるに従い採炭率が低下するが稼働には耐えうる
5 以下	採炭率いちじるしく低下するので通気改善その他の特殊設備を要する

図 2.2 湿カタ 温度計  
Fig. 2.2 Wet kata thermometer.

(1.0 m/s) 以上であるべきだとしている。Werner Hoffmann 氏は耐えられる限界は湿球温度約 31°C でこれは通気速度が 1~2 m/s のときまで有効温度 28.5~30.5°C くらいまでであると述べている。一方日本では石炭鉱山保安規則第 89 条に坑内作業場における気温は 37°C 以下としなければならない……の規定がある。図 2.1 にアメリカ 鉱山衛生局が出している、鉱山用上半身裸体高温作業時の有効温度図表を示す。快感帯に入れるため乾球、湿球、風速の関係が直ちに求められる。また有効温度 (Effective temperature) は次式で表わされる。

$$\text{有効温度} = 0.9 \times (\text{湿球温度}) + 0.1 \times (\text{乾球温度}) \quad \dots\dots\dots (2.1)$$

## 2.2 カタ度

鉱山および高熱作業場では一般にカタ度により快感の度合が表示される。図 2.2 のような簡単な寒暖計で人体平均温度 36.5°C の ± 1.5°C の 35°C、38°C の目盛が刻まれてあり係数 K が上部に記入してある。乾カタと湿カタとがあり湿カタには感温部をガゼでおおいぬらして計測する。測定は感温部を暖めた後温度が 38°C から 35°C まで下がるに要する時間を測定する。湿カタ度は次式で表わせる。

$$H_W = K/T \quad \dots\dots\dots (2.2)$$

$H_W$ : 湿カタ度 (冷却力として milical/cm<sup>2</sup>·s)

K: カタ寒暖計 固有の常数 (約 450)

T: 測定時間 (sec)

カタ度は換言すれば皮膚の表面から単位時間に失われる熱量、すなわち冷却速さの単位である。式で示せば

$$H_W = (0.1 + 1.1 \sqrt{V}) (36.5 - t_W) \quad \dots\dots\dots (2.3)$$

V: m/s 風速

$t_W$ : °C 湿球温度

わが国では高温作業および坑内作業に対して一般に湿カタ度 が使用され、カタ度の高低により作業環境を評価している。わが国の坑内作業者の体質および坑内通気の現状から見た指標は表 2.1 のようである。

## 2.3 地 熱

坑内温度を上昇させる第一の要素は地熱である。地熱は深度の増加に伴って上昇するが大体 レベル 100 m に対して約 3°C の上昇といわれている。しかも地域によってこの値は多少異なっている。参考までに図 2.3 に三菱鉱業高島鉱業所における実測値を示す。Scott 氏によれば

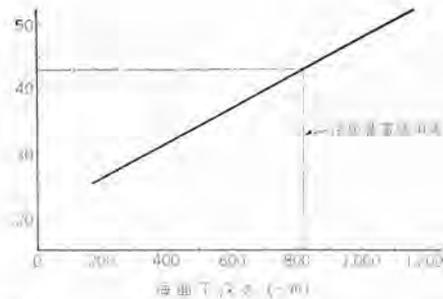


図 2.3 三菱鉱業高島鉱 (端島) における地熱  
Fig. 2.3 Stratum temperature.

昼夜の地表温度変化の及ぶのは地下 1.2 m までであり、夏冬の季節的溫度変化が影響するのは地下 18~22 m で、それ以下は季節に関係なく深度とともに増大する。その増加率は英国ではおよそ 65 ft ごとに 1°F (100 m ごとに 2.84°C) であると述べている。

## 3. 冷房の規模

冷房の規模としては明瞭な区別はないがおおよそ次の三つに分けて考えることができる。

### 3.1 局 部 冷 房

これは坑内の限られた区域、たとえば掘進切羽あるいはあまり大きくない長壁切羽あるいはその一部分を冷房するもので、容量としてはもっとも小さくおよそ 15~37 kW 程度である。

### 3.2 区 域 冷 房

これは坑内のある区域全般あるいは一つ以上の切羽を同時に冷房したり、あるいは一つの切羽でも比較的大きなものを冷房する場合をいい、容量はおおよそ 37~260 kW ないし数百 kW のものをさす。

### 3.3 全 山 冷 房

これは坑内全域を冷房するもので容量はおおよそ数百 kW ないし数千 kW にも達する。

3.1, 3.2 については、冷房装置は通常坑内に設置されるが、3.3 の場合は坑外に設置される。3.3 についてはわが国においてはまだその例を見ない。日本のような高温多湿の山では現状としては 3.2 あるいは 3.1 が適当と思われる。またこれらについてはそれぞれの長所があり、負荷の程度やその他の状況により選択するのが良い。

## 4. 冷房装置の形式

### 4.1 設置方法による分類

#### (1) 可搬式

これは炭車の台、またはツリ台上に冷房装置をコンパクトにまとめたもので移動が自由な点が最大の特長である。水配管あるいは空気ダクト および電源を接続させるだけで冷房が可能で、比較的短時間で冷房個所が移動したり比較的小容量で済む場合、また 設置スペース が極端に限られる場合に好都合である。容量は 15~30 kW 程度である。

## (2) 定置式

これは陸上一般施設と同様に坑内に冷凍機座を設け、圧縮ユニット、熱交換ユニットなどを並置して据付けるもので容量は1台で15~260 kW くらいまで可能である。もちろん冷凍機座の広さによっては数台を同時に据付けることもできる。

### 4.2 冷却サイクルによる分類

#### (1) 直接膨張式

これは蒸発器で冷媒と空気が直接熱交換され冷風が直ちに得られる。設備費が安価であるが冷風の運搬に問題があり(冷房個所が離れている場合の風管のスペース、熱損失など)ケースごとに十分検討する必要がある。近距離、小容量の場合には好都合である。

#### (2) 冷水循環式

これは蒸発器で冷媒と水とを熱交換させ、いったん冷水を作り、冷房個所近くまで配管により冷水を運び空気冷却器で冷水と空気を熱交換させ冷風を得るもので、設備費はいくぶん高くなるが冷水管の取扱いが容易でスペースをとらない。また配管の絶縁がしやすく熱損失を少なくして遠距離運搬が可能であり、必要によりバルブの切換えにより冷房個所を簡単に変更できるなどで諸種の坑内条件を考慮した場合この方式が有利な場合が多い。



図 5.1 冷水循環式30kW坑内冷房装置(可搬式)  
Fig. 5.1 Cooling water circulating type 30 kW pit air conditioner.

## 5. 三菱坑内冷房装置

### 5.1 可搬式

現在 MC 形冷凍機を使用し、冷媒 R-12 による 15, 22, 30 kW についてそれぞれ直接膨張式、冷水循環式による計 6 種類が標準化されている。表 5.1 にその標準仕様を示す。また図 5.1, 5.2 に冷水循環式 30 kW 坑内冷房装置の外観および外形寸法を示し、図 5.3 に直接膨張



図 5.3 直接膨張式 15 kW 坑内冷房装置(可搬式)  
Fig. 5.3 Direct expansion type 15 kW pit air conditioner.

表 5.1 可搬式冷房装置標準仕様

冷風機種類	kW	能力 <sup>*1</sup> (kcal/h)	RT (US)	圧縮機形	*2 凝縮器形	*2 水冷却器形	*2 空気冷却器 風量 (m <sup>3</sup> /min)	*3 横×幅×高さ (mm)	略重量 (kg)
冷水 循環式	15 (20 HP)	45,750	15	MC-4B-F (R-12)	KC-12 (12)	LB-13	85~115	3,500×1,100 ×1,320	2,600
	22 (30 HP)	68,500	22.5	MC-6B-F (R-12)	KC-15	LB-19	130~170	3,700×1,100 ×1,320	2,800
	30 (40 HP)	91,500	30	MC-8B-F (R-12)	KC-19	LB-25	170~230	3,860×1,100 ×1,320	3,000
直膨式	15 (20 HP)	45,750	15	MC-4B-F (R-12)	KC-12		85~115	3,200×1,100 ×1,120	2,550
	22 (30 HP)	68,500	22.5	MC-6B-F (R-12)	KC-15		130~170	3,500×1,100 ×1,590	2,600
	30 (40 PH)	91,500	30	MC-8B-F (R-12)	KC-19		170~230	3,800×1,100 ×1,590	2,700

(注) \*1 蒸発温度 5°C 凝縮温度 48°C における値を示す。

\*2 温度条件により形名大きさが変化する。

\*3 横×幅×高さ台車搭載の場合(台車により多少かわる)。

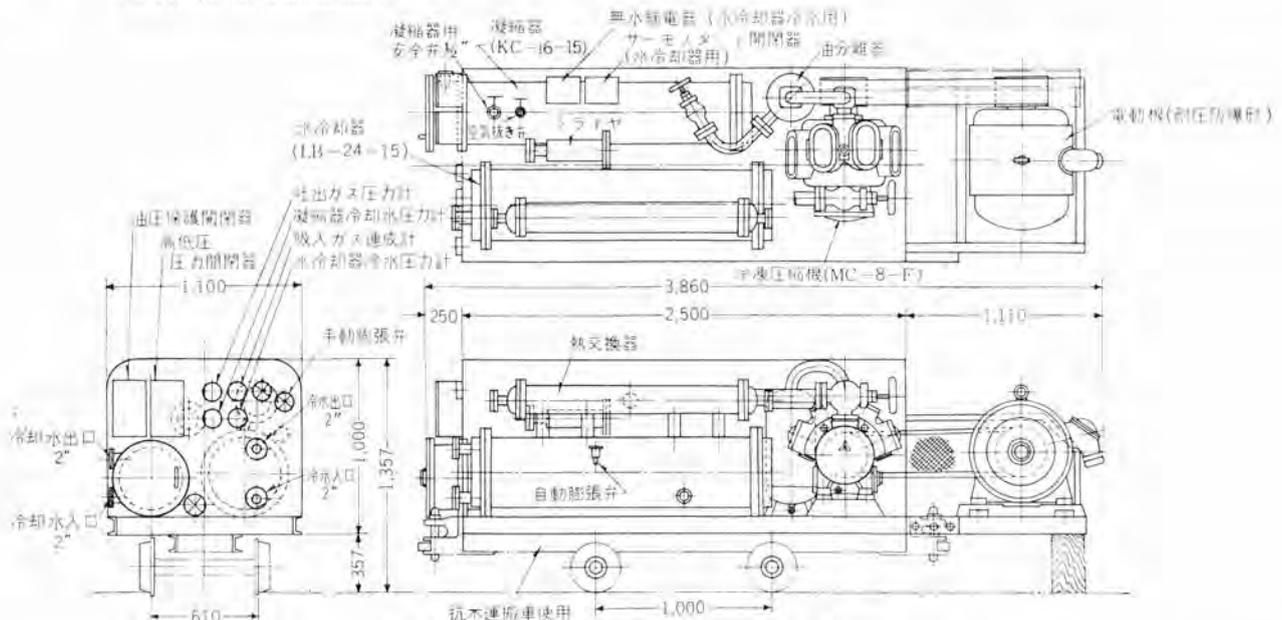


図 5.2 冷水循環式 30 kW 坑内冷房装置外形寸法  
Fig. 5.2 Outline dimensions of cooling water circulating type 30 kW pit air conditioner.

式 15 kW 坑内冷房装置の外観を示す。いずれも屋根でおおい、また必要に応じ側面もおおい防じん防滴構造とすることができる。また暗闇の中でも存在場所がわかりやすいよう夜光板帯が取付けてある。計器、操作バルブ、手動リセットを要する保護スイッチ類は極力操作面にまとめてある。

## 5.2 定置式

大別して圧縮ユニット、熱交換ユニット、電気制御機器の3

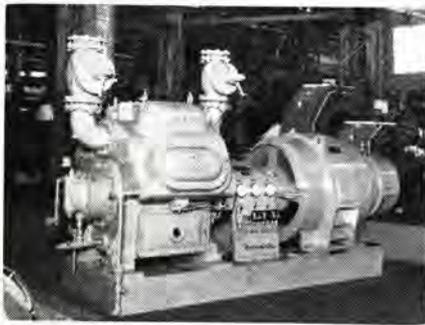


図 5.4 MB-8C-F (170 kW) 圧縮ユニット

Fig. 5.4 MB-8C-F (170 kW) compressor unit.

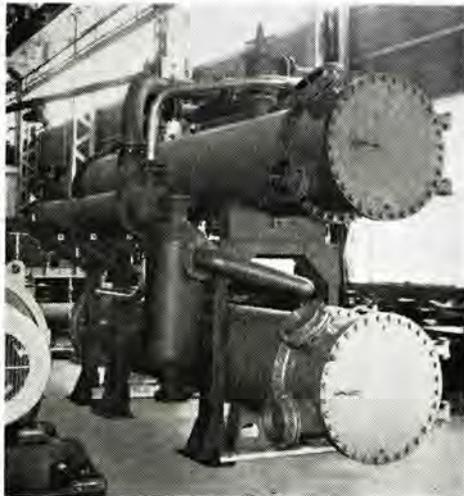


図 5.5 熱交換ユニット

Fig. 5.5 Heat exchanger unit.

部分から成っている。冷水循環式を標準としており、おもな仕様を表 5.2 に示す。図 5.4 に MB-8C-F 170 kW 圧縮ユニットの外観を、図 5.5 に同熱交換ユニットの外観を、図 5.6 に MA-8B-F 275 kW 冷水循環式冷房装置の外形寸法を、図 5.7 に同電気結線図を示す。

## 5.3 構造概略

参考までに装置のスケルトンを図 5.8 に示す。

### (1) 圧縮機

定評ある三菱電機製高速多気筒圧縮機を使用している。3種の形があり表 5.3 に示すようである。いずれも強制潤滑方式でまた容量制御装置がついているので自動また

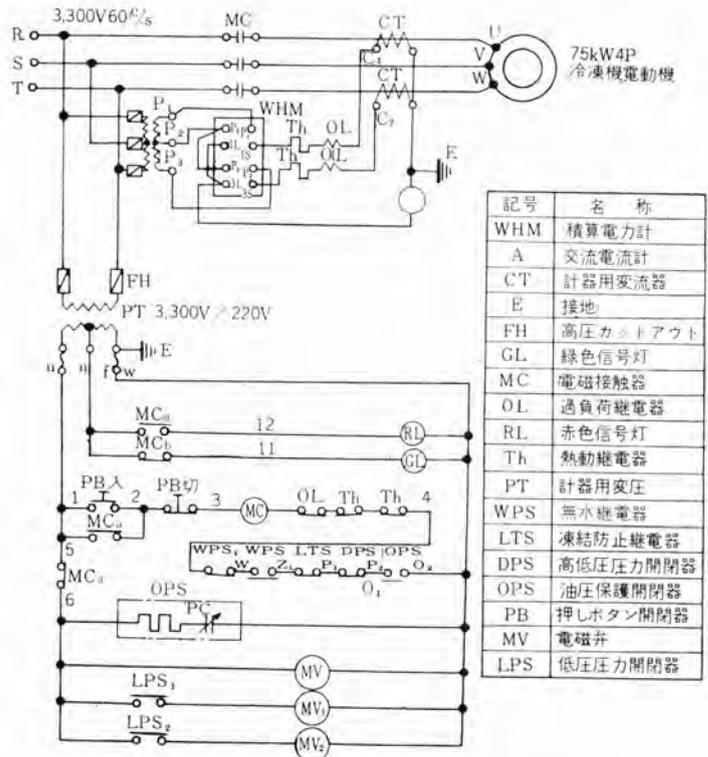


図 5.7 75 kW 坑内冷房装置用電気結線展開接続図

Fig. 5.7 Schematic diagram of 75 kW electric equipment for pit air conditioner.

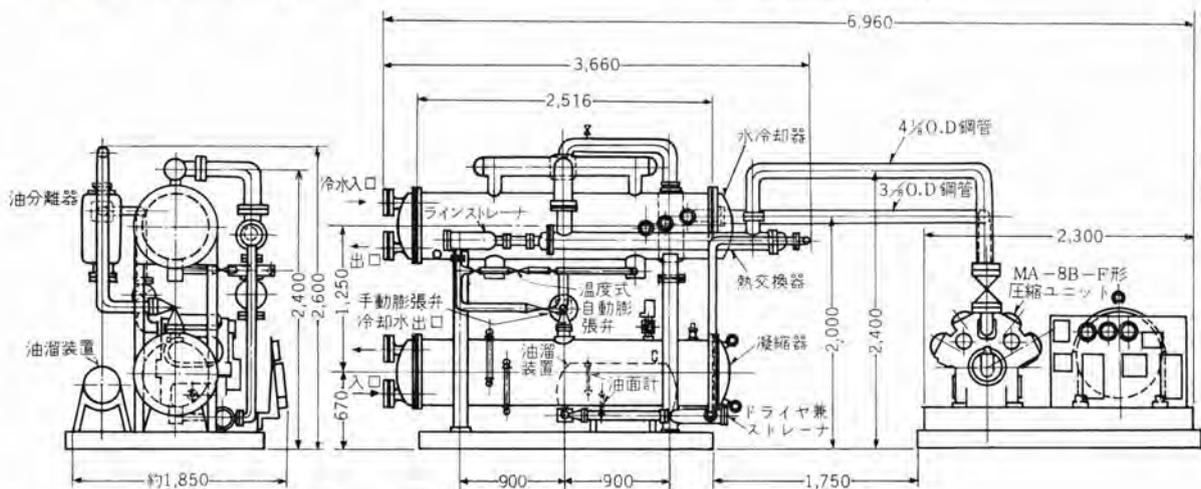


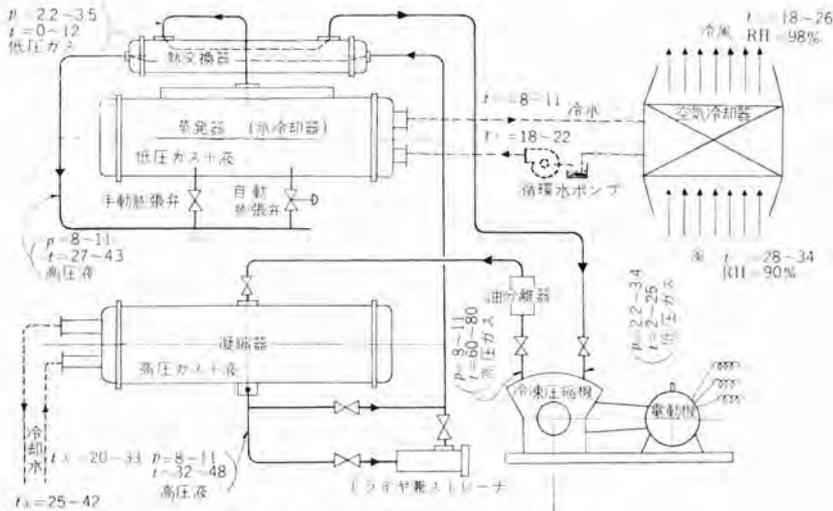
図 5.6 定置式坑内冷房装置 (75 kW) 外形図 (冷水循環式)

Fig. 5.6 Outline dimensions of stationary type 75 kW pit air conditioner.

表 5.2 定置式冷房装置標準仕様

圧縮機形名	*1 冷房能力 (kcal/h)	*2 電動機容量 kW(HP)	圧縮機 回転数 (rpm)	*2 凝縮器形名	空気冷却器概略 送風量 (m <sup>3</sup> /min)	使用冷媒
MC-4B-F	52,000	15(20)	1,800	KC-13-17	85~115	R-12
MC-6B-F	81,000	22(30)	1,800	KC-19-22	130~170	"
MC-8B-F	104,000	30(40)	1,800	KC-25-22	170~230	"
MA-4B-F	119,000	37(50)	1,200	KC-33-25	210~290	"
MA-6B-F	177,000	55(75)	1,200	KC-50-25	320~430	"
MA-8B-F	237,000	75(100)	1,200	KC-65-25	430~570	"
MB-4B-F	302,000	95(125)	725	KC-83-28	530~720	"
MB-6C-F	452,000	130(175)	725	KC-125-38	750~1,000	"
MB-8C-F	608,000	170(230)	725	KC-165-38	1,000~1,300	"
MB-6C-H	725,000	220(300)	725	KC-200-38	1,250~1,700	R-22
MB-8C-H	960,000	260(350)	725	KC-260-38	1,500~2,000	"

\*1 蒸発温度 5°C, 凝縮温度 42°C, ガス過熱なし, 液冷却 5°C の圧縮機の能力。  
冷房装置としては上記より約 5% 下回る。  
\*2 温度条件により, 容量大きさが変わる。



圧力, 温度条件は冷媒 R-12 の場合の概略値を示す。  
圧力 p=kg/cm<sup>2</sup>g 温度 t=°C

図 5.8 冷房装置スケルトン  
Fig. 5.8 Skelton diagram of air conditioner.

表 5.3 冷凍圧縮機要目

形名	シリンダ径 (mmφ)	ストロータ (mm)	気筒数	標準回転数 (rpm)	圧縮機重量 8気筒(kg)
MC	75	60	4, 6, 8	1,800	310
MA	115	90	4, 6, 8	1,200	1,150
MB	180	140	4, 6, 8	725	2,900

は手動で負荷の軽減ができる。

(2) 凝縮器, 蒸発器

いずれも シェルチューブ形 で小形化のため チューブは ローフィン (19フィン/25.4 mm) 銅管を使用している。海水用には キュロニッケル管, ネーパルプラスチック板 を使用し蒸発器には熱交換器が付属することがある。水側は要求により耐圧 30 kg/cm<sup>2</sup> まで上げることもある。

(3) 空気冷却器

水-空気 (冷水循環式), 冷媒-空気 (直膨式) 用の 2 種がある。いずれも フレートフィン形 を使用する。

(4) 電動機および電磁開閉器

各種各様のものがあり耐圧防爆形, または安全防爆形を使用する。

(5) 付属機器類

油分離器, 油返送器, ストレーナ, 手動 (手動) 膨張弁, 圧力計 (高, 低, 油, 水圧), 油圧保護開閉器, 高低圧開閉器, 無水シ断器, 凍結防止開閉器 (開閉器は耐圧防爆形), 安全弁などが付属される。(以下次号)

最近登録された当社の実用新案

区別	名 称	登録日	登録番号	発明 考案者	関係場所
新案	電気 コタツ	36-7-14	543519	穴 沢 正・吉 村 進 小 島 三 男・鳥 海 淳	山 部
"	アイロン 把手	36-7-14	543522	千 賀 辰 二・宮 下 章 西 元 正 男	菱 電 機 器
"	扇風機羽根車	36-7-14	543523	市 岡 洋	中 津 川
"	扇風機	36-7-14	543524	新 倉 宗 寿	中 津 川
"	炊飯具	36-7-14	543520	土 居 誠 二	菱 電 機 器
"	重負荷用 タイムスイッチ	36-7-14	543520	加 藤 義 明・新 川 成 美	福 山
"	多重目盛を有する回転 ダイアル	36-7-14	543521	松 本 孝 郎	無 線 機
"	直流機用刷子装置	36-7-14	543525	万 谷 広・有 働 一	長 崎
"	刷子押さえ装置	36-7-14	543526	宮 野 正 和	長 崎
"	刷子押さえ装置	36-7-14	543527	宮 野 正 和	長 崎
"	空気 シ断器	36-7-14	543528	末 沢 克 昌	伊 丹
"	空気 シ断器	36-7-14	543529	末 沢 克 昌	伊 丹

# 通信機バネ用洋白材料の溶解時における炉底に加える溶剤

世田谷製作所 尾島学二\*・小倉忠利\*\*

## Flux Added to Crucible Bottom in Melting State of Nickel Silver for Spring Material of Communication Equipment

Setagaya Works Gakuji OJIMA・Tadatoshi OGURA

There are two major specifications of spring material for communication equipment in this country: one based on the JIS and the other set up by the communication laboratory of the Nippon Telegraph and Telephone Public Corporation. Mitsubishi Electric produces monthly about 20 ton nickel silver to meet the requirements of manufacturers of communication equipment. To produce it, however, Mitsubishi Electric takes pains finding stable quality through various trials, studying the behavior of flux to be added to the crucible bottom being one of them. The writers have made experiments by changing the conditions and have found that neutral flux causes very small consumption of Mn even if the melt is kept more than 30 min., whereas acidic flux affects the consumption of Mn greatly so that it is reduced to below 20% even though only 15 min. is the time of holding the melt. This has brought to the light the method of numerical control of Mn in the alloy, which will help producing spring nickel silver of excellent quality in actual production.

### 1. ま え が き

通信機バネ用洋白には、JIS および電電公社通信研究所材仕があり、これらを満足する特性のものが各社で製作されている。当社においても表1.1に示したようなバネ用洋白材料を月産約20t生産して通信機製造者の需要にこたえている。今日までこの洋白の安定した品質のものを得るため、あらゆる方面からその製法の研究を重ね検討をつづけてきたのであるが、ここにその一端として炉底に加える溶剤について実験した結果を報告する。

この合金の溶解は一般に重油炉・高周波誘導炉および低周波誘導炉などを用いて行なう。原料が溶落後種々の溶剤を添加し、健全な鋳塊を製造している。しかしこの

場合、原料の溶解中に空気中の酸素と湯が反応し、湯が酸化されたり湯の中の元素が消耗されて、成分がバラツクことを防がなくてはならない。普通この現象を防ぐために洋白の溶解においては炉内に原料を添加するとき、前もって炉底に溶剤を入れておくものである。そこでここに、炉底の溶剤2種類について溶解した洋白がどのような影響を受けるかを実験した。まず初めに中性溶剤[ホウ酸塩の作用動作を調べ、つぎに酸化性溶剤  $MnO_2 + SiO_2$  と中性溶剤]ホウ酸塩の溶湯に対する影響を比較検討した。

### 2. 原料および溶解方法

溶解に用いた炉は当社製の800V 110kW 1,000c/sの高周波誘導溶解炉でコイルの内側に高周波100番の黒鉛

表 1.1 三菱バネ用洋白板の化学成分および機械的性質

質 別	記 号	化 学 成 分 (%)						低温焼なまし		引 張 試 験		曲 げ 試 験		繰返しタワミ試験	用 途 例	適 合 規 格	
		Ni	Mn	そ の 他				Cu	温度 (°C)	時間	引張強さ (kg/mm <sup>2</sup> )	伸 び (%)	曲げ角度 (度)	内側半径			バネ限界値 (Kg) (kg/mm <sup>2</sup> )
				Fe	Pb	Zn	計										
半硬質	NSS-1/2H	16.5~19.5	0.50以下	0.30以下	0.10以下	24~28	0.40以下	54~58	325~375	1~2	55~67	6以上	180	厚さの1.5倍	40以上	急角度と小半径またはタテメヨコメに曲げ加工する板、バネ・ダイヤフラムなどに用いる。	JIS H3702および材仕第32号暫1版
硬 質	NSS-H										64~75 (60~72)	5以上 (8以上 10以上)	180	厚さの2倍	49以上 (48以上 45以上)	やや急な角度をやや小半径に曲げる板バネに用いる。	
特硬質	NSS-EH										72~82 (70~80)	3以上 (4以上 6以上)	90	厚さの3倍	57以上 (58以上 55以上)	ゆるやかな曲げ加工を施す板バネに用いる。	
バネ質	NSS-SH										78以上 (78以上)	2以上 (2以上 3以上)	—	—	63以上 (65以上 60以上)	ほとんど曲げ加工を施さない板バネに用いる。	

備 考 (1) ( ) 内数値は日本電信電話公社材料仕様書に適合する。

(2) 材仕の伸びおよびバネ限界値に上下2段あるものは上段については厚さ0.7mm未満、下段については0.7mm以上の板厚に適用する。

表 2.1 中性溶剤の実験に用いた配合 (kg)

溶解種類	A	B	C
洋白の生産くず	100	100	—
電気亜鉛	7	7.7	40.8
ニッケルくず	—	0.4	16
電解ニッケル	—	—	5.6
電気銅	—	—	67.2

表 2.3 中性溶剤の動作を調べる実験に用いた添加溶剤

溶解種類	添加溶剤の種類	使用量(kg)	Mnとしての割合(%)
A	電解 Mn	0.7	0.65
B	Mn—Cu	2.0	0.67
C	電解 Mn	0.84	0.65

表 3.1 添加溶剤そう入後の溶湯保持時間と Mn の歩留

溶解種類	溶解量 (kg)	Mn そう入量		添加溶剤そう入後の溶湯保持時間 (min)	Mn 分析値 (%)	Mn 歩留 (%)
		(kg)	(%)			
A	107.7	0.70	0.650	13	0.325	43.3
				18	0.295	39.5
				23	0.301	40.2
				28	0.277	37.0
				33	0.260	34.8
B	110.1	0.74	0.672	13	0.51	66.2
				18	0.48	62.2
				23	0.45	58.3
				28	0.41	53.2
				33	0.36	46.7
C	130.44	0.84	0.645	12	0.41	63.6
				17	0.39	60.5
				22	0.39	60.5
				27	0.35	54.3
				32	0.34	52.8

表 2.2 酸化性溶剤と中性溶剤の比較実験に用いた配合 (kg)

原料	使用量
電解ニッケル	16.2
電気銅	50.4
電気亜鉛	28.8

表 2.4 添加溶剤そう入後の時間および鑄込重量

A		B		C	
添加溶剤そう入後の時間 (min)	鑄込重量 (kg)	添加溶剤そう入後の時間 (min)	鑄込重量 (kg)	添加溶剤そう入後の時間 (min)	鑄込重量 (kg)
13	14.2	13	20.8	12	19.1
18	25.2	18	20.9	17	21.0
23	18.2	23	21.1	22	20.8
28	10.2	28	19.3	27	20.8
33	32.8	33	14.6	32	21.0

備考 使用洋白くず中の Mn 残量は 0.1% として算出した。

ルツボをマグネシアの粉末で固定したものである。

原料には中性溶剤ホウ酸塩の作用動作を調べた実験では生産に用いられている洋白くず・電解ニッケル・ニッケルくず・電気銅・電気亜鉛などを使用した。つぎに酸化性溶剤  $MnO_2 + SiO_2$  と中性溶剤ホウ酸塩の比較を行なった実験では、電解ニッケル・電気銅・電気亜鉛などの新地金だけを用いた。

原料の配合は中性溶剤ホウ酸塩の動作を調べた実験では表 2.1 に示したとおり、A、B、C の 3 種類の配合を用いた。さらに、酸化性溶剤と中性溶剤の比較に用いた原料の配合は表 2.2 のようである。原料が溶落したときに加える添加溶剤は中性溶剤の動作を調べる実験に用いたものは表 2.3 に示したものである。酸化性溶剤は、Mn—Cu でその量は 1.7 kg (Mn として 0.63%) であった。つぎに洋白を溶解するにあたり、炉底に入れる中性溶剤の動作に関する実験にはホウ酸塩を A、B、C 3 種類の配合における溶解とも 1 kg (溶湯の約 1%) を炉底に加えた。溶湯は添加溶剤を加えた後、各種類とも 5 回に分けて、時間をおいて鑄込んで、溶融状態における時間の長短が Mn の歩留にどのように影響するかを見た。A、B、C 3 種類の配合における添加溶剤そう入から鑄込までの時間と鑄込重量は表 2.4 のとおりである。鑄込温度はすべて 1,330 °C である。酸化性溶剤と中性溶剤の比較実験では、ともに 97 kg の溶湯に対して、酸化溶剤の場合は  $MnO_2 + SiO_2$  1.8 kg (約 2%) を中性溶剤の場合はホウ酸塩を 1 kg (約 1%) それぞれ炉底に前もって入れた。また、溶湯の保持は 15 分間行なって添加 Mn の歩留を調べた。

### 3. 考 察

以上の結果、まず、中性溶剤の動作検討の実験では、添加溶剤そう入後鑄込までの時間と Mn の化学分析値および Mn そう入量に対する Mn の歩留などについてまとめると表 3.1 のようになった。この実験結果から炉底に入れる溶剤に中性溶剤を用いた場合には図 3.1 に示し

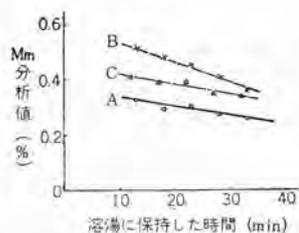


図 3.1 添加溶剤そう入後の溶湯中における Mn 量の変化  
Fig. 3.1 Change in quality of Mn in molten metal after flux being added.

たように溶湯を保持した時間にかかわらず、Mn の歩留がよく、しかも安定していることがわかった。つぎに、中性溶剤を用いたものと、酸化性溶剤を用いたものとを比較した結果では、中性溶剤を用いたものは、Mn 分析値が 0.47% および 0.462% であった。ゆえに、Mn 歩留は 74% ということになる。かつ鑄塊より製造した板にはフレキスなく、まったく良好な結果を得た。これに対し酸化性溶剤を用いたものは Mn の分析値が 0.12% であり、Mn 歩留はわずかに 19% という結果を得た。

### 4. む す び

以上の実験で中性溶剤を用いたものは 30 分以上溶湯を保持しても Mn の消耗は非常に少ない。これに対して酸化性溶剤を用いたものはわずか 15 分間溶湯で保持しても、Mn の歩留は 20% 以下になることがあるということが明らかとなった。なおこの実験では炉底に加える溶剤と Mn の歩留を数量的にあつかったのであるが、この Mn の歩留の向上、安定が洋白板の性質に非常に良好な結果をもたらす、洋白鑄塊中の地キズの減少ひいてはパネ用洋白板の向上と安定をきたしたのであってこれらの詳細については、また後の機会に発表したいと考えている。

おわりに、この実験にご指導を賜わった東京大学教授 相山正孝博士、東京大学講師 牧野昇博士に深甚なる謝意を表す次第である。また、協力をいただいた当社 世田谷製作所合金工作課 加藤伸司課長以下各位に対し感謝の意を表す。

## 飛体径路の制御と系構成の理論

無線機製作所 渡 部 優\*

## Generalization of Fundamental Concept and Systematization of Synthesis Concerning a Moving Body Geometrical Course Control

Electronics Works Masaru WATANABE

It is feasible to form a generalized and unified theory concerning the geometrical course control of a moving body such as a projectile, a missile, an airplane and the like. The concept set in the theory is based on a fundamental vector equation. Many cases of course guidance shown in vector rotation are derived from the equation. In the systematization of system synthesis, matrix equation is introduced to replace the above vector equation for better realization of suitable expression. This is good for systematizing the construction of a computer in procedure.

## 1. 飛しょう体誘導の基礎ベクトル方程式

## 1.1 本章の概要

飛しょう体を空間中の目的の位置に誘導して行く場合の空間幾何学的な問題を、ベクトルを用いて表現し、基礎的な条件を明確にする。その後、この基礎ベクトル方程式より、種々な経路制御の方式を導き出すことにより統一的に誘導の問題を説明する。

## 1.2 基礎的条件

空間中に、ある静止の原点を考えこれを基点とするベクトルでもって、飛しょう体の位置を表わす。一般に、このベクトルは、時間の関数である。

飛しょう体制御（誘導）の場合、時間の原点を現在に置いて未来の位置を問題にすることが多いので、便宜上現在より  $T$  秒後のベクトル  $R(T)$  を考える。

飛しょう体誘導の基礎方程式は、次式 (1.1) のように表わせる。

$$R_i(T) - R_m(T) = 0 \quad \dots\dots\dots (1.1)$$

ただし、

$R_i(T)$  :  $T$  秒後に飛しょう体のあるべき位置のベクトル ( $T$  をパラメータとして考えれば、このベクトルの先端は、とるべき軌跡を表わす.)

$R_m(T)$  :  $T$  秒後に飛しょう体の占めるはずの位置ベクトル ( $T$  をパラメータと考えれば飛しょう体の予測される軌跡を示す.)

$T$  : 現在に起点を置き  $T$  秒後を示す。

もし、飛しょう体が、式 (1.1) を満たすように飛しょうして行くならば、人為的に軌道を修正する必要はない。つまり式 (1.1) は最終目標である。

しかし、多くの場合、式 (1.1) が満たされていないので、飛しょう体に人為的な力を加えることにより修正を

加えることが必要となる。これが誘導であると考え。したがってこの場合、誘導のための入力となるものは、式 (1.1) の誤差である。すなわち、

$$R_i(T) - R_m(T) = \Delta r(T) \quad \dots\dots\dots (1.2)$$

ただし、

$R_i(T)$  :  $T$  秒後に飛しょう体のあるべき位置のベクトル、つまり基準となるベクトルである。

$\Delta r(T)$  : 誤差ベクトル、誘導の入力

$R_m(T)$  : 現在の状態のままの飛しょう体の  $T$  秒後の予測位置

解くべき個々の問題によって、飛しょう体の進行するべき軌道は異なるが、いずれの場合にも式 (1.2) の  $\Delta r(T)$  がゼロに収斂するように、全体の系を構成するべきことに相違はない。

## 1.3 あらかじめ計算された軌道に飛しょう体に乗せる場合

軌道の計算が複雑であっても、あらかじめ確定的に計算が行なえるときは、この方法が利用できる。この場合は、式 (1.2) の  $T$  の値をゼロとおいて、現在の誤差ベクトル  $\Delta r(0)$  の値でもって、現在の値を修正するようにすればよい。式 (1.2) より次のような式を得る。

$$R_i(0) - R_m(0) = \Delta r(0) \quad \dots\dots\dots (1.3)$$

この場合は、一般に飛しょう体の速度方向と、それに直角な方向の合計三つの自由度をもった制御を必要とする。この制御を実施するにあたり、 $\Delta r(0)$  の値で直接に比例の力を発生させるだけでは、系の収斂性が生じないので式 (1.4) に示すように、微分量に比例した項が、はいるように系を構成する注意が必要である。

$$\frac{d^2 \Delta r_{out}}{dt^2} = -\frac{K}{M} \left( \Delta r_{in} + \tau \frac{d}{dt} \Delta r_{in} \right) \quad \dots\dots\dots (1.4)$$

ただし、

- $\Delta r_{out}$  : 修正の結果としての誤差
- $\Delta r_{in}$  : 式 (1.3) によって得た修正のための入力
- $K$  : 比例定数
- $M$  : 質量
- $\tau$  : 収斂性を生じさせるための項の比例定数

このようにすれば、いま問題としているようにあらかじめ計算された軌道に飛しょう体に乗せることができる。

この方法の特長は、複雑な計算をあらかじめ十分に時間をかけて実施しておき、早い処理を要する  $\Delta r_{in}$  の算出をきわめて敏速に簡単に実施できる点にある。

#### 1.4 目標体に会わせる条件の場合

##### (1) 予測会合の条件

ここでは、会合の条件を解きながら誘導を行なう場合を考える。たとえば、目標体に、 $T$  秒後に会合するためには、式 (1.1) および式 (1.2) の  $R_t(T)$  として、目標体の  $T$  秒後の位置  $R_t(T)$  を代入すればよい。すなわち、

$$R_t(T) - R_m(T) = 0 \quad \dots\dots\dots (1.5)$$

および

$$R_t(T) - R_{m0}(T) = \Delta r(T) \quad \dots\dots\dots (1.6)$$

が条件となる。

この方法では、式 (1.6) でわかるように、目標体と飛しょう体の  $T$  秒後の位置を、つねに予測計算しなければならない。したがって、比較的高速度の計算が必要となる。

目標体の予測計算と飛しょう体の予測計算は、ごく一般的にいうならば、つぎの式 (1.7) を用いればよい。

$$\left. \begin{aligned} R_t(T) &= R_{t0} + \dot{R}_{t0}T + \int_0^T \int_0^T \ddot{R}_t(dt)^2 \\ R_m(T) &= R_{m0} + \dot{R}_{m0}T + \int_0^T \int_0^T \ddot{R}_m(dt)^2 \end{aligned} \right\} \dots\dots (1.7)$$

ただし、

- $R_{t0}$  : 目標体の現在の位置ベクトル
- $\dot{R}_{t0}$  : " " 速度ベクトル
- $\ddot{R}_t$  : " 刻々の加速度ベクトル
- $R_{m0}$  : 飛しょう体の現在の位置ベクトル
- $\dot{R}_{m0}$  : " " 速度ベクトル
- $\ddot{R}_m$  : " 刻々の加速度ベクトル

式 (1.7) は、きわめて一般的な形であるゆえ、引力その他の力を受ける場合にもすべてこの形で表わしうるものである。宇宙空間を運行するような場合にも適用できるものである。

式 (1.7) が会合の条件式 (1.5) を満たすためには、代入して、

$$(R_{t0} - R_{m0}) + (\dot{R}_{t0} - \dot{R}_{m0})T + \int_0^T \int_0^T (\ddot{R}_t - \ddot{R}_m)(dt)^2 = 0 \quad \dots\dots\dots (1.8)$$

式 (1.8) を得る。この式は、はなはだ広い会合の条件である。

##### (2) 修正のための力の算出

いまもし、目標体と飛しょう体が完全に式 (1.8) を満たさない場合で、わずかの誤差のある場合を考える。

このときは、式 (1.7) と式 (1.6) より

$$\begin{aligned} (R_{t0} - R_{m0}) + (\dot{R}_{t0} - \dot{R}_{m0})T + \int_0^T \int_0^T (\ddot{R}_t - \ddot{R}_m)(dt)^2 \\ = \Delta r(T) \end{aligned} \quad \dots\dots\dots (1.9)$$

式 (1.9) の  $\Delta r(T)$  がゼロに収斂するように全体の系を構成するべきである。

式 (1.9) の  $\Delta r(T)$  をゼロに収斂せしめるには、飛しょう体に外力  $F$  を加えて、新たな加速度を発生させて、会合の条件式 (1.8) を満たすようにしなければならない。

このとき、飛しょう体のベクトルの式は

$$R_m(T) = R_{m0} + \dot{R}_{m0}T + \int_0^T \int_0^T \left( \ddot{R}_m + \frac{F}{M} \right) (dt)^2 \quad \dots\dots\dots (1.10)$$

式 (1.10) のようになる。

ただし、

$F$  : 誘導のために加える力のベクトル

$M$  : 飛しょう体の質量

式 (1.7) の  $R_t(T)$  と式 (1.10) の  $R_m(T)$  が、式 (1.5) の条件を完全に満たすためには、つぎのようになる。

$$\begin{aligned} (R_{t0} - R_{m0}) + (\dot{R}_{t0} - \dot{R}_{m0})T + \int_0^T \int_0^T (\ddot{R}_t - \ddot{R}_m)(dt)^2 \\ - \int_0^T \int_0^T \frac{F}{M}(dt)^2 = 0 \quad \dots\dots\dots (1.11) \end{aligned}$$

式 (1.11) は、加えるべき力  $F$  を算出するのに用いる。 $F$  を加えたことにより、飛しょう体に生じた経路の相違が、 $\ddot{R}_m$  に大きい差をあたえないようなとき、(つまり空間中の引力の発生源のような特異な点に近づかない大部分の場合は) 式 (1.11) と式 (1.10) の  $\ddot{R}_m$  はほぼ同一である。したがって両式より

$$\Delta r(T) - \int_0^T \int_0^T \frac{F}{M}(dt)^2 = 0 \quad \dots\dots (1.12)$$

(ただし、一様加速度場では式 (1.12) は完全に等号となる。)

式 (1.12) は、加えるべき力  $F$  の満たすべき条件である。

式 (1.12) の内に含まれる積分は、取扱いが多少めんどうであるから、つぎのような簡単な場合を考える。

(a) 力  $F$  を会合までの時間  $T$  に比して十分短い  $\tau$  なる時間内に加え終わる場合、

$$\int_0^T \int_0^T \frac{F}{M}(dt)^2 = \int_0^T \int_0^\tau \frac{F}{M}(dt)^2$$

質量  $M$  がほぼ一定とすると

$$\int_0^T \int_0^\tau \frac{F}{M}(dt)^2 = \int_0^T \left\{ \frac{1}{M} \int_0^\tau F dt \right\} dt = \int_0^T \frac{[力積]}{M} dt$$

$\tau$  秒間に、力  $F$  をほぼ一定に加えるとすると

$$\int_0^T \int_0^T \frac{F}{M} (dt)^2 = \frac{F}{M} \left[ \frac{1}{2} t^2 \right]_0^T + [\tau \cdot t]_{\tau}^T = \frac{F}{M} T \left( T - \frac{1}{2} \tau \right)$$

$\tau \ll T$  であるとして、

$$\int_0^T \int_0^T \frac{F}{M} (dt)^2 \doteq \frac{F}{M} T^2 \quad \dots\dots\dots (1.13)$$

式 (1.12) に代入して、

$$\mathbf{F} \doteq \frac{M}{\tau T} \Delta \mathbf{r}(T) \quad \dots\dots\dots (1.14)$$

(b) 力  $\mathbf{F}$  を会合までの時間  $T$  の間一様に加える場合 (質量も変化を無視したとき)

$$\int_0^T \int_0^T \frac{F}{M} (dt)^2 = \frac{F}{M} \cdot \frac{T^2}{2} \quad \dots\dots\dots (1.15)$$

式 (1.12) に式 (1.15) を代入して

$$\mathbf{F} = \frac{M}{T^2} \Delta \mathbf{r}(T) \quad \dots\dots\dots (1.16)$$

以上の (a), (b) とともにいずれも極端な場合であるが、物理的には明確である。

### (3) 加速度の算出

飛しょう体の上で、加速度を計測できるような構成が可能であれば、力  $\mathbf{F}$  で命令を加える代わりに、加速度で命令を加えるような構成が可能である。これは飛しょう体の刻々の質量をまったく知らないでも実行できる利点を有する。

算出法その他は、1.4 (1) 節とまったく同一である。

### (4) 飛しょう方向の算出

飛しょう体の絶対的な飛しょう方向が問題になる場合は、次式 (1.17) を用いるとよい。

$$\left. \begin{aligned} \mathbf{R}_t(T) &= \mathbf{R}_{t_0} + \dot{\mathbf{R}}_{t_0} T + \int_0^T \int_0^T \ddot{\mathbf{R}}_t (dt)^2 \\ \mathbf{R}_m(T) &= \mathbf{R}_{m_0} + \mathbf{e}vT + \int_0^T \int_0^T \frac{F}{M} (dt)^2 \end{aligned} \right\} \dots\dots\dots (1.17)$$

ただし、

$\mathbf{e}$  : 飛しょう体の飛行方向の単位ベクトル

$v$  : 飛しょう体の飛しょう速度 (スカラー値)

会合のための正しい飛しょう方向を算出するには、式 (1.5) と式 (1.17) より、

$$\left\{ \mathbf{R}_{t_0} + \dot{\mathbf{R}}_{t_0} T + \int_0^T \int_0^T \ddot{\mathbf{R}}_t (dt)^2 \right\} - \left\{ \mathbf{R}_{m_0} + \mathbf{e}vT + \int_0^T \int_0^T \frac{F}{M} (dt)^2 \right\} = 0 \quad \dots\dots\dots (1.18)$$

式 (1.18) より単位ベクトル  $\mathbf{e}$  を算出すればよい。

この場合、算出して得た方向でもって、飛しょう体に命令を加える進行方向指令方式が可能となる。

たとえば、ピッチ角、ヨー角を指令する場合などに用いよう。この場合式 (1.18) の  $\mathbf{F}$  としては、飛しょう体の耐えうる範囲内で任意のものが選定できる。たとえば、飛しょう体の耐えうる加速度が  $3g$  であれば、加速度  $\frac{F}{M}$  が

$$\frac{F}{M} = \tau \dot{\mathbf{e}} \quad \dots\dots\dots (1.19)$$

であることに留意しつつ、これが  $3g$  以下になるように制限条件を加えながら、式 (1.18) より  $\mathbf{e}$  を算出すると、無理なく刻々の進行方向が算出できる。

式 (1.18) を用いると、さらに、発射時の方向制御だけで人為的な修正を行わないときの計算も可能である。たとえば、大砲の弾を、発射後修正を行わない飛しょう体とみなせば、式 (1.18) を弾の発射方向の算出に用いよう。

この場合をも少し検討することにする。式 (1.18) の  $\mathbf{F}$  の内容を吟味すると、式 (1.20) のように表わしうる。

$$\mathbf{F} = M\mathbf{g} + \mathbf{e}F_1 + \mathbf{F}_2 \quad \dots\dots\dots (1.20)$$

ただし、

$\mathbf{g}$  : 重力加速度のベクトル

$F_1$  : 発射後受ける力の発射方向成分の絶対値

$\mathbf{F}_2$  : 発射後受ける力の発射方向と垂直な成分のベクトル (弾の旋回による偏流や、風によるかたよりの力など、外から受けるすべての力を含む。)

式 (1.20) を考慮しつつ式 (1.18) の最後の2項を吟味すると、

$$\begin{aligned} \mathbf{e}vT + \int_0^T \int_0^T \frac{F}{M} (dt)^2 \\ = \mathbf{e} \left\{ vT + \int_0^T \int_0^T \frac{F_1}{M} (dt)^2 \right\} + \frac{1}{2} \mathbf{g}T^2 + \int_0^T \int_0^T \frac{F_2}{M} (dt)^2 \end{aligned} \quad \dots\dots\dots (1.21)$$

式 (1.21) のなかで、

$$\left\{ vT + \int_0^T \int_0^T \frac{F_1}{M} (dt)^2 \right\} = \bar{v}T \quad \dots\dots\dots (1.22)$$

$$\int_0^T \int_0^T \frac{F_2}{M} dt = \Delta \mathbf{R} \quad \dots\dots\dots (1.23)$$

とおけば、式 (1.18), (1.21), (1.22), (1.23) より

$$\left\{ \mathbf{R}_{t_0} + \dot{\mathbf{R}}_{t_0} T + \int_0^T \int_0^T \ddot{\mathbf{R}}_t (dt)^2 \right\} - \left\{ \mathbf{R}_{m_0} + \mathbf{e}\bar{v}T + \frac{1}{2} \mathbf{g}T^2 + \Delta \mathbf{R} \right\} = 0 \quad \dots\dots\dots (1.24)$$

を得る。大砲の弾の制御のときなどは、

$$\int_0^T \int_0^T \ddot{\mathbf{R}}_t (dt)^2$$

を、そのまま持ち続けるのは、無意味であり、式 (1.25) を使う。

$$\mathbf{R}_{t_0} + \dot{\mathbf{R}}_{t_0} T + \int_0^T \int_0^T \ddot{\mathbf{R}}_t (dt)^2 \doteq \mathbf{R}_{t_0} + \dot{\mathbf{R}}_{t_0} T + \frac{1}{2} \ddot{\mathbf{R}}_{t_0} T^2 + \dots \quad \dots\dots\dots (1.25)$$

ただし、

$\mathbf{R}_{t_0} \dot{\mathbf{R}}_{t_0} \ddot{\mathbf{R}}_{t_0} \dots$  : 目標体の現在の位置ベクトル, 現在の速度ベクトル, 等々。

せいぜい式 (1.25) の第2項までで十分である。結局、

$$\left\{ \mathbf{R}_{t_0} + \dot{\mathbf{R}}_{t_0} T + \frac{1}{2} \ddot{\mathbf{R}}_{t_0} T^2 \right\} - \left\{ \mathbf{R}_{m_0} + \mathbf{e}\bar{v}T + \frac{1}{2} \mathbf{g}T^2 + \Delta \mathbf{R} \right\} \doteq 0 \quad \dots\dots\dots (1.26)$$

式 (1.26) より,  $e$  を算出し大砲の発射方向とすれば十分である。

(5) 飛しょう方向誤差の算出

飛しょう体の正しい飛しょう方向が必要でなくて, 現在の方向誤差の算出が必要なことがしばしばある。もちろんこの場合, 前節 1.4 (4) の式 (1.18) で得た  $e$  なる正しい方向と, 実際の現在の方向  $e_0$  を用いて, 次式 (1.27)

$$e - e_0 = \Delta e \dots\dots\dots (1.27)$$

を用いて 誤差ベクトル  $\Delta e$  を算出してもよいが, 計算をより簡単に行なうには, 式 (1.27) の  $e$  を式 (2.18) に代入し,

$$\left\{ R_{t_0} + \dot{R}_{t_0}T + \int_0^T \int_0^T \ddot{R}_t(dt)^2 \right\} - \left\{ R_{m_0} + e_0vT + \int_0^T \int_0^T \frac{F}{M}(dt)^2 \right\} = \Delta evT \dots\dots\dots (1.28)$$

式 (1.28) を用いればよい。式 (1.28) の左辺は, 式 (1.6) の左辺と同一内容であることから, 式 (1.6) の表現を用いれば,

$$\Delta r(T) = \Delta evT \dots\dots\dots (1.29)$$

式 (1.29) のようにも表わしうる。式 (1.28) は, 誤差の少ないときには便利な形式である。これは比較的簡単な計算器で実現できる利点がある。

(6) 変針角速度の算出

変針すべき角速度を算出することが必要な場合がある。このときは,

$$\ddot{R}_m = v\dot{e} \dots\dots\dots (1.30)$$

であることに留意しつつ

$$R_t(T) = R_{t_0} + \dot{R}_{t_0}T + \int_0^T \int_0^T \ddot{R}_t(dt)^2 \dots (1.31)$$

$$R_m(T) = R_{m_0} + \dot{R}_{m_0}T + \int_0^T \int_0^T v\dot{e}(dt)^2 \dots (1.32)$$

式 (1.31), (1.32) で表わされるベクトルを, 会合する条件式 (1.5) に入れて, 式 (1.33) を得る。

$$\left\{ R_{t_0} + \dot{R}_{t_0}T + \int_0^T \int_0^T \ddot{R}_t(dt)^2 \right\} - \left\{ R_{m_0} + \dot{R}_{m_0}T + \int_0^T \int_0^T v\dot{e}(dt)^2 \right\} = 0 \dots\dots\dots (1.33)$$

$\dot{e}$  を直接算出するべき式としては, 次式のほうが明快である。

$$\int_0^T \int_0^T v\dot{e}(dt)^2 = (R_{t_0} - R_{m_0}) + (\dot{R}_{t_0} - \dot{R}_{m_0})T + \int_0^T \int_0^T \ddot{R}_t(dt)^2 \dots\dots\dots (1.34)$$

1.5 本章の結論

以上で, 飛しょう体を誘導する計算の空間幾何学的なことを検討し, 統一的にまとめ得たと思う。

式 (1.1) で示したものは, 飛しょう体誘導の「基礎ベ

クトル方程式」を名づけるものであり, すべての問題の出発点となるものである。一方, 式 (1.2) は, 「修正量算出に用いうるベクトル方程式」である。ほとんどすべての飛しょう体の制御の問題は, 宇宙ロケット, 軍用ミサイル, 航空機または大砲の弾に至るまで, 制御技術としては式 (1.1) を基礎として導いたベクトル方程式を解く問題とみなすことができる。このベクトル方程式を計算器で解くことに関しては, 次章以下に述べることにする。

2. マトリックス方程式の導入

2.1 本章の概要

前の第 1 章で述べたベクトル方程式は, 飛体誘導の概念的なことを取扱うには便利であるが, そのままでは, 計算器を構成するまでにキヤッチがある。前述の章で考えた空間中の物体の位置は, 3 次元空間内で三つの自由度を有するため, 場合々々により, もっとも適した座標系を三つ選定して, その上での座標をもって扱わなければならない。すなわち, 計算器内では, 前章に述べたベクトルの方程式を各成分に分けて表現し, 解を得ればよい。

上述のことを実施する際に, その対称となるものが空間中のベクトルであるため, その変換は一次変換であり, マトリックスを用いて表現すれば簡単になる。

ここでは, 前章のベクトル的概念をマトリックス方程式の概念を導入することにより表現し, テンソルとマトリックスを用いて計算器の構成に橋渡しをすることとする。

2.2 マトリックス方程式による表現

第 1 節のベクトル方程式をある空間の直交座標  $X, Y, Z$  を用いて, マトリックスで表わすこととする。

たとえば, 式 (1.1) は, つぎのように表わすこととする。

$$\begin{bmatrix} X_t(T) \\ Y_t(T) \\ Z_t(T) \end{bmatrix} - \begin{bmatrix} X_m(T) \\ Y_m(T) \\ Z_m(T) \end{bmatrix} = 0 \dots\dots\dots (2.1)$$

式 (2.1) はその内容として,

$$\left. \begin{aligned} X_t(T) - X_m(T) &= 0 \\ Y_t(T) - Y_m(T) &= 0 \\ Z_t(T) - Z_m(T) &= 0 \end{aligned} \right\} \dots\dots\dots (2.2)$$

式 (2.2) のように, 三つの座標軸に関する独立の方程式を, 同時に表現するものと約束する。このようにすると, 前節のベクトル方程式は, すべて同様の手法で表現できる。

このことに関しては, 詳細に立入らないで, 複雑な場合の例として, 1.4 (4) 節の飛体会合のための飛しょう方向と所要時間算出のベクトル方程式 (1.26) を,  $Z$  軸直立の直交慣性空間座標系のマトリックス方程式で例示することにする。前節式 (1.26) は,

$$\left\{ \begin{bmatrix} X_t \\ Y_t \\ Z_t \end{bmatrix} + T \begin{bmatrix} \dot{X}_t \\ \dot{Y}_t \\ \dot{Z}_t \end{bmatrix} + \frac{1}{2} T^2 \begin{bmatrix} \ddot{X}_t \\ \ddot{Y}_t \\ \ddot{Z}_t \end{bmatrix} \right\} - \left\{ \begin{bmatrix} X_m \\ Y_m \\ Z_m \end{bmatrix} + vT \begin{bmatrix} l \\ m \\ n \end{bmatrix} + \frac{1}{2} T^2 \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ -g \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \Delta X \\ \Delta Y \\ \Delta Z \end{bmatrix} \right\} = 0 \dots (2.3)$$

ただし、

- $X Y Z$  :  $Z$  軸直立の直交慣性空間座標系
- $X_l Y_l Z_l$  : 目標体の座標成分
- $X_m Y_m Z_m$  : 飛体の座標成分
- $l m n$  : 飛体の飛しょう方向の単位ベクトル座標成分 (方向余弦とも解釈しうる。)
- $T$  : 会合までの所要時間
- $\bar{v}$  : 飛体の平均飛しょう速度
- $g$  : 重力加速度
- $\Delta X \Delta Y \Delta Z$  : 地軸の回転, 風による偏流, 空気から受ける力によるかたよりなど, すべてを含む小修正量

式 (2.3) の  $\begin{bmatrix} \Delta X \\ \Delta Y \\ \Delta Z \end{bmatrix}$  なる小修正量に関する項は, さらに細分して表現できるが, ここでは立入らないこととする。

### 2.3 座標軸の平行移動

座標軸の平行移動をベクトルで表わせば,

$$\mathbf{R}_1 - \mathbf{R}_3 = \mathbf{R}_2 \quad \dots\dots\dots (2.4)$$

ただし,  $P$  点を表すのに,  $O_1$  を原点とする系では,  $\mathbf{R}_1$  とし,  $O_2$  に原点を平行移動した系では  $\mathbf{R}_2$  とし,  $O_1 O_2$  のベクトルを  $\mathbf{R}_3$  で表わしている。

マトリックスでつぎのように表わすものと約束する。

$$\begin{bmatrix} X_1 \\ Y_1 \\ Z_1 \end{bmatrix} - \begin{bmatrix} X_3 \\ Y_3 \\ Z_3 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} X_2 \\ Y_2 \\ Z_2 \end{bmatrix} \quad \dots\dots\dots (2.5)$$

式 (2.5) は, 式 (2.4) のマトリックス表示である。

### 2.4 座標系の回転

$O$  点に原点を置く直交座標系  $(X_1 Y_1 Z_1)$  を, 回転することにより,  $(X_2 Y_2 Z_2)$  ならしめたとき,  $P$  点のベクトル  $\vec{OP}$  自体は変化しないが, その成分は変わる。その関係は,

$$\begin{bmatrix} X_2 \\ Y_2 \\ Z_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} l_1 & m_1 & n_1 \\ l_2 & m_2 & n_2 \\ l_3 & m_3 & n_3 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} X_1 \\ Y_1 \\ Z_1 \end{bmatrix} \quad \dots\dots\dots (2.6)$$

ただし、

- $l_1 m_1 n_1$ :  $X_2$  軸の  $(X_1 Y_1 Z_1)$  系に関する方向余弦
- $l_2 m_2 n_2$ :  $Y_2$  軸の " " "
- $l_3 m_3 n_3$ :  $Z_2$  軸の " " "

である。

実際に, 具体的な系を構成し, 機器を作る場合に, 一挙に  $(X_1 Y_1 Z_1)$  系から  $(X_2 Y_2 Z_2)$  系に回転することは, ほとんどなく,  $X_1$  軸のまわりに, ある角度回し,  $(X_1' Y_1' Z_1')$  系を得てからさらに  $Y_2'$  軸のまわりに次の角度回し,  $(X_2'' Y_2'' Z_2'')$  系を得て, ふたたび  $Z_2''$  軸のまわりに次の角度だけ回すといった取扱いをすることが多い。普通にあるジッパルや, 回転軸でささえられた回転体の上に, さらに回転軸を設けて, 二つあるいはそれ以上の回転の自由度を持たせる場合など, ほとんどすべての機構はこのような方法で取扱える。

例として, もとの  $(X_1 Y_1 Z_1)$  系を  $Y$  軸のまわりに角度  $P$  だけ回して,  $(X_1' Y_1' Z_1')$  を得る場合, 変換マトリックスは, 式 (2.7) のようである。

$$[P] = \begin{bmatrix} \cos P & 0 & -\sin P \\ 0 & 1 & 0 \\ \sin P & 0 & \cos P \end{bmatrix} \quad \dots\dots\dots (2.7)$$

このようにして得た  $(X_1' Y_1' Z_1')$  系を  $X_1'$  軸のまわりに, 角度  $R$  だけ回して,  $(X_2 Y_2 Z_2)$  系を得るとすれば, その変換マトリックスは, 式 (2.8) のようになる。

$$[R] = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 \\ 0 & \cos R & \sin R \\ 0 & -\sin R & \cos R \end{bmatrix} \quad \dots\dots\dots (2.8)$$

この二つの変換を続けて行なうと,

$$\begin{bmatrix} X_2 \\ Y_2 \\ Z_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 \\ 0 & \cos R & \sin R \\ 0 & -\sin R & \cos R \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} \cos P & 0 & -\sin P \\ 0 & 1 & 0 \\ \sin P & 0 & \cos P \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} X_1 \\ Y_1 \\ Z_1 \end{bmatrix} \\ = [R] \cdot [P] \cdot \begin{bmatrix} X_1 \\ Y_1 \\ Z_1 \end{bmatrix} \quad \dots\dots\dots (2.9)$$

この例は, 船や航空機において,  $X_2$  軸を船首または機首にとり,  $Z_2$  軸を上方にとったとき動揺する  $(X_2 Y_2 Z_2)$  系から動揺しない大地固定の  $(X_1 Y_1 Z_1)$  系への相互変換に用いるもので,  $P$  はピッチ角 (縦揺れ角),  $R$  はロール角 (横揺れ角) に対応するものである。

この場合, 注意を要することは,  $R$  と  $P$  の角度は, ジッパルでささえた ジャイロ で測り, そのおのおのの軸の角度の測定の順序は, 正確に前述のとおりでなければならないことである。順序が逆になるときは, 式 (2.9) の代わりに

$$\begin{bmatrix} X_2 \\ Y_2 \\ Z_2 \end{bmatrix} = [P] \cdot [R] \cdot \begin{bmatrix} X_1 \\ Y_1 \\ Z_1 \end{bmatrix}$$

を用いるべきことであり,  $[R] \cdot [P]$  の変換と  $[P] \cdot [R]$  の変換は等しくないことに注意を要する。

### 2.5 極座標, 直交座標の変換

追尾レーダは, 普通  $(r \theta \phi)$  の極座標による測定を行なう。これを直交座標に変換するときにも, 前述の手法を用いて, マトリックスで表示することができる。

通常の変換は, つぎの式 (2.10) で行なう。

$$\left. \begin{aligned} X &= r \cos \theta \cos \phi \\ Y &= r \sin \theta \cos \phi \\ Z &= r \sin \phi \end{aligned} \right\} \quad \dots\dots\dots (2.10)$$

これを, つぎのように考えて直交座標系の回転の考えで処理するのである。

まず, 直交座標系  $(X Y Z)$  を,  $Z$  軸まわりに正方向に  $\theta$  だけ回転して  $(X' Y' Z')$  系を得る。そのときの変換マトリックスは, 式 (2.11) である。

$$[\theta] = \begin{bmatrix} \cos \theta & \sin \theta & 0 \\ -\sin \theta & \cos \theta & 0 \\ 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \quad \dots\dots (2.11)$$

つぎに、(X' Y' Z') 系を、ふたたび、Y' 軸のまわりに角度  $\phi$  だけ負回転して (X'' Y'' Z'') 系を得る。このときの変換マトリックスは、式 (2.12) である。

$$[-\phi] = \begin{bmatrix} \cos \phi & 0 & \sin \phi \\ 0 & 1 & 0 \\ -\sin \phi & 0 & \cos \phi \end{bmatrix} \dots\dots (2.12)$$

結果としての、総合変換は、式 (2.13) に示す。

一方、極座標 (r,  $\theta$ ,  $\phi$ ) の  $\theta, \phi$  が通常の規約に従って (X Y Z) 軸と関係づけられていれば、式 (2.11), (2.12) の2度の変換によって得た (X'' Y'' Z'') 系の X'' は、r 方向にある。換言すれば、問題としている (r  $\theta$   $\phi$ ) で表わされる点 P は、X'' 軸上にある。したがって (X'' Y'' Z'') 系で P 点の座標は、(r, 0, 0) である。つまり

$$\begin{bmatrix} X'' \\ Y'' \\ Z'' \end{bmatrix} = [-\phi] \cdot [\theta] \cdot \begin{bmatrix} X \\ Y \\ Z \end{bmatrix} \dots\dots (2.13)$$

の (X'' Y'' Z'') が (r, 0, 0) であるから式 (2.18) のようになる。

$$\begin{bmatrix} r \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} = [-\phi] \cdot [\theta] \cdot \begin{bmatrix} X \\ Y \\ Z \end{bmatrix} \dots\dots (2.14)$$

逆変換は、

$$\begin{bmatrix} X \\ Y \\ Z \end{bmatrix} = [-\theta] \cdot [+ \phi] \cdot \begin{bmatrix} r \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} \dots\dots (2.15)$$

ただし、

[- $\phi$ ]: 式 (2.12) の  $\phi$  の代わりに、 $-\phi$  とおいたもの

[- $\theta$ ]: 式 (2.11) の  $\theta$  の代わりに、 $-\theta$  とおいたものである。

式 (2.15) は、式 (2.10) のマトリックス表示である。

ここで、[+ $\theta$ ] と [- $\theta$ ] は、逆変換であり

$$[-\theta] = [+ \theta]^{-1} \dots\dots (2.16)$$

の関係にあることも覚えて置いて便利である。

これらの関係を用うれば、追尾レーダでの実測値から直ちに、前述の種々のマトリックス方程式の所要の成分が算出できる。たとえば、2.2節の式(2.2)の (X<sub>t</sub> Y<sub>t</sub> Z<sub>t</sub>) はつぎのように表わしうる。

$$\begin{bmatrix} X_t \\ Y_t \\ Z_t \end{bmatrix} = [-\theta_t] \cdot [+ \phi_t] \cdot \begin{bmatrix} r_t \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} \dots\dots (2.17)$$

ただし、

r<sub>t</sub>,  $\theta_t$ ,  $\phi_t$ : 目標体の追尾レーダによる測定値

その他の成分についても、同様である。

## 2.6 計算器要素による置換

前述の手法で、ベクトル方程式をマトリックス方程式で表示しうるが、その中の変換マトリックスは、計算器の一つの要素で実現しうるのである。たとえば、Z 軸のまわりに正方向に  $\psi$  だけ回転させたときは、

$$\begin{bmatrix} X_2 \\ Y_2 \\ Z_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos \psi & \sin \psi & 0 \\ -\sin \psi & \cos \psi & 0 \\ 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} X_1 \\ Y_1 \\ Z_1 \end{bmatrix} \dots\dots (2.18)$$

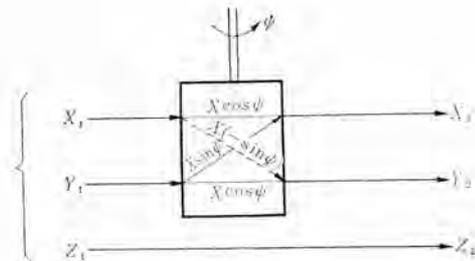


図 2.1 座標回転の記号的な表示

Fig. 2.1 Symbolic expression of co-ordinate rotation.

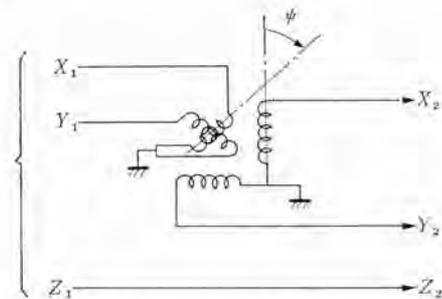


図 2.2 シンクロリゾルバを用いた例

Fig. 2.2 An example of co-ordinate transformation using a synchro resolver.

式 (2.18) の場合は、図 2.1 または図 2.2 に示したようにして容易に実現できる。図 2.2 の場合は、磁気的なシンクロリゾルバを用いた例であり、同様なことは、コンデンサを用いたキャパシタリゾルバまたは、三角関数の抵抗形リゾルバを用いても実現できる。

デジタル計算器を用いるときも、 $\sin \psi \cos \psi$  をおのおの計算して式 (2.18) に示した計算を行なうようあらかじめ手順を標準化しておけばよい。

結局、マトリックスで表示された方程式を、そのまま計算器内に実現して行く考えを用い、個々の変換マトリックスは、それぞれ対応する個々の計算要素で置き換えて行くというふうに進めて行けば、計算器内の構成が、きわめて理論的に、かつ整然と実現できる。これを従来のように、三つの独立した複雑な方程式に分割し、無数の正弦、余弦の関数ととり組む場合と比較すれば、有利さはきわめて明らかである。

## 2.7 本章の結論

以上で、ベクトル方程式が、マトリックス方程式の概念で表わしうることと、マトリックスの内部の計算を行なわないで、そのままマトリックス方程式を計算器内に実現して行くとの考えにより、計算器の構成が、論理的にまた、整然と実現しうるということが明らかとなったと思う。

## 3. ベクトル計算器の構成

### 3.1 本章の概要

ここでは、飛体誘導のベクトル方程式を解く制御系のうちで、フィードバック法を用いて、解を収斂させる場合につ

いて考え、データの流れをいかに構成すべきかを検討する。

### 3.2 フィードバック方式、ベクトル計算系構成の理論

#### (1) 理論

本節では、フィードバック法でベクトル方程式を解く場合の概念的な検討を行なう。つまり、現実の系に、式(1.2)の $\Delta r(T)$ を、ゼロに収斂させる考えを応用するとき、系全体を構成する方法を検討する。

さて、飛しょう体の現在飛しょう方向(FCSの場合は発射方向)と、現在飛しょう速度 $V_0$ のままで、 $R_t$ と $R_m$ が、はなはだ接近する時間 $T_0$ があるとして、式(3.1)のように表わす。

$$R_t(T_0) - R_{m0}(V_0, T_0) = \Delta R \dots \dots \dots (3.1)$$

ただし、

- $V_0$  : 現在の飛しょう体の速度ベクトル
- $R_t(T_0)$  : 時間 $T_0$ における目的の位置
- $R_m(V_0, T_0)$  : 飛しょう体の現在値のままで、時間 $T_0$ における飛しょう体の位置
- $T_0$  :  $R_t(t)$ と、 $R_m(t)$ とがもっとも近接する時間を表わす(現在からの所要時間)
- $\Delta R$  : 時間 $T_0$ における誤差を示すベクトル

さて、つぎの式(3.2)、(3.3)を定義する。

$$V_0 = V + \Delta V \dots \dots \dots (3.2)$$

$$T_0 = T + \Delta T \dots \dots \dots (3.3)$$

ただし、

- $V$  : 目的の位置に正確に導くことのできる現在位置における飛しょう体速度ベクトル
- $V_0$  : 現在飛しょう体が実際にもっている速度ベクトル
- $T_0$  : 現在のままの速度方向に進んだとき、目的の位置と飛しょう体とがもっとも近接する時間。式(3.1)の $T_0$ と同一のもの
- $T$  : 誤差なく目的の位置に正確に導かれたとき必要とする時間(現在を原点として測る)

式(3.2)、(3.3)を式(3.1)に代入する。もし、 $\Delta R$ 、 $\Delta V_m$ 、 $\Delta T$ が小さい値であれば、式(3.1)は、つぎのようになる。

$$\begin{aligned} \Delta R &= R_t(T + \Delta T) - R_m(V + \Delta V, T + \Delta T) \\ &= \left[ R_t(T) + \frac{\partial R_t(T)}{\partial t} \Delta T \right] - \left[ R(V, T) \right. \\ &\quad \left. + \frac{\partial R_m(T)}{\partial V} \Delta V + \frac{\partial R_m(V_0 T)}{\partial t} \Delta T \right] \dots \dots \dots (3.4) \end{aligned}$$

ところが、前述のTVの定義より、 $R_t(T)$ と $R_m(VT)$ は会合するゆえ、式(3.5)が成立している。

$$R_t(T) - R_m(VT) = 0 \dots \dots \dots (3.5)$$

したがって、式(3.4)、(3.5)より、

$$\Delta R = \left[ \frac{\partial R_t(T)}{\partial t} - \frac{\partial R_m(VT)}{\partial t} \right] \Delta T - \frac{\partial R_m(T)}{\partial V} \Delta V \dots \dots \dots (3.6)$$

式(3.6)の左辺の $\Delta R$ は、空間ベクトルであって、三つの独立な自由度をもつものに対して、右辺は、 $\Delta T$ と、 $\Delta V$ の

合計四つの自由度をもつため、式(3.6)の会合の条件を満たす方法は、いくつかある。すなわち、他にも一つの制限条件を付与することができる。

- (a)  $\Delta T = 0$ 、すなわち、一定時刻に会合せしめるためには、

$$\Delta R = - \frac{\partial R_m(T)}{\partial V} \Delta V \dots \dots \dots (3.7)$$

このときは、 $\Delta V$ が定まり、 $V$ を修正する必要がある。

- (b)  $\Delta v = 0$ 、すなわち、速度の縦方向成分の修正の不能のとき、

$$\Delta R = \left[ \frac{\partial R_t(T)}{\partial t} - \frac{\partial R_m(VT)}{\partial t} \right] \Delta T - \frac{\partial R_m(T)}{\partial V} \Delta e_1 v \dots \dots \dots (3.8)$$

ただし、

- $e_1$  : 速度方向単位ベクトル
- $\Delta e_1$  :  $e_1$ の誤差量
- $v$  :  $V$ の絶対値
- ( $\Delta e_1$ は、小さい値であれば、ほぼ $e_1$ と直角である)この場合は、 $\Delta T$ と $\Delta e_1$ が定まる。

- (c)  $\Delta V = v \Delta e_1 \cdot e_2 + \Delta v e_1$ すなわち、速度の方向修正が、一平面内( $e_1 e_2$ 内)に限定されるとき

$$\begin{aligned} \Delta R &= \left[ \frac{\partial R_t(T)}{\partial t} - \frac{\partial R_m(T)}{\partial t} \right] \Delta T \\ &\quad - \frac{\partial R_m(T)}{\partial V} (v \Delta e_1 e_2 + \Delta v e_1) \dots \dots \dots (3.9) \end{aligned}$$

ただし、

- $e_1$  : 速度方向単位ベクトル
- $e_2$  :  $e_1$ に垂直な限定された方向の単位ベクトル
- $\Delta e_1$  :  $e_1$ の誤差量  $\Delta e_1$ の絶対値
- $\Delta v$  :  $V$ の $e_1$ 方向誤差量
- この場合は、 $\Delta T$ 、 $\Delta e_1$ 、 $\Delta v$ が決まる。

#### (2) 実例

実例として、一様な重力加速度場での例を示す。飛しょう体は式(3.10)の形で表わすこととする。

$$R_m(t) = R_{m0} + v e_1 T + \frac{1}{2} g T^2 \dots \dots \dots (3.10)$$

ただし、

- $R_{m0}$  : 飛しょう体現在位置
- $v$  : 速度
- $g$  : 重力加速度(一様するとき)
- いま、つぎのような $(\xi, \eta, \zeta)$ なる直交座標系を考える。
- $\xi$ 軸: 正しい飛しょう方向(単位ベクトルは $e_1$ )
- $\eta$ 軸:  $\xi$ 軸に直角で、水平方向 $V$ にとる。(  $e_2$  )
- $\zeta$ 軸:  $\xi, \eta$ に直角にとる。(  $e_3$  )

$$\Delta \xi = \left\{ \frac{\partial \xi_t}{\partial t} - (v - n_1 g) T \right\} \Delta T - \frac{\partial \xi_m}{\partial v} \Delta v \dots \dots \dots (3.11)$$

$$\Delta \eta = \frac{\partial \eta_t}{\partial t} \Delta T - \frac{\partial \eta_m}{\partial \theta} \Delta \theta \dots \dots \dots (3.12)$$

$$\Delta \zeta = \left( \frac{\partial \zeta_t}{\partial t} + n_3 g T \right) \Delta T - \frac{\partial \zeta_m}{\partial \phi} \Delta \phi \dots \dots \dots (3.13)$$

式 (3.11), (3.12), (3.13) が式 (3.6) に相当するものである。

ただし,

- $\Delta\xi, \Delta\eta, \Delta\zeta$  : 式 (3.6)  $\Delta R$  の座標成分
- $\xi_t, \eta_t, \zeta_t$  :  $R_t$  の成分
- $v$  : 現在速度, 空気摩擦による減速のあるときは,  $T$  秒間の平均値で近似する。
- $n_t$  :  $e_1$  の  $Z$  方向成分
- $g$  : 重力加速度
- $T$  : 会合までの時間
- $\Delta T$  : 時間修正量
- $\xi_m, \eta_m, \zeta_m$  :  $R_m$  の成分
- $\Delta\theta$  : 現在の進行方向  $V_0$  の誤差角の水平方向成分
- $\Delta\phi$  : 現在の進行方向  $V_0$  の誤差角の垂直方向成分
- $n_s$  :  $e_3$  の  $Z$  方向成分

(a) ここに述べた式 (3.11), (3.12), (3.13) ははなはだ簡単になる場合の一例であり,  $\Delta v, \Delta\theta, \Delta\phi$  に関して変数分離形となる場合である。

(b) 計算の精度を上げる必要のあるときは,  $\Delta v, \Delta\theta, \Delta\phi, \Delta T$  をもって, 入力値を修正してさらに  $\Delta v, \Delta\theta, \Delta\phi, \Delta T$  を計算する循環計算を行なえばよい。

(c) メカニカル計算器を用いて, 正しい飛しょう方向  $\theta, \phi$  を算出するような場合は,  $\Delta\theta, \Delta\phi, \Delta T$  をそれぞれ  $\theta, \phi, T$  などの計算軸を回転させる入力値に用い, それらが収斂したときの  $\theta, \phi, T$  などが正しい解となる。

(d) また, メカニカル計算器で, 直接変針量  $\Delta\theta, \Delta\phi$  を算出するには, 飛しょう体の現在飛しょう方向  $\theta_0, \phi_0$  の方向に座標軸をとって同様の取扱い方をすれば, まったく同様に計算を実行することができる。

### 3.3 フィードバック方式ベクトル計算系構成理論の具体化

前項に述べた, ベクトル方程式を解く系のフィードバック構成の理論を具体化することにつき述べる。

例として, つぎに示す飛体会合のマトリックス方程式を解く場合をとり上げて説明を進める。

$$\left\{ \begin{array}{l} X_t \\ Y_t \\ Z_t \end{array} \right\} + T \left\{ \begin{array}{l} \dot{X}_t \\ \dot{Y}_t \\ \dot{Z}_t \end{array} \right\} + \frac{1}{2} T^2 \left\{ \begin{array}{l} \ddot{X}_t \\ \ddot{Y}_t \\ \ddot{Z}_t \end{array} \right\} - \left\{ \begin{array}{l} X_m \\ Y_m \\ Z_m \end{array} \right\} + \bar{v} T \left\{ \begin{array}{l} l \\ m \\ n \end{array} \right\} + \frac{1}{2} T^2 \left\{ \begin{array}{l} 0 \\ 0 \\ -g \end{array} \right\} = 0 \dots (3.13)$$

ただし,

- $X_t, Y_t, Z_t$  : 目標体の現在位置成分
- $\dot{X}_t, \dot{Y}_t, \dot{Z}_t$  : 目標体の現在速度成分
- $\ddot{X}_t, \ddot{Y}_t, \ddot{Z}_t$  : 目標体の現在加速度成分

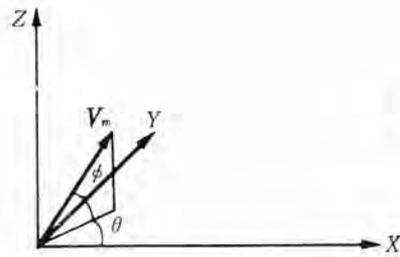


図 3.1  $\theta, \phi$  の定義  
Fig. 3.1 Definition of  $\theta$  and  $\phi$ .

- $T$  : 会合までの時間
- $X_m, Y_m, Z_m$  : 飛しょう体の現在位置 (FCS のときは砲の位置)
- $\bar{v}$  :  $T$  秒間の平均速度, 無重力場と仮定
- $l, m, n$  : 正しい飛しょう方向 (FCS のときは砲の指向すべき方向) の方向余弦
- $g$  : 重力加速度
- $\theta, \phi$  : 図 3.1 のように  $\theta, \phi$  をとると,

$$\left. \begin{array}{l} l = \cos \phi \cos \theta \\ m = \cos \phi \sin \theta \\ n = \sin \phi \end{array} \right\} \dots (3.14)$$

式 (3.13) は, ベクトル方程式

$$\left( R_t + \dot{R}_t T + \frac{1}{2} \ddot{R}_t T^2 \right) - \left( R_m + \bar{v} e T + \frac{1}{2} g T^2 \right) = 0 \dots (3.15)$$

を, 図 3.1 のような  $Z$  軸直立の直交座標系について考えたものである。 ( $R_t, \dot{R}_t, \ddot{R}_t, R_m$  などの成分を, この直交座標系について直接に得ることについては, 参考文献 (1) の例を参照)。

式 (3.13) を変形して, つぎの式 (3.16) の形で計算器を構成する。

$$\left\{ \begin{array}{l} X_t - X_m \\ Y_t - Y_m \\ Z_t - Z_m \end{array} \right\} + T \left\{ \begin{array}{l} \dot{X}_t \\ \dot{Y}_t \\ \dot{Z}_t \end{array} \right\} - \bar{v} \left\{ \begin{array}{l} \cos \phi \cos \theta \\ \cos \phi \sin \theta \\ \sin \phi \end{array} \right\} + \frac{1}{2} T^2 \left\{ \begin{array}{l} \ddot{X}_t \\ \ddot{Y}_t \\ \ddot{Z}_t - g \end{array} \right\} = \left\{ \begin{array}{l} \Delta X \\ \Delta Y \\ \Delta Z \end{array} \right\} \dots (3.16)$$

計算器としては, エレクトロメカニカル計算器を想定して話を進める。 図 3.2 参照。

このようにして得た ( $\Delta X, \Delta Y, \Delta Z$ ) を, 3.2 (2) 節で考えたと同様の ( $\xi, \eta, \zeta$ ) 系に変換する。(このとき  $\xi$  軸は正しい飛しょう方向に向いた一軸である。) このときの変換は, 式 (3.17) のようである。

$$\left\{ \begin{array}{l} \Delta\xi \\ \Delta\eta \\ \Delta\zeta \end{array} \right\} = \left\{ \begin{array}{ccc} \cos \phi & 0 & \sin \phi \\ 0 & 1 & 0 \\ -\sin \phi & 0 & \cos \phi \end{array} \right\} \cdot \left\{ \begin{array}{ccc} \cos \phi & \sin \theta & 0 \\ -\sin \theta & \cos \theta & 0 \\ 0 & 0 & 1 \end{array} \right\} \cdot \left\{ \begin{array}{l} \Delta X \\ \Delta Y \\ \Delta Z \end{array} \right\} \dots (3.17)$$

この  $\theta, \phi$  は, 算出するべき値であるが, 図 3.3 のように構成しておけば系が収斂した後は, 自動的に式 (3.17) が完成することとなる。

また図 3.3 の代わりに図 3.4 のように構成しておいても同様である。

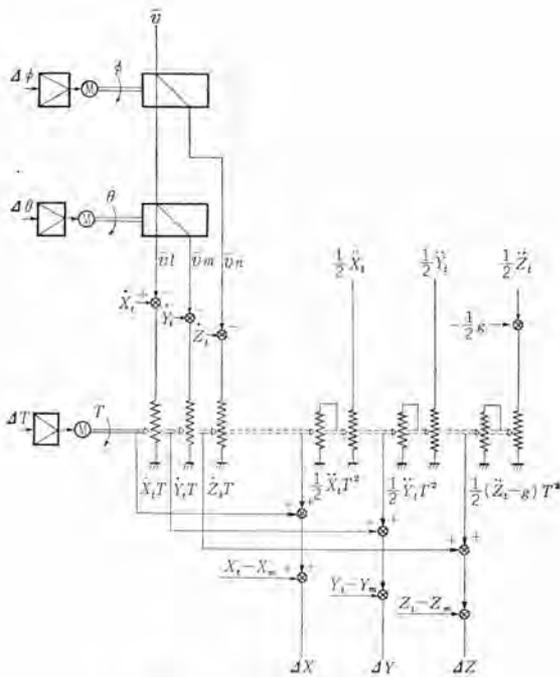


図 3.2  $\Delta X, \Delta Y, \Delta Z$  の算出  
Fig. 3.2 Computation of  $\Delta X, \Delta Y, \Delta Z$ .

ここで、図 3.3 は、 $\theta, \phi, T$  を算出するためのもので、 $\Delta v=0$ 、すなわち、速度自体は制御しない場合である。

一方、図 3.4 は、 $\theta, \phi, \Delta v$  を算出するためのもので、 $\Delta T=0$  すなわち、会合の時間を一定に保つ条件下のものである。

図 3.3, 3.4 のフィードバックの理由は、式 (3.11), (3.12), (3.13) の諸式に表わされているように明らかであり詳細には立入らないこととする。ただしここで  $\Delta T, \Delta \theta, \Delta \phi, \Delta v$  などの係数に関しては簡単化するために省略して図を書いたが、ループ利得をつねに一定に保つ必要のあるときは、省略しないで含めておく必要がある。

(a) 以上に述べて来たことの要点は、ベクトル方程式を解く計算器を構成するときに、その方程式自体は測定値を得るに便な座標系で表現し、その誤差値を飛体の正しい飛しょう方向に、一軸をもつ座標系に変換し、その量 ( $\Delta \xi, \Delta \eta, \Delta \zeta$  など) で  $T, \theta, \phi$  または  $\theta, \phi, v$  を逐次に、フィードバックによる修正を加えるように系を構成すればよいということである。

このようにすれば、飛しょう方向 (弾のときは発射方向) が理論的に省略なしで正しく算出することができる。

(b) なお、この節では便宜上式 (3.15) のベクトル方程式を解く場合について述べたが、一般に広く同様の扱いが可能である。したがって、最初に述べた基礎ベクトル方程式は、一般的に計算器の具体的な構成にまで、無理なく役たつわけである。

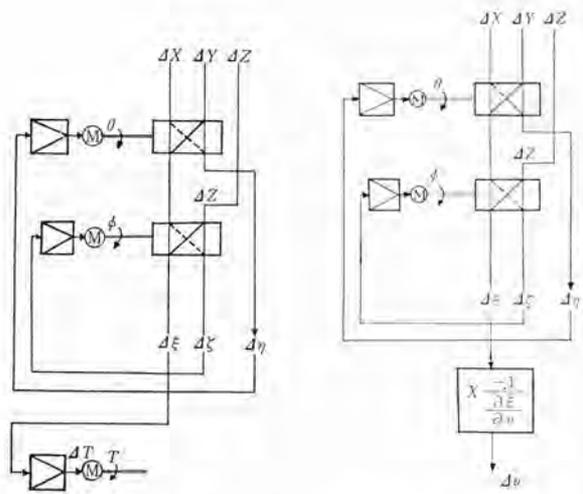


図 3.3  $\theta, \phi, T$  の算出  
Fig. 3.3 Computation of  $\theta, \phi, T$ .

図 3.4  $\theta, \phi, \Delta v$  の算出  
Fig. 3.4 Computation of  $\theta, \phi$  and  $\Delta v$ .

(c) 実際に計算器を構成するときには、変数の変化範囲を狭くする目的で、ベクトル方程式全体を  $T$  で割ってから構成したほうが良いことが多い。この点については説明の簡明さのために省略する。

(d) この節で例示したものの変形として、 $\theta, \phi$  軸を飛体の現在方向  $\theta_0, \phi_0$  でもって直接に動かし、 $\Delta \theta, \Delta \phi$  の量は、計算器から取出して直接飛体や、砲のサーボ系にフィードバックする方法もあろう。このときは、計算器内のフィードバックは、 $T$  に関してだけであり構成は、さらに簡単である。この場合も、 $\Delta R$  成分を ( $\xi', \eta', \zeta'$ ) の系に変換して扱うのが便利であることは前と同様である。(ここで  $\xi'$  は、現在進行方向にとる。)

#### 4. 総合的結論

以上で、空間中の飛体の誘導制御の問題について検討し、その結果として、基礎ベクトル方程式を解くのが根本的立場であるとして、種々の場合の理論を統一的にまとめ得た。また、そのベクトル方程式を解く計算系についても、その系統的な構成の理論を立て、計算器の具体化の方策を、明らかにした。

終わりに、この研究に際し種々ご指導下さった小田達太郎部長、津村隆部長、樫本俊弥部長、同種の研究に従事し、いろいろな機会に有益な討議を下された多くの人々、およびこの研究の発表にご尽力下さった井上義男課長および関係者の方々に、深甚の謝意を表すものである。

#### 参考文献

- (1) 渡部 優: サーボ系の記憶制御と定常的誤差軽減に関する考察およびその追尾レーザへの応用。  
電学誌 81, No. 875 (昭 36-8)。

## 高周波誘導加熱装置 (I)

— 加熱電源の周波数、電力とその概要 —

無線機製作所 馬場文夫\*・東田孝彦\*\*

### 1. まえがき

金属に誘導電流を流してその金属自体を直接加熱するという工業設備はきわめて多くの分野に利用されて来た。誘導加熱は熱電力の効率がいちじるしくよいばかりでなく、温度制御が容易で希望部分の任意な熱処理ができ、短時間に均一な加熱ができる。とくに焼入装置については、機械加工の工場ラインに組みこまれて、一貫した流れ作業ができるなどのすぐれた多くの特長がある。

用途としては多岐にわたる熱処理工程に用いられているが、中でも次のものが多い。

- a. 高周波表面焼入
- b. 鍛造用加熱
- c. ロウ付、溶接
- d. 各種金属の溶解、精製

商用周波数 50/60 c/s のものから 960 c/s の電動発電機を用いる誘導炉は、戦前より誘導加熱装置の応用としてかなり多かった。戦後誘電加熱用ラジオヒータの発達と並行して、100 ke~10 Mc の高い周波数の誘導加熱用ラジオヒータ (以下 Tube 式と略す) が高周波焼入、高周波ロウ付、溶接などに非常に多く用いられて来たことは衆知のとおりである。Tube 式では主として加熱物の対象は 30 φ 程度の比較的小さなものであったが、次第に加熱物は大きなものへと応用範囲が広まることにより、加熱周波数は 10 ke あるいは 3 ke で、大電力のものが必要となった。この電源として電動高周波発電機 (以下 MG と略す) の開発が進められ、わが国最初の 10 ke 150 kVA 機は当社で昭和 30 年に、10 ke 250 kVA 機は昭和 35 年に製作し実用化し、MG による誘導加熱装置 (以下 MG 式と略す) の利用は最近めざましく発展して来た。とくに自動工業の量産化にともなうて、MG 式は必須の熱源として、従来の Tube 式より以上に利用は飛躍しつつある。

高周波誘導加熱装置として用いられている周波数は、電気通信工学においては低周波、中周波の域であるが、わが国では 50, 60 c/s の商用周波数に比して高い周波数のものを高周波誘導加熱と呼称されている。

この装置については、すでに本誌など多々発表して来たが (1)(2)(3)(4)(5)(6)、過去の実績と、ウエスチングハウス電機会社より入手した多方面の応用や機器の技術資料などを検討し、電源装置の選び方 (周波数、電力、方式)、特長、各機器の仕様、応用実施例をとりいれて、数回にわけて解説することとする。

### 2. 加熱周波数と電力

誘導加熱装置の選び方については、被加熱物の形状寸法材質

とその加熱目的に合致した電源周波数と電力について知る必要がある。まず応用目的の原理より考察を進める。

#### 2.1 加熱原理

誘導加熱の基礎概念は図 2.1 に示すとおり、被加熱物である金属棒は、加熱コイルの中にあつて、コイルはその金属のまわりに巻かれている。コイルに高周波電流を流すと、その中に磁束を生ずる。金属が炭素鋼材であるとして、高周波磁束および誘

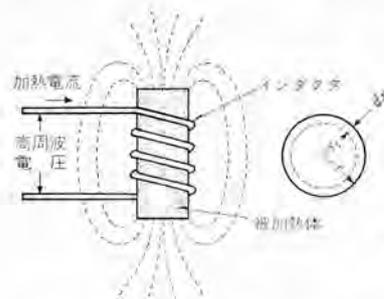


図 2.1 誘導加熱原理図

導電流は表面層に集中し、渦流損およびヒステリシス損が発生し、表面層は発熱する。鉄鋼表面層は  $A_1$  変態ないし  $A_3$  変態点以上に加熱して、電流を断とした後直ちに、その加熱層に水を噴射し急冷すると、いわゆる表面焼入ができ、鋼材内部の組織を変えることなく、表面層だけをマルテンサイト組織とすることができる。この発熱源は金属材料によるヒステリシス損失と渦電流損失によるものであるが、ヒステリシス損失は比較的わずかであるので、渦電流損失について述べる。この損失の発生状態は図 2.1 に示されていて、右の図は円筒被加熱物の切断面である。金属棒には変圧器の二次巻線に起電力を生ずると同様に、電磁誘導によって  $dx$  の帯にそつて渦電流が流れる。この損失は式 (2.1) であらわされる。

$$W_e = K \cdot f^2 \cdot B_m = K' \cdot f^2 \cdot I_c^2 \cdot N_c^2 \dots \dots \dots (2.1)$$

金属体に発生するこの損失の熱量は周波数  $f$  と磁束密度  $B_m$  とのそれぞれの自乗に比例する。ところが  $B_m$  はコイルの電流  $I_c$  と巻数  $N_c$  との積であるアンペアターンに比例するから、加熱電力はコイル電流と巻数とその周波数のそれぞれの自乗に比例する。したがつて加熱電力としては、 $I_c$  によって生ずる金属表面を流れた誘導電流  $I_w$  の自乗とこの電流の流れる面積のもつ金属材料の抵抗値  $R_w$  との積であるジュール熱によるものである。

#### 2.2 電流浸透深さ

渦電流は図 2.1 右のように、金属断面の各部一様に流れるのではなく、表皮作用のため図 2.2 に示すように表面に集中し、内部になるに従つて指数関数的に小さくなり、またその電流の位相角も次第に遅れるものである<sup>(7)</sup>。表面から  $x$  の深さの点の

\* 電子機器技術部次長 \*\* 電子機器技術部

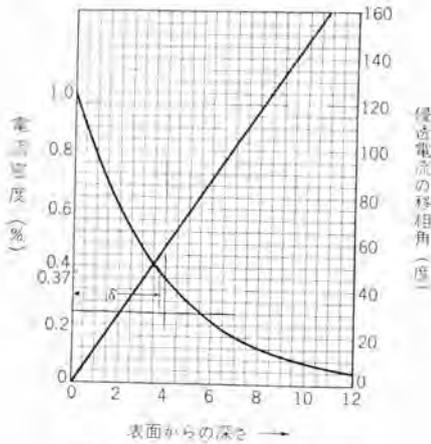


図 2.2 誘導電流密度の分布

電流密度  $I_x$  は

$$I_x = I_0 \exp\left(-2x \sqrt{\frac{\mu f \rho}{\rho}}\right) \dots (2.2)$$

ただし  $I_0$ : 金属の表面電流密度,  $\mu$ : 導磁率,  $\rho$ : 比抵抗,  $f$ : 周波数であらわされる。電流の表皮効果は、高周波誘導加熱の特色で、この性質を利用して鋼の表面焼入や溶接などに応用できるわけである。そこで、さらにこの電流を図 2.2 より考察してみる。式 (2.2) はまた次式に書きあらわされる。

$$I_x = I_0 \exp\left(-\frac{x}{\delta}\right) \dots (2.3)$$

$$\delta = 5.03 \sqrt{\frac{\rho}{\mu f}} \dots (2.4)$$

- $\rho$ : 丸棒の比抵抗  $\mu\Omega\text{-cm}$
- $\mu$ : 丸棒の実効導磁率
- $f$ : 加熱周波数 c/s
- $\delta$ : 電流深度 (depth of penetration) cm

$\delta$  は半無限金属棒において、その電流値が表面電流密度の  $1/e$  に減少する点、すなわち表面最大電流密度の 37% になる点までの深さを示し、この深さを電流浸透深さという。式 (2.4) より明らかなように、加熱される深さは周波数が高くなるほど浅くなり、要するに与えられた材料に対して加熱深度は周波数の平方根に逆比例する。

したがってとくに表面焼入と全体加熱のときなどは加熱周波数を適当に選ばないと加熱電力が大きく異なり必要な部分の加熱ができなくなる。また与えられた材料に対して加熱深度は比抵抗の平方根に比例する。

したがって比抵抗の小さな黄銅、銅などは鉄材に比して深度は浅くなる。

誘導加熱によって焼入材の表面を加熱するに要する電力は次式で与えられる。

$$dP = \frac{B_i^2 \sqrt{\rho \mu f}}{8 \pi} \dots (2.5) \text{ (8)}$$

$dP$ : 単位体積当り渦電流によって消費される電力  
 $B_i$ : 負荷の表面における磁束密度の正切分=コイルのアンペアターン=IN

この式 (2.5) および式 (2.4) より与えられた磁束密度、周波数と負荷の比抵抗に対しては単位

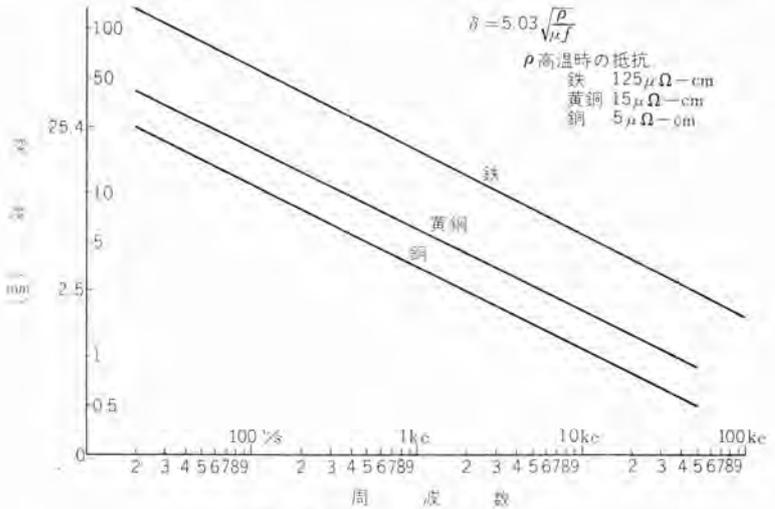


図 2.3 周波数と電流深度

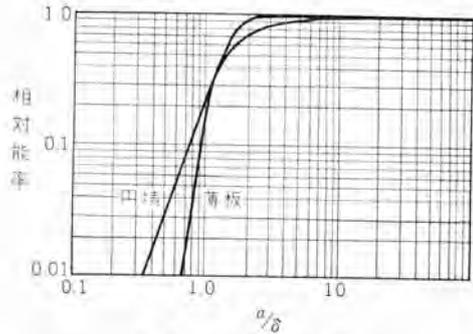


図 2.4 相対能率曲線

体積当たりの加熱電力は  $\sqrt{\mu}$  に比例する。したがって磁性材料(常温時)は非磁性材料よりも容易に加熱される。鉄鋼材は強磁性体であるから常温時の加熱が容易であるが磁気変体点以上となると  $\mu=1$  となって深度は平方根に逆比例して深くなる。

これらから加熱条件、磁界、材料と温度、周波数などによって  $\delta$  は異なり、単位体積当りの電力も異なることがわかる。この関係を各種材質の高温時について図 2.3 に示す。誘導加熱の応用には、表面焼入の加熱法と鍛造加熱や溶解炉のような被加熱物全体を均一に加熱する目的の場合とにより大きく分けられ、電流浸透深さより加熱周波数が必然的に異なることになる。

### 2.3 加熱周波数

前項の電流浸透深さより、被加熱物の形状寸法についてもっとも吸収電力が大きくなるような条件を加熱周波数より検討する。

まず金属合金類の熔融、焼鈍、高温成形加工のときの被加熱物全体を均一温度に加熱する場合について考えを進めることにする。

#### (1) 丸棒、板材の全体加熱の場合

半径  $a$  cm の棒状、または厚さ  $t=a$  cm の板状被加熱体をインダクタによって加熱する場合の相対能率  $F$  は、その浸透の深さを  $\delta$  とすると、 $a/\delta$  の関数として図 2.4 のようになる。したがって  $F$  が 1 となるためには  $a/\delta > 2.25$  以上に大きくとることが望ましく、 $\delta$  は式 (2.4) に示すように周波数の関数であるから臨界許容周波数は  $a/\delta = 2.25$  として求められる。

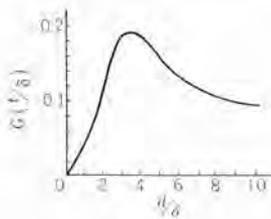


図 2.5

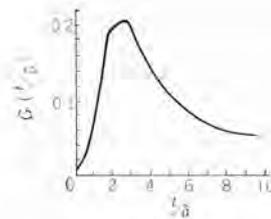


図 2.6

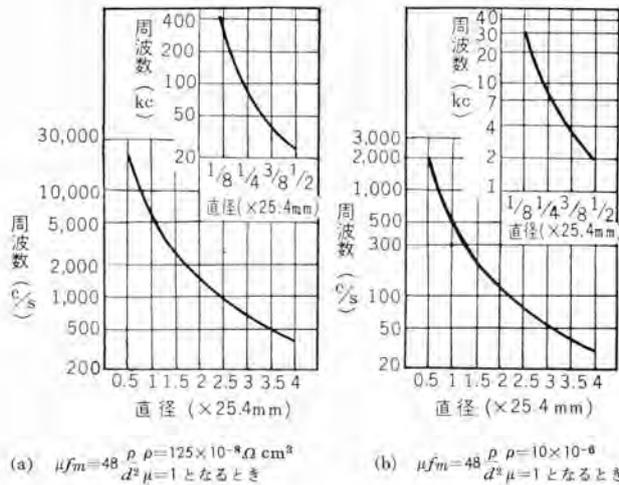


図 2.7 丸棒の直径と最小周波数との関係

$$f_0 = \frac{128.5 \rho}{\mu a^2} \text{ [c/s]} \dots\dots\dots (2.6)$$

一方周波数をあまり高くすると発熱が被加熱物の表面だけに起こり均一加熱が困難となるから、通常  $a/\delta = 2.5 \sim 6.0$  の範囲に選定している。

被熱物の単位体積当たりの渦流損による消費電力密度は、丸棒の場合は

$$P_v = \frac{1}{2} H_0^2 \mu f G\left(\frac{d}{\delta}\right) \times 10^{-7} \text{ [W/cm}^3\text{]} \dots\dots\dots (2.7)$$

$H_0$ : 最大磁化力 =  $H\sqrt{2}$  エルステッド  
 $d$ : 被加熱物の直径 cm =  $2a$

板形の場合は

$$P_v = \frac{1}{2} H_0^2 \mu f G\left(\frac{t}{\delta}\right) \times 10^{-7} \text{ [W/cm}^3\text{]} \dots\dots\dots (2.8)$$

$t$ : 板の厚さ

これら  $G(d/\delta)$ ,  $G(t/\delta)$  はそれぞれ  $d/\delta$ ,  $t/\delta$  に対して図 2.5, 2.6 に示す曲線となり、 $d/\delta \geq 3.5$ ;  $t/\delta \geq 2.5$  のときにおいて最大となる。図より消費電力密度  $P_v$  が大きな値をうる領域を見ると、丸棒の円筒形の場合は  $d/\delta \geq 3.5$ 、板形の場合は  $t/\delta \geq 2.5$  となるような  $\delta$  をもつ周波数のときである。しかしこれら曲線はゆるやかなスローであるので、さらに  $d/\delta \geq 14$  のときには  $G(d/\delta) = \delta/d$  となる。一方板形の場合は  $t/\delta > 10$  のときには  $G(t/\delta) = \delta/2t$  となり式 (2.7), (2.8) を実用的な値に書きかえ

$$P_v = \frac{1}{2} \frac{\delta}{d} H_0^2 \mu f \times 10^{-7} \text{ [W/cm}^3\text{]} \dots\dots\dots (2.9)$$

$$P_v = \frac{\delta}{4t} H_0^2 \mu f \times 10^{-7} \text{ [W/cm}^3\text{]} \dots\dots\dots (2.10)$$

$\mu$  は導磁率で黄銅、銅などの非磁性体金属に対しては  $\mu = 1$  である。Curie 点温度以下の、鉄のように強磁性体では、

$$\mu = \frac{1.8 B_M}{H_0} \text{ であるので、} B_M = 16 \text{ gauss の最大磁界密度では}$$

$$\mu = \frac{28,800}{H_0} \dots\dots\dots (2.11)$$

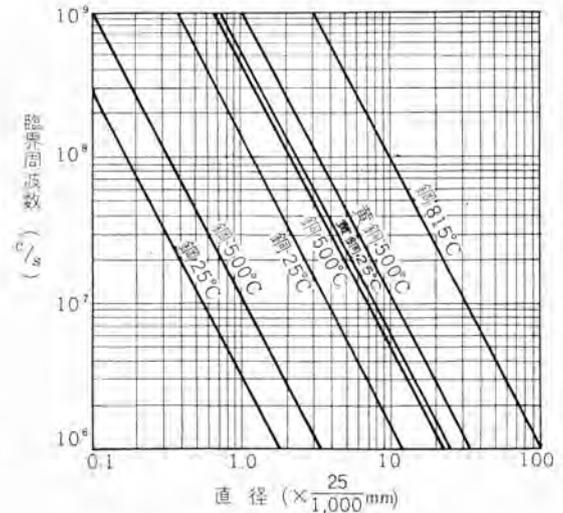


図 2.8 線の太さと最低周波数の関係

これを式 (2.9), (2.10) に代入する。

磁性体の棒状のとき

$$P_v = 0.426 H_0^{3/2} \frac{\sqrt{f \rho \mu}}{d} \times 10^{-4} \text{ [W/cm}^3\text{]} \dots\dots\dots (2.12)$$

磁性体の板形の場合

$$P_v = 0.214 H_0^{3/2} \frac{\sqrt{f \rho \mu}}{t} \times 10^{-4} \text{ [W/cm}^3\text{]} \dots\dots\dots (2.13)$$

このような関係より適当な周波数を直径  $d$  cm, 厚さ  $t$  cm より求めるのであるが、吸収電力密度を大きくするためには  $d/\delta \geq 3.5$ ,  $t/\delta \geq 2.5$  より  $d/\delta = 3.5$ ,  $t/\delta = 2.5$  となるような周波数が最低周波数となる。

棒状の場合

$$f_m = \frac{310 \rho}{\mu d^2} \text{ [c/s]} \dots\dots\dots (2.14)$$

磁性体のときは

$$f_m = 3.22 \frac{\sqrt{P_v \rho}}{d} \text{ [c/s]} \dots\dots\dots (2.15)$$

板形の場合

$$f_m = \frac{134 \rho}{\mu t^2} \text{ [c/s]} \dots\dots\dots (2.16)$$

磁性体のときは

$$f_m = 2.47 \frac{\sqrt{P_v \rho}}{t} \text{ [c/s]} \dots\dots\dots (2.17)$$

ただし  $\rho$  は比抵抗  $\mu \cdot \Omega \cdot \text{cm}$ ,  $d$  は円筒の直径 cm,  $t$  は板の厚さ cm,  $P_v$  は吸収電力密度  $\text{W/cm}^3$  単位

である。

これら式より加熱過程の進行とともに、金属体の  $\mu$  の減少とくに強磁性体の場合 Curie 点をこえて  $\mu$  の低下により、また  $\rho$  の増大によって、電流の浸透深さ  $\delta$  が増加しても  $d/\delta < 3.5$ ,  $t/\delta < 2.5$  にならないように、加熱周波数を選ぶ必要がある。図 2.7, 2.8 に丸棒の最低周波数を示す。

### (2) 中空円筒の全体加熱の場合

図 2.9 のような非磁性中空円筒について考えると、内側の表面における電流密度が無視できるような値にするために、電流浸透の深さ  $\delta$  は、その肉厚の 70.7% より大きくならないような値を選ぶ必要がある。

$$\delta = \frac{t}{\sqrt{2}} = 5.03 \sqrt{\frac{\rho}{\mu f}} \text{ [cm]} \quad \dots\dots\dots (2.18)$$

このような条件は、内側の表面電流密度は、外側の表面電流密度の約 25% に下がることとなる。

非磁性中空円筒の場合の最低周波数は

$$f_m = 50.8 \frac{\rho}{t^2} \text{ [c/s]} \quad \dots\dots\dots (2.19)$$

磁性中空円筒の場合の最低周波数は

$$f_m = 8.35 \sqrt{\frac{P_0 d \rho}{t^3}} \text{ [c/s]} \quad \dots\dots\dots (2.20)$$

ただし  $d$  は外側直径、 $t$  は肉厚でそれぞれ cm 単位とする。  $\rho$  は加熱途中の温度に対する比抵抗  $\mu\text{-}\Omega\text{-cm}$  の平均値

### (3) 表面焼入の場合

誘導加熱装置のうちでもっともよく用いられている表面焼入については、前節にて述べた全体加熱の場合の最低周波数よりも高い周波数を用いる。それらは電流浸透の深さ  $\delta$  と被加熱物の外径などより求めたものであって、表面焼入の場合については、焼入硬化層が何 mm であるかを要求されるものであるから、その硬化層  $\Delta$  mm がもっともよく電力を吸収する条件を求めればよいことになる。一般的に  $\Delta/\rho \geq 0.5$  となるような焼入周波数  $f_c$  で、 $f_m$  より高い周波数が電力能率上よい。また最低許容周波数  $f_e$  は次式にて求められる。

表面が平滑な軸状のときは

$$f_c = \frac{5 \times 10^4}{\Delta^2} \text{ [c/s]} \quad \dots\dots\dots (2.21)^{(8)}$$

表面が凹凸のある歯車形のときは

$$f_c = \frac{5 \times 10^5}{\Delta^2} \text{ [c/s]} \quad \dots\dots\dots (2.22)$$

焼入硬化層  $\Delta$  mm をえるために、上記  $f_c$  よりも比較的低い周波数を用いて、大きな電力密度で短時間に加熱しても、あるいは比較的高い周波数を用いて小電力密度で長い時間（通常 5 秒～数十秒）加熱しても、ある程度焼入目的は達せられる。

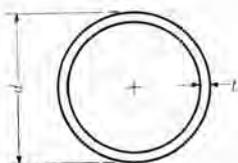
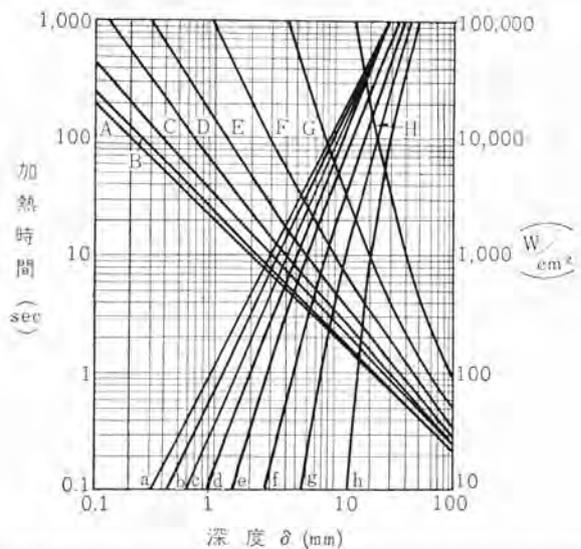


図 2.9 中空円筒

これらの関係は Losinsky によって図 2.10 のように示される焼入硬化層は、加熱周波数、加熱電力密度、加熱時間の三つの関係より定められる。しかし次の点はとくに注意する必要がある。  $f_c$  に対して比較的高い周波数を用いる場合は、加熱時間が長くなることになるので、焼入熱処理時間が大となるばかりでなく、焼入物のヒズミやスケールの発生の基因となり、表面が焼入温度よりはるかに過熱しすぎて、粒子の粗大化ともなる焼割れの原因となったり、表面硬度の低下を起こす欠点があり、さらに高周波の発生能率上からも、好ましいことではない。とくにカムシャフトのカム表面を焼入するときなどは、高周波の先端効果 (Edge effect) と、加熱コイルとカム先端部の密結合などにもよって、先端部が過熱して焼割れの原因となりやすいため、あまり高い周波数は用いられない。焼入の場合の周波数の選び方としては、 $f_c$  に等しいか、わずかに高い値の標準周波数を表 2.1 より一般的に与えられる。表 2.1 の 400 kc で  $\Delta$  が 0.7~2.5 mm としたのはその  $\delta/2$  に対して、深過ぎるが、上記小



電力曲線	A	B	C	D	E	F	G	H
加熱時間曲線	a	b	c	d	e	f	g	h
周波数 c/s	$\infty$	$10^6$	$10^5$	$5 \times 10^4$	$10^4$	$5 \times 10^3$	$10^3$	$10^2$

図 2.10 周波数に対する焼入深度、加熱時間および電力の関係  
電力密度で比較の長い加熱時間をかけて、従来の Tube 式出力 100 kW 以下のもので用いられて来た経験値である。また 10 kc の低い周波数を用いても最小 2.0 mm の硬化層を得ることは、大きな電力密度で短時間（約 1 秒以下）加熱することにより可能ではある。

誘導加熱装置の標準周波数としては、表 2.1 に示すものを当社の標準としているが、各種加熱用途と形状大きさより使用周波数は  $f_m$  かあるいはそれ以上の高い標準周波数を選ぶとよい。一般的にこれらを表 2.2 に示す。特種な例として、鍛造用に 100  $\phi$  の直径の丸棒を全体加熱する場合については、 $f_m$  より求められるように、常温から変体温度までの  $\rho$  が低い範囲は 60 c/s の商用周波数を用いて加熱し、800~1,300°C の  $\rho$  が大きい範囲では 960 c/s 電源を用い、2 周波加熱法で電力収容能率をよくする方法もある。

表 2.1

周波数	電流深度	焼入硬化深度
c/s	$\delta$ (mm)	$d$ (mm)
960	18.5	
3,000	10.6	3.5~7.0
10,000	5.6	2.5~5.0
400,000	0.9	0.7~2.5
6,000,000	0.19	0.2~2.0

表 2.2 用途別最適周波数表

用途	仕様	電源方式 電力 (kW)	商用周波 周波数範囲 周波数 仕様	高周波発電機				真空管 100~540 (kc)
				20~1,200 (c/s)	3,000 (c/s)	10,000 (c/s)	5~200	
溶 解	15 kg 以下	—	—	B	B	B	B	
	15~150 kg	—	B	A	B	—	—	
	150 kg~4t	—	A	B	—	—	—	
鍛 造 (鉄, 鋼)	6~12 mm 直径	—	—	—	C	A	A	
	12~25 " "	—	—	C	A	B	B	
	25~50 " "	—	C	A	A	C	C	
	直径 50 mm 以上	—	A	B	C	—	—	
全体加熱 (鉄, 鋼)	薄肉管	—	—	—	B	A	A	
	1.5~6 mm 直径	—	—	—	—	A	A	
	6~13 " "	—	—	—	B	A	B	
	13~25 " "	—	—	B	A	A	—	
	25~50 " "	—	B	A	A	—	—	
表面焼入 (鉄, 鋼)	硬化層 0.6~1.3 mm	凹凸なし 直径 5 mm 以上	—	—	—	—	A	
	1.2~2.5	凹凸 1.5 mm まで*	—	—	—	—	B	
		直径 10 mm 以上	—	—	—	—	—	
	2.5~3.8	凹凸なし 直径 13 mm 以上	—	—	—	C-B	A	
		凹凸 3 mm まで*	直径 13 mm 以上	—	—	—	C	B
3.8~7.6	凹凸なし 直径 13 mm 以上	—	—	C-B	A	—		
	凹凸 5 mm まで*	直径 19 mm 以上	—	—	C	B	—	
	凹凸なし 直径 25 mm 以上	凹凸 10 mm まで*	—	C	C	B	—	
ギヤ歯の焼入 (鉄, 鋼) 連続焼入 ギヤ歯の子熱 には各寸法と も 10,000c/s	モジュール 2.5~25	—	—	—	A	—		
	5~25	—	—	A	A	—		
	0.4~2.5	—	—	—	—	A		
厚 1.5 mm 以下 の薄板の断面 のロウ付	アルミニウム	—	—	—	—	—		
	黄銅	—	—	—	—	B		
	鋼	—	—	—	—	C		
	鋼	—	—	軟ロウ付 だけ A	A	A		
薄板断面を厚 板に ロウ付	アルミニウム	—	—	—	—	—		
	黄銅	—	—	—	B	B		
	鋼	—	—	—	C	C		
	鋼	—	—	軟ロウ付 だけ A	A	A		
厚板断面の ロウ付	アルミニウム	—	—	—	—	—		
	黄銅	—	—	B	B	—		
	鋼	—	—	C	C	—		
	鋼	—	軟ロウ付 だけ A	A	A	—		
カーバイドの焼結	—	—	A	A	A	C		
	—	—	A	A	A	C		
グラファイトの加熱	—	—	—	—	—	A		
真空管のガス抜き	—	—	—	—	—	A		
磁性金属薄板の加熱	—	—	—	—	B	A		
ヒズミ取り焼鈍	A	B	B	B	B	B		
焼き固めおよび乾燥	A	B	B	B	B	B		

A: きわめて適当である  
B: 適当である  
C: 可能である  
\*寸法限度はノッチ, グループ, スロットに適用される。穴については表に示される寸法の 1/2 までとすること。

2.4 加熱電源容量

加熱電力密度と高周波電源容量の算定法については、一般に加熱時間と処理個数に要した必要な熱エネルギー量を求め、電源設備容量を決定するが、これは設備費に関連して前章の周波数とともに慎重に検討しなければならない。高周波表面焼入の場合には必要電力量は熱量的にその処理時間より単に算出しても、電力密度と加熱時間によって希望の硬化層がえられないことが生じる。すなわち大きな巾の一発焼入の際、硬化層を薄く要求するときは大きな電力密度で短時間に加熱しないと表面焼入ができなくなり、比較的生産量での時間的な余裕があるにもかかわらず、大きな電源設備を必要とするばあいがある。一方鍛造用加熱のときは、比較的電力密度を小さくして、表面よりの熱伝導などによって、表面と軸中心部の温度差を少なくするように、長い時間をかける。すなわち一つの電源から被加熱物を 3~6 個同時に加熱し、電力密度を小にするかわりに加熱時間を長くしている。このように各種応用に対して電力量の求め方は、焼入と全体加熱法について異なる。まず加熱するための熱量計算法から考えることとする。

(1) 熱容量の算定

被加熱物の加熱熱量は、そのものを温度上昇させるための電力  $P_1$  と、それが熱対流損、熱軸射する電力損  $P_2$  と、熱伝導損  $P_3$  などの合計値  $P$  が必要である。これらは加熱コイルから被加熱物が電力を吸収して発生する。

温度上昇の電力量  $P_1$  は

$$P_1 = 0.07 MC\Delta T \dots\dots\dots (2.23)$$

$M$  はその加熱部の重量  $g$ ,  $\Delta T$  は室温より所要加熱温度までの温度差である。

$C$  は比熱で、温度上昇とともに変化する。鉄のばあいは変化がいちじるしいので、温度上昇範囲の平均値を図 2.11 より求めて比熱とする。一般に焼入のときは 0.14 にとる。各種材質に対する全体加熱の温度上昇に要する熱電力量を図 2.12, 2.13 に示す。

つぎに熱対流と熱輻射電力損と、熱伝導損は加熱されている面積に応じて図 2.14~図 2.16 により求めることができる。熱伝導損は金属のように熱伝導の大きいものでは、他の加熱されていない方向に対して、比較的 ( $P_2$  に対して) 大きな値となる。とくに被加熱物が軸状の円筒形中間部だけを加熱する場合には、

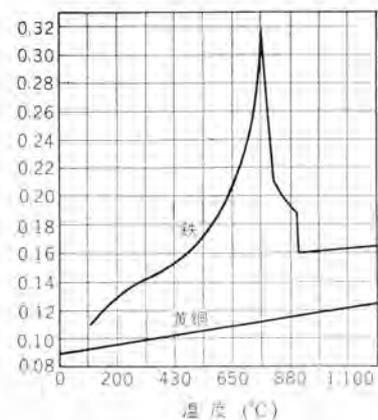


図 2.11 比熱曲線

# 技術解説

軸方向に熱が伝導するため若干多く熱量が必要となる。

これら  $P$  の電力量は被加熱物の表面に誘起される電流  $I_w$  とその電流の流れる経路の抵抗値とのジュール熱によって生じる。

$$P = I_w^2 R_w = (k I_c T_c)^2 R_w = K I_c^2 T_c^2 \frac{\rho L}{\delta l_c}$$

$$P = \frac{K I_c^2}{5.03} T_c^2 \frac{L}{l_c} \sqrt{\mu \rho f} \text{ [W]} \dots\dots\dots (2.24)$$

$I_c, T_c$  は加熱コイルの電流値と巻数  
 $L, l_c$  は被加熱物に誘導電流が流れる経路長とその幅  
 $K$  は加熱コイル結合定数

このように  $P$  の電力量が被加熱物に発生して加熱するのであるが、このための高周波電源出力は、加熱コイルから被加熱物に電力を誘導結合させているためにその伝送能率を加算した値と、さらに加熱コイル自体の電力損や、加熱コイル電流を大きくするための変流装置などの電力損を加えた値を電源出力とする必要がある。

すなわち高周波電源出力の約50~65%が  $P$  の電力となって吸収される。鋼管を10 kc 電源にて加熱するときの商用電源からの各部電力損失の比率は図2.17に示すように、加熱コイル損失と高周波出力の伝送回路損失は全電源の約25%で、 $P$  の電

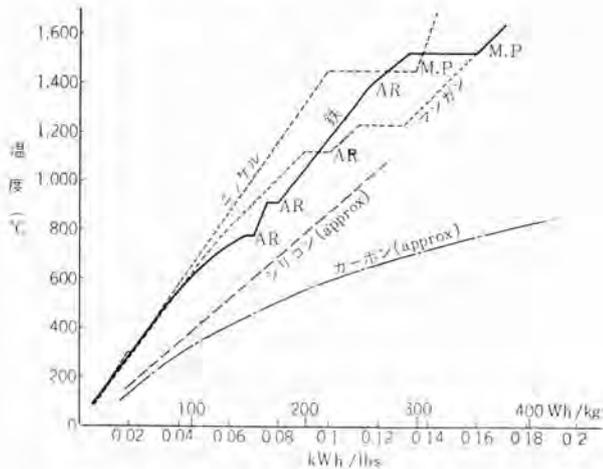


図 2.12 各種金属の熱容量計算図表 (鉄金属)

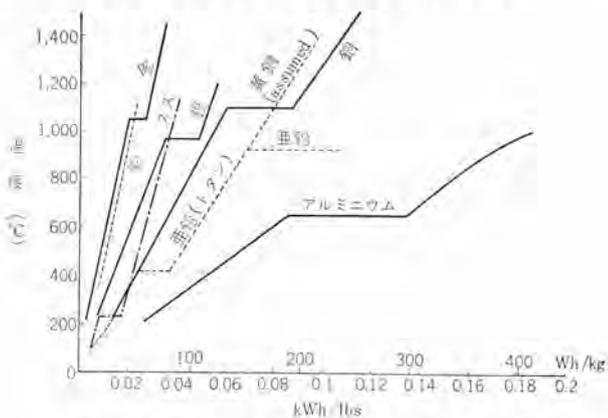


図 2.13 各種金属の熱容量計算図表 (非鉄金属)

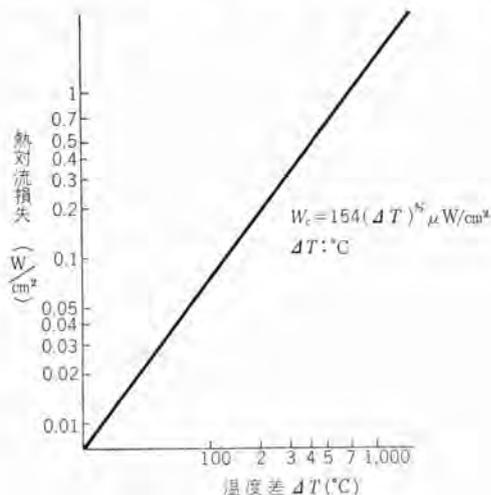
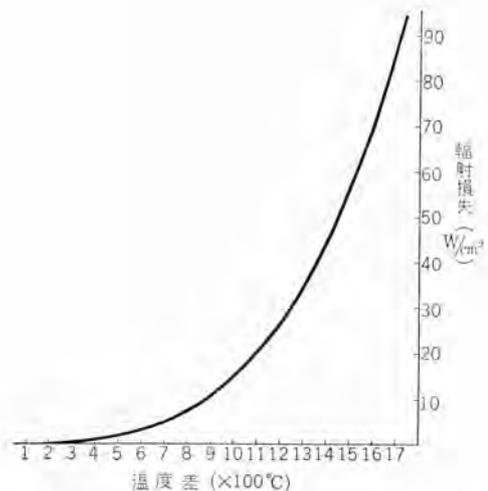


図 2.14 熱対流損失



$WR = 5.74 e (T_2^4 - T_1^4) \times 10^{-12}$   
 $W/cm^2, T_2, T_1: ^\circ K$   
 ただし本曲線については  $T_1 = 300^\circ K$   
 $(27^\circ C)$  とし  $T_2$  を  $^\circ C$  に書き直してある  
 $e = 1$  である  
 この曲線より求めた値に  $e$  の値を乗  
 ずれば求める損失を得る

	みがいた面	酸化面
銅	0.13~0.4	0.80~0.95
鋳	0.02	0.57
黄銅	0.03	0.60
ニッケル	0.05	0.40
アルミニウム	0.04	0.11~0.19
銀	0.035	—

図 2.15 輻射損失

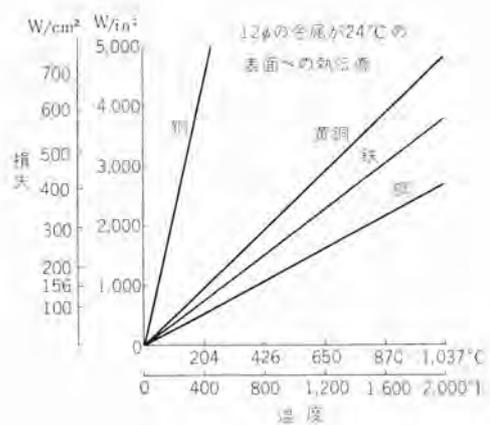
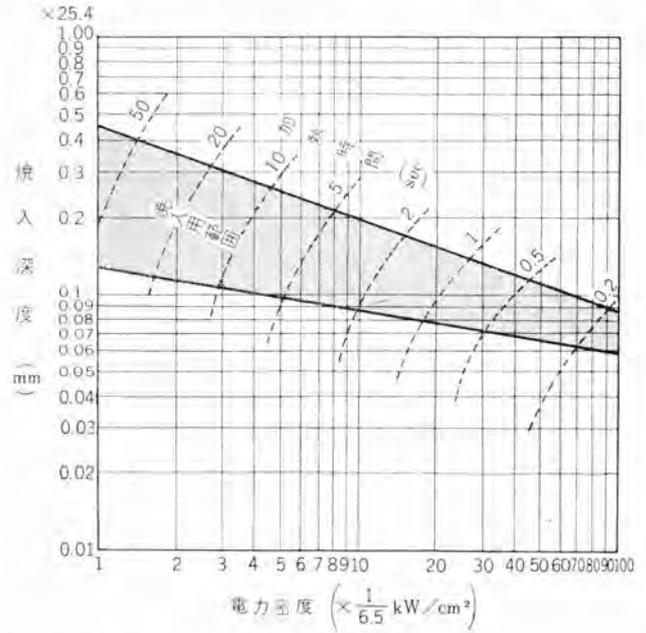


図 2.16 熱伝導損失曲線

力は約45%である。

(2) 表面焼入電力量と加熱時間

表面焼入の電力量を求めるときは、前項のように  $P$  を焼入される硬化深度の体積量について計算することができる。しかしその値は熱伝導の量が非常に大きくなるので、正確な値を求めることは一般には困難である。この場合には、カリ計算法による  $P$  より求めずに、加熱コイルに結合している焼入表面積に対する、電力密度を硬化深度と加熱時間との関数として算出する。図2.18はその一例で、コイル幅とコイル-被加熱物間のギャップの関係、コイル下の加熱表面積とその体積との関係より、すなわちコイルと被加熱物との結合度によって、焼入用範囲がそれぞれ異なるものであるが、つぎのように求めることができる。焼入深度2.5 mmを9,600 c/sの電源を用いて1.0秒間で焼入をする電力値は、コイル下の面積に対して3.1 kW/cm<sup>2</sup>の電力密度が必要であることを示す。コイル下の表面積  $S$  cm<sup>2</sup> とすると、加熱コイルに供給する電力値は  $3.1 \text{ kW/cm}^2 \times S \text{ cm}^2 = P_{\text{coil}}$  となる。 $P_{\text{coil}}$  の電力は一般に一発焼入 (one shot hardening) のときは高周波出力  $P_{\text{out}}$  の約50%で、連続移動焼入 (progressive hardening) のときは加熱直前の部分よりの熱伝導があるため



加熱周波数 9,600 c/s  
被加熱物 SAE 1045  
加熱コイルと被加熱物との関係において

図 2.18 加熱電力と焼入深度、加熱時間の関係の例

上を加熱コイルに供給して、できるだけ短時間に加熱する。このように表面焼入は他の加熱法よりも大きな高周波電源出力を必要とする。

焼入電力の概算値を求める一つの方法として図2.19は焼入表面積と硬化層  $\delta$  mm と実際の加熱電力との関係を示す。また図2.10にも一発焼入のときの概算加熱電力密度を求めることができる。直径12~127φのシャフトを、焼入硬化層3.0~3.8 mmに1回巻コイル(コイル幅9.5 mm, シャフトとコイル間ギャップ1.8 mm)で焼入する場合の電源出力と送り速度の関係を図2.20に示す。これは多くのデータよりプロットしたものでこの条件においてだけ十分適用できる。さらに表2.3に高周波焼入装置の定格表として、焼入物の直径と深度に対する高周波電源周波数と出力を一般的にまとめた。焼入硬化深度は金属材料自体の組性や、焼入前の組織(焼入焼戻し、焼ならしなど前処理)、加熱後の急冷速度がS曲線のマルテンサイト領域にあるか否か、そのための放冷時間や、焼入液(真水、ソルバクエッチオイル溶液などの温度と流量)などによって、若干異なる。これらは焼入性のよい金属材料の焼割れ防止に関連してとくに考慮する必要がある。炭素鋼の前処理は表2.5に示すように焼入焼戻しをすると、焼ならし材に比して同じ電力密度でも硬化層は少し浅くなる傾向にある。

つぎに同じ焼入硬化層をうるために3 kc, 10 kc 電源による電力効率について比較してみる。焼入物の直径は最低周波数によってきまり、電力効率より得失があって、表2.4(a)に示すように同一コイルで、同一物に異った周波数で供給すると、3 kc 電源のほうが10 kc より10~30%多くの電力量を必要とする。しかし焼入硬化深度を4.8 mm とするとき、電流浸透深さの関係から3 kc 電力は10 kc の約2倍近く必要となるが、加熱時間は約1.2となる。そこで表2.4(b)の  $P_t$  について考

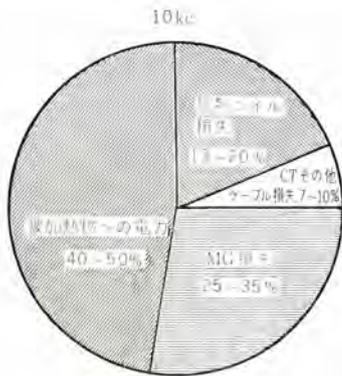


図 2.17 商用電源入力に対する損失

約60%となる。したがって  $P_{\text{out}}$  は  $P_{\text{coil}}$  より、 $P_{\text{coil}}$  はコイル電力密度より計算して、高周波電源容量がきめられる。これらの関係は各種コイルの結合度や加熱周波数について数万個の実験データよりそれぞれ求めたものである。図2.18の焼入範囲とある領域内で、焼入硬化深度と加熱時間を与えると、電力密度が決められるが、一定深度で短い加熱時間に処理するためには大きな電力密度が必要となることは当然である。また定まった加熱電力密度に対して加熱時間が長くなれば深度は深くなり、さらに長くすると表面が溶解する。反対に加熱時間が短いと深度は薄くなり、さらに短くすると焼入範囲以下となってAC点以下で焼入不足となることを図にて示されている。このようにして焼入硬化深度が与えられると、その生産処理量より加熱時間が決まり、必要な高周波出力容量を算出することができる。

一般に加熱時間は丸棒のときは約数十秒以下でない焼入深度が深くなり、焼割れ、ヒズミを生ずる。このため必然的に電力密度は0.5~10 kW/cm<sup>2</sup>の大きな電力密度が必要になる。大形棒(直径500φ以上)などのときには、歯の形状にもよるが長くとも100秒以下で加熱できる電力密度約0.2 kW/cm<sup>2</sup>以

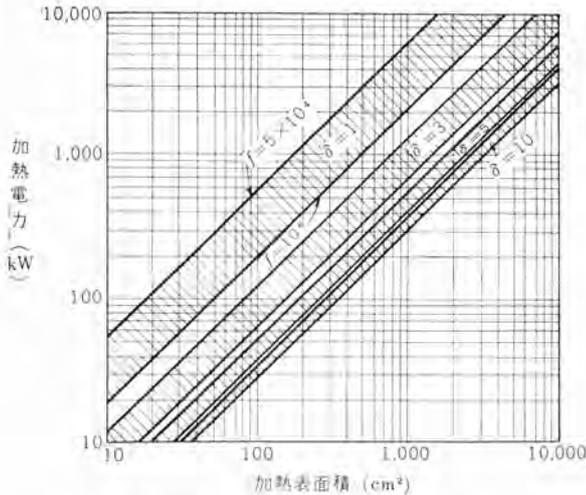


図 2.19 加熱面積対硬化層，加熱電力の関係

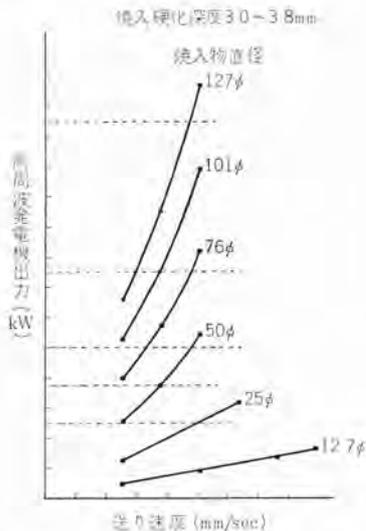


図 2.20 焼入曲線の一例 10 kc CT 付

えると 10 kc のほうが 10% 大きくなっているが大体同じ電力量を示す。ところが焼入深度 2.5 mm をうるときは 10 kc 電力量は 3 kc の 70% に少なくてすむ場合もある。5 mm 程度の焼入深度をうる電源設備については、10 kc のほうが出力は少なくてすむ。しかし回路部品の損失が大で、商用電源よりの高周波出力発生能率が低いなどから 10 kc 電源は 3 kc 電源に比較して、商用電源側から見ると、大きな電力量が、(高周波電力量同じ場合において) 必要となり 3 kc 高周波電源のほうがすぐれている。しかし 4.5 mm 程度以下の焼入深度をうる場合には 10 kc 電源のほうがよい。国内の現在では 3 kc 電源による焼入法はまだあまり用いられていないが、自動車用アックスシャフトは、焼入深度が比較的深くなる傾向にある現状で、将来 3 kc による焼入も多くなる見込みである。ただ従来表面焼入には深度 4 mm 以下のものがほとんどであり、10 kc 電源による高周波焼入は将来も多く利用されることが予想される。

(3) 丸棒の鍛造用加熱電力と時間

鍛鉄丸棒を約 1,200°C に加熱して鍛造するときの、鍛造加熱は

表 2.3 高周波焼入装置定格表

方式	高周波電源		最大加熱可能直径 (mmφ)	最小焼入直径 (mmφ)	最小焼入深度 (mm)	最適焼入深度 (mm)
	周波数 (c/s)	出力 (kVA)				
電動発電機式 (MG 式)	※ <sub>2</sub>	50	250 ※ <sub>3</sub>	30	3.0	30φ ※ <sub>1</sub>
		100	500	φ	φ	30φ
		150	750	φ	φ	45φ
		200	1,000	φ	φ	60φ
		300	1,500	φ	φ	90φ
	3,000/2,500	500	φ	φ	150φ	
	10,000/8,330	30	150	20	2.0	20φ
		50	250	φ	φ	25φ
		100	500	φ	φ	30φ
		150	750	φ	φ	45φ
250		1,250	φ	φ	75φ	
真空管式 (EH 形)	100 kc	100 (kW)	500	5	1.2	30φ
		15	50	2.5	0.8	2.5φ
	400 kc	10	50	φ	φ	3.8φ
		15	75	φ	φ	φ
		20	100	φ	φ	5.0φ
		30	150	φ	φ	7.5φ
	50	250	φ	φ	12.0φ	
	6.3 Mc	10	50	0.6	0.6	2.5φ
		15	75	φ	φ	3.8φ

※<sub>1</sub>: 左項最小深度を得るための最大被焼入物直径

※<sub>2</sub>: / の左上は 60 c/s 電源用, 右下は 50 c/s 用

※<sub>3</sub>:  $\frac{\text{被焼入物吸収電力}}{\text{被焼入物加熱コイル下表面積}} \geq 0.2 [\text{kW/cm}^2]$

上表は単純な円柱形被加熱物についての計算で焼入深度は Hv 450 以上の深さ

表 2.4 (a) 3 kc 9.6 kc の比較

周波数 (c/s)	3,000	9,600	3,000	9,600
ワークの寸法 (in)	外径 2.25 内径 2.12	左同	左同	左同
発電機出力 (kW)	45	28.7	57	45.5
送り速度 (in/sec)	0.55	0.55	0.32	0.32
ワークの吸収電力 (kW)	18.9	19.7	30.3	29.8
能率 (%)	42.1	68.7	53.2	65.5
		+ 26.6%		+ 12.3%

表 2.4 (b) 3 kc と 10 kc との比較

	10,000 c/s	3,000 c/s
シャフト径	45φ~51φ	39φ~45φ
深度 (mm)	4.8	4.8
電力 (kW)	79	135
送り速度 (mm/sec)	4.5	11.4
コイル幅 (mm)	25	28.6
コイル内径 (mmφ)	61.5 (gap=5.5mm)	50.8 gap=5.5
発電機出力 (kW)	150	200
コイル下の面積 (□'')	5.55	4.8
単位面積当たり P (kW/□'')	14.2	28.2
コイル下の時間 t (sec)	5.5	2.5
Pt (kW/□'') sec)	78	70

表面焼入に次いで、諸外国にても多く用いられている。これは材の表面と中心部との温度差をできるだけ少なくするような加熱法が必要である。このため表面焼入の場合とまったく異なり、比較的小きな電力密度で加熱し表面からの熱伝導により、比較的長い時間で軸中心部温度を上昇させる。したがって表 2.6 に示すように加熱時間が短いほど、内外面の温度差が大きくなる。一般には軸心と表面との温度差を 75~150°C となるような電力密度と加熱時間を選ぶ。加熱コイル形状は、コイルと被加熱物とのギャップを 10 mm 以上に疎結合させて、表面温度が極度

表 2.5 焼入特性表 炭素鋼 SAE 1045

最大コイル電力密度 (kW/cm <sup>2</sup> )	前処理法	組織変化の最低深度 (mm)			焼入硬化深度 >RC 50 (mm)			加熱時間 (sec)		
		3 kc	9.6 kc	500 kc	3 kc	9.6 kc	500 kc	3 kc	9.6 kc	500 kc
0.77	焼なまし	4.5	3.9	3.2	3.6	3.2	2.4	6.4	7.6	10.5
	焼ならし	3.7	3.5	2.8	2.8	2.4	2.2	6.3	7.5	10.5
	焼入焼戻	3.0	2.6	1.2	2.4	1.8	1.1	7.0	7.3	7.8
1.55	焼なまし	4.0	3.2	1.6	2.9	2.6	1.5	3.3	2.6	3.5
	焼ならし	3.1	2.8	1.6	2.4	2.3	1.5	3.2	2.6	4.0
	焼入焼戻	2.4	1.9	0.7	2.0	1.7	0.6	3.2	2.4	2.5
2.3	焼なまし	3.8	2.8		2.8	2.4		2.5	1.4	
	焼ならし	2.9	2.2		2.3	2.0		2.5	1.3	
	焼入焼戻	2.2	1.7		1.8	1.6		1.9	1.2	

表 2.6 鍛造用加熱電力

温度差 (°F)	直径 (in)	加熱時間 (sec)			電力 (kW·sec/in)		
		1,000 c/s	3,000 c/s	10,000 c/s	1,000 c/s	3,000 c/s	10,000 c/s
150 (75°C)	0.5	—	—	11.0	—	—	50.2
	1.0	—	23.4	31.2	—	—	154
	1.5	—	53.0	67.3	—	—	296
	2.0	53	95.2	127.0	551	505	526
300 (150°C)	0.5	—	—	10.0	—	—	50.0
	1.0	—	18.6	20.4	—	—	160
	1.5	—	36.7	44.8	—	—	297
	2.0	35.8	63	85.2	540	491	503

平均最終温度 2,100°F / 1,150°C      コイル内径 (試料直径 + 1/8 in)

に高くないようにする。図 2.21 は 25~100 φ mm の鉄棒を 3,000 c/s 電源で、表面温度 1,150°C に、軸中心と表面との温度差約 85°C とするための 25 mm 長さ当たりの有効電力、無効電力と加熱時間を示す。加熱物全体を常温から 1,150°C に加熱するときは、材の温度上昇とともに比抵抗や、導磁率が変化するため、たとえ常温時の無効電力が 0 であっても Curie 点をこすと無効電力は大きく変化し、有効電力を 1,000°C 以上の材に十分供給することは、高周波電源出力が固定整合回路であると困難である。このため電源装置には負荷の力率が変化するにしたがって、コンデンサを増減させる装置を付属する必要がある。あるいは、一つの電源に対して材を数個つねに負荷とし、それぞれの材の温度を等間隔温度となるように、負荷入を 1 個ずつ時間的にずらせて、電源側から見た全負荷の温度分布がつねに一定になるような方法がもっとも多く用いられている。これは一つの電源に対する 1 個の材当たりの電力密度が少なくなり、均一加熱の目的からしても好ましいことで、加熱物を数個並列にして、そう入取出し時間配分を自動的にこなしている。この電力量の計算法としては(1)項の かり法によって、1 時間当たりの処理電力を求め、その電力量の約 2 倍の高周波電源出力を設備する。とくに鍛造加熱は材全長を加熱せず、先端部分だけを部分加熱する場合がある。このようなときは、必要な部分だけの加熱が容易に熱効率よく、比較的短時間に均一な加熱が温度ムラなくできる。

(4) ロウ付の電力と時間

高周波誘導加熱によるロウ付は、溶接する必要部分だけを熱効率よく加熱で短時間に熟練を必要としないで、確実にできるので多く用いられている。この電力と時間は、ロウ付面積、ロウ

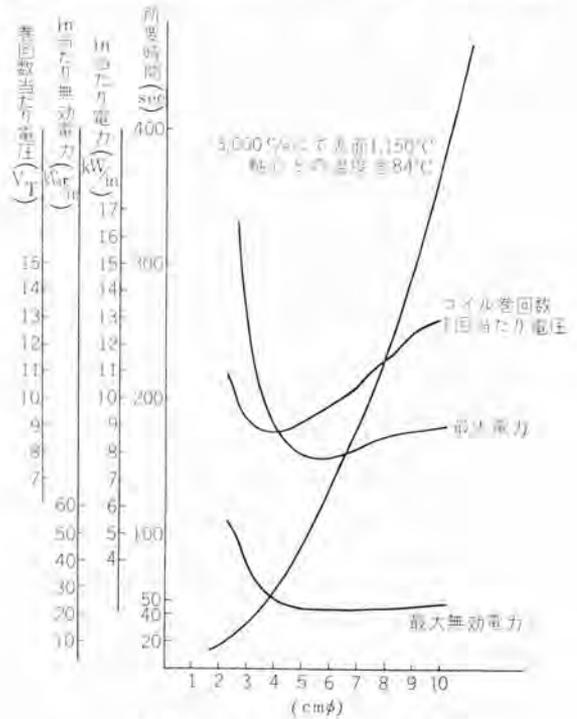


図 2.21 丸棒の鍛造用加熱曲線

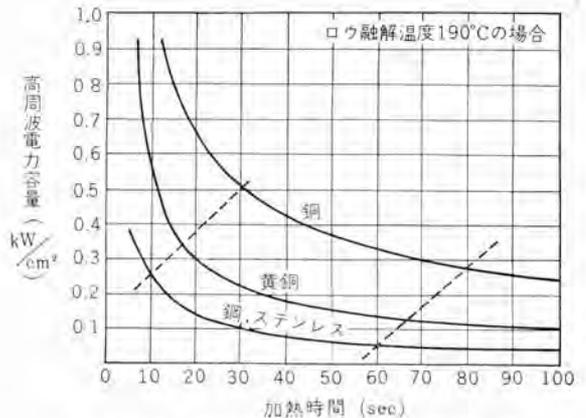


図 2.22 高周波ロウ付に必要な電力計算曲線

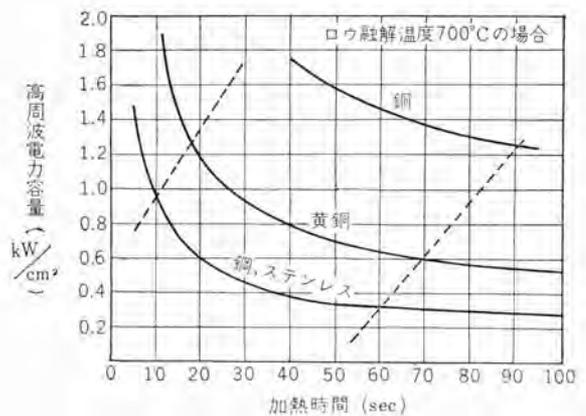


図 2.23 高周波ロウ付に必要な電力計算曲線

の溶融温度、ロウ付部分の材質などによって変化するが、図2.22に190°Cのロウ融解物の場合、図2.23に700°Cの場合について電力密度と加熱時間の一例を示した。これらは400kcのTube式高周波電源を用いた値を示したが、ロウ付部の材質が非磁性材であったり、形状が大きくなると、前節より加熱周波数は低くなり、3kc、10kcが必要である。発電機や電動機の巻線用平角銅板のロウ付には10kc MG電源を用いて、大形となると150~250kWの出力で実施している例がある。

表 2.7 鋼材溶解炉の性能

MGの大きさ (kW)	炉の大きさ (lb)	溶解所要時間 (min)	必要電力 (kW h/t)	処理量 (lb/h)
50	50	25	850	125
50	100	50	850	125
50	150	75	950	125
50	200	110	850	125
100	100	20	800	300
100	200	35	800	300
100	300	60	800	300
100	500	120	825	300
175	300	35	750	500
175	600	75	750	500
175	1,000	135	775	450
250	600	50	700	750
250	1,000	80	700	750
350	600	35	700	1,000
350	1,000	60	700	1,000
350	2,000	135	725	900
700	1,000	30	675	2,000
700	2,000	60	675	2,000
700	4,000	135	700	1,800
1,250	2,000	30	650	4,000
1,250	4,000	60	650	4,000
1,250	8,000	135	675	3,500

## (5) 溶解の電力と時間

高周波誘導炉、特種合金の高温溶解、真空溶解など従来より多く用いられて来た。この電力量は表2.7、2.8や前節の熱容量の算定より求めることができる。

その他の加熱法として、電縫管の溶接加熱がある。板厚0.35~5.0mmの帯鋼板は長手方向のパイプに曲げ、その両端面を連続に加熱圧着させることによりパイプを作る。これは従来の直流やガス溶接法に比し処理速度がきわめて早く、黄銅、アルミ管の製作にも10kc電源が用いられている。表2.9の電力で高速処理が可能となった。(以下次号)

表 2.8

1回の融解量 (kg)	周波数 (kc)	加熱装置の容量 (kW)
1	350~450	10~15
10	80~100	20~30
50	9~10	50~100

表 2.9 金属管溶接電力と処理速度表

材 質	管 外 径 (mmφ)	管 厚 (mm)	溶接電力 (kW)	溶接速度 (m/min)
錫 鉄	25	0.35	35	22.6
アルミニウム	25	1.27	50	30.0
"	25	1.24	17	60.0
不 銹 鋼	25	1.62	25	20.4
"	15	0.5	18	30
7:3 黄 銅	37	0.89	16	45
低炭素鋼 1,000 c/s	12	1.25	250	60
" 8,300 c/s	37	3.8	600	60
" 10,000 c/s	50	0.5	200	60
" "	50	1.65	250	45
" "	200	3.58	130	8

## 圧延工程用精密デジタル形 測定装置

S. Salowe and W. C. Carter: Digital Instruments for Accurate Strip-Process Measurements (Westinghouse Engineer, Vol. 21, No. 4, July, 1961, p. 117)

鉄鋼、紙、プラスチック および繊維の品質を改良するためには、圧延工程の各部分のストリップの相対速度を一定に保つように制御することが必要である。そのためには、まずストリップの速度を精密に測定しなければならない。そこで開発されたのが、このデジタル測定装置で、全トランジスタ式のモジュールブロック構造になっており、各圧延スタンド間の速度、速度差および速度比を圧延状態のもとで迅速かつ精密に計測できるものである。同時に開発されたストリップの長さ指示計もデジタル式になっている。品質の均一化のためには、圧延スタンド間の速度差を一定の関係に保つことがもっとも重要であるが、その値が小さくなればなるほどますます測定が困難になる。したがって各スタンドの圧延速度をますます精密に測定しなければならないので、今までのアナログ式測定器では標動の問題で信頼性が少なかったが、このデジタル式計測装置はそれを解決し、1または0.1fpmの単位で計測が可能となった。

基本的な速度および速度差指示計は、2,3個のデジタル速度計と読出し装置から成り立っていて、標準用みのAC電源だけで動作する。耐水形デジタル速度計は、軟鉄の回転子に多くの溝が切込んであって、回転により発生するパルスがマグネチックヘッドから取出して読出し装置に入れ、速度および速度差を決定する。すなわち、出力パルスの数は回転数に比例するので、適当な校正により、ストリップの速度を直読することができる。また、この装置はカウントアップおよびダウンが可能で、おのこの時間は正確な水晶発振器より得られる。

速度差の測定は、まず一定時間第1スタンドからのパルスをカウントアップ(加算パルス)し、つぎに第2スタンドのパルスを一定時間それからカウントダウン(引算パルス)することのできる、デジタル式の可逆転カウンタにより行なうことができる。この場合に、二つのスタンドのスピードの大小により+または-の符号が出る。圧延ロールの摩耗による直径の変化に対しては、測定時間を調節できるようになっているが、現在の設計では、18個所の速度および速度差の1fpmの増加分の測定に、10秒しか要しない。この場合各個所間の速度差や速度は、選択スイッチの切換えによって行なわれ、もしも2個所の選択スイッチを同じ測定個所にセットしておけば、振れ検出器としてその個所の速度制御の良さをみることになる。

この装置はまた、パーセント速度差(第1測定点の速度から第2測定点の速度を引き、それを前者で除したもの)指示計としても使うことができ、前者が大のときは+、後者が大のときは-

を、0.1%または0.01%の単位で指示できる。

ストリップの長さ指示計も、同じ速度計を用いておのこのパルスが単位長さを示すように、圧延ロールに歯車で接続され、カウントの開始および停止は、プログラム制御による。標準品は、速度および速度差計と同じような、トランジスタ式のモジュールを使用している。そして最高99,999ftまで計測でき、もっとも近い整数のftを指示するが、最高容量および指示単位は変更できる。

結論として、デジタル式速度指示計、速度差指示計および長さ指示計の信頼性は、アナログ式のものに比べて問題にならないほどよい。トランジスタモジュール要素の使用により可動部分がないので、保守が容易であり、測定結果が直読できる。保守人員は、速度および速度差指示計を用いて各部分の速度変動を点検できるので、最小の時間の損失で、最高の品質の製品を生産できることである。

(神戸製作所 岡本佳三訳)

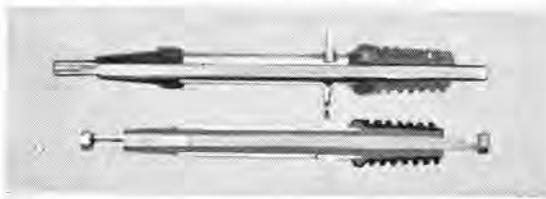
## 電力用変圧器の革命期

—銅損のない変圧器も可能—

M. E. Fagan: Revolutionary Era for Power Transformers (Westinghouse Engineer, Vol. 21, No. 4, July, 1961, p. 103)

ここ数十年來の技術の進歩により、変圧器の重量軽減、容量の増加、電圧の上昇はとどまるところを知らない。この傾向に拍車をかけているのが新材料の開発である。これらの新材料が将来どのような変革をもたらすかを考察してみよう。まず旧來の絶縁物の劣化するという欠点は、インサラダ方式により改善され、耐熱性の向上により寿命、信頼性が増し、容量も20%増加した。つぎにエポキシを含む一連の樹脂があげられよう。これらの樹脂でコイルをモールドすれば、理論的に理想的な絶縁構造が得られ、重量も25%の軽減が期待でき、残された問題は冷却だけとなる。冷却の問題も、すでに開発済、あるいは現在開発中のフッ化炭素を用いた蒸発冷却により解決できる。モールド形ではコロナに関連してポイドが問題になるが、これも現在きわめて有望な、銅と等しい熱膨張率をもつ樹脂の開発が成功すれば改善されよう。コイルのモールドが実用化されれば、タンクやブラシングも不要となる。これ以前の段階として、すでにエポキシブラシングが開発され、小形のものは実用化されている。現在25, 34.5, 69kVのものが急速に開発されつつある。大形のブラシングでは、耐候性の要求からエポキシ樹脂は充填材として用いられるが、試験結果はきわめて優秀で、油入コンデンサ形に比し小形、かつ1/2の重量で同等の性能が得られ、破損のおそれがないため、シヤ断器用としてもすぐれている。(写真参照)外部のカサはブチルゴムモールドに水酸化アルミが配合され、

エポキシ樹脂を用いたブッシングとその特性



	ラジオ雑音	乾燥1分間耐圧 (kV)	注水10秒間耐圧 (kV)	衝撃電圧試験 (kV)	
				全波	さい断波
ASA規格 (34.5 kV ブッシング)	21.9 kV において 250 mV	95	95	200	230
樹脂モールドブッシング	30 kV において 10 mV	95	99+	207	240

OH基の存在のため遊離炭素の痕跡を残さないでセッ絡特性がきわめてすぐれている。つぎに不燃性化の問題に関しては、モールド形がすぐれているが、大形機に対しては問題があり、この目的には第二次大戦後使用できるようになった液状のフッ化物が有利である、これは化学的に無毒、不活性で、ガス化した状態できわめて大きな絶縁耐力を有する。またこれを蒸発冷却に用いた場合、 $0.15 \text{ W/cm}^2$  の熱放散に対し、凝結には $3^\circ\text{C}$  蒸発には $1/3^\circ\text{C}$  の温度差で十分である。ただ起動時の液状の場合の絶縁が問題であるが、これも  $\text{SF}_6$  ガスを併用することにより解決できた。また小形化の問題については、1940年来、kVA 当たり重量は1/3に減少しているが、さらに小形化し、損失を少なくする要求に対する一つの解決策として、理論的には超伝導の利用が考えられる。これは超伝導を生ずるに必要な $4\sim 7^\circ\text{K}$  という超低温技術の進歩により可能となったもので、これが実現すれば、重量は75%軽減され、銅損はなくなる。現在超低温における絶縁の問題や、ニオブのような超伝導材料の研究が進められている。また冷却媒体に関し多くの問題が残されているが、変圧器の変革の一つのポイントとなるであろう。

(伊丹製作所 平井正好氏)

## 新しいヒステリシスモータ

C. G. Helmick and J. H. Chapman : The Modern Hysteresis Motor (Westinghouse Engineer, Vol. 21, No. 4, July, 1961, p. 127)

電動機や制御系の設計者は、他の形式の同期電動機がもっていない長所、すなわち回転力が均一なこと、起動電流が少ないこと、同期化の問題がまったくないことなどの点から、ヒステリシスモータを最近再認識している。

従来はヒステリシス損のためわずかしか回転力を発生することができず、したがって非常に小形のものに限られてはいたが、均一な回転力、無騒音運転ということから、時計・写真および時限装置などの駆動電動機として十数〜数十分の一馬力のものが

使用されていた。しかし起動電流の少ないこと、同期化の問題がまったくないという二つの利点から、最近ヒステリシスモータについての研究が盛んに行なわれ、そのいちじるしい発達が行なわれた。

起動電流の少ないこと、同期化の問題のないことはいずれも回転子の形状構造および使用する磁性材料に大いに関係があり、これらに対する研究によりいちじるしい改良が行なわれた。

他の形式の同期電動機のように、同期速度における運転と同期速度以下の速度における運転との間にまったく不連続なことはない。したがって加速が可能であらばいかなる大きさの慣性をもつ負荷についても同期引入の問題はなく、この点この電動機の利用が考えられる負荷たとえば Godet Roll, Windup Roll, Pull Roll, Spindle などの紡績機械・織機のように、電動機に比し非常に大きい慣性をもつ負荷に対して有利である。したがって他の同期電動機は通常同期化の条件によりその定格が定められるのに対し、この電動機は正常運転時の条件によりその定格を定めることができる。

加速に必要な回転力は誘導電動機と同じような作用により発生するものでなく、ヒステリシスおよび渦流の作用によるものであるから、起動電流は少なく通常全負荷電流の約150%、普通形の同期電動機の1/10にすぎず、またこの電動機が過負荷し、ついに脱調しても増加する負荷電流は少なく、したがって電源に対する影響はわずかである。

以上のような特性はとくに可変周波数電源より集団運転している化学繊維工業やその他の工業に対して好都合である。またこれらの改良進歩の結果、ヒステリシスモータは、従来のもよりその定格を増し、さらに効率もよくなって、現在では大きい分数馬力の出力の電動機が製作されている。

(神戸製作所 松村敏三氏)

## 捜索用レーダシステムの進歩

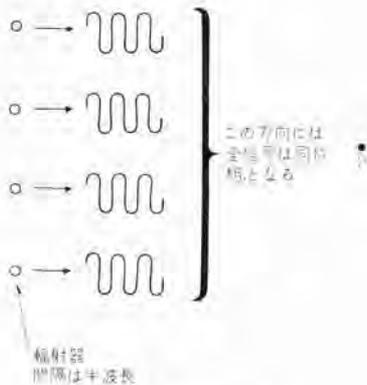
E. C. Watters and P. R. Dax : Improvements in Search Radar Systems (Westinghouse Engineer, Vol. 21, No. 3, May, 1961, p. 77)

今日のレーダ・システムは、第二次大戦当時の警戒用レーダ・システムとは大差がある。それは航空機が高速化し、ミサイルが発達してきたことに加え、これらがレーダ・ターゲットとしてもますます小さくなってきたこと、さらに、要求される情報がますます複雑となり、その処理も迅速を要するようになってきたことにより、これらの分野で長足の進歩が遂げられたからである。

レーダの到達距離は、平均輻射電力の四乗根に比例する。しかし、導波管の寸法から、輻射器へ伝送できるセッ頭電力には限度がある。パルス・ストレッチ・レーダ・システムは平均輻射電力を増大させる一方法で、これはパルスを非線形の位相特性を有する全域濾波器を通してその幅を拡張して増幅輻射し、反射波を受信すると、ふたたび同形の濾波器を通して復元するもので、

• P<sub>2</sub>

隣接した輻射器からの信号はこの方向では180度位相差がある



位相列送信の原理

分解能は 短パルス・システム と等価である。

つぎに考えられる フェーズ・アレー は多数の送信機を並列に動作させ、出力を空間で加え合わせるもので、十分遠方では図のように P 点では相加し、点 P<sub>2</sub> では相殺するので、電力の相加と指向性を与えることができる。そして個々の輻射器の相対的な信号位相を変化させて、この指向性を電子的に制御できる。前記の パルス・ストレッチ技術と併用すれば将来の レーダ の到達距離は空間自体の絶縁耐力の問題を除けば、理論的限界はない。第三次元としての高度の測定に用いられる ノディング・ビーム・ハイト・ファインダ と呼ばれるものは、主搜索レーダが指示するある方位上の高度の搜索に用いられるが、これはその情報取得に時間がかかる。

つぎにこのような データ速度 に関する問題がある。もし ビーム幅 1 度の ペンシル・ビーム・レーダ で水平線から仰角 20 度までの半球を 200 マイル・レンジ で搜索するとすれば、所要時間は 130 秒にも達する。今日の 長距離三次元レーダ では、高度測定のために、多数の ペンシル・ビーム を垂直面内に並べた、積層ビーム・レーダ によって、この データ速度問題 を克服している。

各ビーム ごとに 受信機チャンネル があって、それらの ビデオは結合される。したがって データ速度 は 2D レーダ の場合と同じであり、高度の搜索範囲はただ ペンシル・ビーム の数によって決まる。

またこれには、積層走査ビーム と、重複積層ビーム の 2 種がある。前者では仰角方向で 各ビーム は受持の限られた扇形内を走査するものであるが、その走査方法が問題となる。後者では隣接チャンネルの信号振幅を比較することによって測定するものであり、走査の必要はないが、ビーム の形状、重複の調整が必要となる。

つぎの時代のレーダは、疑いなく 大電力ビーム によって半球を電子的に走査する フェーズ・アレー が採用され、今日の手動に代わって、自動データ処理 が行なわれるであろう。

(無線機製作所 渡部 優・中司浩生訳)

## 半導体装置による電力制御

B. Mokrytzki ほか 4 名: Power Control with Semiconductor Devices (CONTROL ENGINEERING, Sept., 1961, pp. 163~172)

50 A 級 S.C.R.; 50 A ゲルマニウム および 30 A シリコン (NPN 形) トランジスタ の各特性の解説ならびに増幅器や開閉器として電力制御に使用するときの注意事項が比較説明してある。負荷が交流電力をとる場合の電力制御は S.C.R. の ターン・オフ特性 から水銀整流器の場合とまったく等しいが負荷が直流電力のときは電流零の時点がないため特別に ターン・オフ回路 を設けて制御性能をもつようにしている。S.C.R. の ターン・オン時間 は 50 A 級で 0.6 μs, ターン・オフ時間 は トランジスタ と同一値であり、S.C.R. と トランジスタ との 総合スイッチング時間 は S.C.R. のほうがはるかに短く、通電時の動的抵抗も低い。ターン・オン, オフ時間比の制御法には パルス変調 と位相転流法とがあり、この両者につきそれぞれ説明している。

特殊モータ制御用の 二重コンバータ (Dual Converter) の基本回路を図 1 に、その作動特性を図 2 に示した。図示のように 2 組の整流装置を並列関係に接続し、そのうちの 1 組が整流器として他の 1 組がインバータとして運転し、正転、逆転時の回生制動を相互に実施するものである。おわりに 半導体インバータが電力制御上重要な道具であり、S.C.R. は電圧、電流定格の点で将来性が大きいとわいている。

(伊丹製作所 加藤又彦訳)

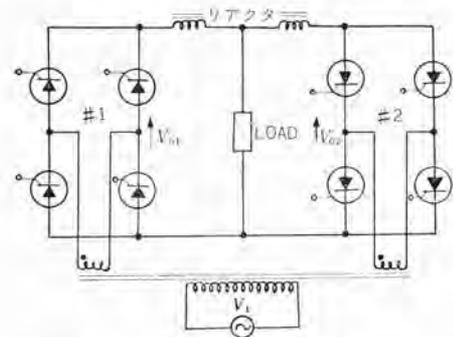


図 1 直流モータ制御用二重コンバータ回路

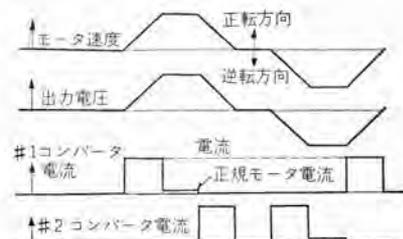


図 2 二重コンバータ電圧、電流および速度特性

## ■ 日本電子工業振興協会 関西電子計算 センタ開所当社 デジタル電子計算機 MELCOM-1101 計算業務を開始

かねて通産省の補助金を得て設立を計画されていた関西電子計算センタは、36年10月末当社 MELCOM-1101および松下通信工業株式会社の MADIC-II の搬入据付けを完了、11月1日付で開所され同29日、30日の両日にわたって披露式が行なわれた。

同計算センタは関西地区の一般の計算依頼を受け、国産電子計算機の信頼性などその アクティビティ を広く各層の利用者に PR するとともに、初級プログラムの養成講習会などをも行なって一般の計算機に対する理解を深め計算機の導入利用に寄与する目的で設立されたものである。

MELCOM-1101は「三菱電機」第34巻第12号にその詳細を紹介した科学用を主目的とする小形の トランジスタ式電子計算機で、遅延線形の特殊磁気ドラムを使用し、また入力、出力、演算の同時操作、付加装置 DDA, FLORA を付加して デジタル微分解析や一般演算の大幅な高速化を可能にするなど、その特異性を誇るもので、今回の 関西電子計算センタ の発足によって広く一般にその威力を示すとともに、わが国計算機分野の発展に貢献することとなった。

披露式の当日には20世紀の曜日計算、カレンダー作成、計算機と人間とのゲームなどデモンストレーション用プログラムを実演し好評を博した。

現在科学計算用の基本プログラムはもちろん、各種実用プログラムも着々準備増強されており今後の活躍が期待される。



MELCOM-1101 全景

## ■ 8分の1波長広帯域ブレードアンテナ完成 ——航空機の VHF 通信用——

写真はこのほど完成した VHF 通信用小形広帯域ブレードアンテナ (Blade antenna) である。このアンテナは、航空機の胴体に



8分の1波長広帯域ブレードアンテナ

周波数範囲	118~144 Mc
給電用ケーブル	50Ω 不平衡
入力電圧定在波比	2以下
放射特性	垂直偏波水平面内無指向性 水平偏波放射きわめて小
最大許容入力	平均 30 W セン頭 125 W
寸法	高さ 約 300 mm (米国 Collins 社製 37R-2 と) 取付けの互換性を有する
重量	1.3 kg
空気抵抗	1気圧 400 km/h において 約 0.4 kg

取付けて用いられるユニポールアンテナで、空気抵抗軽減のために“Blade”状外形の薄手構造とし、小形軽量堅牢で、かつ電的に広帯域特性をもたせてある。普通この種のアンテナが高さ約4分の1波長であるのに対し、これは高さが半分約8分の1波長で、世界最小に属するものであるのが特長であって、諸元および性能の要は表のとおりである。

このアンテナは、中形輸送機 YS-11 国産の機会に、昭和35年度通商産業省鉱工業技術試験研究補助金により、日本航空機製造株式会社のご協力のもとに、当社無線機製作所、世田谷製作所および研究所共同で行なった研究を基礎にして完成したもので、実機に装備されて実用される日も近くに迫っている。

## ■ コッククロフト・ワルトン加速器

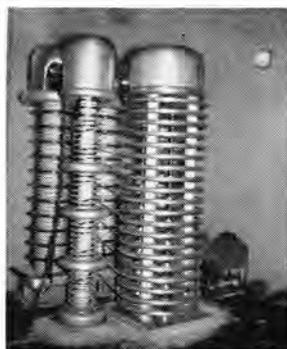
### 目的

過去数年来原子核の研究開発およびその応用がわが国の産業界に滲透するにつれ、広島大学工学部においてもその方面の教育ならびに研究体制を強化する必要にせまられた。しかして施設および設備の拡充に当たっては、放射線の利用および応用研究といった方面に比較的重点を置いて来た。したがってこの一兩年來この方面の設備は漸次整備されて来たが、人工による放射線の発生装置を備えることがより有利と考えられるのでコッククロフト・ワルトン加速器建設にふみ切り工学部の飛躍的發展を

期せられた次第である。

### 建設の経過

この コッククロフト・ワルトン形加速器は中性子発生装置として用いられるもので、広島大学工学部応用物理学教室の仕様にもとづき三菱電機株式会社研究所において設計製作したものである。高電圧室およびコントロール室は昭和35年度に完成し、本体は36年の4月より組立を始め7月に完成したもので直ちに予定電圧の50万V直流電圧を出しうるに至った。その後9月には60万Vまで出しうるようになった。電流のほうは1mAを目標にして試験中である。



コッククロフト・ワルトン加速器

## ■ 固体試料分析用質量分析器

固体試料分析用として研究所で開発した Mattauch Herzog 形質量分析器 MS-115 は、1号機が京都大学に納入され、分析にあるいは物性研究に寄与しているが、このほど自家用機が稼働をはじめた。MS-115 の特長は、スパーク形イオン源を採用しているため元素間の感度差が少ないこと、感度が高いこと、一度に広い質量範囲が分析にかかることなどである。

今回稼働にはいった自家用機の電場、磁場などは1号機と同じ大きさであるが、設計に当たって1号機の経験がとり入れられたため(図1のように)全体として小さくまとめることができた。熱イオン源を使っでのテストでは、ほとんど調整することなく、理論値に近い分解能が得られた。

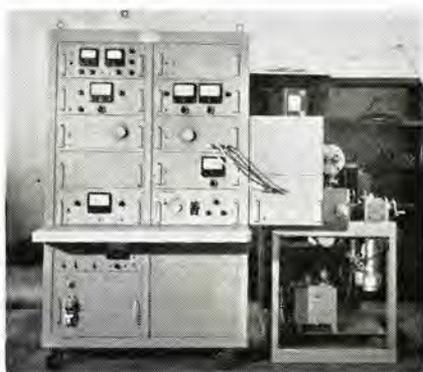


図1 質量分析器(2号機)

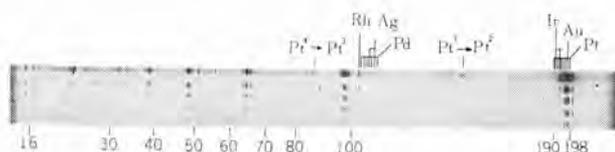


図2 スパーク形イオン源を用いた白金のスペクトル

図2は、スパークイオン源を使って白金線を分析した例である。不純物として Rh, Pd, Ag, Ir, Au などが検出されている。

本機は研究所に設置されて、金属や半導体中の微量不純物の分析に威力を発揮するものと期待されている。

## ■ 自動車走行テスト用テレメータ実験成功

自動車、単車などの走行中のデータは、従来車内に記録機を積みこみ、単車のように搭載の余地のないときには、記録機を積んだ伴走車を同時に走らせて採録していた。

前者の場合、振動その他から種々の制約を生じ、採録できるデータの総量も限られる。さらに後者の場合には、両車をケーブルで結ぶので大きい危険が付きまっていた。

これを解決するため、小形の無線テレメータ送信機を車載し、自由に走行して、地上固定の受信機で受信を行なうという構想で、走行テスト用テレメータ装置を開発中であったが、このほど試作セットによる実験に成功した。

実験は萱場工業との共同で、同社岐阜工場で行なわれたが、バネ上加速度、ショックアブソーバの変位、乗り心地係数などのテレメータに成功、直接有線記録による場合となら変わらないデータがとれた。

今後製品化されるが、ハイウェイ時代をひかえ国産自動車の性能向上に寄与することが期待される。

特長は次のとおりである

- (1) 送信機は小形軽量であるから、ドライバー1人だけのいわゆる空車状態でのデータがとれること。
- (2) 記録機を積んだ伴走車を必要としないので、危険がな



(a) ショックアブソーバの変位



(b) バネ上加速度(50 km/h 走行時)



(c) 乗り心地係数

自動車走行テスト用テレメータ装置で採録したデータの一例

く、テスト車は種々のテストコースを自由に走行できること、  
(3) 容易に多重化しうるので、データの相関性を観察できること。

## ■ わが国初の国際線航空機用救命いかだを完成

当社では、かねて国際線航空機用救命いかだの試作研究を行っていたが、運輸省航空局・日本航空株式会社・全日本空輸株式会社の指導ならびに協力により、36年8月にこれを完成し、航空局型式承認の認定試験も36年11月4日に合格した。これによって当社はわが国で最初の国際線航空機に積載できる救命いかだの製造メカとなった。

今までは国際線航空機に積載されている救命いかだはすべて外国品であり、航空局から強く国産品の製造を要望されていた。今回その完成により、さきに型式承認を取得していた当社製MC形救命胴衣と合わせて国際線航空機に積載する救命具は完全に国産品になった。

この救命いかだは楕円形の2個の本体気室（上下対称）とその間にはられた底布からなっている。底布の中央には楕円形の中央甲板気室が取付けてあり、その中に付属品を収納する。このいかだは自動ガス充気装置をそなえ短時間で気室を膨張させるようになっており、本体気室に踏段気室を備えているから乗船は容易である。また天幕は気室が膨張してからはるようになっている。

この救命いかだは、米国航空規格ATA 800 (Air Transport Association of America Specification No. 800) を参考にして設計しており、仕様の概略はつぎのとおりである。

形式	MR-25 A 形		
型式承認番号 (運輸省) 空第 229 号			
定員	25 人		
寸法			
全長	4.86 m	全幅	3.77 m
気室直径	0.37 m	折たたみ寸法	0.6 φ × 0.95 m
底面積	9.5 m <sup>2</sup> (ATA 800, 8.37)		
全浮力	3,000 kg (ATA 800, 2,825)		
全重量	54 kg (付属品を除く)		
本体用および底布用ゴム引布材質			



国際線航空機用 MR-25 A 形救命いかだ (25 人乗)

引張強さ	マテ	175 kg/25.4 mm (ATA 800, 86.4 以上)
	ヨコ	178 kg/25.4 mm (ATA 800, 86.4 以上)
重量	402 g/m <sup>2</sup>	
気密度 (H <sub>2</sub> )	3.7 / m <sup>2</sup> /24 h (ATA 800, 10 以上)	

## ■ CK 形 切 換 ス イ ッ チ

手動操作のカム形スイッチで、所要のコンタクトロック段数とカムを組合せることにより、各種回路の制御に適合する切換スイッチが得られる。コンタクトロックは1段につき2接点ついているので、従来のOK形切換スイッチ(ドラム形)にくらべ奥行は約60%、取付面積は約75%に小形化された。またシャ断および閉路電流容量が大きくなったので、誘導電動機のモタ入スイッチとして使用範囲がひろくなった。

定 格 (JIS C 4504 モタ入起動開閉器通則準拠)



CK 形切換スイッチ

定格電圧	AC 500 V
定格容量	AC 220 V 2.2 kW (10 A) AC 500 V 2.2 kW (5 A)
シャ断 および閉路電流容量	AC 220 V 100 A AC 500 V 50 A
開閉ひん繁度	1,200 回/毎時
電氣的寿命	25 万回以上
機械的寿命	100 万回以上
仕 様	
コンタクトロック段数	最大 5 段
スイッチの操作角度	30 度 または 45 度

## ■ 北陸線用 ED 30 形交直両用電気機関車電機品 および ED 74 形交流電気機関車受注

国鉄北陸線用として ED 30 形電気交直両用電気機関車の電機品1両分、および ED 74 形交流電気機関車6両を受注した。現在東海道線は直流1,500 V 電化、北陸線田村—敦賀間は交流20,000 V 60 c/s 電化、米原—田村間は蒸気運転されているが、来たる4月この区間が直流1,500 V に電化される。ED 30 形電気機関車はこの区間に用いられ、入換用の性格が強いため簡単化のために中央運転室形式を採用しており、当社はその電機品

だけを納入して国鉄浜松工場で従来の電気機関車を改造し手装される。ED 74 形機関車は福井—金沢間の客車および貨物車けん引用として使用されることになっているがそれら両機関車の要日は次のとおりである。

ED 30 形

電気方式 単相交流 20 kV 60 c/s 直流 1,500 V  
 機関車方式 シリコン整流器式  
 重量、軸配置 64 t (運転整備) B-B  
 全長 13,600 mm (連結器面間)  
 固定軸距離 3,000 mm  
 動輪径 1,250 mm  
 台車中心間距離 6,600 mm  
 連続定格出力 210 kW × 4 = 840 kW  
 制御装置 電磁空気単位スイッチ式

ED 74 形

電気方式 単相交流 20 kV 60 c/s  
 機関車方式 シリコン整流器式  
 重量、軸配置 64 t (運転整備) B-B  
 全長 14,300 mm  
 固定軸距離 2,500 mm  
 動輪径 1,120 mm  
 台車中心間距離 7,600 mm  
 1 時間定格引張力 17.6 t (41 km/h)  
 最高運転速度 100 km/h  
 連続定格出力 375 kW × 4 = 1500 kW  
 制御装置 高圧タウ切換え 49 ノッチ 弱界磁 2 ノッチ  
 弱界磁起動 中間ノッチは限流制御

■ 西日本鉄道 (大牟田線) 新車用電機品受注

このたび西日本鉄道 (大牟田線) 昭和 37 年度新造車, MTc 3 編成および増結用 Mc 車 1 両, 計 7 両分の主電動機, 駆動装置, 制御装置, 空気ブレーキ装置 1 式を受注した。

この MTc 編成は通勤用として卓越した高加速, 高減速性能を具備したもので, 675 V 端子電圧の主電動機では従来不可能視されていた高速における電気ブレーキの常用を, 重ね巻電機子を使用して整流子片間電圧を大幅に低下させることにより可能としたところに大きな特長を有している。1,500 V ライン, 直並列制御の MTc 編成で 100 km/h より全界磁全力電気ブレーキを動作することはわが国最初の試みである。

主要機器の概略仕様は次のとおりである。

M 車 自重 34 t 定員 130 人  
 Tc 車 自重 24 t 定員 130 人  
 加速度 2.6 km/h/s (定員の 2 倍まで一定)  
 制動度 4 km/h/s (電空併用)

主電動機

形名 MB-3070-A 形  
 形式 直流直巻 WN ドライフ式, 重ね巻電機子使用

1 時間定格 135 kW 675 V 224 A 1,600 rpm (75 % F)  
 最高回転数 4,500 rpm  
 最弱界磁率 40 %  
 許容過電圧 1,350 V  
 車輪径 860 mm  
 歯車比 83/18 = 4.61

制御装置

形名 ABF-184-15 MDHA 形  
 形式 電動カム軸式 (パイロットモータ無接点制御)  
 直列 10 ステップ  
 並列 6 ステップ  
 弱界磁 4 ステップ  
 電気ブレーキ 16 ステップ  
 可変荷重機構, 空転検知装置付  
 空気ブレーキ装置  
 形式 HSCD 形 電磁直通式

■ タイ国より GSP 形配電用変圧器大量受注

タイ国より 37.5 kVA CSP 形配電用変圧器を 1,000 台受注した。CSP 形変圧器は過負荷, 異常電圧などに対する各種保護装置を自蔵した配電用変圧器である。

本品は米国援助資金による国際入札で米国, 欧州の多数変圧器メーカーが応札し, はげしい競争の中で大量受注に成功したものである。

おもな仕様はつぎのとおりである。

単相 37.5 kVA 50 c/s 巻鉄心 CSP 形  
 電圧 一次 12,000 R-11,700 F-11,400 F-11,000 F-10,800 F V  
 二次 240/480 V  
 保護装置 避雷器, 過負荷表示装置  
 過負荷リミッター, 高圧保護リッド その他  
 適用規格 ASA 15 A

CSP 形変圧器は相当引合があるので今回の受注を契機としてタイ, 台湾など諸外国への今後の輸出増加が期待される。



CSP 形配電用変圧器



タービン発電機の保安装置

発明者 尾 畑 喜 行

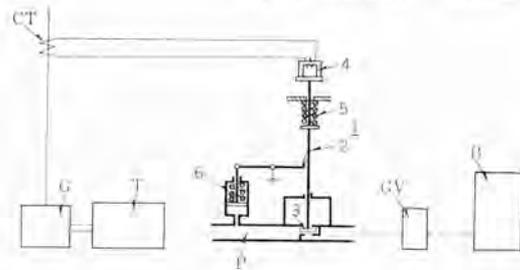
タービン発電機 の速度制御は入力調整弁を調速機により制御されるように構成されている。ところが 発電機負荷急断のような タービン に速度上昇の現象が発生してから調速機が作動するまでには若干の時間遅れがあり、この間に タービン が速度上昇することは免れない。このことは最近の高速大容量の タービン発電機では 回転部分の機械的応力が材料の限界点近くに設計されているので大事故を誘発する懸念がある。そこでこの発明は ボイラ(B) から調速機(GV)を介し蒸気を供給される タービン(T)により運転される発電機(G)の 負荷急断時にタービン(T)が過大な速度上昇をしないようにした。

すなわち、タービンの作動源入力側の蒸気管(P)に非常閉鎖弁(1)を設け、この弁の操作杆(2)には弁体(3)と電磁石(4)とを両端に取付けて電磁石を発電機出力側の変流器(CT)で付勢する。上記非常閉鎖弁(1)は 平常は偏倚バネ(5)に反抗して電磁石により弁体(2)を開放しているが、負荷急断時に 電磁石(4)が消勢すると 偏倚バネ(5)により迅速に

弁体(2)を閉鎖し タービン(T)の作動源入力を 0 とする。なおタービン(T)の低速運転したがってその入力が少ないときは上記非常閉鎖弁(1)に閉鎖阻止弁(6)が作用し、偏倚バネ(5)に反抗して操作杆の弁体(3)の閉鎖を阻止する。

この発明は上記のように構成されているのでタービン発電機の過大な速度上昇を迅速に抑制するから安全に運転を行なうことができる。

(特許第 267472 号) (山田記)



電動機制御装置

考案者 武 田 英 夫・吉 江 高 明

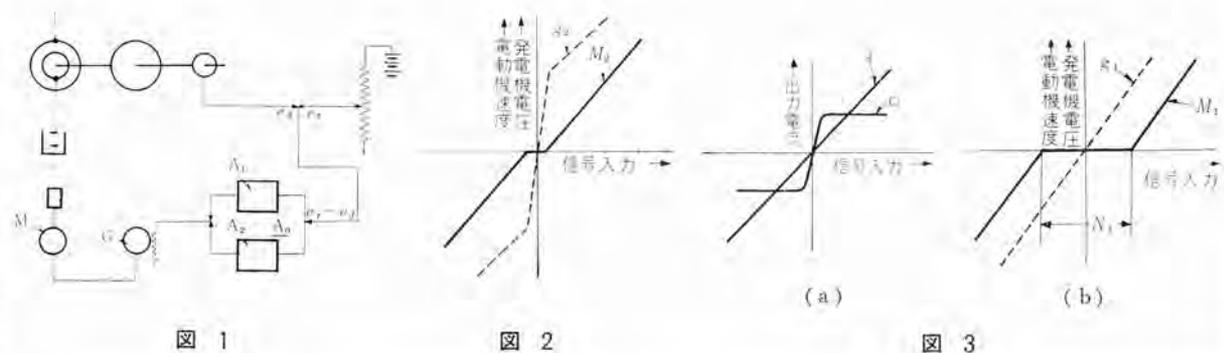
この考案は信号入力に対し信号不感帯を生ずることなく電動機を円滑に制御するようにしたものである。

すなわち、電動機(M)はワードレオード回路を形成するように接続された発電機(G)により速度制御され、一方発電機(G)は信号入力( $e_r - e_d$ )に応答する静止増幅装置( $A_0$ )により界磁調整される。上記静止増幅装置( $A_0$ )は一對の増幅器( $A_1$ )( $A_2$ )より構成されている。第1の増幅器( $A_1$ )は図3(a)に示すように直線出力特性( $\gamma$ )を持ち、第2の増幅器( $A_2$ )はワードレオード回路の全損失特性に合致する出力特性( $\rho$ )を持

つ。上記構成により電動機を制御する場合に図2に示すように信号入力に対し発電機電圧( $e_1$ )を調整し電動機速度( $M_1$ )を変化させる際に電氣的機械的損失のため、電動機速度に信号不感帯( $N_1$ )を生じていたのを図3(b)のように信号入力に対し発電機出力特性( $e_2$ )のようにし電動機速度を( $M_2$ )のようにする。

したがってこの考案によれば信号不感帯を十分小さくして円滑な電動機速度が得られる。

(実用新案登録第 530540 号) (山田記)



最近における当社の社外寄稿一覧

月 日	寄 稿 先	題 名	執 筆 者	所属場所
36-10-25	電気書院「電気計算」	キヤンドモーターポンプ	甘粕忠男	長崎
36-9-22	オーム	保護継電器関係の動向	藤井重夫	神戸
36-10-4	電気学会雑誌	平行2回線送電線の多相同時再閉路継電方式(多重故障用継電方式(その1))	三上一郎・梅名茂男	神戸
36-10-9	電気評論	発電所の自動制御	堀謙二郎	神戸
36-10-6	電気学会雑誌	励磁を有する同期発電機強制並列時の安定問題	林重雄	研究所
36-10-16	応用物理	照明用拡散透過材料の光学的特性の測定	八島英之	研究所
36-10-18	色材協会誌	脂肪油変性フェノール樹脂の粘弾性におよぼす硬化促進剤の効果	柴山恭一	研究所
36-10-18	電気学会雑誌	SF <sub>6</sub> ガス中 アーク の動特性	潮恒郎・宮本紀男	研究所
36-10-27	高分子化学	橋かけ高分子における動的弾性率の温度分散曲線の解折	柴山恭一	研究所
36-10-28	切削工業便覧	放電加工	斉藤長男	研究所
36-10-6	新電気	ひと目でわかる電気機器の構造シリーズ 配線用シヤ断器(熱動電磁形)	稲垣敏政	名古屋
36-10-24	オーム	航空機における継電器の応用	戸谷利雄・兼松豊	名古屋
36-10-25	オーム	エレベータ における制御継電器の応用	宮城晃・高村明	名古屋
36-10-7	エレクトロダイジェスト	データ 処理装置	竜田直紀	無線機

最近における当社の社外講演一覧

講演年月日	主催または開催場所	題 名	講 演 者	所属場所
36-4-16	福岡市・小倉市	ファンクラー技術証明	神谷昭美	中津川
36-4-22	松山市・その他	換気扇技術説明	柘植正治	中津川
36-5-9	粉末冶金協会	モロトロンクス について	大久保利美	研究所
36-5-12	電気協会	日本電気協会第40回総会研究会(新形最大需用精密積算電力計)	神原昇	福山
36-5-12	電気クラブ(東京)	生理用テレメータ装置 について	谷 貞 和	無線機
36-5-17~18	海幕第3術科学校	ドックラナビゲータ	渋谷裕夫	無線機
36-5-19	観光ホテル	電子機器の現状と将来	馬場文夫	無線機
36-5-19	原子力学会関西支部	中性子回析装置	菰原智・吉江高明 宮下恭一	研究所
36-5-19	関西電力	HK形デマンド, MZ形記録積算電力計説明会	林正之	福山
36-5-22	絶縁材料研究会	絶縁液体中へのガスの液蝕と密閉変圧器	白井万次郎	研究所
36-5-22	日科技連	大阪工業会プログラミングの紹介	首藤勝	研究所
36-5-22	陸上自衛隊	IE について	伊東司	無線機
36-5-23	名古屋商工会議所	電気計測器の信頼度測定結果	市田崇・永松勇雄	無線機
36-5-23	電気工業会	エポキシ樹脂の応用と二、三の問題	穴山光夫	研究所
36-5-30	東京工業大学	ヨウ素偏光膜に関する基礎的研究	依田功	大船
36-5-31	通信研究所	パルスメモリーコア および測定に関する二、三の考察	水上益良	大船
36-6-2	海上保安庁	最近の照明技術問題	小堀富次雄	本社
36-6-7	生産性本部	Method Engineering	吉川 洸	本社
36-6-8	規格協会関西支部	抜取検査	吉川 洸	本社
36-6-12	マイクロ波真空管研究専門委員会	蛍光板を用いた電子ビームアライザ	建石昌彦	研究所
36-6-12	機械学会	電子工学の車両への応用	北岡 隆	伊丹
36-6-14	電子工業会	帝都交通日比谷線 ATC 装置説明会	北岡 隆	伊丹
36-6-17	日本コンサルティングセンタ	包装の考え方	堀 直昌	本社
36-6-19	全国市町村会館	設備投資とフロントレイアウト	高田真蔵	本社
36-6-20	早大工業経営科4年生に対し	製造会社における I.E 活動	高田真蔵	本社
36-6-20~23	中国通産局主催	包装の考え方	堀 直昌	本社
36-6-20~23	中国地方電力利用合理化委員会	電力ヒューズの設定と管理	岩崎行夫	伊丹
36-6-23	三菱原子力研究発表会	中性子回析装置	菰原智・吉江高明 宮下恭一	研究所
36-6-24	自家用電気技術者協議会	配電力 アレスター について	永井信夫	伊丹
36-7-3	日刊工業新聞	産業用直流機, 整流機	小山健次・代講茶谷三郎	神戸
36-7-6	東京日刊工業新聞	整流器の試験と保守	加藤又彦	伊丹
36-7-8	早稲田大学	投資計画と OR による検討	高田真蔵	本社
36-7-8	電気, 通信, 照明学会 関西支部	電車の自動制御	待鳥 正	伊丹
36-7-7	真空協会	真空用部品について	藤永 敦	研究所
36-7-11	日刊工業	太陽電池, 光電変換素子について	伊吹順章	研究所

最近における当社の社外講演一覧

月 日	主催または開催場所	演 題	講 演 者	所属場所
36-7-11	日本経営技術協会	社内標準化の進め方	松尾 準一	本 社
36-7-13	中部電力岐阜支店	商店照明および臨店指導	小堀富次郎	本 社
36-7-18	市町村会館	設備投資の Engineering Economy	高田 真藏	本 社
36-7-24	東京月販会社	OR	服部 寛	本 社
36-7-25	精密測定研究会	ゲージ管理について	長尾克己	名古屋
36-7-27	電気学会 電子管材料委員会	含浸形陰極の実用化試作	秦 卓也・甲斐潤二郎	研究所
36-8-4	日刊工業新聞社(東京)	図面管理の実際	松尾 準一	本 社
36-8-4	精機学会	鋳鉄のリーマ加工について	水上 徹	伊 丹
36-8-22	日刊工業新聞社(東京)	電力設備の安全管理講習会	平野 琢磨	福 岡
36-8-31	応用連合講演会	こま形回転円板の弾性、塑性応力計算	菰原 智・川面 恵司	研究所
36-9-21	新三菱、神戸造船	無線機製作の エレクトロニクス	松元 雄藏	無線機
36-10-12	日本規格協会	品質管理状況の チェック 標準	中村 垣夫	伊 丹
36-10-18~20	関西 I E 協会	Work study について	久保 博司	伊 丹
36-10-22	電気関係学会 関西支部連合大会	12 kV 1,000 MVA 3,000 A 磁気遮断器	富永 正太郎	伊 丹
36-10-22	電気関係学会 関西支部連合大会	方向性 ケイ素鋼帯 コイル 内外特性分布	清水 英範	伊 丹
36-10-5	電気学会誌時報	新 ヒステリシスモータ	加藤 又彦	伊 丹
36-10-5	電気学会誌時報	SCR のスイッチング 特性-I ターンオン 作用	加藤 又彦	伊 丹
36-10-5	電気学会誌時報	変換器の高調波軽減上の最適休止時間	加藤 又彦	伊 丹
36-10-3	大阪経営実務研究会	品質管理と標準化	松尾 準一	本 社
36-10-12	第4回標準化全国大会	標準化をはばむ要因	松尾 準一	本 社
36-10-12	規格協会	雑誌標準化特集号のための座談会	前田 幸夫	本 社
36-10-12	東京包装協会	包装管理	堀 直昌	本 社
36-10-18~20	生産性本部	IE 基礎 コース	小島 肇	本 社
36-10-18~20	生産性本部	IE 基礎 コース 方法技術	奈川 敏雄	本 社
36-10-20	月刊工業新聞名古屋支社	図面管理の進め方と実際	松尾 準一	本 社
36-10-31	大阪府	包装設計について	堀 直昌	本 社
36-10	北海道美瑛地区 北海道釧路地区	切羽開閉器講習会	上原 利夫	福 岡
36-10-21	電気四学会関西支部	タービン 発電機の最近の諸問題	加賀 貞広	長 崎
36-10-7	物理学会	Solid Detector 開発の現状	宮下 恭一	研究所
36-10-11	日本 アイソトープ 会議	原子灯に関する実験	森川 允弘	研究所
36-10-12	物理学会	干渉分光法の実験	会 沢 慶子	研究所
36-10-16	応用物理学会	弗素 30 の超高真空系への利用	藤永 圭之介	研究所
36-10-16	応用物理学会	オメガトン による残留ガス分析	花坂 孝雄	研究所
36-10-16	応用物理学会	CdS: Ag 焼結膜の光電特性 (I)	吉沢 達夫	研究所
36-10-16	応用物理学会	針状 ヨウグステン 冷陰極の特性	青木 伸一	研究所
36-10-18	MAPI 分科会	有機絶縁材料の放射線劣化	伊藤 公男	研究所
36-10-18	金属学会	Al-Cu 合金鋳物への超音波印加の影響	末 博司	研究所
36-10-18	金属学会	Mn-Mg フェライト の生成反応	橋本 康夫	研究所
36-10-19	質量分析研究学会	超高真空質量分析計 (III)	後藤 正之	研究所
36-10-20	電気通信学会	容量性棒装荷広帯域無反射移相器	立川 清兵衛	研究所
36-10-21~22	電気関係学会関西支部連 合大会	磁心特性の不均衡が磁気増幅器の不均衡におよぼす影響	浜岡 文夫	研究所
36-10-21~22	"	IKC 磁気演算増幅器の動特性	大野 栄一	研究所
36-10-21~22	"	トランジスタ を併用した 半サイクル 応答高利得磁気増幅器	山崎 英藏	研究所
36-10-21~22	"	自己平衡形磁気増幅器による サーボ 系の特性	阪尾 正義	研究所
36-10-21~22	"	水銀整流器の逆電流	光岡 宏	研究所
36-10-21~22	"	ガス入り 水銀整流器の内部 ガス圧	山口 峰男	研究所
36-10-21~22	"	静止 スイッチ による直流電動機の制御	大島 征一	研究所
36-10-21~22	"	シリコン 制御素子による直流電動機の制御避雷器動作表示器	岡 久雄・平林 庄司	研究所
86-10-21~22	"	直流試験による発電機巻線の絶縁破壊電圧の予知	原 仁吾	研究所
36-10-21~22	"	異常現象試算法 (シンポジウム)	馬場 準一	研究所
36-10-21~22	"	マイクロプログラム 方式による 万能論理回路と最適化制御装置への適用	福永 圭之介	研究所
36-10-21~22	"	2進 コード の諸種の性質 (シンポジウム)	福永 圭之介	研究所
36-10-21~22	"	論理と非線形の統一的表示	真鍋 舜治	研究所
36-10-21~22	"	強制並列時の安定問題	林 次郎	研究所
36-10-21~22	"	可飽和リアクトルによる系統電圧制御	森本 英男	研究所
36-10-21~22	"	環状 プラズマ 実験報告	河合 正	研究所
36-10-21~22	"	各種 イグナイトロンの大電流通電時の陰極輝点転移現象	杉本 盛行	研究所
36-10-21~22	"	軸対称空心 コイル の軸上磁界の計算	岩本 雅民	研究所

最近登録された当社の実用新案

区 別	名 称	登 録 日	登 録 番 号	発 明 考 案 者	関 係 場 所
新 案	開閉器の鎖錠装置	36-7-14	543530	天藤寛二	神 戸
"	回転電機刷子揚装置	36-7-14	543531	藤山辰之	長 崎
"	ミシンの上糸調節器	36-7-14	543828	三津沢武夫・森田 稔	和 歌 山
"	モーターリのケーブル接続装置	36-7-14	544148	鬼木博愛	福 岡
"	回転電機子	36-7-14	544149	大村半弥	姫 路
"	刷子押え	36-7-14	544150	宮野正和	長 崎
"	電動機点検用カバーの掛金安全装置	36-7-14	544151	岡本長治	伊 丹
"	電動機点検用カバーの装着装置	36-7-14	544152	岡本長治	伊 丹
"	自在ねじ回し	36-7-14	544555	下村忠雄・春木 実	無 線
"	差込プラグ	36-7-14	544210	井田隆一・今井 進	中 津
"	扇風機遠隔操作装置	36-7-14	544211	井田隆一・今井 進	中 津
"	冷蔵庫	36-7-14	544271	木下忠男・武井久夫	口 本
"	洗濯機用絞り機	36-7-14	544556	東部信道	建 設
"	同軸管用ブランジャー	36-7-21	544805	吉川 肇・東野義夫	無 線
"	刷子押え	36-7-21	544806	宮野正和	長 崎
"	軸受の防水装置	36-7-22	545064	山脇春雄	長 名
"	合成樹脂成形品の埋込座	36-7-22	545063	拓植 恵	中 津
"	冷蔵庫の凝縮器	36-7-22	545065	木下忠男	中 津
"	軸受装置	36-7-22	545066	拓植 恵・白石和雄	中 津
"	油量透視用プラグ	36-7-26	545823	入江 厚	福 岡
"	ホイスト用制限スイッチ	36-7-26	545824	入江 厚	福 岡
"	ダイヤルつまみ	36-7-26	545825	松村長延・古谷孝博	無 線
"	電気機器点検用蓋体装置	36-7-26	545826	酒井嘉夫・岡本長治	伊 丹
"	直流機用刷子装置	36-7-26	545827	万谷 広・有働星一	神 戸
"	空気シャ断器	36-7-26	545828	米沢克昌	伊 丹
"	螢光放電灯口金	36-7-26	545655	久保幸正	大 船
"	螢光放電灯口金	36-7-26	545656	久保幸正	大 船
"	螢光灯器具	36-7-26	545657	山崎 肇	大 船
"	螢光灯器具	36-7-26	545658	山崎 肇	大 船
"	磁気選別機	36-7-26	545659	河合登・高島秀二	大 船
"	磁気選別機	36-7-26	545660	河合登・高島秀二	大 船
"	開閉器操作装置	36-7-26	545829	柳下儀兵衛	伊 丹
"	印刷配線用リード線接続端部	36-7-26	545830	太田忍・角丸和男	研 究
"	電気タオル	36-7-31	546356	豊田準三・中塚正三郎	研 究
"	殺菌灯器具	36-7-31	546358	伊藤公善・八木正孝	大 船
"	魚獲物運搬具	36-7-31	546387	前川善六・武田克己	世 田 谷
"	防爆型螢光放電灯	36-7-31	546738	加藤義明・山崎 肇	大 船
"	街路灯	36-7-31	546759	小笠原善丸・成沢 男	大 船
"	選択式積算量遠隔計測装置	36-7-31	546282	尾島学二・成沢 男	世 田 谷
"	始動電動機のピニオン移行限定装置	36-7-31	546283	大久保貫一	大 船
"	インダクタンス装置	36-7-31	546357	久保幸正・村井直道	大 船
"	複数電動機の序相運転制御装置	36-7-31	546452	高島秀二・田中民雄	福 山
"	複数電動機の序相運転制御装置	36-7-31	546453	加藤義明・林 正之	福 山
"	進行波管	36-7-31	546557	高松利夫	姫 路
"	進行波管	36-7-31	546558	吉東啓吾	無 線
"	接触子装置	36-7-31	546559	大野栄一・藤井二郎	研 究
"	保護放電間隙装置	36-8-11	547377	大野栄一・藤井二郎	研 究
"	球軸受保持装置	36-8-11	547378	戸田哲雄・建石昌彦	研 究
"	避雷器	36-8-11	547379	戸田哲雄・建石昌彦	研 究
"	テレビチャンネル番号表示操作用摘子	36-8-18	547768	森岡昭二	伊 丹
"				深沢 肇・左近 一郎	伊 丹
"				高松茂利	福 岡
"				花好精三・森 直次	伊 丹
"				岡田昌治	無 線
"				中村元男	機

本社 営業所 研究所 製作所 工場 所在地

本社	東京都千代田区丸の内2丁目3番地(東京ビル内) (電)東京(201)大代表1611
本社商品事業部	東京都千代田区丸の内2丁目20番地(三菱商事ビル内) (電)東京(211)代表2511・2531
本社施設部	東京都千代田区丸の内1丁目8番地(仲27号館) (電)東京(211)代表1261・1271・1281
東京商品営業所	東京都千代田区丸の内2丁目20番地 (三菱商事ビル3階)(電)東京(211)代表2511
大阪商品営業所	大阪市北区堂島北町8番地1(電)大阪(34)代表5251
名古屋商品営業所	大阪市北区堂島北町8番地1(電)大阪(34)代表5251
名古屋商品営業所	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6231
札幌営業所	札幌市大通り西1丁目13番地 (電)札幌(3)代表9151
仙台営業所	仙台市大町4丁目175番地(新仙台ビル内) (電)仙台(2)代表6101
富山営業所	富山市安住町23番地2(電)富山(2)0151
広島営業所	広島市八丁堀63番地(昭和ビル内)(電)広島(2)4411~8
高松営業所	高松市寿町1丁目4番地(第一生命ビル内) (電)高松(2)代表5021(ビル)4416(直通)
小倉出張所	小倉市京町10丁目281番地(電)小倉(52)8234
金沢出張所	静岡市七間町9番地10(電)静岡(2)2595(3)2962
岡山出張所	金沢市田丸町55番地1(電)金沢(3)6213
岡山出張所	岡山市内山下30番地(佐々木ビル)(電)岡山(3)2948
研究所	兵庫県尼崎市南清水字中野80番地(電)大阪(48)8021
研究所	神奈川県鎌倉市大船782番地(電)大船代表3131
製作所	神戸市兵庫区和田崎町3丁目(電)兵庫(6)代表5041
製作所	兵庫県尼崎市南清水字中野80番地(電)大阪(48)8021
製作所	長崎市平戸小屋町122番地(電)長崎(3)代表3101
製作所	兵庫県尼崎市南清水字中野80番地(電)大阪(48)8021
製作所	名古屋市東区矢田町18丁目1番地(電)名古屋(73)1531
製作所	静岡市小島110番地(電)静岡(3)0141~0145
製作所	岐阜県中津川市駒場(電)中津川2121~8
製作所	和歌山市岡町91番地(電)和歌山(3)代表1275
製作所	福岡市今宿青木690番地(電)福岡(82)代表1568
製作所	福岡市沖野上町6丁目709番地(電)福山代表2800
製作所	姫路市千代田町840番地(電)姫路代表6900
製作所	神奈川県鎌倉市大船800番地(電)大船代表2121
製作所	東京都世田谷区池尻町437(電)東京(414)代表8111
製作所	福島県郡山市字境橋町1番地(電)郡山1220~1223
製作所	伊丹市大鹿字主ヶ池1番地(電)伊丹大代表5131
製作所	神奈川県鎌倉市上町屋325番地(電)大船4141
製作所	京都府乙訓郡長岡町大字馬場小字岡所1
工場	東京都世田谷区池尻町305(電)東京(414)代表8111
工場	札幌市北二条東12丁目98番地(電)札幌(2)3976

次号予定

三菱電機 Vol. 36 No. 3

- インダ 輸出向け超高压変圧器
- 最近のエレファント 変圧器
- 自動車用リカーアクスルシャフト 高周波焼入装置
- 不平衡負荷時の横流補償器付 AVR の特性
- 航空機用 VHF 帯小形広帯域 トラードアンテナ
- 自動追尾レーダの性能限界(1)
- サーミスタ 風速計
- AD-201 形 デジタル 電圧計
- トランジスタ・スイッチ を利用した高効率 サーボ 増幅器
- サーボ 式計算機 コンポーネント(2)
- 吸収式調湿機
- 坑内冷房(2)
- 技術解説: 高周波誘導加熱装置(1)  
加熱電源の周波数, 電力とその概要(その2)

雑誌「三菱電機」編集委員会

委員長	小倉弘毅	常任委員	宗村平一
常任委員	浅井徳次	委員	山田栄高
〃	荒井安藤	〃	岡本俊彦
〃	小川清二	〃	藤本博
〃	小堀富次	〃	関野祐
〃	高井得一	〃	前田俊
〃	中野光雄	〃	米井上
〃	馬場文夫	幹事	(以上50音順)
〃	船橋正信		

昭和37年2月17日印刷 昭和37年2月19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13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」編集部  
東京都千代田区丸の内2丁目3番地 電話東京(201)1611  
宿売元  
東京都千代田区神田錦町3の1 株式会社ホーム社書店  
東京(291)0915・0916 振替東京 20018