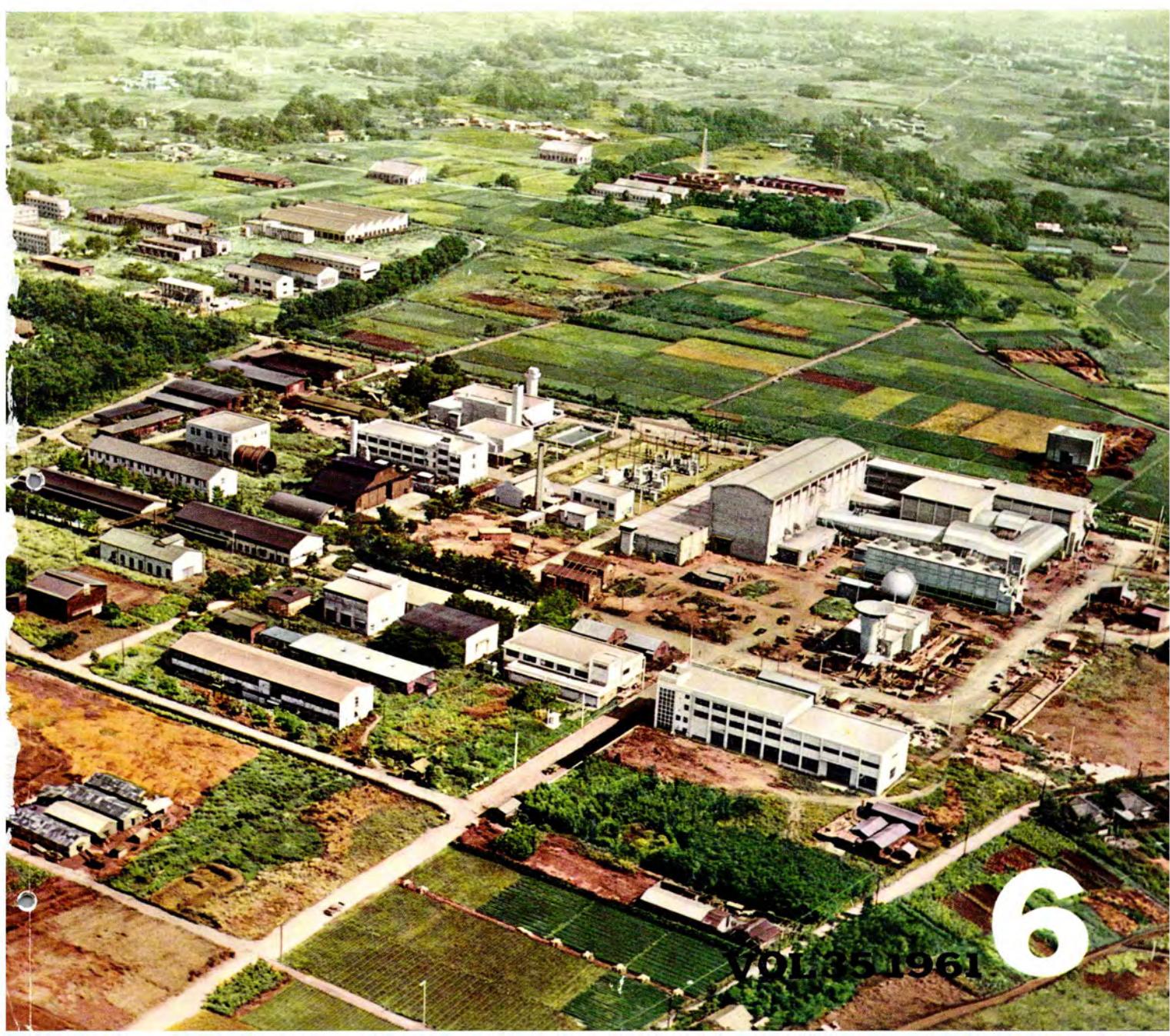


**IMITSUBISHI DENKI**

# 三菱電機

航空技術研究所の全景



6  
VOL.35 1961

## 国際商品のオリンピック

### 第4回

## 東京国際見本市開かる

国際見本市は産業界の一大祭典として年々多彩をきわめているがことしも4月17日から5月7日まで21日間にわたって、東京晴海ふ頭の21万余平方メートルに及ぶ広大な会場に、国内はもとより海外28カ国約1,300商社が参加して国際商戦をくり広げた。当社は三菱グループの一環として9号館に各種新製品、新技術を展示了。



国際見本市会場



MELCOM-EA7103 アナログ計算機、電子冷蔵庫



ユニテヤ、ウインテヤ、冷蔵庫、扇風機



場外に据付けられた三菱カラーテレビ送像車



カラーテレビ実演風景



すでに原子力研究所で活躍中のマニピュレータ



トランジスタ無接点制御装置、水中モーターその他



家庭電器各種



#### 表紙説明

昭和30年 航空技術研究所が発足、31年三鷹市に同研究所が建設されることになり、最初に遷音速機の設計に必要な資料を得るとともに、超音速機の遷音速における特性を明らかにするために、遷音速風洞を中心とする一連の設備が整備された。写真はその全景で、遷音速風洞の主送風機用電動機および同付帯設備はいよいよ当社より納入した。

写真は航空技術研究所提供

# 三菱電機

昭和36年第35巻第6号

航空技術研究所納め遷音速風洞用電機設備特筆

## 目 次

遷音速風洞の概要	航空技術研究所	2
遷音速風洞送風機用電動機設備	武田英夫	6
主送風機用 18,000 kW 三相誘導電動機および付帯設備	片山仁八郎・新良由幸・甘粕忠男・中野久夫	18
主送風機用 4,500 kW 直流電動機	高月 一	26
電源用 イグナイトロンアーク変換装置	塙本昭三・細野 勇・城塙慎一・岩垂邦昭・鈴木一男	28
電動機回転速度精密検出装置	馬場文夫・渡辺文明・小島一男・俵口久元・三橋 堯	35
風洞電動設備用制御装置	武田英夫・真鍋舜治・阪上 茂・細野 勇	44
10,000 kVA 自励タービン発電機	武田英夫・甲斐 高・九里英輔・遠藤裕男・林 重雄	55
275 kV 260 MVA 主変圧器および 負荷時タップ切換直列変圧器	村上 有・谷中頼朝・田村良平・南角英男・福田 薫	63
抵抗式高圧負荷時タップ切換装置	新井正元・嶋 裕史・米沢克昌	70
東京電力京浜変電所納め配電盤	長町恒資	79
電子線加速用パン・デ・グラーフ形加速器 (VE-3形)	僚原健一・重松友道・藤永 敦・高部俊夫・今村 元	85
ブロック図から直接コード化するプログラム方式	首藤 勝	95
サイバックによる ダイジェスタ制御	小川裕三	102
スパーミラー (ジェット機用ナライケタフライス盤) (2)	杉崎卓夫・三浦鎌市・本間吉夫・和田義彦・蟹江邦雄・伊藤史郎・武藤 哲	106
MELCOM 精密低速度形アナログコンピュータ (3)	馬場文夫・大鳥羽幸太郎・柴谷浩二・桑田 博・多田 淳	111
《技術解説》		
将来の電力源 (1)	岡田武夫・藤林肇次・今村 元	122
火力発電シリーズ統編 (2) : 発電用ガスタービン	平井晴美	132
《文献抄記》		
全電化住宅・正確で信頼性ある遠隔測定装置・交流駆動系設計への融通性・雷現象の評価・鉄サビに関する基礎理論・"Kromac" (新しい可溶接性ステンレス鋼)		138
《ニュース・ラッシュ》		
近畿興産納め誘導加熱用大容量高周波発電機完成・DP形 ダイヤパワー発電機・照明普及賞を受賞した当社関係の施設		
・日新製鋼市川工場納め 連続亜鉛メッキ用誘導炉・国有鉄道貨車操作場納め カー・リーターダ自動制御装置等受注・国有鉄道技術研究所納めわが国最初の“列車運行シミュレータ装置”1式受注・北陸トンネル用試作 EF 70形交流機関車受注		
		140
《特許と新案》		
(新) 立チ軸電機の軸受装置		143
《表紙》		
1. 第4回東京国際見本市開かる		
3. わが国最初の近畿日本鉄道恩智変電所納め 1,500 V シリコン整流器		
4. 三菱電気掃除機 TC-260形		

## 遷音速風洞の概要

航空技術研究所

## Transonic Wind Tunnel of National Aeronautical Laboratory

National Aeronautical Laboratory

In the design of aircraft the prime requisite is to make thorough study on the wind pressure working on every part of the body. Some of the study is possible in an experimental flight, but danger and expense involved make this method unjustifiable besides being of poor accuracy. This has led to the employment of the wind tunnel and a similar model of aircraft. As a parameter to compare the wind-tunnel test and an actual aviation performance of the flying machine, Reynolds Number and Mach Number are in a current practice. The former affects the minimum drag and the maximum lift within a certain degree. The latter has a great bearing on the performance so that the test must be made with the same Mach Number as in the actual flight of transonic speed machines. Wind tunnels of transonic and supersonic study thus come to be in need of when high speed aeroplanes are taken up.

## 1. まえがき

航空機の設計を行なうには、機体の各部に作用する空気力の大きさがわからなくてはならない。これらの空気力の中で、あるものは飛行試験によっても測定できるが、飛行実験では外界の条件を一定に保ち難く、かつ計測が困難なため精度が十分でないし、また危険を伴い、多額の経費を要するので、これに代わって、相似模型を使用する風洞実験が有力な研究手段として用いられている。ここで風洞というのは、空気中を飛行している航空機に作用する空気力の測定および航空機まわりの気流の状態の観測のために、実際とは逆に、空気の流れの中に模型をおいて実験する設備である。

風洞実験の結果と、実際の航空機の飛行性能を比較するパラメータとしては、空気の粘性の影響を示すものに、慣性力と粘性による摩擦力との比のレイノルズ数 (Reynolds number)、空気の圧縮性の影響を表わすものに、飛行速度と音の速さとの比のマッハ数 (Mach number) 等がある。レイノルズ数の影響は、主として最小抗力、最大揚力

などに現われるが、 $2 \times 10^6$  程度以上では、その差異は比較的少ない。マッハ数の影響はマッハ数が 1 に近づくにつれて、衝撃波が発生し、抗力の増加、揚力の減少などが起こり、いちじるしくその性能が変化するので、遷音速 (Transonic) 以上の航空機では、必ず実際のマッハ数と同じマッハ数で実験しなければならない。したがって、高速機の研究および試験には、そのマッハ数に応じ、遷音速風洞や超音速風洞が必要となる。

航空機の風洞実験は、なるべく大きな模型を用いて行なうことが空気力学的見地から望ましいが、翼幅 10m 程度の遷音速機実物模型について遷音速の風洞実験をするには数百万馬力を必要とするので、経済的には望みうべくもない。そこで、縮尺模型を用いるが、模型をあまり小さくし過ぎると、風洞実験によって得られるデータを実物の航空機の場合に引き直すことができなくなるほか、模型の工作上の困難さなども加わり計測の精度が低下するので、模型の大きさにはおのずから最小の限度がある。当所の遷音速風洞の測定部の大きさは、これらの点を考慮して、また、航空技術審議会空気力学専門部会に設けられた風洞分科会での討議の結果も参考として  $2 \text{ m} \times 2 \text{ m}$  とした。

## 2. 当所遷音速風洞の生いたち

当所の遷音速風洞は、昭和 30 年航空技術研究所が発足すると同時に基礎計画に着手し、翌昭和 31 年より建設を開始した。その後工事に 4 カ年 の歳月を費し、当研究所における技術および管理両面の総力の結集と、わが国の造船、機械および電気メーカの協力によって昭和 35 年完工に至った。この風洞は、わが国で作られた風洞の中では、もっとも大規模なものであることはもちろん



図 1.1 遷音速風洞配置図全景

Fig. 1.1 Full view of transonic wind tunnel.

であるが、主送風機、補助送風機、駆動電動機などはいずれもわが国では記録的な大きさの製品であり、測定胴、計測装置などはわが国でははじめての新方式を採り入れたもので、わが国工業技術の粋を集めたといつても過言ではない。

### 3. 構造と要目

この風胴は、可変ノズルと、測定部多孔壁を通して気流の一部を抽出する補助送風機とを備えた、単帰還式風

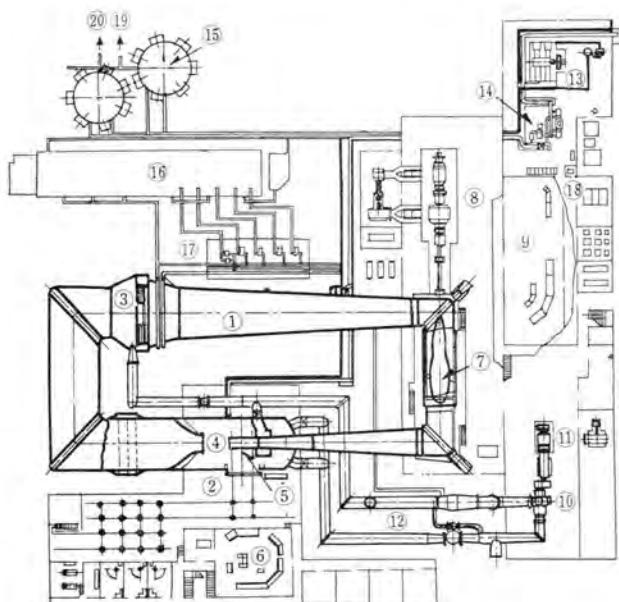


図 3.1 遷音送風胴配置図  
Fig. 3.1 Arrangement of transonic wind tunnel.

洞で、その要目はつぎのとおりである。

測定部の大きさ	2 m × 2 m
最大マッハ数	1.4
長さ (胴体中心間)	72 m
幅 ( " )	25 m
主送風機動力	22,500 kW (2時間定格)
補助送風機動力	12,000 kW ( " )
胴体内圧	0.1 ~ 2.5 kg/cm <sup>2</sup> abs

また、測定部は、固定壁カートと交換して亜音速の試験も可能な構造となっている。

### 4. 胴 体

胴体は、鋼板製の気密耐圧構造の単帰還式風路で、最

遷音速風胴の概要・航空技術研究所

大内径 10 m、主冷却器部内径 13 m である。胴体には、各屈曲部に気流を直角に変える変流翼を設けたほか、集合胴部に 3 枚の整流用スクリーンを備え、測定部気流の一様性の保持と乱れの減少を図っている。縮流部の絞り比は約 20:1 である。また、拡散胴は円形断面で、全開き角 6 度である。測定部外胴には幅 6 m、高さ 4.5 m のトビラを設け、測定部 カート の出入を行なう。

### 5. 測 定 部

測定部は、可変ノズル、カート、超音速拡散胴の 3 部より

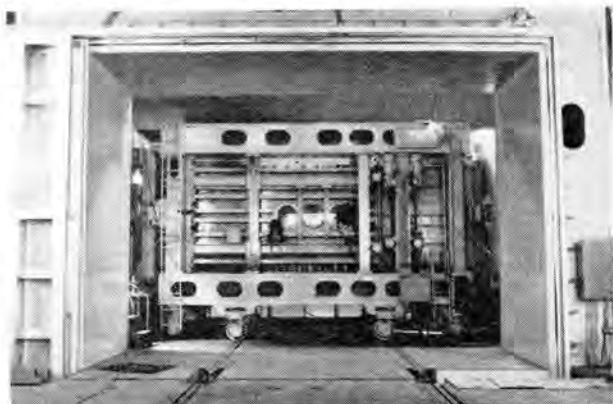


図 5.1 測定部  
Fig. 5.1 Measurement section.

なり、胴体の 2 個の ガート の間に位置する。可変ノズルの左右壁は撓み板とし、測定部を流れる気流のマッハ数にしたがってその形状を変えることができる。ノズル形状の設定は、油圧で制御される ポール・スクリー・ジャッキ により、マッハ数 1.0 から 1.4 まで連続的に可変である。

カートは測定筒、模型支持装置および台車よりなり、試験の目的によって他の カート と交換することができるので、軌条により風胴胴体の外部に搬出できる構造となっている。カートは、遷音速用多孔壁カートのほか、亜音速用固定壁カート、遷音速ハーフモデル用の ハーフ・モデル・カート を用意している。模型支持装置は スティック・ストラット形式で、電動により迎え角、横揺れ角の調節が可能である。

超音速拡散胴には噴気室を有し、ここで多孔壁を通して抽気した空気を風路内に再導入する。

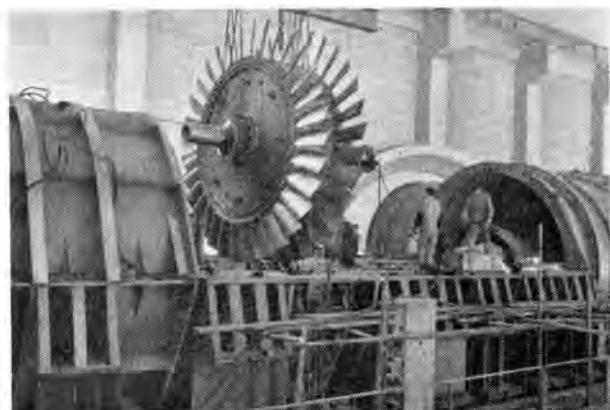


図 6.1 主送風機  
Fig. 6.1 Main blower.

## 6. 主送風機

主送風機は、胴体内に装備され、外部から長軸を介して主電動機により駆動される軸流送風機であって、直径は 5.05 m、最大圧力比は 1.25 である。送風機の形式は、前置静翼形 2 段軸流送風機で、動翼枚数は各段 32 枚、静翼枚数は各段 28 枚である。また、回転速度は、710 rpm で、静翼角を変化することによって圧力比を変更できる。

## 7. 主送風機駆動電動機設備

主送風機を駆動する動力は、18,000 kW の誘導電動機

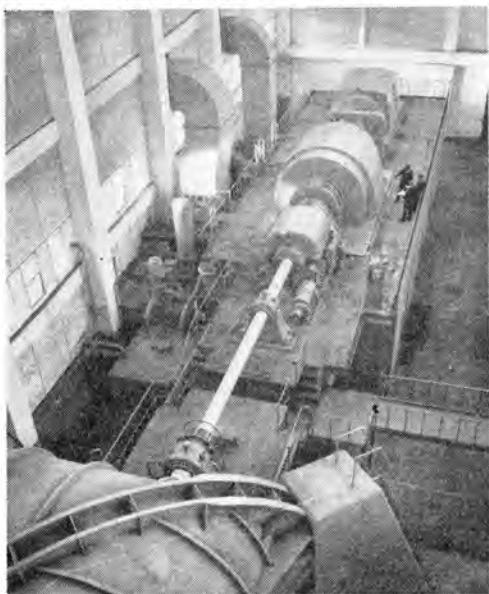


図 7.1 主送風機および駆動電動機  
Fig. 7.1 Main blower and driving motor.

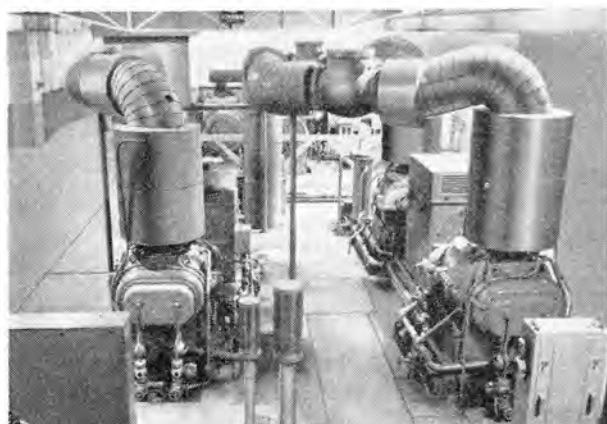


図 7.2 排風機 Fig. 7.2 Exhaust fan.

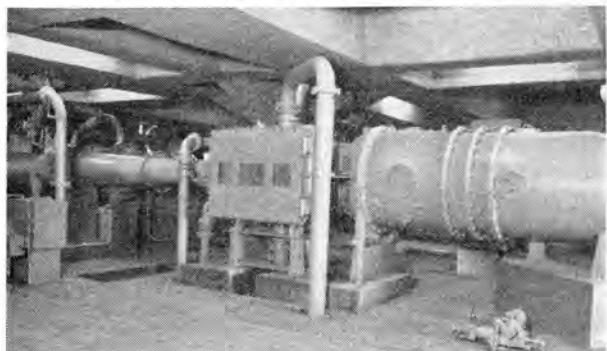


図 7.3 予備試験装置 Fig. 7.3 Preliminary test equipment.

と、4,500 kW の直流電動機と タンデム につないだもので、遷音速風胴の主送風機を駆動するばかりでなく、嵌脱継手により切り換えて、他端で将来建設される予定の超音速風胴の送風機をも駆動できるよう考慮してある。回転速度は最大 710 rpm まで可変で、精密速度調整装置をそなえ、計数的に回転速度を検出し、表示するとともに、この出力によって直流電源の水銀整流器の格子を制御し、さらに直流電動機の電流の増減により誘導電動機のすべり調整器を制御して直流電動機から誘導電動機に負荷を移して、軸の回転速度の調整を行なう。

## 8. 主冷却器

胴体内で主送風機を駆動すれば、内部の空気温度は急速に上昇する。この温度上昇をおさえ、常に一定のよどみ点温度 (60°C) のもとで試験が行われるようにするため、送風機の下流に冷却器を装備する。冷却器は プレート・フィン形の水冷却器で冷却面積は約 16,400 m<sup>2</sup>、循環水は最大 1,600 トン/時である。

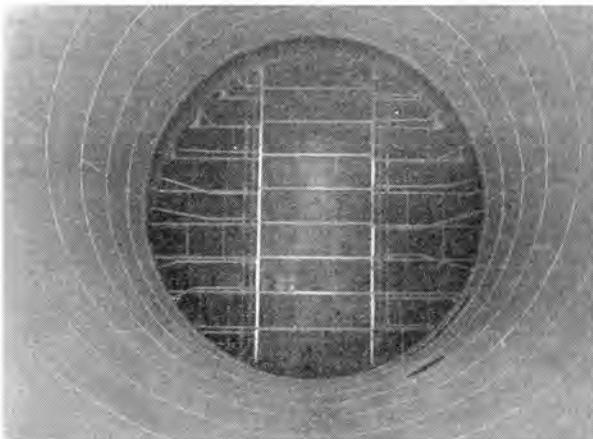


図 8.1 主冷却器  
Fig. 8.1 Main cooler.

## 9. 補助送風機設備

測定部を流れる気流を一様な遷音速流にするため、測定部を流れる空気の一部を測定部多孔壁から抽出し、測定部直後の拡散胴にもどすために、抽気管、補助送風機、駆動用電動機、補助冷却器などよりなる一連の設備が設けられている。補助送風機は、抽気量約 7 %、最大圧力比 3.3 の 10 段軸流送風機で、回転部の直径は 1.783 m、



図 9.1 補助送風機  
Fig. 9.1 Auxiliary blower.

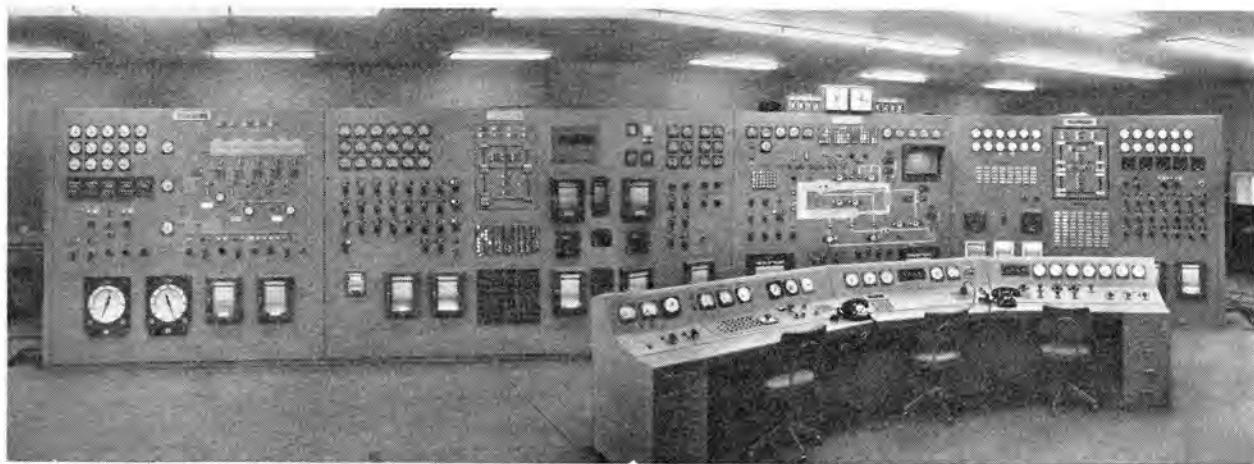


図 10.1 制御室 Fig. 10.1 Control room.

回転数は約 3,000 rpm である。駆動電動機は 12,000 kW の誘導電動機で、増速歯車を介して補助送風機を駆動する。

抽気量の制御は、要求される作動範囲がかなり広いので、直列弁と側路弁の組合せにより行ない圧力比自動調整装置をそなえている。

## 10. 計測装置

模型にかかる空気力および空気モーメントの測定には抵抗線ヒジミゲージを用いた テンピングを使用し、また圧力の測定には圧力変換器を使用して、測定量を電気量に変換し、計測室で指示記録する。この計測装置では マッハ数を算出するための圧力を含み 20 チャネルの力データと 220 チャネルの圧力データを処理できる。これらの測定値のうち力のデータいわゆる 6 分力はすべて デジタル化し計算用電子計算機に送られ実時間計算が可能である。

また、動的量の計測には、動的量計測装置をそなえ、変動する量を 磁気テープに アナログ的に記録できる。

## 11. むすび

前述したように、当所の遷音速風洞は、現在のところ、設計に直接役立つ遷音速領域の風洞実験を行なうことができるわが国唯一の風洞である。この建設にあたって種々のご協力をいただいた関係省庁各位および技術的問題について助言を与えられた建設委員会はじめ各大学、各研究所の各位に感謝の意を表したい。



図 10.2 計測装置  
Fig. 10.2 Measurement arrangement.

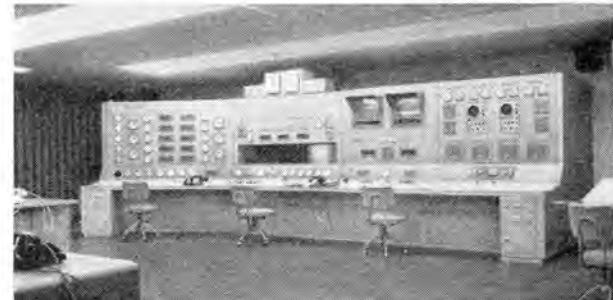


図 10.3 計測盤  
Fig. 10.3 Instrument panel.

国内および諸外国の遷音速風洞の比較表

国名	風洞	所在地	最大マッハ数	測定部断面	動力(HP)	備考
日	NAL 遷音速	東京	1.4	2 m × 2 m	46,000	補助送風機付連続式
	NAL 予備	"	1.4	0.18 m × 0.18 m	700	"
	NAL フラッタ	"	1.3	0.6 m × 0.6 m	—	吹出式
	NAL 小形吹出	"	1.3	0.1 m × 0.1 m	—	"
	NAL 翼列	"	1.1	0.12 m × 0.36 m	—	"
	東大航研吸込	"	1.3	0.12 m × 0.2 m	—	吸込式
	" 誘導機械試験所	尼崎	1.1	0.3 m × 0.3 m	—	誘導式
米	AEDC	Tullahoma	1.6	16 ft × 16 ft	100,000	補助送風機付
	NASA 8 ft	Langley Field	1.2	8 ft × 八角	16,000	
	NASA 8 ft 変圧	"	1.3	8 ft × 8 ft	25,000	
	NASA 16 ft	"	1.1	16 ft 円	60,000	
	NASA 11 ft	Moffet Field	1.5	11 ft × 11 ft	200,000	
	NASA 16 ft	"	0.95	16 ft 円	27,000	
	CWT	Pasadena	1.6	8.5 ft × 11.5 ft	40,000	0.2~4.0 気圧
	Boeing	Seattle	1.2	8 ft × 12 ft	54,000	
	Cornell	Buffalo	1.3	8.5 ft × 12 ft	14,000	補助送風機付
英	RAE	Farnborough	1.2	8 ft × 6 ft	20,000	補助送風機付
	ARA	Bedford	1.3	8 ft × 9 ft	38,000	補助送風機付
仏	ONERA S1	Modane	0.97	8 m 円	110,000	
	" S2	"	3.0	1.85 m × 1.75 m	61,000	
和	NLL	Amsterdam	1.3	2.00 m × 1.60 m	20,000	0.125~4.0 気圧

## 遷音速風胴主送風機用電動機設備

長崎製作所 武田英夫\*

## Transonic Wind Tunnel Drive Equipment

Nagasaki Works

Transonic wind tunnel drive of 22,500 kW installed at the National Aeronautical Laboratory is of an epochal capacity with a range of speed control from 710 to 70 rpm and a steady state speed error of  $\pm 0.03\%$ . It consists of a 18,000 kW induction motor and a 4,500 kW DC motor connected tandem. The speed below 310 rpm is made available by a static Leonard control system using the DC motor alone. Above this range two motors are operated together with the DC motor load kept constant and the AC motor controlled through a secondary resistance. A crystal oscillator and a photo-electric pickup are employed for the speed control system, which detects the speed deviation first of all and effects a minute control through ingenious devices.

## 1. まえがき

かねて、航空技術研究所から遷音速風洞主送風機駆動用として受注していた 22,500 kW 電動機設備は、昨 35 年 12 月実負荷試験を終わり引き渡しを完了した。この電動機設備は新三菱重工業株式会社で製作した軸流圧縮機<sup>(1)</sup>を駆動するもので、容量の大きいこと、速度制御範囲が広く精度の高いことにおいて記録的なものである。この電動設備の計画に当たっては駆動方式の選定、速度の検出方法、速度の制御法、各構成機器の設計製作等について種々の検討を行ない各方面の協力を得て製作したもので本文ではその経過の大要を紹介し、別章でおのおの機器について詳細に報告する。

## 2. 駆動方式の検討

昭和30年11月、航空技術研究所から「風洞用電動機設備仕様(案)」が提示され 各電機メーカは推奨案の作成に着手した。案の要旨はつきのとおりである。

容量 15,000 kW 津継、22,500 kW 30 min

速度 750 rpm または 1,500 rpm

速度制御の範囲 10 : 1

速度制御の精度 20 rpm ごとに  $\pm 0.03\%$  以内

外乱 電圧変動  $\pm 5\%$  周波数変動  $\pm 5\%$

## 2.1 各種駆動方式の検討

われわれは上記の骨子に基づいて、當時可能と考えられた各種の駆動方式<sup>(1)</sup>の中からつぎの五つの駆動方式を選ばる。その理由は、(1)実験的検討

- (1) IM+DM+MR 方式  
 (2) IM+SB 方式  
 (3) IM+FC 方式  
 (4) IM+MB 方式  
 (5) FC+SM 方式

これらの方式を簡単に説明すればつきのとおりである

- ### (1) IM+DM+MR 方式

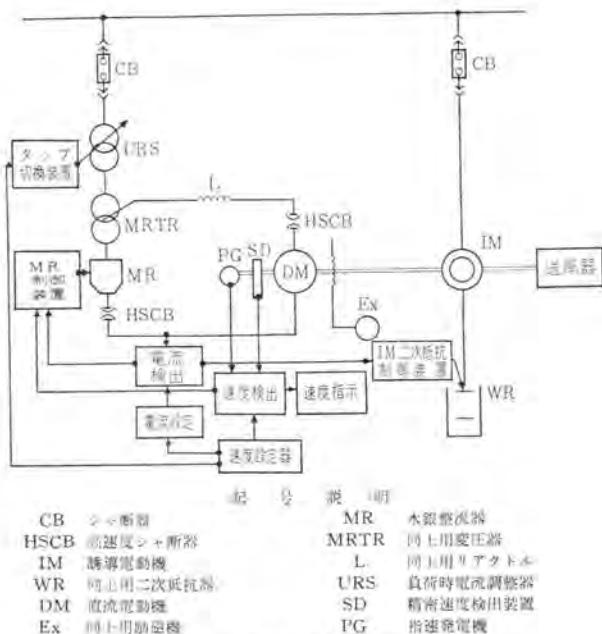


図 2.1 IM+DM+MR 方式

Fig. 2.1 1M + DM + MR system.

### a. 橫成(図2.1)

駆動用電動機として巻線形誘導電動機 (IM) と直流電動機 (DM) を用い、100 % 速度 (送風機の定格点) より 45 % までは両者を併用し、44 % 速度以下は直流電動機だけを使用する。また直流の電源としては水銀整流器 (MR) を使用する。

### b. 负荷配分

誘導電動機と直流電動機の負荷の配分は 100 % 速度においては誘導電動機 80 %, 直流電動機 20 % とした。この配分はつぎの 2 点より決定した。

- (a) 44 % 速度において直流電動機単独で負荷を駆動するに要する出力は 100 % 速度における出力の約 8.5 % である。この直流電動機が 100 % において出しうる出力は約 20 % である。

- (b) アナコンによる解析によれば予想しうる最大の外



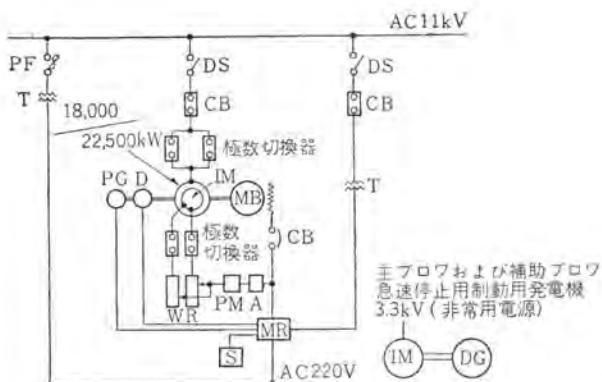


図 2.4 IM+MB 方式

Fig. 2.4 IM+MB system.

電磁式制動機は各速度において、常時そのときの負荷の 20 %に相当する負荷を吸収する。したがって駆動用誘導電動機は常時 120 %の出力を出すように計画する。

#### c. 自動定速度装置

速度の偏差を検出すればまず急速に電磁式制動器の励磁を加減して外乱に見合るように制動力を変化させる。その後この励磁電流の変化に応じて誘導電動機の二次抵抗を加減し、外乱に応ずるとともにこの励磁を外乱到来前の値に復帰させてつぎの外乱に備える。

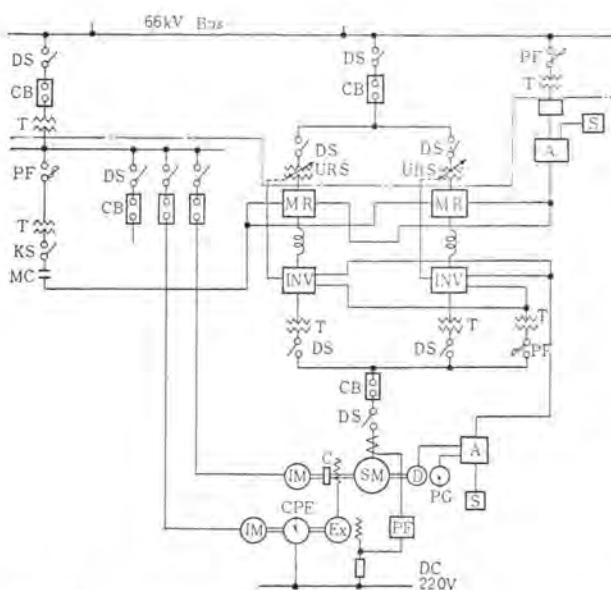
#### d. 停止法

停止方法は IM+DM+MR 方式と同様である。

#### (5) FC+SM 方式

##### a. 構成 (図 2.5)

駆動電動機として同期電動機 (SM) を使用し、電源と電動機の間に他励式静止形周波数変換装置 (FC) を設ける。FC の整流器用変圧器は負荷時電圧調整装置付とする。



##### 備考

非常停止の際には Ex 駆動用の IM を非常電源に切換えて使用する。また SM 一次側に抵抗器を接続する。(図示しない)

図 2.5 FC+SM 方式

Fig. 2.5 FC+SM system.

る。

#### b. 自動定速度の方式

速度の偏差を検出して周波数変換器のインバータの位相および整流器用変圧器のタップを制御し、電動機へ流入する電力を加減して速度を一定に保つ。

なお電源電圧の変動に対しては上記の制御とともに電圧の変動を検出して整流器の位相を制御し調整を行なう。

#### c. 停止法

同期電動機用の電動励磁機を非常電源に切換えて運転し、同期電動機の一次側は電源から切り放し、制動用抵抗器に接続して発電制動を行なう。

#### 2.2 回転数の選定

仕様書 (案) によれば、送風機の設計上遷音速度は 750 rpm、超音速度は 1,500 rpm が適当であり、したがって電動機の回転数はこの両者より選定する必要がある。このために誘導電動機を使用する場合には 750 rpm (同期速度) とし、同期電動機を使用する場合には 1,500 rpm とした。

その理由は出力 15,000 kW に対し回転数 1,500 rpm は積層回転子を使用する誘導電動機においては製作上種々困難が予想され、これに反し塊状回転子を使用する同期電動機においては製作上の問題なくさらに高速度ほど重量、外形寸法を減少しうるためである。

誘導電動機の場合には、その固有二次抵抗によるスペリのほかに速度制御用液体抵抗器の死抵抗によるスペリによって運転速度が低下する。したがって推奨案は全負荷 (15,000 kW) 回転数を 710 rpm とした。

なお回転数の選定には周波数の変動を一応考慮外にした。すなわち 5 %の周波数変動があるときは同期速度とともに低下し、したがって全負荷回転数も低下するわけである。ゆえに周波数 5 %低下の場合を保証するためには定格周波数の場合 675 rpm において 15,000 kW を出す設計とする必要があり、実際上不経済と考えられるので上記のように全負荷回転数を 710 rpm と決定した。675 rpm、15,000 kW の設計は可能であるが電動機の重量、外形寸法、価格が増加して不経済である。

#### 2.3 各駆動方式の比較

##### (1) 精度

精度は方式により多少の差はあるが、上記の五つの方式はいずれも要求を満足する。電圧変動 5 %の場合定常偏差が 0.02 % 以内になるように回路を計画し、アナログ計算機による演算結果はつぎのとおりである。

過渡偏差は FC+SM 方式が最小で全運転範囲にわたり、設定値の ± 0.04 % 程度、IM+DM+MR 方式と IM+FC 方式がこれにつき ± 0.07 % 以内、中間速度では ± 0.04 % 以下、IM+SB 方式および IM+MB 方式はこの 3~4 倍である。

回復時間は FC+SM 方式、IM+DM+MR 方式、IM+FC 方式はいずれも約 3 sec で非常に早い。IM+S

B 方式は 12 sec 程度, IM+MB 方式は 15 sec 程度でややおそい。

### (2) 速度制御範囲

いずれの方式でも設計上の余裕をみれば指定範囲を満足するが(詳細略), 同じ条件では FC+SM 方式が最も広く, IM+DM+MR 方式, IM+SB 方式, IM+MB 方式がこれにつき, IM+FC 方式がもっとも狭い。

### (3) 運転損失

負荷条件を仮定して各駆動方式の各運転速度における電力損を計算すると図 2.7 のようになり, IM+FC 方式がもっとも少なく, FC+SM 方式がこれにつき全範囲にわたり IM+FC 方式の約 2 倍である。ほかの IM+DM+MR 方式, IM+SB 方式, IM+MB 方式はほとんど大差なく高速部分で損失がいちじるしく大きい。力率は FC+SM 方式が 0.85 程度, ほかの方式では 0.9 程度が期待できる。

### (4) 価格

価格は当時としては FC+SM 方式がいちじるしく高価であり, IM+SB 方式がもっとも安価でありほかの方

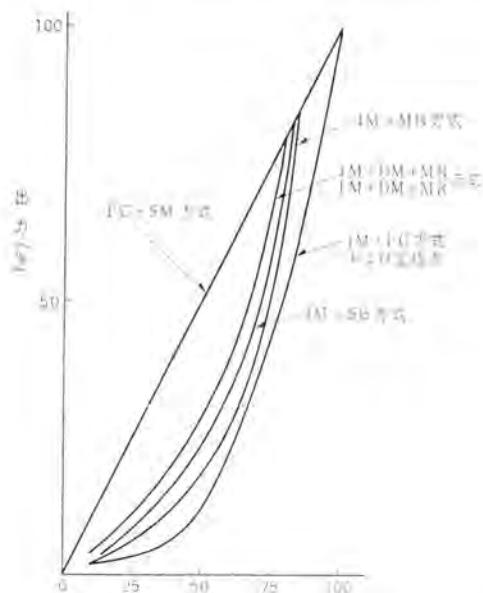


図 2.6 各方式の運転範囲曲線

Fig. 2.6 Operation range curves of various systems.

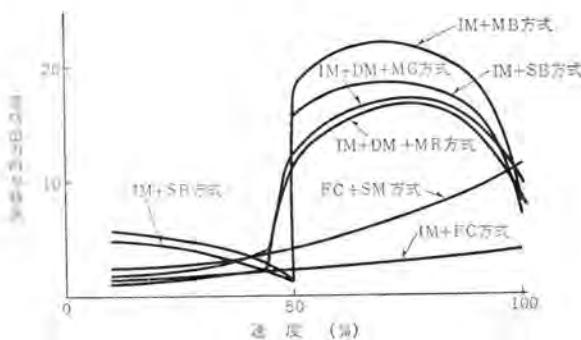


図 2.7 各方式の運転損失曲線

Fig. 2.7 Operation loss curves of various systems.

式では大差はなかった。

### (5) 軸長

IM+FC 方式, FC+SM 方式が最も短いが全機器の据付面積は大差ないものと考えられる。

### (6) 運転保守

IM+MB 方式と IM+SB 方式が最も容易である。IM+DM+MR 方式もすでに確立した技術であって問題はない。FC を使用する方式はやや高度の技術者を必要とする。

### (7) 信頼度

IM+SB 方式は当社としては当時すでに製作経験(25,000 HP 昭和 16 年)があり、製作ならびに運転上まったく問題はない。IM+DM+MR 方式はおののの確立した技術の組合せであるから製作上も運転上もまったく問題はない。ほかの方式は当時としては新技術を要する点が若干あった。

われわれはこれらの得失について慎重に検討を重ね、つきのような順位で推奨した。

- |     |             |
|-----|-------------|
| 1 位 | IM+DM+MR 方式 |
| 2 位 | IM+SB 方式    |
| 3 位 | IM+FC 方式    |
| 4 位 | IM+MB 方式    |
| 5 位 | FC+SM 方式    |

### 2.4 駆動方式の決定

各社の提示した各種の駆動方式について、航空技術研究所と電気試験所で検討が行なわれた末、昭和 31 年 7 月には IM+DM+MR 方式と 静止レオード方式 にしほられ、昭和 31 年 10 月 IM+DM+MR 方式にて当社に受注が決定した。

電動機設備に対する航空技術研究所の最終的な仕様はつきのとおりである。

容量 15,000 kW 連続, 22,500 kW 2 h

回転数 710~70 rpm

負荷範囲 図 2.8 に示すとおり

精密速度調整装置 表 2.1 に示すとおり

外乱 (a) ゆるやかな変動

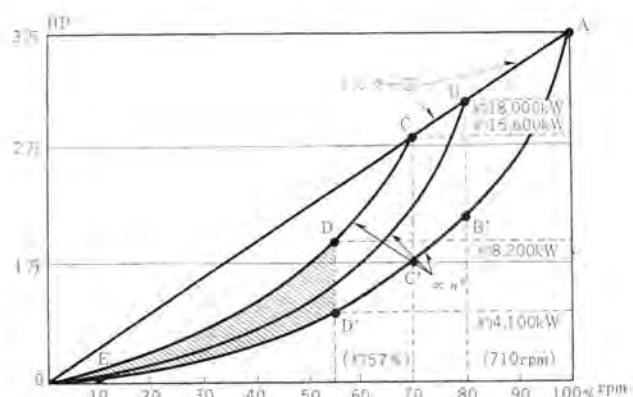


図 2.8 速度制御範囲図

Fig. 2.8 Speed control range diagrams.

表 2.1 速度制御の精度

	設定速度	設定精度	速度変動範囲
精密制御	710~70 rpm を 20 rpm おきに 設定する	710 rpm の ±0.01 %以内	710 rpm の ±0.03 %以内
地盤制御	710~70 rpm 間 連続	各設定回転数の ±0.1 %以内	710 rpm の ±0.1 %以内

電源電圧  $\pm 5\%$   
 周波数  $\pm 2\% \sim -5\%$   
 b) 急変  
 電源電圧  $\pm 1\%$   
 周波数  $\pm 1\%$  (図2.9参照)  
 c) 回復時間  
 (a) の外乱に対し回復時間 10 sec 以内

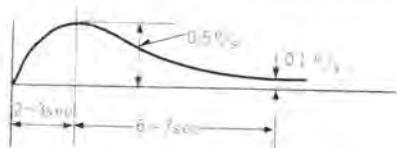


図 2.9 周波数変動特性

Fig. 2.9 Frequency variation characteristic curve.

### 3. IM+DM+MR 方式の詳細

### 3.1 主要機器の定格

(1) 主電動機 1台  
 形式 卷線形三相誘導電動機  
 閉鎖他力通風形  
 定格出力 18,000 kW 2 h  
 定格電圧 11,000 V

周波数 50 c/s  
 極数 8  
 絶縁階級 B 種  
 速度制御範囲 320~710 rpm (二次抵抗法)

(2) 副電動機 1台

形式 二重電機子形直流他励電動機

### 閉鎖他力通風形

定格出力 4,500 kW

定格電圧 1,500 V

定格回転数 710 rpm

## 絶縁階級 完全 B 種

速度制御範囲 70~710 rpm (電圧)

### ）イグナイトロン 整流器

形式 水冷式密封形イグナイトロン整流器

定格 5,000 kW

定格電圧 1,500 V  
定格電流 8.83 A

定值电流 5.0

卷之三

用法数 50 ± 7

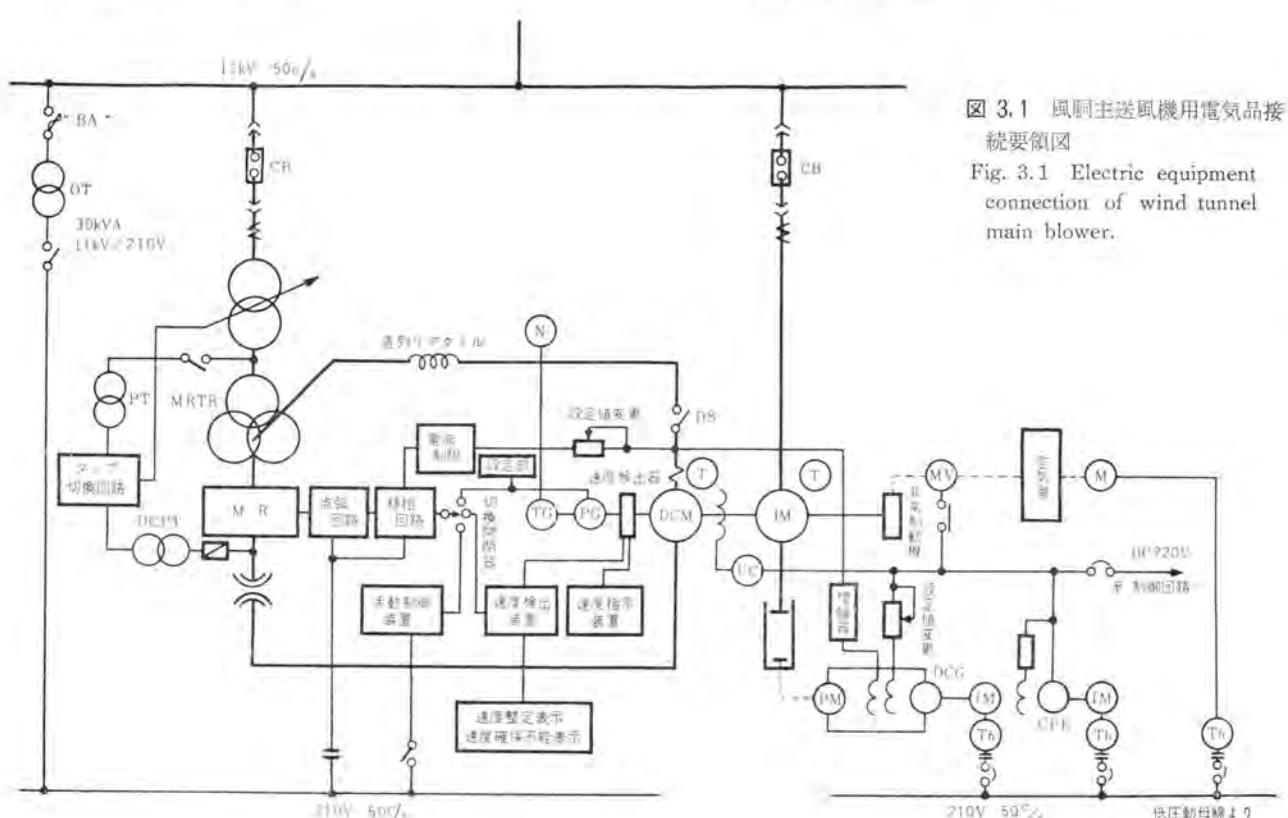
#### (4) 整流器用变压器

形式 屋外用油入自冷式

形式  
突出

窄格 3 h

相数 3/6



10 (936)

(5) 負荷時電圧調整器	1台
形式	屋外用油入自冷式
容量	6,350 kVA (線路最大容量)
定格	3 h
相数	3
一次定格電圧	11,000 V
二次調整電圧	9,680 V
タップ数	33
段数	± 16

(6) 精密速度調整装置	1式
内訳	回転数ピックアップ装置 1組 (直流電動機の軸端に取り付ける)
	速度検出装置 1組
	速度設定および表示装置 1組
(7) 粗速度調整装置	1式
(8) 制御装置	1式

### 3.2 電動機設備の方式

70~310 rpm の間は直流電動機だけを使用し、320~710 rpm の間は誘導電動機を併用する。

320~710 rpm の間の誘導電動機と直流電動機の負荷の配分は指定された外乱に応答するために必要な直流機の出力、誘導電動機を安定に速度制御するに必要な負荷、

表 3.1 IM, DM の負荷配分

運転点	(rpm) 回転数	出力 (kW)		
		IM	DM	計
A	710	18,000	4,500	22,500
B	568	14,400	3,600	18,000
B'	"	7,950	3,600	11,550
C	497	12,600	3,150	15,750
C'	"	4,600	3,150	7,750
D	405	5,700	2,570	8,270
D'	"	1,600	2,570	4,170
X	320	1,580	470	2,050
X'	"	—	2,050	2,050
Y	310	—	1,880	1,880
E	70	—	22	22

備考 X 点は IM+DM の運転範囲の下限  
X' 点は DM 単独運転範囲の上限

液体抵抗器の冷却能力を勘案し、かつなるべく総合効率が高くなるように決定した。(表 3.1)

### 3.3 計画に当たり問題となった点

上述のような経過により主要機器の定格を決定して設計に着手したが、容量、精度ともに画期的なものであり研究を要する点が多かった。機器そのものの設計上の問題点は後掲の各論文で報告するのでここではシステムに関係するものだけを列挙する。

#### (1) IM+DM+MR 方式について

この方式がはたして安定であるか、負荷配分方法は適当か、起動方式はどうかが問題になる。

#### (2) 精密速度検出装置について

精密速度検出法として検討中のピート法と計数法のいずれをとるか、速度の設定法、設定の変更法、粗粗の切換など。

#### (3) 自動速度制御系について

指定の外乱に対し所望の性能が得られるか、安全度、誘導電動機の二次インピーダンスの不均衡や液体抵抗器の液

温の変動が精度におよぼす影響、粗調整のバイロット発電機の誘起電圧に含まれるリップルの影響。

#### (4) 軸系のねじり振動について

軸系の固有ねじり振動数と誘導電動機の二次インピーダンスの不均衡にもとづく 2 sf なる励振力<sup>(3)(4)</sup>、そのほかの励振力との共振による疲労破壊や速度制御の精度におよぼす影響。

## 4. モデル・テスト

### 4.1 モデル・テストの目的

3.3 で掲げた諸点について検討するためにモデル・テストが行なわれた。IM+DM+MR 方式や制御系についてすでに伺となくアナログ計算機による演算を行なっており、まったく異常は認められなかったが数学的なモデルがどれだけ正確に実際の系を模擬しているかを確かめることと、精密速度検出装置についてはピート法と計数法のいずれによって設計を進めるかを決定するためである。

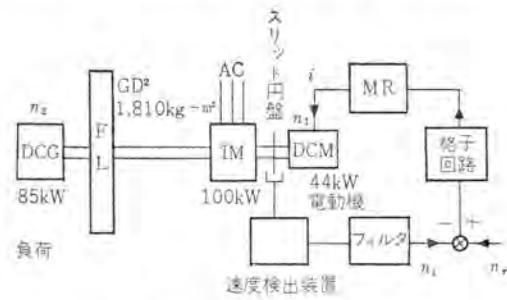


図 4.1 モデル・テスト計画図

Fig. 4.1 Block diagram of model test plan.

### 4.2 モデル・テストに使用した主要機器

1 台 誘導電動機 100 kW, 220 V, 60 c/s 10 P, 720 rpm  
卷線形

1 台 直流電動機 44 kW, 220 V, 他励 700 rpm  
1 台 イグナイトロン整流器 200 V, 1,000 A  
1 台 フライホイール 1,610 kg-m²  
1 台 負荷用直流発電機 85 kW, 225 V, 他励  
1 台 精密速度検出装置 (ピート法)  
1 台 同 上 (計数法 A)  
1 台 同 上 (計数法 B)  
1 台 制御装置  
1 台 計測装置

### 4.3 モデル・テストの結果<sup>(7)</sup>

このモデル・テストの結果つきのことがわかった。

- IM+DM+MR 方式による安定な運転が可能である。
- DM, IM の負荷配分方式は計画どおりでよい。
- 起動方法として IM で起動し、DM を後で投入しても、DM で起動し後で IM を投入しても別に問題はない。
- 精粗の速度調整装置を運転中に切り換えるとさ

しつかえない。

(5) 精密速度検出装置については ブロウアップ 装置は計画どおり光学的なもので十分の精度が得られること、速度の検出精度はビート法、計数法とも  $1/10,000$  以上であることが確認された。なおビート法は計数法にくらべレスポンス時間が調整でき、出力の周波数が高いため制御が容易であること、外來雜音に対し安定である点がすぐれていることもわかった<sup>(8)</sup>。

(6) 指定外乱に対する過渡特性は計算値と実測値が割合よく一致し、回復時間は 3 sec 程度、定常偏差は  $\pm 0.02\%$  以内である。なお定常変動（人工的に外乱を与えない場合の種々な原因による速度の指示のふらつき）は  $\pm 0.005\%$  程度であった。

(7) 閉回路周波数特性試験の結果、従来まだ報告されていなかった機械共振系（ねじり振動）の制御、ループにおよぼす影響<sup>(5)(6)</sup>が存在することが明らかとなり、場合によってはこれが系を不安定化することがわかった。

この克服については後述する。この問題を除けば制御系はきわめて安定であることも確認された。

(8) 液体抵抗器の各相の不平衡も共振さえしなければ制御性能にほとんど影響しないことも明らかとなつた。液温の変動の影響は DM によって十分補償され問題はない。

(9) その他制御系や制御器具の設計上注意すべき諸点が種々明らかにされた。

## 5. 精密速度調整装置

モデル・テストの結果にもとづき精密速度調整方式はビート法によること、粗速度調整としてパイロット発電機を使用することに決定したが細部についてはさらに実験と検討を重ねて制御方式をつきのように決定した。

### (1) 精粗の切換

任意の時期に切り換えるようにする。切換時にも特別に利得の調整は必要でない。

### (2) 設定速度の変更

設定器は段階設定、連続設定とも精粗共用とし、設定操作によって精の基準発振器、粗の基準電圧、MR 用負荷時電圧調整器の基準電圧が一定の時定数によって設定される。

### (3) 起動・停止

上記段階設定器を起動開始とともに、ゼロから設定位置まで 20 rpm ごとに一定時間間隔 (20~40 sec) で自動的にあげて加速する。停止はこの逆である。

### (4) 保護

精密速度調整装置が故障の場合には 粗調整装置が バック・アップするようにした。この場合は多少速度偏差が大きくなるがまったく危険はない。さらに両者が故障の場合にも負荷時電圧調整器により 安全な速度に制限される。

## 6. 軸のねじり振動

### 6.1 軸のねじり振動

この電動機設備は直流電動機と誘導電動機が長い中間軸を介してブロウとタンデムに配置されており、この40m 以上にもおよぶ長大な軸のねじり振動が問題となつた。すなわちこの軸系は 3.5 c/s, 18 c/s の共振周波数を有しておりこの値を大幅に変更することは不可能であった。一方誘導電動機はその二次インピーダンスの不均衡によりスペリ周波数の 2 倍のねじりトルクを発生することが知られており、今回のように広範囲 (スペリ S=0, 0.5~0.57) に速度制御する場合には軸系の共振周波数がこの範囲に入つてくることはさけられない。このため軸に十分な疲労強度をもたせるとともに、二次インピーダンスの不均衡を極力小さくして励振力をへらすようにした。

なお前述のモデル・テストの結果、軸のねじり振動特性が自動速度制御系の安定度にいちじるしい影響があることが判明し、この点から再度慎重な検討を行なつた。これについてはつぎに述べる。

### 6.2 制御系におよぼす機械共振（ねじり）系の影響

モデル・テストにおける閉回路周波数特性試験の結果、機械共振系の影響が発見された。これを克服するためまずダンピング効果をもたらすための ダンピング 装置の軸系への附加を考えたが実現は困難であり、ついで機械系と制御系を相互に無関係とするため速度検出円板の取付位置を振動の節へ移す案の検討を行なつたがこれも実際的でなくつぎの (1), (2) だけが案として残つた。

(1) モデル・テストで成功したように制御系へフィルタを挿入して安定化する方法、ただしこの方法によると速度制御の性能がいちじるしく低下する。(振幅安定形)

(2) 制御系の性能もおとさずかつ制御系によってダンピング効果まで増大する方法 (位相安定形)

両案について演算と検討を重ねた末、位相安定形が計算上実現可能であり、性能がいちじるしくすぐれているので現地試験の結果によつては容易に振幅安定形へ変更しうるよう考慮しておくことを条件として位相安定形で設計をすめることにした。振幅安定形は計算およびモデル・テストの結果により実現可能なことは確認されている。

## 7. 運転制御

前述のような基本的な問題と並行して運転制御方式を検討しつぎのように決定した。

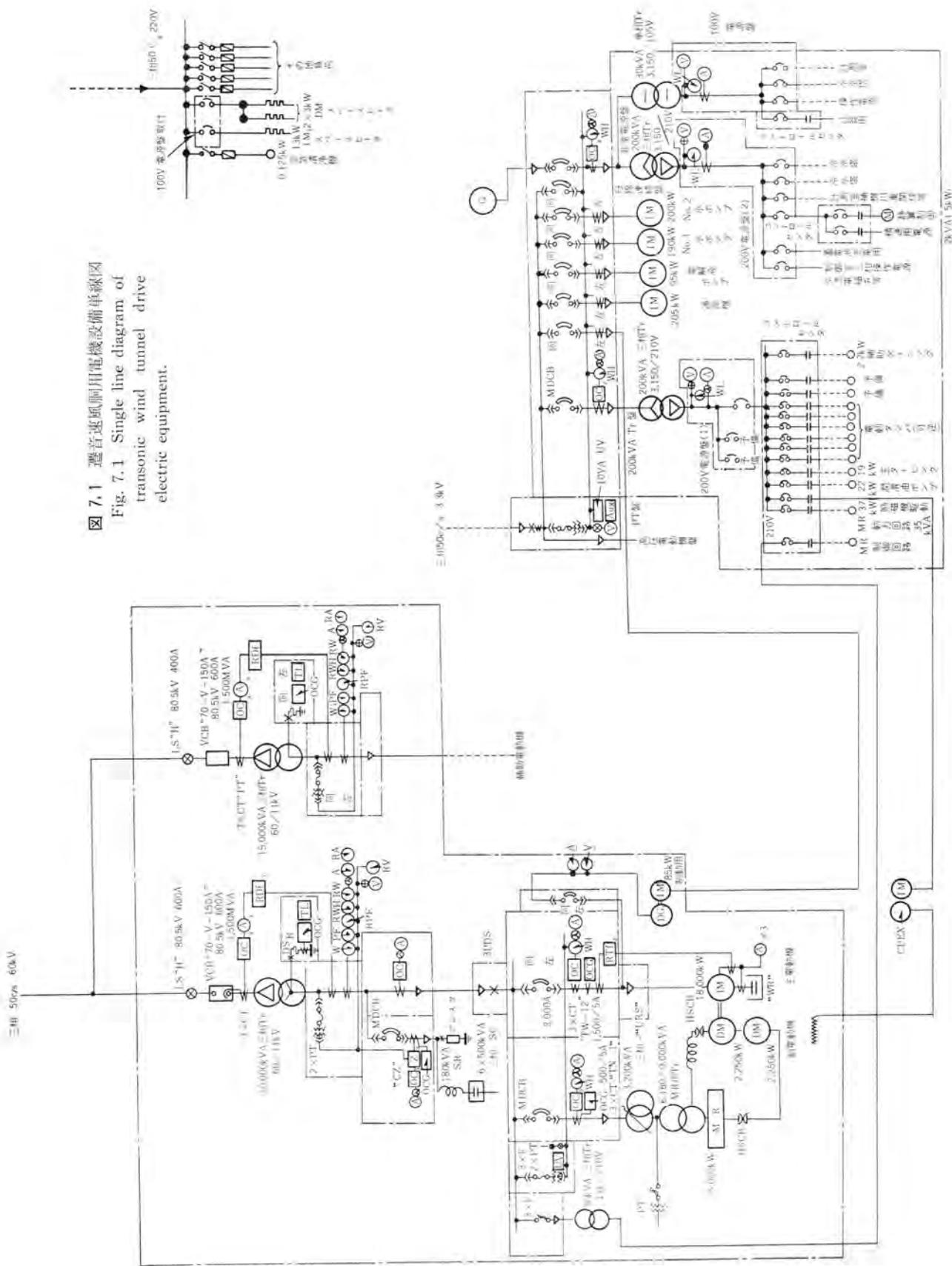
### (1) 運転操作

運転操作はいわゆる一人制御とし、制御室の制御盤から風洞関係全般の制御を行なう。

主送風機の運転操作はつきの七つに区分し、各操作はあらかじめ計画されたブロウ図に従つて自動的に動作のチャートを行ないながら進行するようにした。

### a. 試験準備

図 7.1 遠音遮断用電機設備単線図  
Fig. 7.1 Single line diagram of  
transonic wind tunnel drive  
electric equipment.



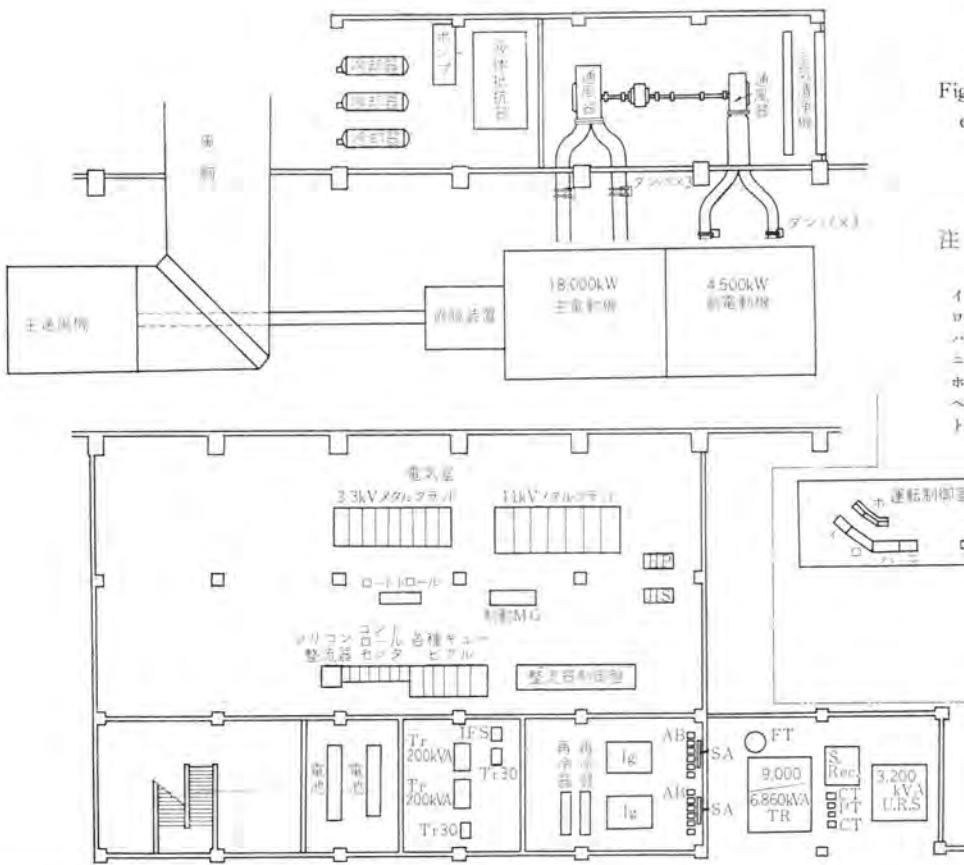


図 7.2 電気機器配置図  
Fig. 7.2 Arrangement of electric equipment.

注 運転制御室は電気室の階上（電気室と同じ大きさ）

- イ、補助送風機垂直盤  
ロ、風胴グラフィックパネル  
ハ、主送風機垂直盤  
ニ、冷水塔垂直盤  
ホ、操作盤  
ヘ、排風機操作盤  
ト、乾燥空気製造設備操作盤

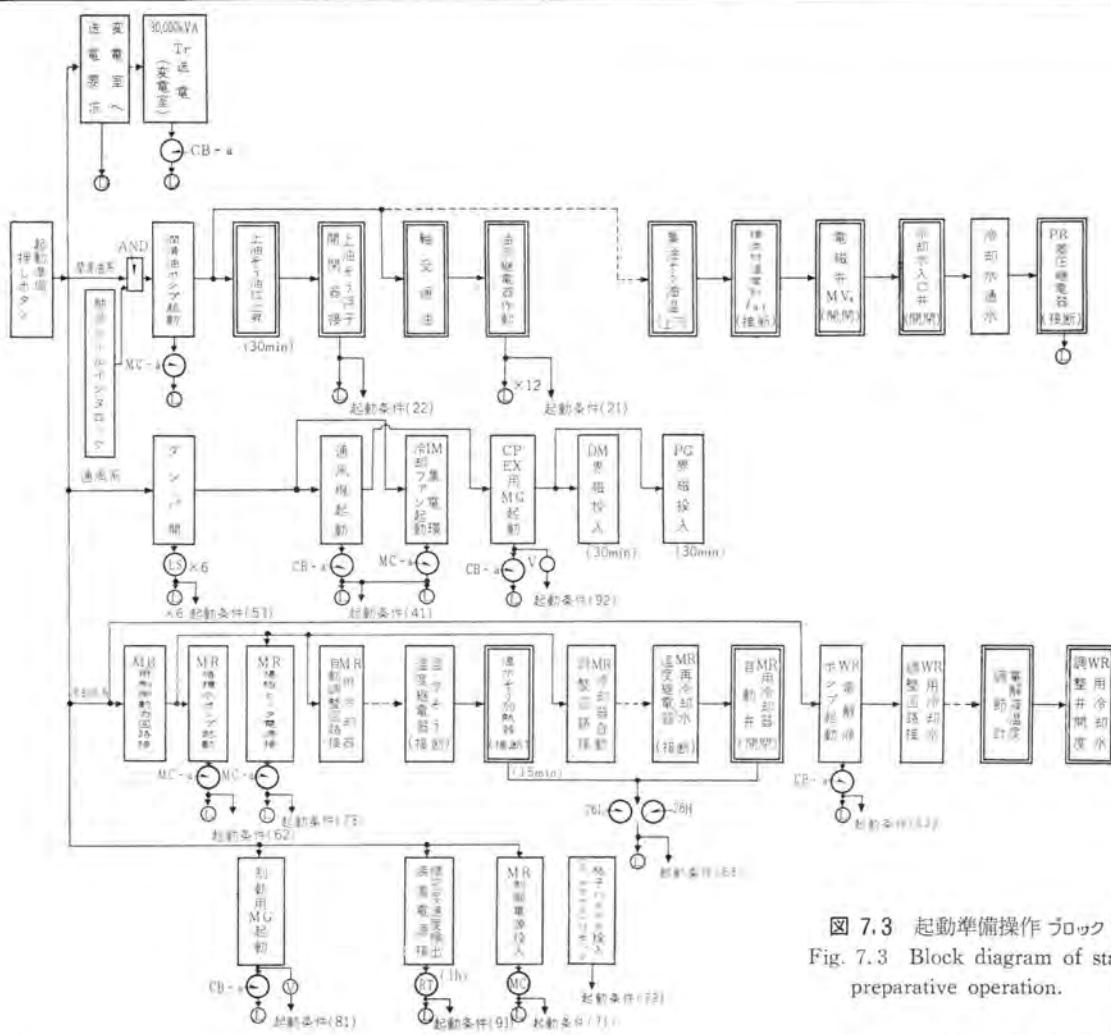


図 7.3 起動準備操作 ブロック 図  
Fig. 7.3 Block diagram of start preparative operation.

- b. 起動準備  
c. 起動  
d. 停止  
e. 故障停止

- f. 非常停止  
g. 運転休止

(2) 保安装置

運転の安全を保証するための インタロック は起動条件と

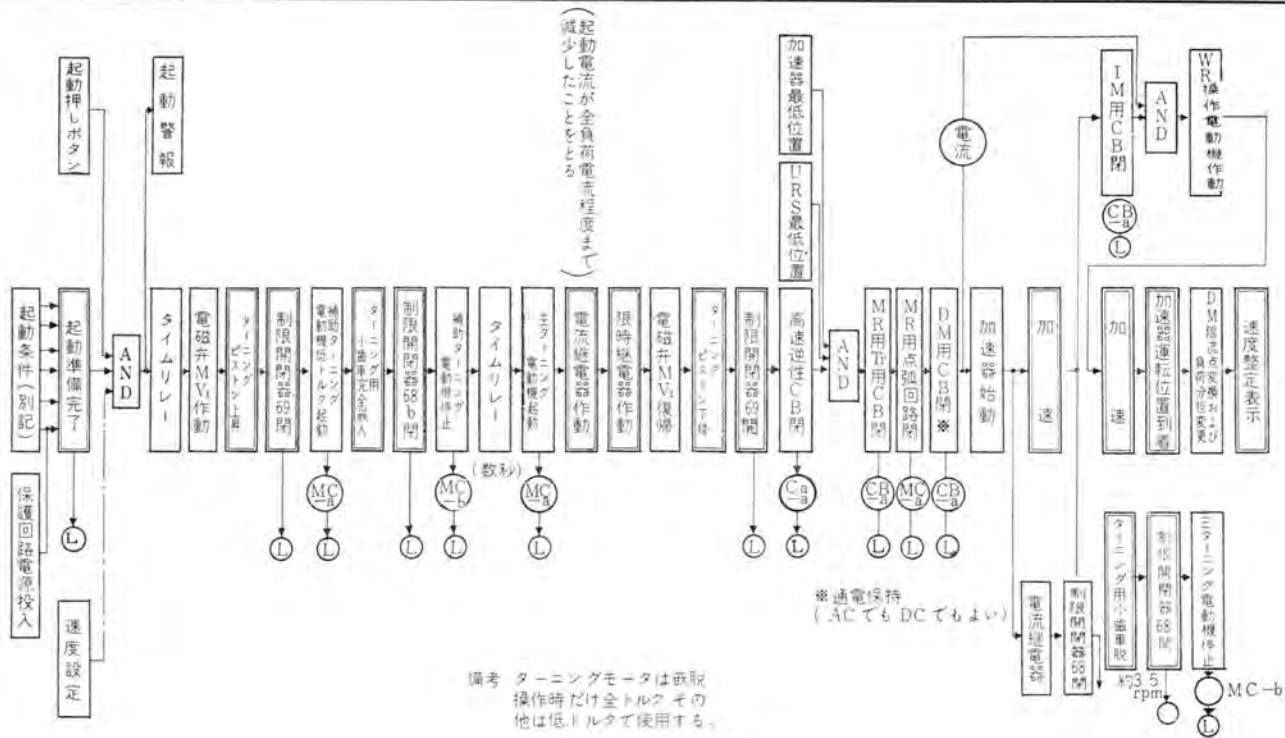


図 7.4 起動操作ブロック図  
Fig. 7.4 Start operation block diagram.

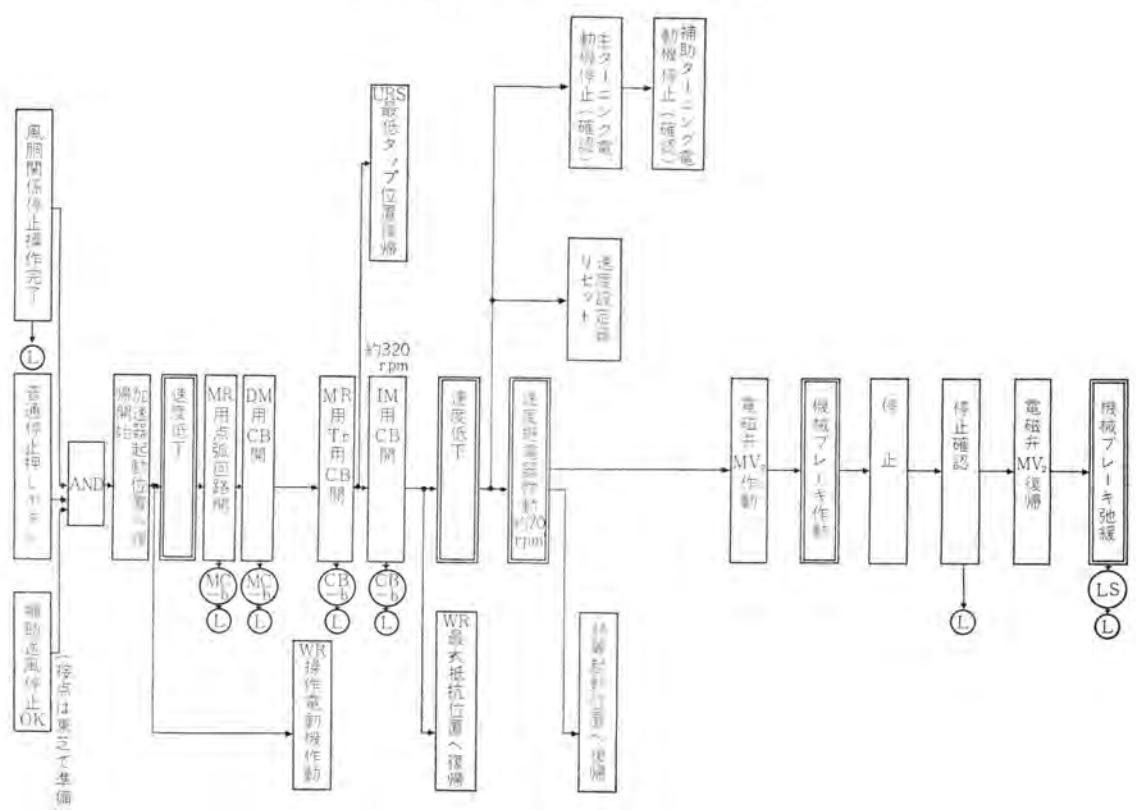
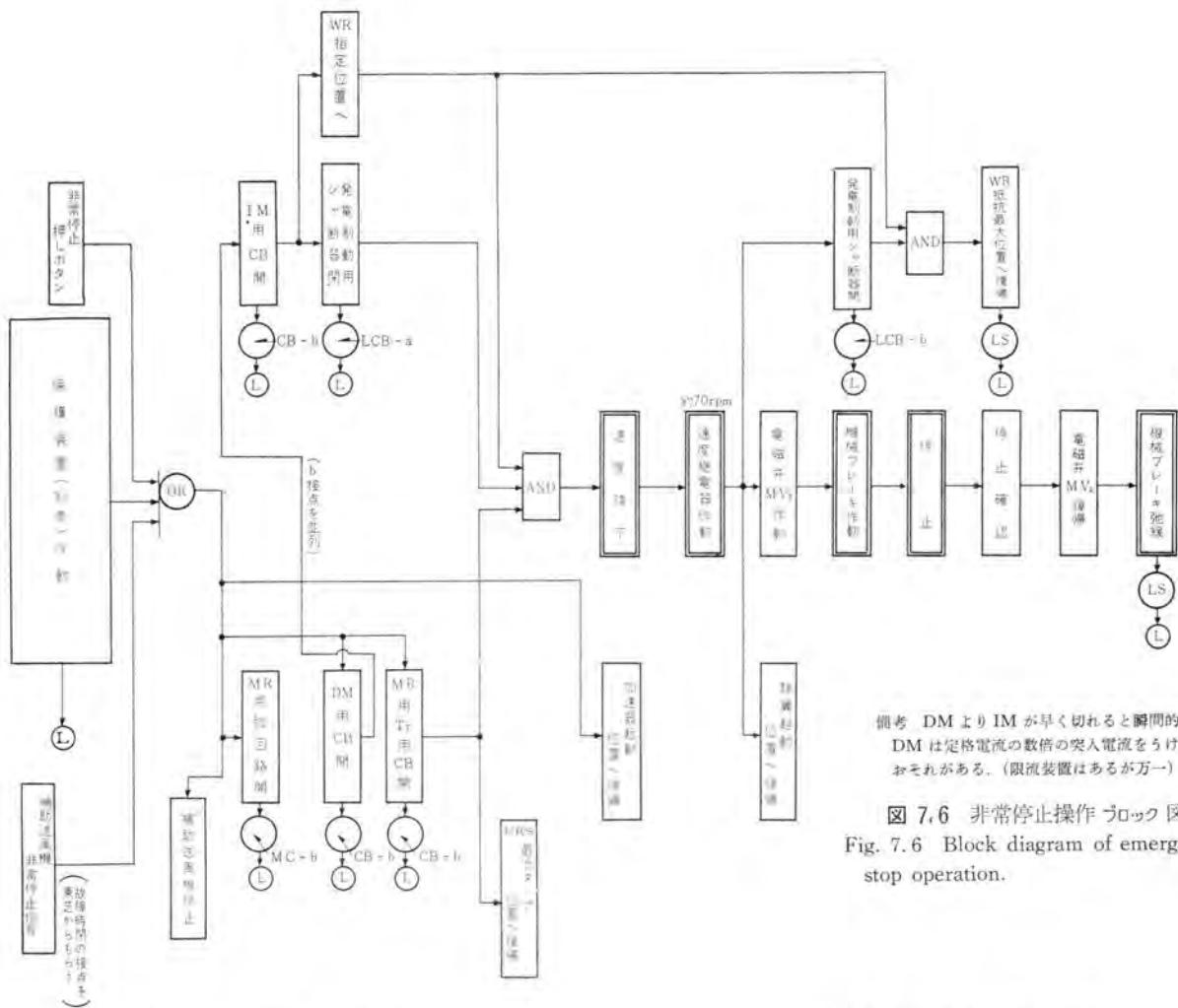


図 7.5 普通停止操作ブロック図  
Fig. 7.5 Block diagram of normal stop operation.



備考 DM より IM が早く切れると瞬間に DM は定格電流の数倍の突入電流をうける。それがある。(限流装置はあるが万一)

図 7.6 非常停止操作 ブロック図  
Fig. 7.6 Block diagram of emergency stop operation.

表 7.1 起動条件一覧表

区分	起動条件	備考	起動条件番号
風胴	風胴関係準備完 (大トピフ, ゲート, マンホール)	ゲラフィックパネルより接点	1
	冷却水関係準備完 (風胴冷却水, 温度計投入)	〃	2
プロワ (選音速)	脱脂装置停止	LS 67 b	11
	脱脂装置補助ツメ引抜	LS 66 b	12
	節翼起動位置	LS	13
	潤滑油弁開放	LS	14
補助プロワ	補助プロワ弁類準備完	接点 (DC 250 V 1A) は変更で準備	19
潤滑油系	油流繼電器作動	プロワ用 (軸受-6 スラスト-1)	21
	〃	電動機用 (軸受-4 スラスト-1)	22
冷却水系	上油そう浮子開閉器接	フローラストイオチ	23
	MR 用冷却水塞止弁開	流水繼電器	31
通風系	通風機起動	CB-a	41
	集電環用冷却ファン起動	MC-a	41
IM	WR 抵抗最大	LS	51
	WR 用電解液ポンプ起動	CB-a	52
	ダンバ開	LS	53
DM	URS タップ最低	LS	61
	MR 用循環水ポンプ起動	63 WX	62
	MR 用温度 OK	26 L, 26 H	63
MR	制御電源正常	LS	53
	格子バイアス正常 80 (lock out) reset	MC-a	71
	陽極ヒータ接	MC-a	72
ブレーキ	非常制動用 MG・OK	電圧繼電器	81
	機械ブレーキ弛緩	LS	82
その他	精密速度調整装置 OK	タイムリレー	91
	CPEX 起動	電圧繼電器	92
	加速器起動位置	LS	93
	操作用圧気	圧力繼電器	94
	計器用電源	MC-a	95

- (注) 1. 単独運転時には上記起動条件を全部いかずものとす。もし、不可能なとき一部分を短絡して使用する。  
2. また、単独運転時には保安装置回路もいかして使用する。  
3. DM だけの運転のときは単独運転とし、上記(1) (2) 項に従って運転することとする。

表 7.2 保安装置一覧表 (1)

故障名	非常停止	故障停止	警報	備考
危険信号	○			押しボタン
IM 過電流	○			CO
〃 低電圧、停電、無電圧	○			CV
〃 内部故障	○			CA-G
〃 内部接地	○			CO-G
〃 黄油停止	○			流量繼電器
〃 軸受過熱	○			電子管式計器
〃 固定子温度上昇	○			〃
〃 火災	○			サーモスタット、押しボタン
〃 冷却水停止 (WR)	○			圧力繼電器
〃 電解液ポンプ停止	○			CB-b (52EP)
〃 電解液温上昇	○			電子管式計器
〃 WR 操作系故障	○			LS
DM 過電流	○			COS <sub>3</sub>
〃 センシタ	○			HVD
〃 界磁喪失	○			AV-2
〃 黄油停止	○			流量繼電器
〃 軸受過熱	○			電子管式計器
〃 火災	○			サーモスタット、押しボタン
〃 界磁温上昇	○			電子管式計器
IM, DM 通風機停止	○			IM エリップリダクションを含む
油ポンプ停止	○			MC-b (88LO)
同上用冷却水停止	○			63 W
IM, DM 軸振動	○			電子管式計器
ねじり振動	○			〃
二次周波数の保護	○			電子管
MR 過強	○			54 P
〃 過弱	○			MH
〃 直流過電流	○			54 N
〃 停電、無電圧	○			(IM と共に)
〃 バイアス電圧不足	○			SV
MR ヒータ断線	○			37 AH

表7.2 保安装置一覧表(2)

故障原因	非常停止	故障停止	警報	備考
MR 常却水停止			△	直水録電器 60 RW
〃 温度(上限)			○	熱度録電器
〃 〃 (下限)			○	〃
〃 制御電源欠相・低電圧		○		CP
〃 動力電源	○			〃
MR 用変圧器内部故障	○		○	ブツフホルツ
〃 温度上昇			○	ダイヤル形温度計
URS 温度上限			○	ダイヤル形温度計
リタクタ	○			〃
精密用制御電源部故障				
精密速度検出装置故障				
AC 制御回路故障			○	補助録電器
DC 〃 "			○	〃
プロワット先端長歴	○			PR 3
ターニング自動離脱不能	○			SC B
プロワットアーチ振動	○			振動計
〃 上油そう油位低下	○			浮子開閉器
〃 精油停止	○			流量計
〃 精油温度	○			ダイヤル形温度計
〃 軸受温度	○			電子管計器
風洞空気温度	○			接点供給外
風洞冷却水系(水流)	○			〃
〃 (水温)	○			〃
風洞空気圧力	○			〃
スクリーン異常	○			〃
プロワット変ギヤト付圧力低下	○			PR 2
ロータ位置(スラスト)	○			軸位置計
離脱装置移動	○			LS-67 b
補助ツメの出	○			LS-66 a
3.3 kV 電源停止	○			CV
200 V 増減停止	○			NF-6
IM, DM タンク閉	○			LS
MR 用循環水ポンプ停止	○			63 W
冷却水ポンプ停止	○			CB-b (52 WC)
非常制動用 MG 停止	○			SV
冷却塔ファン停止	○			接点供給外
操作用圧力計停止	○			PR

して表7.1のようにした。または保安装置はその緊急度により表7.2のように、警報・故障停止・非常停止の3種に分けた。

## 8. 試運転の結果

昭和35年8月主送風機関係の電気設備の据付が終わり、昭和35年10月風洞全設備の完成をもって実負荷試験にはいった。調整および性能試験は風洞設備の都合から10月末と、12月中旬の2回にわけて行なわれ、12月末所期の成果をあげて無事終了した。

試験項目およびその概要はつぎのとおりである。

### (1) 制御系の性能試験<sup>(9)</sup>

#### a. 過渡特性

170, 310, 350, 490, 610, 690 rpm の各速度において電源電圧を急変させた場合の過渡特性を精粗両制御方式について測定した。

#### b. 周波数特性

上記の各速度において、かつ精、粗両制御方式について閉路周波数特性試験を行なった。

#### c. 減衰定数

軸のねじり振動に対する減衰定数を上記各速度で精、粗両制御方式について測定した。

### (2) 誘導電動機の実負荷温度上昇試験

### (3) 運転操作試験

これらの全試験を通じて

(i) IM+DM+MR方式はまったく安定であり、負荷配分方式も作動はきわめて良好であった。

(ii) 精密速度検出装置<sup>(10)</sup>は軸受の油膜の厚さが回転数によって変化し、軸心が移動するために起きた障害以外問題はなかった。この障害はピックアップ部分の変更によって克服された。速度の設定、設定速度の変更、精粗の切換は作動良好であった。

(iii) 自動速度制御系は位相安定形は計算どおりの特性を示し、その性能はきわめて優秀であった。指定外乱に対し定常偏差は±0.02%以内、回復時間3 sec以下であり、定常変動は±0.005%程度であった。なお位相安定形の自動速度制御系もまた期待どおり軸のねじり振動へのダンピング効果を3~4倍にも増大することが確認された。

(iv) 誘導電動機の二次インピーダンスの不均衡は常に1%以下であり、自動制御系のダンピング効果と相まってこの影響はまったく認められず、何の心配もなく運転することができた。

(v) 液体抵抗器の液温は自動調節装置により±1°C以内に保たれているが、調節計を使用しないでも液温の変化がきわめてゆるやかであるので性能にはまったく影響がなかった。

(vi) パイロット発電機を使用する粗速度制御方式はリップルを含んでいるが平均値は指定精度を満足している。

## 9. むすび

以上計画開始から試験完了までの経過と問題点のあらましを述べた。詳細は次章以下の論文および引用文献によられたい。

この仕事は長い年月にわたり、かつまた広い範囲の知識、技術を必要としたため、航空技術研究所、電気試験所をはじめ、プロワットの製作である新三菱重工の各関係者、当社神戸製作所、伊丹製作所、長崎製作所、無線機製作所、研究所、本社電機部、本社施設部のきわめて多数の人々の指導、参加、協力によって達成されたものである。ここに各関係者の方々にあつて謝意を表する次第である。

## 参考文献

- 富永：機学会誌 62, 486 (昭和34年)
- L. A. Kilgore H. C. Brunner : Westinghouse (March 1954).
- O. I. Elgard : AIEE Tech. PAPER, 54-323.
- C. Concordier : AIEE Tech. PAPER, 52-83.
- 武田・真鍋：電学誌 79, 611 (昭和34年)
- 武田・真鍋・己斐・細野：三菱電機 33, No. 2, p. 269.
- 武田・己斐・馬場・細野：昭和33年4月 連大-492.
- 渡辺・吉江：昭和33年4月 連大-491.
- 武田・真鍋・細野：昭和36年4月 連大-591.
- 俵口・三橋：昭和36年4月 連大-148.
- (10) 俵口・三橋：昭和36年4月 連大-148.

# 主送風機用 18,000 kW 三相誘導電動機および付帯設備

長崎製作所

片山仁八郎\*・新良由幸\*\*  
甘粕忠男\*\*・中野久夫\*\*

## 18,000 kW Three-Phase Induction Motor and Accessory Equipments for Main Blower

Nagasaki Works

Nihachiro KATAYAMA・Yūkō SHINRYO  
Tadao AMAKASU・Hisao NAKANO

A 18,000 kW three-phase induction motor ordered by the Aeronautical Laboratory was completed in January 1960 and delivered in the end of that year after successful tests at both the factory and the site. The motor is in direct coupling with a 4,500 kW DC motor for the purpose of driving a 22,500 kW blower. This is the largest in the orient not only in the capacity but in ingenious setup to operate at a very high speed under perfect speed regulation. It is the fruit of the painstaking effort of Mitsubishi engineers, built on an entirely new concept. The report deals with its features, construction, test results and accessory equipments.

### 1. まえがき

科学技術庁航空技術研究所より受注した遷音速風洞用 18,000 kW 三相誘導電動機は、昭和 35 年 1 月製作を完了し、優秀な成績で工場試験を終え、現地での各種試運転も終わり、昭和 35 年 12 月に引渡しを完了した。

この電動機は、4,500 kW の直流電動機と直結し、22,500 kW のブロウを駆動するもので、わが国だけではなく、東洋最大の誘導電動機としてその偉容を誇る記録品である。

この誘導電動機は当社技術の結晶であり、幾多の技術的困難をのりこえるため、従来の概念から脱却した新しい設計を数多く採用し、多くの試作研究を経て完成されたものであり、その容量だけでなく、技術革新の面においても画期的なものである。



図 1.1 現地に据付けられた 18,000 kW 誘導電動機

Fig. 1.1 18,000 kW induction motor  
installed at the site.

### 2. 定 格

遷音速風洞用三相誘導電動機の主要目は、

出 力	18,000 kW
電 壓	11,000 V
周 波 数	50 c/s
極 数	8
同期回転数	750 rpm
回転子形式	巻線形
絶縁階級	B 種
形 式	閉鎖他力通風形
重 量	回転子 約 54 t 固定子 約 36 t その他 23 t 合 計 113 t

この誘導電動機は、4,500 kW の直流電動機と直結し、合計 22,500 kW で遷音速風洞用の軸流送風機を駆動する。回転数とトルクとの関係は、497 rpm までは一定トルクで、497 rpm 以下はトルクは回転数の 2 乗に比例する。

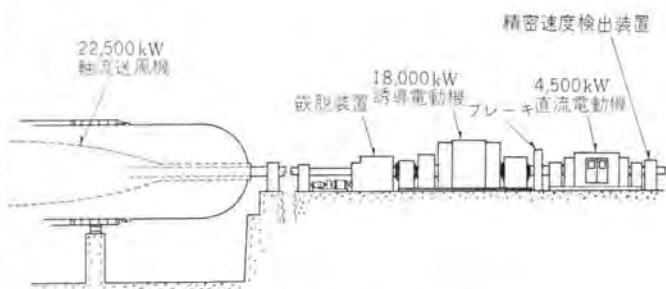


図 2.1 22,500 kW 電動機配置図

Fig. 2.1 Arrangement of 22,500 kW motors.



図 2.2 工場試験中の 18,000 kW 誘導電動機  
Fig. 2.2 18,000 kW induction motor under factory test.

正常運転時には、誘導電動機と直流電動機は一定の割合で、負荷を分担しているが、もし電源周波数、負荷などが変化し、回転系の速度が定められた速度から少しでもはずれると、直流電動機が負荷の急変分を分担し、回転力を調整して、所定の速度を保ち、変動した負荷を徐々に誘導電動機に移す。速度制御の範囲は 70~710 rpm であり、負荷の小さい範囲では、直流機だけを使用する。

誘導電動機、直流電動機、軸流送風機の配置は図 2.1 に示すとおりである。

### 3. 構造および特長

18,000 kW 誘導電動機は、きわめて大容量で、かつ高回転であるので、電気的設計、機械的構造、材料などの面で多くの考慮が払われている。以下その特長について説明する。

#### 3.1 通風方式

速度制御の範囲が広いので、低速でも十分な冷却効果を持たせ、かつ清浄な空気を電動機に供給する目的で、

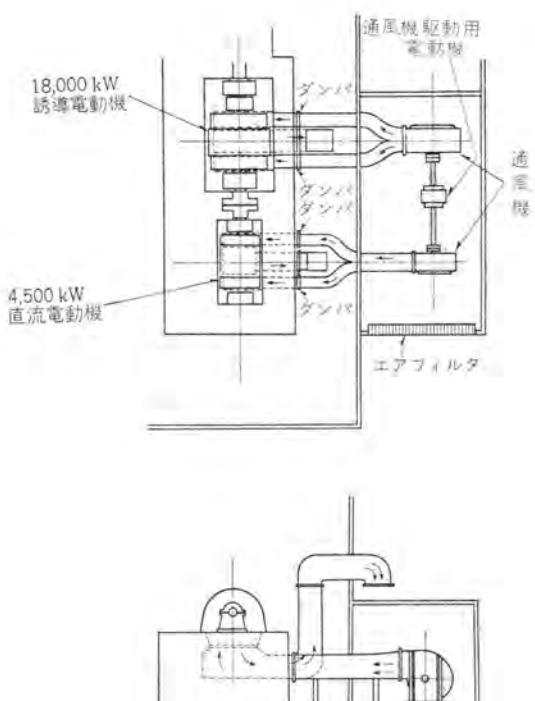


図 3.1 22,500 kW 電動機通風説明図

Fig. 3.1 22,500 kW motor driven wind tunnel.

主送風機用 18,000 kW 三相誘導電動機および付帯設備・片山・新良・甘粕・中野

通風方式は閉鎖他力通風形を採用した。

通風装置の配置は図 3.1 に示すとおりであり、通風機室入口には、回転油膜式のエアフィルタを設け、室内に吸い込まれる空気中のジンバイを取り除いている。通風機室に吸い込まれた空気は、強圧通風機によってダクトを通り、二つに分岐して誘導電動機のエンドカバー下部から電動機内部に押し込まれる。この空気は、回転子、固定子のコイルエンド部、コア部を冷却し、電動機下部中央の吐出口から吐出ダクトを通って屋外へ排出される。電動機の冷却風入口、出口部には、温度計が設けてあり、冷却風温度は、制御室で連続的に記録されている。

18,000 kW 誘導電動機と、4,500 kW 直流電動機はそれぞれ別個の強圧通風機を有しており、これらを駆動する電動機は 210 kW で、両通風機に共通である。

18,000 kW 誘導電動機は他力通風であるので、内部に冷却用のファンは持っていない。

#### 3.2 固定子

固定子外わくは、すべて鋼板溶接製としている。

固定子コアには T 級ケイ素鋼板を使用し、セグメントを打ち抜いた後焼なましを行ない、さらに絶縁ワニスの焼付けを行なって鉄損の減少をはかっている。

固定子コアには、電動機内部の温度分布をできるだけ均一にするように多数の通風ダクトを配列し、コア端部には、非磁性の歯型押さえを入れて歯部分を強く押えている。

固定子コイルはハーフコイルとし、ダイヤラスチック絶縁を施した。素線には二重ガラス巻銅線を用い成形し、それにダイヤラスチックマイカテープを所要の厚さに巻き、その上をガラステープで補強した。テープングの終わったものは乾燥し、水分、揮発分を完全に除去し、つぎに高真空および加圧を併用して、ダイヤレジンワニスの含浸を行なった。ダイヤレジンを含浸させたコイルは、その形をくずさないような独特的の設備によって加熱し、重合反応を行なわせて、ダイヤレジンとマイカテープとを完全に一体とし、内部空隙のない強固なコイルを作っている。このコイルの溝部表面には、半導体ワニスを塗ってコロナ発生を防止してい

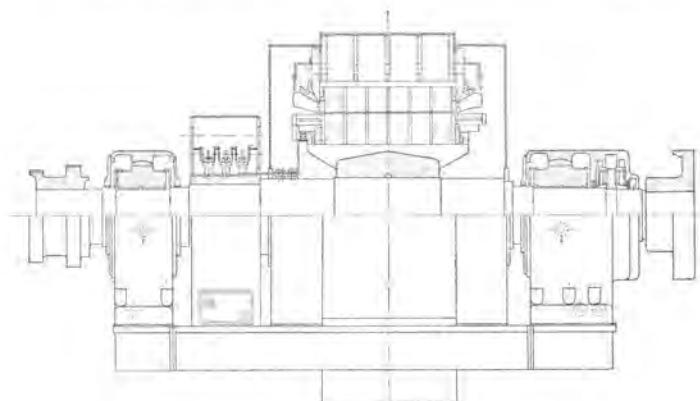


図 3.2 18,000 kW 誘導電動機組立断面図

Fig. 3.2 Cross section of 18,000 kW induction motor.

る。ダイヤラスチック 絶縁コイルは、

- (1) 耐湿、耐油、耐酸、耐アルカリ性がすぐれている。
- (2) 弾性にとみ、適度の伸びがあるため、導体および鉄心との熱膨脹の差によって亀裂を生ずることがなく、加熱硬化性であるので高温で軟化したり、流動したりせず、機械的にじょうぶである。
- (3) 絶縁耐力が大きい。
- (4) 絶縁抵抗が大きい。
- (5) 誘電体力率が低い。

などのすぐれた特性を有している<sup>1)</sup>。

この電動機の固定子コイルは、1ターンコイルとし、表皮効果によるうず電流損を防止するため、溝内でレーベルトランスポジションを施し、さらにコイルエンドの接続部でもトランスポーズを行なっている。

コイル製作後、任意に抜き取ったサンプルコイルを用いて、商用周波数交流電圧による絶縁破壊試験および衝撃電圧による絶縁破壊試験を実施し、きわめて信頼性の高いこ

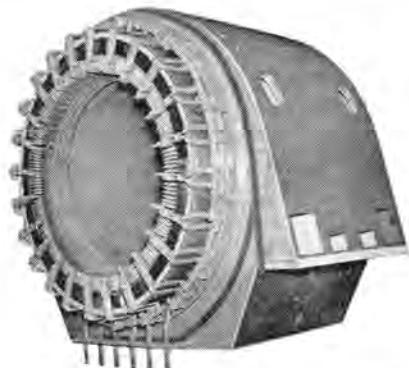


図 3.3 18,000 kW 誘導電動機固定子

Fig. 3.3 Stator of 18,000 kW induction motor.

とを確認している。

固定子コイルには6個のサーチコイルが埋め込まれ、その温度は制御室で記録されている。

### 3.3 回転子

#### (1) 回転子コア

回転子コアは遠心力による大きな機械的応力、温度上昇による熱応力を受けるので、とくに降伏点、抗張力の高いケイ素鋼板を使用した。回転子コアは、機械的強度、組立ての容易さの点からは、1枚の円形抜板が望ましいが、ケイ素鋼板の幅の制限があるために、円形とすることはできずセグメントコアとした。

セグメントコアをスパイダに固定する方法は、従来はもっぱらコアにダブテールを設け、スパイダに溝を切って組み立てるダブテール方式によってきたが、18,000 kW電動機では、ピンを用いて組み立てるbuilding pinの方式をとった。

この方式の特長は、

a. ダブテール方式では、スパイダにダブテール溝を切らなければならず、高い精度の機械加工を必要とする。一方building pin方式では、これらの工作の手数が省け簡単

となる。その上積み上がった後のコアの不ぞろいは、コア抜形の精度だけによって決まり、機械加工の影響が全然はいらない。このためコアのぞろいが良好である。

b. ダブテール方式では、セグメントコアに大きなダブテールが設けられ、スパイダにはこれのはいる溝を切るため、スパイダーム外周部は幅が非常に広くなる。のために、回転子コアパックから回転子ダクトを通って固定子ダクトへ抜ける冷却風の入口通路面積が相当せばめられる。building pin方式によると、スパイダーム先端の幅は、ダブテール方式にくらべずっと狭くすみ、冷却風の通路面積も大きくとれる。それゆえbuilding pin方式では、コア部を通る風量が多く冷却効果がすぐれている。

c. 遠心力による機械的応力に対する安全率がダブテール方式よりも高くとれる。運転中のコアとスパイダの相対的温度差による伸びによっても、両者の間にすきまを生ぜず、かつコアに発生するトルクをスパイダに伝えるに必要な締め代を持たせるように、コアをスパイダに取り付けることができる。これによって全速度範囲にわたって信頼性の高い運転ができると同時にスパイダの応力を低減される。

などである。

この構造のbuilding pin方式を使用するのははじめてであり、製作に先だって、実物の1/10, 1/5, 1/3, の模型で応力凍結法による光弾性試験、組立方式の実験などをくり返し構造を決定した。

スパイダは鉄鋼で作り、コア積みをした後、軸に締めまして、回転子コイル巻線を行なった。

#### (2) 回転子コイル

この電動機は、速度制御の範囲が広いので、回転子導体の高さが高いと低速時、表皮効果によって実効抵抗が増加し損失が増大する。これを防止するために回転子コイルは薄い素線に分割し、溝内部でレーベルトランスポジションを行なった。回転子コイルの絶縁は、固定子同様機械的、電気的に信頼性の高いダイヤラスチック絶縁をほどこした。

回転子コイルエンドの支持は、上層、下層別々に、それぞれ非磁性のパインド線によって支持し、いずれも十分な安全率を持たせている。大形電動機の場合には回転子コイルの全長が大きくなり、温度上昇による膨脹収縮も大きくなるので、この問題に対する考慮が重要になる。すなわちこの部分の構造が不適当な場合は、コイルの伸縮の際の逃げがなく、絶縁を破壊したり表面を損傷したりする。また支持方法が不完全であれば振動の原因にもなる。この電動機では、回転子コイルエンド内面に、温度変化による伸縮にともなって軸方向に自由にしゅう動しうる支持環を設け、これによって熱膨脹によって発生する回転子コイルの損傷を防止している。

従来の巻線形電動機では、回転子コイルエンド表面はパインド線におおわれて、この部分の通風が悪く冷却が有効に行なわれにくかった。18,000 kW電動機では、コイルエンド部の冷却効果を向上させる目的で、各コイルエンド間

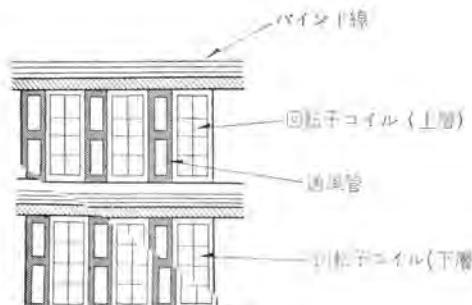


図 3.4 コイルエンド部通風管説明図  
(軸に直角な断面を軸方向に見たもの)  
Fig. 3.4 Coil end air ducts.



図 3.5 18,000 kW 誘導電動機回転子  
Fig. 3.5 Rotor of 18,000 kW induction motor.

に図 3.4 のように、軽合金製の通風管をそり入して通風を良くし、回転子コイルの温度上昇を極力低く抑えている。この通風管はパイント線によって固定されている。

回転子コイル間、ならびに回転子コイルとスリップリングとを連絡するつなぎ線は、遠心力、振動、熱膨脹などの影響を受けるので、絶縁様式、支持方法には慎重な考慮を払っている。

### (3) スリップリング部

この電動機は、二次電流、二次電圧ともに高いので、スリップリング間の絶縁、冷却が問題となる。

スリップリングにはニッケルクロム鋼を使用し、スパイラルグループならに通風孔をあけて通風効果を良くし、リング間の絶縁には経年変化の少ないものを使用し、バリナを設けて内絡を防止している。スリップリング部への通風は、電動機下部の吸込ダクトに分岐を設け、外部送風機によって送られる冷却風の一部を引き込み、スリップリングおよびブラシへ吹き付けている。

### (4) 軸

図 2.1 のように 18,000 kW 誘導電動機軸の一端は嵌脱装置を介して軸流送風機に接続されている。この嵌脱装置は、電動機、送風機軸の熱膨脹に対する逃げ、ならびに電動機の切り放しのために設けられたものである。誘導電動機軸の他端はカッピングによって 4,500 kW 直流電動機に結合されているが、将来超音速風胴用として、直流電動機の速度検出装置側軸端に送風機が接続される場合も考慮し、誘導電動機軸は十分な強度を持つように設計されている。

この電動機の一次の危険速度は最高回転数の約 2 倍にとってある。

誘導電動機の回転子に液体抵抗器を接続する場合、電極間距離、液の濃度、温度などの不同に起因する各相抵抗の不平衡が当然予期しうる。そして誘導電動機の回転

子インピーダンスに不平衡を生ずると、回転子に逆相電流を生じ、

$$\text{周波数 } h = 2 sf$$

$$(s : \text{スベリ}) \\ (f : \text{電源周波数})$$

の振動トルクを発生する。この振動トルクの振幅は、逆相電流の大きさ、したがって回転子インピーダンスの不平衡量に關係するが、抵抗の不平衡率 10 %に対し、そのとき誘導電動機の発生しているトルクの約 3 %に達する<sup>(2)</sup>。

このほかにもねじり振動の原因は種々想定されるが、その周波数および振幅より見て抵抗の不平衡に基づくものがもっとも重要である。

このようなねじり振動源を持つ軸系は、その固有振動数が運転範囲において振動周波数と共振しないよう設計するのが望ましいが、この電動機のように回転数範囲の広いものにおいては実際問題として不可能である。送風機、誘導電動機、直流電動機の三つの回転体を含むこの軸系のねじり固有振動数は、約 3.5 c/s および 18.0 c/s となり、スベリ 3.5 % と 18.0 % で振動トルクの周波数と共振することがわかる。したがって軸の強度はこれら共振点においても十分安全なものとする必要がある。この軸系に期待しうるおもな制動効果は、誘導電動機および直流電動機の電気的な制動トルクと軸材の制動効果である<sup>(3)</sup>。

いまの場合軸材の制動効果を無視して、前記 3 % の振動トルクに対して各共振点における軸トルクの振動分は、周波数 3.5 c/s において送風機と誘導電動機間で約 10 %、18.0 c/s において、誘導電動機と直流電動機間で約 36 % 程度となる。ただし、トルクの単位は 22,500 kW、710 rpm のトルクである。

軸系はこれら振動トルクに対して十分安全な疲労強度を有する設計とした。

なお現地における試験の結果、各相抵抗の不平衡はきわめて小さく、上に考えたねじり振動がまったく問題にならないことがわかった。

### (5) 軸受

軸受は 2-ペデスタル支持とし、強制給油方式とした。22,500 kW 軸流送風機、18,000 kW 誘導電動機、4,500 kW 直流電動機三者の軸受給油用の油ポンプを設置している。

送風機と誘導電動機間の嵌脱装置をはめ合いの際大きなスラストがかかる可能性があるので、誘導電動機の直流機側の軸受内にスラスト軸受を設けた。各軸受はそれぞれ現場指示用の温度計と、中央制御室の自動記録用の軸受温度計、軸振動計がとりつけてある。

軸電流により軸受を損傷したり、油が劣化するのを防止するために、ペデスタルには図 3.6 に示すような軸電流防止絶縁をほどこし、軸の両端には軸に接触するブラシを設け接地している。

この電動機は回転数範囲が広く、回転数により軸受油膜の厚さが変わるので、このことを考慮して現地でセッタ

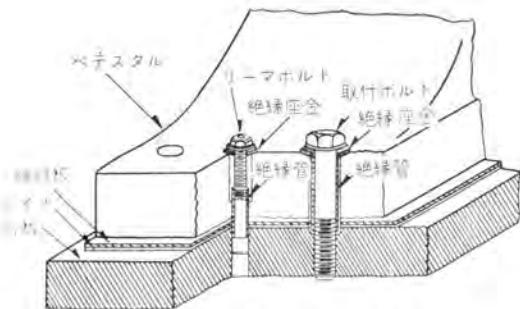


図 3.6 ペデスタル形軸電流防止絶縁  
Fig. 3.6 Insulation of bearing for the prevention of shaft current. (Pedestal type)



図 3.7 長崎港から出荷される 18,000 kW 誘導電動機  
Fig. 3.7 18,000 kW induction motor shipped at Nagasaki harbor.

リング、据え付けを行なっている。

#### 4. 試験結果

この電動機は、前項までに説明したように、きわめて多くのまったく新しい構造を随所にとり入れているので、実際の運転時に、われわれの設計の意図が十分に發揮されることを確認し、さらに将来の貴重な資料とするため、あらゆる角度から慎重かつ厳重な試験を行なった。紙面のつごう上ここにはそのごく一部だけ記載するが今回の経験で得られた資料は、この種の記録的な電動機の発展に大いに貢献しうるものと信ずる。

##### 4.1 特性

本機の負荷特性は、図 4.1 に示すとおりであり、仕様書の保証をすべての範囲で上回った値となっている。ただし、この図は回転子の外部抵抗を完全に短絡した場合のものである。

なお、回転子拘束試験において、固定子、回転子のトランスポジションが十分その効果を発揮していることを確かめた。

##### 4.2 温度上昇

温度上昇は、工場試験における等価試験により十分安全な値であることを確かめたが、現地における実負荷試験の結果の一部を図 4.2 に示す。図 4.2 は起動後約 30 min 間負荷を漸増し、以後 690 rpm、約 17,500 kW に維

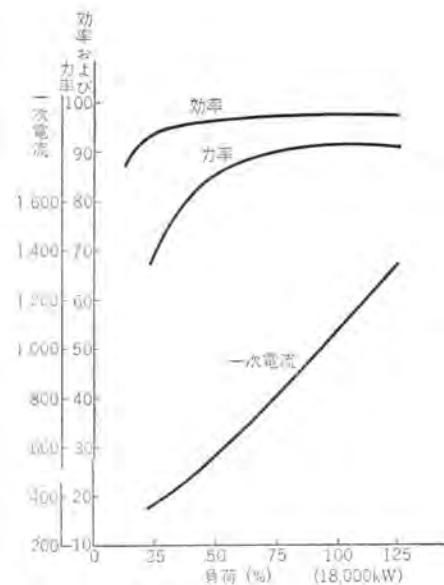


図 4.1 18,000 kW 誘導電動機特性曲線  
Fig. 4.1 Characteristic curves of 18,000 kW induction motor.

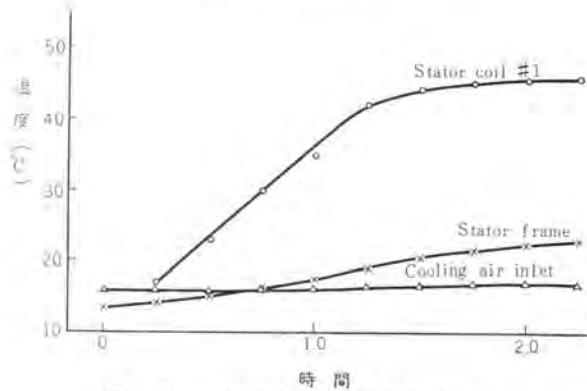


図 4.2 18,000 kW 誘導電動機温度特性  
Fig. 4.2 Temperature characteristic of 18,000 kW induction motor.

持した場合のものである。

##### 4.3 その他

過速度試験、振動試験、および完成品としての絶縁試験などのすべては、真に満足しうる結果を与え、現地における長期にわたっての総合試験においてもまったくトラブルは生じなかった。

#### 5. 付属設備

##### 5.1 WR 19 R 形液体抵抗器

18,000 kW 主誘導電動機の速度制御に使用した WR 19 R 形液体抵抗器は、誘導電動機が記録的な大容量であるうえ、非常に広範囲の速度制御領域で運転されるため、液体抵抗器は最大連続損失 6,000 kW とばくだいな熱量を処理し、最大最小の抵抗比も大きくとることが要求された。このため電極を 1 相当たり 2 組、計 6 組を設け、運転速度点に応じこのうちの 3 組または、6 組全部を使いわけ全速度制御領域をカバーするなど特殊な構造にしている。

以下簡単に本機の構造と制御方式の概略を説明する。

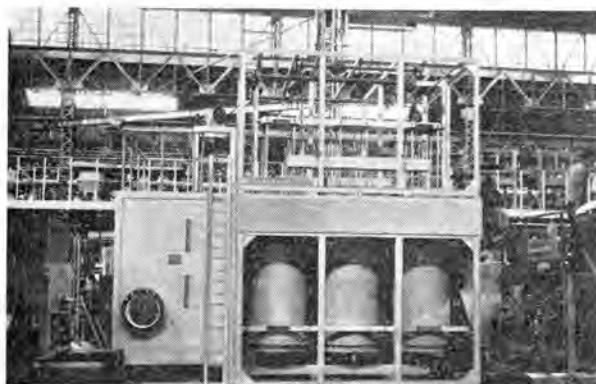


図 5.1 WR 19 R 形液体抵抗器  
Fig. 5.1 Type WR 19 R liquid reostat.

なお WR 19 R 形液体抵抗器の定格は下記のとおりである。

最大処理損失電力	6,000 kW 連続
電極組数	$3 \times 2 = 6$ 組
電解液量	14 m <sup>3</sup>
最大電極間隔	1,250 mm
最小電極間隔	5 mm
電極面積	3,000 cm <sup>2</sup>
電極移動速度	13~0.13 mm/sec
重量	16 t (電解液不含)

### (1) 構造

WR 19 R 形液体抵抗器は図 5.1、図 5.2 に示すように当社 WT-R 形 スペリ 調整器 2 台を組み合わせた構造で、3 個あて 2 系列合計 6 個の絶縁筒をもっている。

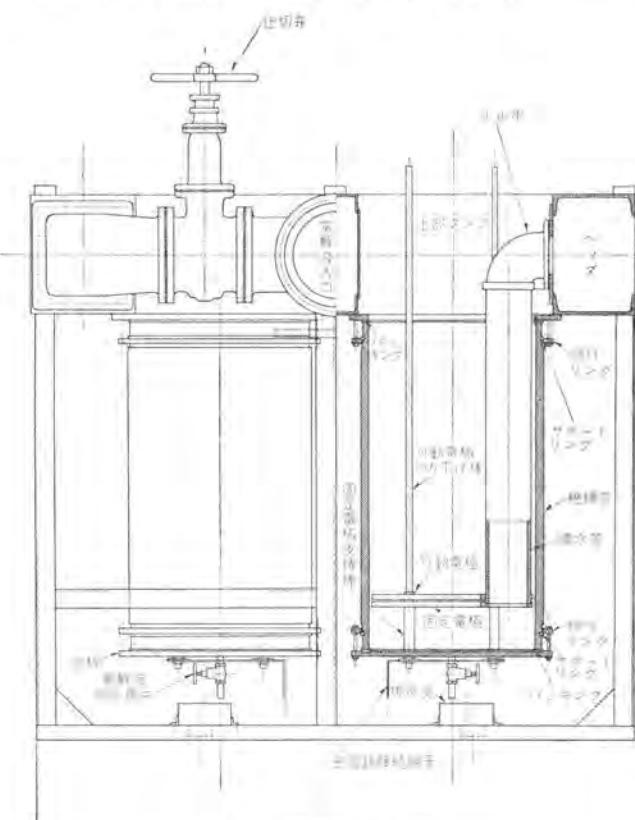


図 5.2 絶縁筒部分組立図  
Fig. 5.2 Insulated cell assembly.

液体抵抗器本体は輸送搬入の便をはかり、上部機構部下部ワク部と側面の水室部およびその上にのせられた操作台の4部に分割構成されている。6個のアスペストセメント製の絶縁筒は、下部ワク上部の2列のタンクの底板に直接締めつけ、つり下げられている。絶縁筒下部には鉄製の底板を密着させ、冷却器より抵抗器本体に送りこまれた電解液は下部ワク上部側面より前後面のヘッダに分流して流入し、磁器製の導水管を通り6個の絶縁筒下部に導かれた後、絶縁筒内を上昇し上部タンク部で3そう分ずつ合流し水室に流れおち、さらに電解液循還ポンプ、冷却器と循還する。2個のヘッダの入口には仕切弁を設け、上部タンクも絶縁筒3個あて2系列に完全に仕切っているため、2系列中のいずれかの系列が故障した場合他の1系列だけでも運転することができる。

絶縁筒の上部 タンクへの取り付けおよび絶縁筒下部への底板の締め付けは特殊な サポートリングと締付け リングによっているため点検保守時の取りはずしが簡単な上、密着度高く水漏れの恐れはない。

固定電極は底板に設けた支持棒に固定され、電動機からの配線は底板に設けた主回路接続端子に容易に接続することができる。

上部機構部には2本の操作軸を設け各軸のスプロケットホイールから鎖で3個ずつ可動電極をつり下げ、鎖の他端にはおののおののバランスウェイトを設けている。2本の操作軸はカサ歯車を通して1台の操作電動機により同時に駆動しているが、クラッチをはずすことにより、いずれか片方の軸のみ駆動し3個の電極だけでも運転することができる。

電極支持の鎖が切断した場合主電動機を非常停止するための鎖切断検出用の制限開閉器を設けている。これはバランスウェイトと電極支持ワクとを鋼線で接続し、鎖切断時はこの鋼線の張力がなくなることにより制限開閉器を作動させるようにしている。

電極には水酸化被膜による界面抵抗の増大がなく、しかもアルカリによる消耗の少ないニッケルを基材とした特殊材料を使用した。

## (2) 冷却方式

最大連続損失 6,000 kW という非常に大きな熱損失を処理し、かつ液温の変化を小さくするため、95 kWの電解液循環ポンプ でもって毎分 19 m<sup>3</sup> の電解液を 3 台の水冷式冷却器と絶縁筒、水室間を循還させている。前述のように冷却された電解液が導水管により絶縁筒下部に噴出し絶縁筒内の電極間に直接流れるため、電極間の発生熱はすみやかに運び去ることができ、従来の鉄製タンクに冷却器からの電解液を送水し電極間の冷却は自然対流による方式ではとうてい望めない大きな熱損の処理能力を有し、しかも電流密度も高く取りうるため、その使用容量の割には抵抗器は非常に小形化されている。冷却器はセルアンドチューブ形で冷却管には耐食性のもと高いキュプロニッケル管を使用している。

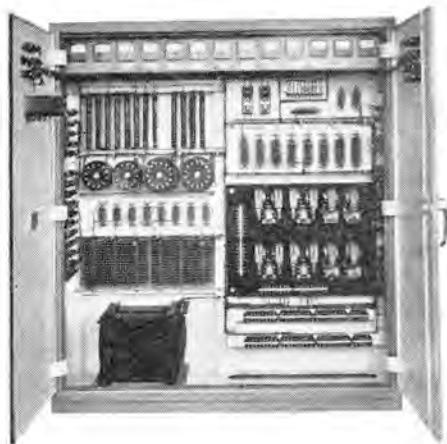


図 5.3 WR 19 R形液体抵抗器用制御盤

Fig. 5.3 Control panel of type WR 19 R liquid reostat.

### (3) 制御方式

誘導電動機の運転速度領域は 710~320 rpm でこの領域では主誘導電動機と副直流電動機をタクシムにつなぎ主送風機を駆動する。正常運転時は誘導電動機と直流電動機は一定の割合で負荷分担している。電源電圧、周波数、負荷などの外乱により速度が設定値からずれると、その偏差を精密速度検出装置で検出し、イグナイトロン整流器の格子制御により直流電動機のトルクを調整し、2~3 sec で所定の速度に回復させる。この際直流機が負担した変動分負荷を精密速度制御系に影響をあたえることなく液体抵抗器の二次抵抗制御により徐々に誘導電動機に

移し直流機を一定トルク運転するように制御する。

この間の負荷分担制御方式の概略図を図 5.4 に示す。直流電動機電流を整流器用変圧器の前部で変流器により取り出し抵抗  $R_1$  の端子にこれに比例した電圧を発生させる。抵抗  $R_{2-1}$   $R_{2-2}$  より分圧してあたえられる基準電圧と比較し設定値からの偏差を検出し、セレン整流器 RE  $C_{2-1}$   $REC_{2-2}$  により磁気増幅器  $MA_1$   $MA_2$  を選択的に応答させ、偏差を増幅し、ロートロールの 2 個の他励界磁のいずれかを付勢し、操作電動機主回路に正逆の電圧を発生し、電極の上下を行なっている。

この誘導電動機の二次抵抗制御系は、主送風機全体の速度制御系において、一つの積分動作を行なっている。このため直流電動機の設定電流からの偏差量に比例し電極の応答速度をかえ、しかも、電極の応答速度をおそくし、積分時間を長くし、直流電動機の変動分負荷を誘導電動機に移すとき直流電動機の精密制御系への相互干渉をなくすようにしている。

また電極のどの位置でもこの積分時間を一定とするため、ロートロールの出力端子より可変抵抗器  $R_3$  で分圧して磁気増幅器に負帰還し、電極上部すなわち、低速度運転時は電極の応答速度を速くし、また下部すなわち、高速度運転時は応答速度をおそくし、しかも各電極位置で偏差量に比例してその応答速度を変化している。

この間の関係の試験結果を図 5.5 に示す。図で明らかなようにこの制御装置は感度  $\pm 2.5\%$  を有し、しかも電極位置により液体抵抗器の操作電動機は、最大 2,000 rpm から 18 rpm、電極移動速度は、14.5 mm/sec から 0.13 mm

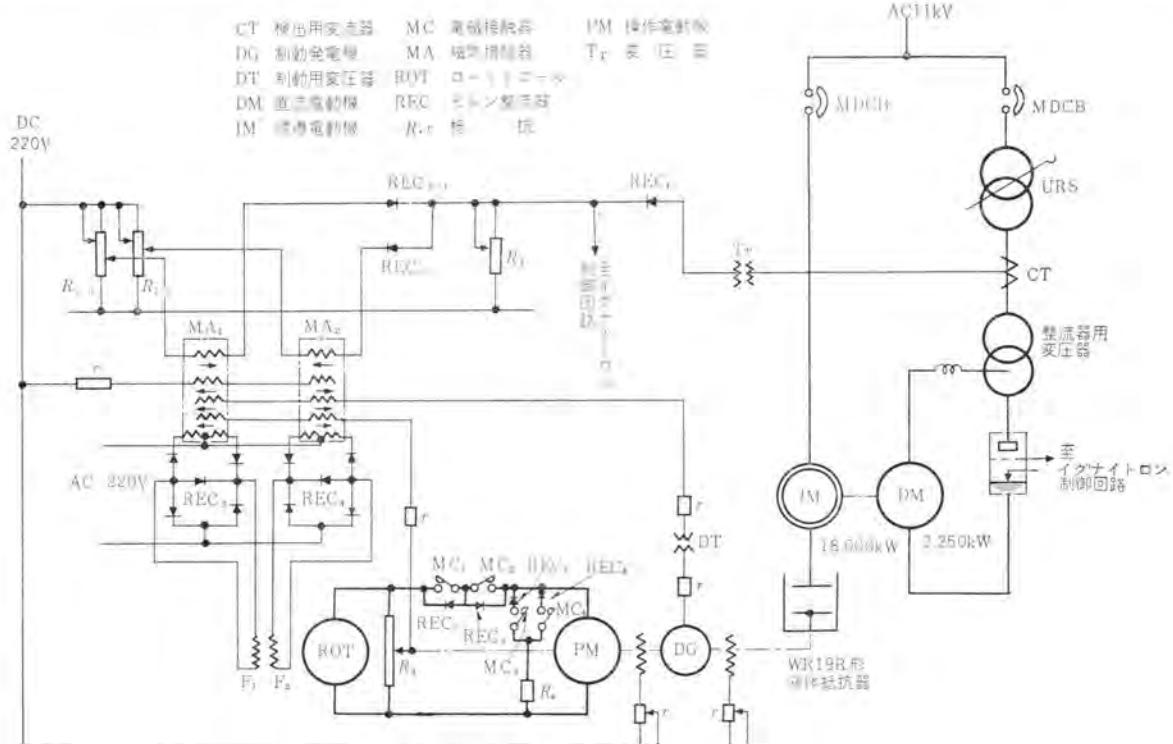


図 5.4 液体抵抗器制御回路

Fig. 5.4 Control circuit.

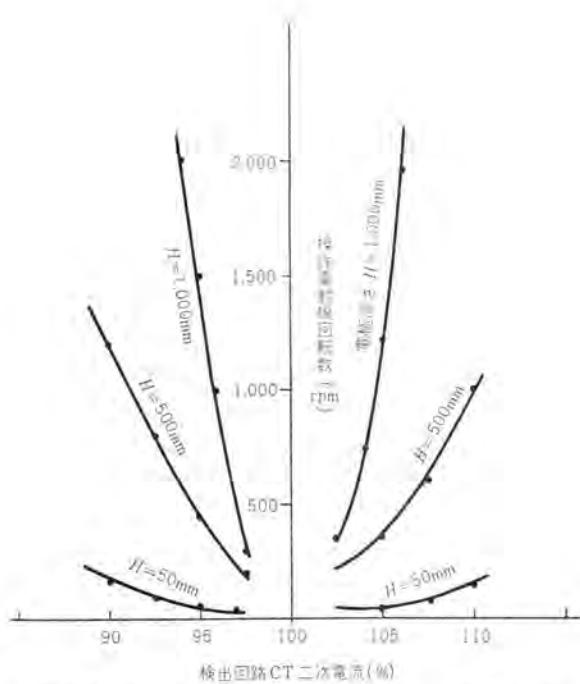


図 5.5 検出回路 CT 二次電流対操作電動機回転数特性  
Fig. 5.5 CT secondary current-pilot motor speed curves.

/sec と非常に広範囲に電極の応答速度を変化し全運転領域において、直流機の制御系に干渉することなくきわめて安定した制御を行なうことができた。

## 5.2 制動装置

軸流送風機、誘導電動機、直流電動機から成る回転系の速度が、低速になってから停止するまでの時間を短縮するために、誘導電動機の直流機側軸端にメカニカルブレーキをとりつけてある。

その定格は

形式	ポスト形ブレーキ
径	1,500 mm $\phi$
トルク	1,500 kg-m

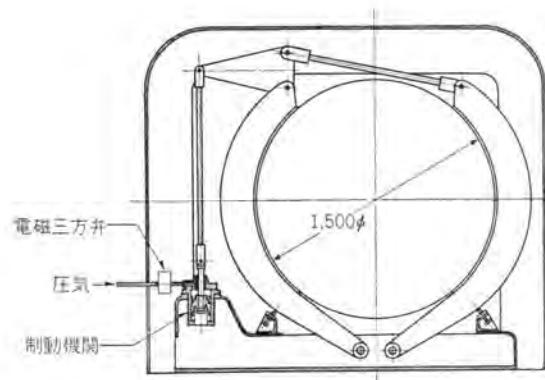


図 5.6 ブレーキ説明図  
Fig. 5.6 Brake mechanism.

空気圧 7 kg/cm<sup>2</sup>

作動回転数 70 rpm 以下

であり、回転数が 70 rpm に低下してから自動的に作動し、約 30 sec 以内で停止させる。

構造は図 5.6 に示すとおりであり、鋼板製のポストにアスベストブレーキライニングを裏張りした制動靴は、レバー機構を介し、制動機関によって動かされる。電磁三方弁の作動により、制動機関に圧気が浸入すると、制動力が発生し、また電磁弁により機関内の圧気を解放すると制動力はなくなる。

このほか、非常停止の際には、18,000 kW 誘導電動機の固定子に直流電圧を印加し、発電制動を行なわせるようになっている。非常停止のとき、最高速度より停止までに要する時間は 3 min 間以内である。

## 5.3 消火装置

この電動機には、万一火災がおこった場合でも被害を最少限度に止めるための炭酸ガス消火装置が設けてある。電動機の通風ダクト内の空気温度を自動的に測定し、この温度が一定の値に達すると、図 3.1 の出入口ダンパーが閉じる。それと同時に、電動機を電源から切り電動機の冷却風吸込、吐出口下にある 3 個のノズルから炭酸ガスの二次放出を行ない、電動機内部の炭酸ガス濃度を 40% に保ち火炎を消す。

回転子停止までの間に電動機内部、ダンパーなどより若干の炭酸ガス漏れがあるので炭酸ガスの二次放出を行なって炭酸ガスの濃度を 30% に保っている。

現地に 18,000 kW 電動機を据付けた後、ダンパーを閉じ炭酸ガスを放出して、電動機内部の炭酸ガス濃度を測定し、十分消火効果のあることを確かめている。

## 6. む す び

航空技術研究所納め 18,000 kW 誘導電動機は、記録的容量の電動機であり、その設計、製作については、非常に慎重を期し、各関係者の研究、協力の結果、きわめて優秀な成績で納入することができた。ここにその概要を報告するとともにその貴重な体験、資料を今後の大形電動機、高速電動機の製作に活用したいと考える。

終わりに、この電動機の製作、試験について種々ご指導いただいた、航空技術研究所はじめ、関係各位に心から謝意を表する次第である。

## 参 考 文 献

- (1) 石黒、伊佐山：ダイヤラスチック 絶縁、『三菱電機』30, No. 5 p. (昭 31).
- (2) O. I. Elgard : AIEE Tech. Paper, (54-323)
- (3) C. Concordia : AIEE Tech. Paper, (54-82)

# 主送風機用 4,500 kW 直流電動機

神戸製作所 高 月 一\*

## 4,500 kW DC Motor for Main Blower

Kobe Works Hajime TAKATSUKI

A record capacity DC motor of a double winding armature rated at 4,500 kW has such a high speed of 710 rpm. It is used for a sub motor in combination with a huge induction motor of 18,000 kW to drive a transonic wind tunnel arrangement. DC power is fed from an ignitron rectifier, the set being of a static Ward Leonard system. To have a speed regulation at a terminal voltage of 1,500 V, the motor is to withstand a momentary overload of 250%. This necessitates special consideration in the design and manufacture successful results have given the company confidence to raise the speed of large motors close to 720 rpm in future.

### 1. まえがき

主誘導電動機 18,000 kW に直結して送風機に可変動力を供給し、さらに精密な速度制御を行なうために直流電動機 4,500 kW が選定された。直流電力はイグナイトロン整流器によって与えられ、いわゆる静止レオナード方式である。風洞送風機駆動用電動機システムについてはいろいろの方式があるが、われわれは各方式検討の結果、もともと性能のよい直流電動機使用の静止レオナードと誘導電動機との組合せを採用した<sup>(1)～(3)</sup>。

副電動機としての 4,500 kW 直流電動機は定格回転数が 710 rpm という高速回転であり、しかも端子電圧は高圧 1,500 V で速度制御を行なうために瞬時の過負荷耐量 250% を必要とし直流機自体の設計製作にも特別の考慮をはらった。以下この電動機の特長その他の概略を説明する。

### 2. 電動機の仕用、特長および試験結果

概略仕様はつぎのとおり

直流電動機 1 台

定格出力 4,500 kW (2 × 2,250 kW 二重電機子)

定格電圧 1,500 V (2 × 750 V 直列接続)

定格回転数 710 rpm 連続定格 B 種絶縁

温度上昇限度 70°C (周囲温度 40°C)

過負荷耐量 250% 閉鎖他力通風形

この電動機の特色は二重電機子構造において二つの整流子を中心配置させたことである。普通の二重電機子の直流機では整流子は両側に置くものであるが、本機では軽量の整流子を中心配置することによって回転子の危険速度を運転速度よりも高くすることができた。二つの整流子が中央にあるため保守点検用のトピラは中央にまとめられて図 2.1 に示すように非常にすっきりした外観に

することに成功した。図 2.2 は本機の反整流子側の外被を取り去ったときの姿である。手前に速度制御粗調整用のパイロット発電機とその駆動歯車機構の下部が見える。駆動歯車はヘルカルギヤで脈動を非常に小さくするよう精密な工作を行なった。図 2.3 は電機子の概略で、図 2.4 は電動機の外観図である。外観形状の設計に際しては記

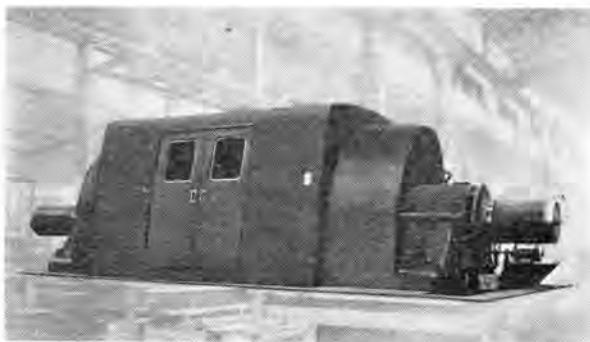


図 2.1 4,500 kW 副電動機  
Fig. 2.1 Exterior view of 4,500 kW sub-motor.

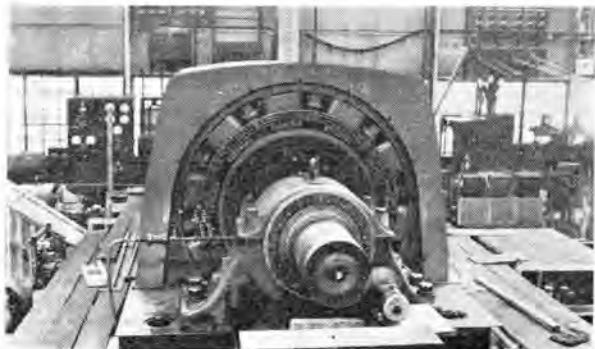


図 2.2 4,500 kW 副電動機の外被を取り去った状態  
Fig. 2.2 4,500 kW sub-motor with its cover removed.

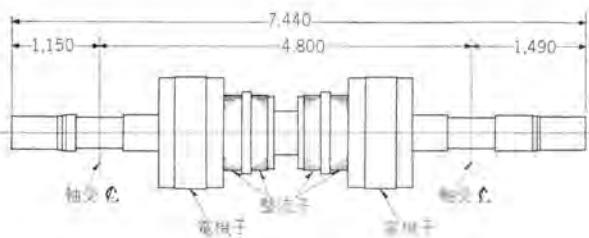


図 2.3 航研 4,500 kW DCM 電機子  
Fig. 2.3 Armature assembly.

始前との軸長の変化は約 1.5 mm 以内であることを確認した。温度上昇試験では現地と同一状態の通風状態で試験することができなかったが、等価試験を行ない適度の余裕をもっていることを確認した。整流調整は主としてブラシの円周方向の スタッガを行ない補極、補償コイルの添加励磁法で無火花帯が過負荷状態でも十分あるように調整することができた。

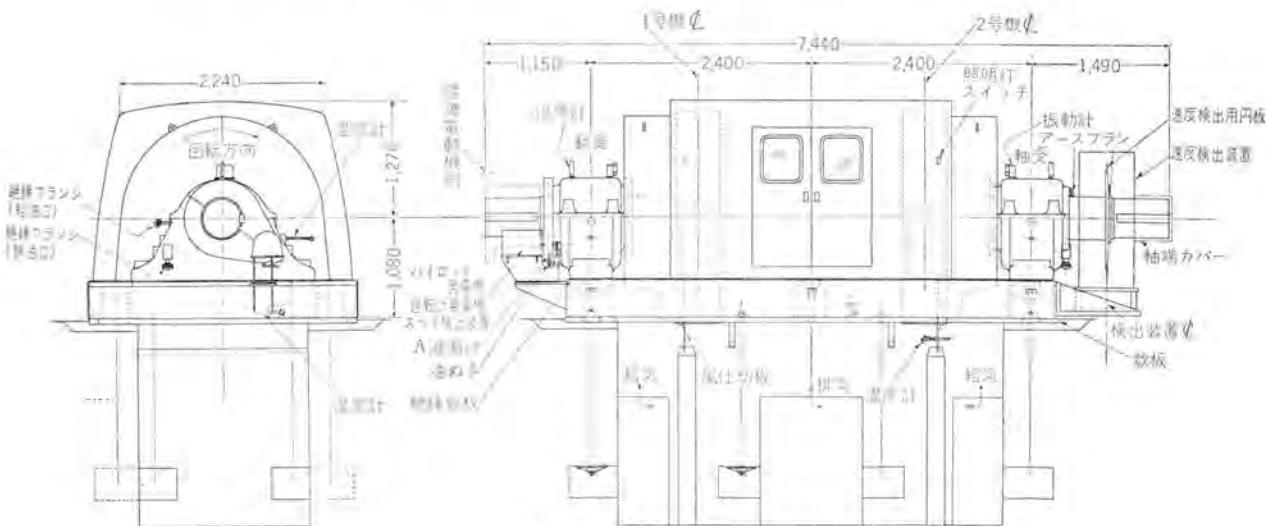


図 2.4 据付図  
Fig. 2.4 Installation drawing.

記録的設備にふさわしいようにアジャランステザインの専門家の協力を得た。

電気的設計の面では高速大容量でしかも整流器電源の 1,500 V 機であるから、整流条件が困難となるものであるが、この電動機ではつぎの点に注意して 250 % の過負荷時にも良好な整流条件を得ることができた。

(1) 電機子巻線方式には二重重巻を採用し 素コイル当たりの電流値を減らし、セグメント電圧を低くした。

(2) 電機子巻線のささえ部分その他 漏れインダクタンスに関係する部分には非磁性材料を使用して リアクタンス電圧の低減に努力した。

(3) 電機子電流の急変時にも補極磁束が追随するように継鉄は成層構造とした。

付属品として パイロット発電機、回転計用発電機、界磁コイルと 軸受メタルに押込式温度計素子、軸振動計用ピックアップ、スペースヒーツ、軸電流防止装置、電動機内部照明用ケイ光灯などをつけてある。

電動機の試験に際して注意したことは長大な電機子の軸方向の熱膨張の測定であって、電機子内部の通風路に適切な考慮を払っているため、全負荷熱試験後と試験開

### 3. むすび

記録的大容量高速直流機に対して二重重巻電機子巻線を採用して十分な整流能力を得られることを確認し、副電動機として必要にして十分な機械を製作できた。当方としてはこの種の高速大容量直流機に対する自信を一段と強めた次第で、従来 2,000 kW 級直流機は 514 rpm 程度であったが、今後 720 rpm 近くまでの可能性が出てきたことを示す。

なお副電動機として必要な付属器具の取付などかなりめんどうな設計であったが、付帯設備も非常に重要な役割を持つものであり十分の注意をはらった。

### 参考文献

- (1) 野田：航空風洞駆動用電気設備：電学誌, pp. 85~92 (昭 35-1).
- (2) The Development of Variable-Speed High Power Drives for Large Wind Tunnels, PEE 105, pt. A. 185 (1958); pt. A. 195 (1958).
- (3) Wind Tunnel Drives, L. A. Kilgore and H. C. Brunner Westinghouse Eng., 14, No. 2 pp. 72~78 (March. 1954).

# 電源用イグナイトロンアーク変換装置

伊丹製作所

塚本昭三\*・細野勇\*・城塚慎一\*\*

神戸製作所

岩垂邦昭\*・鈴木一男\*\*

## Ignitron Arc Converter Equipment for Power Supply Use

Itami Works Syōzō TSUKAMOTO・Isamu HOSONO・Shinichi SIROTSUKA  
 Kobe Works Kuniaki IWADARE・Kazuo SUZUKI

In this equipment, a 4,500 kW DC motor directly connected to a 18,000 kW induction motor for driving a transonic wind tunnel blower, is fed power from an ignitron rectifier; the induction motor which is under a follow-up control by means of a liquid rheostat is compensated by the DC motor of quick response control through grid control of a mercury rectifier; and the whole system is controlled with an accuracy of 0.03%, thus quick response and precision of grid control in the mercury rectifier being fully utilized. This article deals with features, characteristics and test results of ignitron arc converter equipment.

### 1. まえがき

この変換装置は直流電動機駆動電源としての水銀整流器のすぐれた制御特性をもって送風機の精密速応制御を可能にすべく採用されたもので、その制御特性の真価を十二分に發揮したものといえる。すなわち今回の駆動装置は直結された誘導電動機(18,000 kW)と直流電動機(4,500 kW)よりなり、このうち水銀アーカ変換装置より給電される直流電動機により送風機の精密速応制御を行ない、誘導電動機の追随に伴って直流電動機はその分担を誘導電動機に移し、全体としての継続的精密速応制御を完成している。

この変換装置は主回路図に示されるように、負荷時タップ切換器、整流器用変圧器、イグナイトロン整流器および整流器制御盤からなっている。

### 2. 整流器用変圧器

変圧器は負荷時タップ切換器を経て給電されている。この負荷時タップ切換器は  $11 \pm 6.9 \text{ kV}$  の仕様で、大幅な送風機の速度設定範囲をカバーし、水銀整流器の位相制御とあいまって送風機速度の負荷状況のままでの大幅な連続的変更を可能にするとともに、継続的な電源電圧の変動も補償している。整流器用変圧器は整流タップ24タップからなる水銀整流器に対し並列二重星形結線で容量は 6,350 kVA である。

### 3. 水銀整流器

送風機としての使用上の特異性から保守が容易で、特性も安定しており、据付上建家の面でも風冷式のような考慮を要しない水冷式を採用した。

衆知の如く水冷式の利点は、熱容量、熱伝達率のいちじるしく大きい水を温度制御の媒介として使用するため整流タップの温度制御が容易であり、たとえ外気温が変

化しても水温の変化は少なく、また負荷の大幅な変動に対しても整流タップ温度の変化が少ないとある。これに対して風冷式のときは温度制御の媒介となる空気は熱容量も熱伝達率もともに小さいため、外気温が直接影響するほか負荷の変動により整流タップの温度もいちじるしく変化する。水銀整流器の運転特性を決定する整流タップ内の水銀蒸気圧は負荷電流と同様に整流タップ温度によって大いに支配され、整流タップ温度の変化  $1^{\circ}\text{C}$  はほぼ負荷電流の変化 3% に相当するといわれることからも負荷電流によって整流タップの温度が大きく変化する風冷式水銀整流器で負荷電流の変化が二重に影響するのに比し、負荷電流によってあまり整流タップの温度が影響を受けない水冷式水銀整流器のほうが過負荷による水銀蒸気圧の増大は少なく、それだけ過負荷耐量は大きく、運転特性もより安定であることは明らかである。

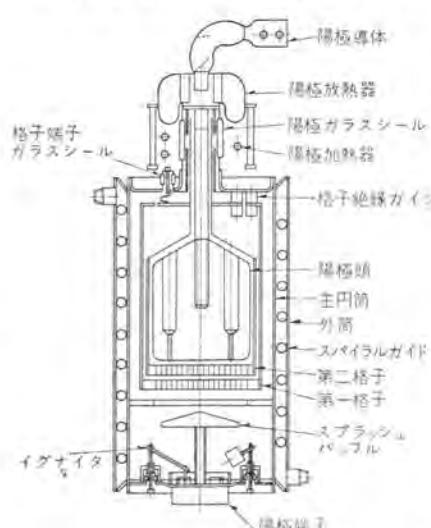


図 3.1 GU-31 形水冷式  
密封イグナイトロン

Fig. 3.1 Type GU-31 water  
cooled sealed-off ignitron.

また水冷式とすると熱伝導の良いことから冷却面積も少なくてすみ整流タップは小形軽量となり、2段積みにしてのキューピタル収納も可能となる。

図 3.1 は今回使用した水冷式密封イグナイトロン GU-31 の断面図である。図示のとおり整流タップは二重格子構造で陽極前面



図 3.2 整流器キューピクル  
Fig. 3.2 Rectifier cubicle.

の消イオンを強化するとともに各パッフルとの適当な相対配置によって水銀蒸気流の制御も考慮されている。さらに最終工程の熱化成を可能にし、冷却水よりの水素の透過を防止するためにステンレス鋼製の主円筒とし、絶縁密封部は製作容易なガラスを使用し、プレス製部品を大部分に使用して工作性能を均一にし、安定な特性の点弧子を陰極板に固定した構造は従来の標準品と同一形式である。

この整流タンク、3タンクを2段2列に配置して12タンクを1キューピクルに収納、同じキューピクルに12タンク用の循環水ポンプと温水そうが納められている。図3.2、3.3はこのキューピクル収納状況を示す。キューピクルは鋼板製でデッドフロント形であり、外部的には制御盤との接続、主回路および別置の水冷再冷器との接続水管2本で、通常のキューピクルとなんら異なるところはない。キューピクル内の整流タンク、循環水ポンプ、温水そうおよび水管類は大地電位のキューピクルに対して絶縁されている。循環水にはイオン交換樹脂で処理された良質の水が使用され、低質の冷却水と絶縁される大地電位の水冷再冷器とは十分な抵抗をもたらす。水系材料もステンレス鋼、非鉄金属、ビニールを使用して電食、水あかの問題が解決されている。

循環水系の温度制御は循環水加熱器、水冷式再冷器および電磁弁により自動的に行なわれる。水系中に設けら

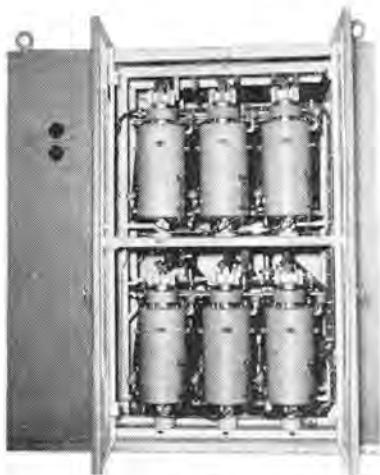


図 3.3 整流器キューピクル  
Fig. 3.3 Rectifier cubicle.

れた温度リレーにより低温時には温水そう加熱器が付勢されて循環水は加熱されると同時に電磁弁によって循環水は再冷器をバイパスされ、効果的に加熱される。水温が所定温度に上昇すると加熱器が切れ、同時に再冷器回路の電磁弁が閉き循環水は一部が再冷器に分流し循環水の温度上昇は抑制される。さらに循環水温度が高くなるとバイパス回路の電磁弁が閉じ、循環水は全量再冷器を流れ、温度上昇は抑制される。今回の整流器では24タンクが12タンクのキューピクルに分割され、それぞれ単独の循環水系をもちらながら水冷再冷器は共用しているが、このときは同種温度リレーは並列に使用され両系のいずれか一方の温度リレーにより24タンクが同様に温度制御されることになる。

一般に水銀整流器の逆弧は陽極電流通電終了直後の残留イオンと飛躍逆電圧に支配される。このうち残留イオンは他の条件が一定であれば陽極電流通電終了時の電流変化率に比例する。この転流率および飛躍逆電圧はともに整流回路の常数で決定される。

$$\text{飛躍逆電圧 } \Delta E = \sqrt{6} E_s \sin(\alpha + u)$$

$$\text{転流率 } \left( \frac{di_a}{dt} \right)_u = \omega I_a \sin(\alpha + u) / \cos \alpha - \cos(\alpha + u)$$

ここに  $E_s$  : 整流器用変圧器直流巻線電圧

$I_a$  : 陽極電流波高値

$\alpha$  : 制御遅れ角

$u$  : 重なり角

上式で与えられる飛躍逆電圧  $\Delta E$  と転流率  $\left( \frac{di_a}{dt} \right)_u$  の積を  $B_0$  とすると逆弧確率  $P$  との間には次式に示すポアソン分布の関係が成立することが実験的に確かめられている。

$$P = (kB_0)^n e^{-kB_0} / n!$$

ここに  $k$ 、 $n$  は整流タンクの構造できる常数である。

この  $P$  と  $B_0$  の関係を各種整流タンクについて求める方法が逆弧等価試験であり、この試験により短時間に多くの逆弧を発生するような  $B_0$  によって  $P$  と  $B_0$  の関係を求め、実使用時の低い逆弧確率を推定するわけである。この  $B_0$  の値によって水銀整流器の逆弧率が支配されることからこの  $B_0$  を責務とよび、また純回路的に決定されることから回路責務とよぶ。いま直流電流を  $I_d$ 、回路の転流リアクタンスを  $X\%$ 、定格直流電流を  $I_{dn}$  とすると二重星形結線では回路責務は次式で与えられる。

$$B_0 = \left[ \omega E_s I_{dn} / 2 \frac{X\%}{100} \right] \left[ 1 - \left( \cos \alpha - \frac{X\%}{100} \frac{I_d}{I_{dn}} \right)^2 \right]$$

今回製作された水銀整流器の1,500V 5,000kWの定格における回路責務は  $4.2 \times 10^9$  VA/secとなる。この整流タンクは通常電鉄変電所用として1,500V 2,000kWの定格で使用されているもので、この定格における回路責務は  $1.6 \times 10^9$  VA/secで、これに比し3倍近い重責務で使用されることとなる。この数値の比較ではこの整流タンクは

今回の仕様に耐えないことになるが、負荷試験はこのタンクが十分その定格を満たしていることを示している。この相違は整流タンク数の増加により陽極電流を減少することによって補償されている。

すなわち前述の回路責務  $B_0$  は、残留イオンが陽極電流の変化率に比例するとして求められたものであるが、実際は同じ転流率に対しても整流タンク内の水銀蒸気圧によって変化し、水銀蒸気圧が高いほど残留イオンは増加する。一方実使用時には冷却条件が一定となり、負荷電流とともに整流タンク温度も上昇する。この温度上昇は内部水銀蒸気圧の上昇をきたす。したがって陽極電流が増加するとそれにほぼ比例して転流率が大きくなつて残留イオンが増すと同時に内部蒸気圧の上昇によっても残留イオンの増加をきたす。すなわち陽極電流の増加によっては転流率の増分以上に残留イオンが増加する。このことは実験的にも確かめられている。

したがって水銀整流器の逆弧確率を支配するものとしては上記回路責務  $B_0$  のほかに陽極電流の影響  $F(I_a)$  も含まれるべきと考えられ、これから

$$B = B_0 \times F(I_a)$$

で与えられる  $B$  を実際に整流タンクに加えられる責務と考えるべきである。

いま平均陽極電流  $I_{a0}$  において回路責務  $B_{00}$  に対する逆弧確率と同じ逆弧確率を与える回路責務  $B_0$  が  $I_{a0}$  より小さい陽極電流  $I_a$  で得られたとするとこれらの間には次の関係が成立する。

$$B_0 = B_{00} \times F\left(\frac{I_{a0}}{I_a}\right)$$

この  $F(I_a)$  の形は実験的に求めるほかないが、今回の整流タンク GU-31 について得られた結果を利用すると、6 タンクで 1,500V 2,000kW の定格では  $I_a = 222$  A,  $B_0 = 1.6 \times 10^9$  VA/sec であり、一方今回の定格では  $I_a = 3333/24 = 139$  A であることから、1,500V 2,000kW に使用したときと同じ条件を与える回路責務  $B_0$  は

$$B_0 = 1.6 \times 10^9 \times F\left(\frac{222}{139}\right) = 4.5 \times 10^9$$
 VA/sec

となり、今回の定格で加えられる回路責務  $4.2 \times 10^9$  VA/sec には十分耐えるものであることがわかる。このことが負荷試験で実証されているわけである。

#### 4. 制御回路

制御回路の全般的な構成については、“航研納め制御装置”に詳述されているため、ここではイグナイトロン整流器の制御回路、負荷時タップ切換器の制御回路および制御演算部について部分的な制御回路を説明する。

##### 4.1 イグナイトロン整流器の制御回路

この騒音速風胴の主駆動部分は、圧縮機と電動機群との間の軸が長い上、比較的細いため、軸系のねじり共振周波数が非常に低く、3.5 c/s 近辺に共振点のあることが確認された。この機械系の共振周波数が制御系に与える

悪影響をなくすため、今回はこの周波数においても制御系が十分な利得を有しかつ位相遅れの少ないわゆる位相安定形の制御系を採用したため、制御系の応答速度を上げる必要があり、制御系の要素としては 5 c/s 以下に折点周波数を有するようなものの使用はさけたため、イグナイトロン整流器にも十分応答速度の速い制御が要求された。

イグナイトロン整流器は、それ自体は電源周波数の 1/6 をサンプリング期間とするサンプリングホールディングであると考えられ、応答速度は申し分なく速いため、むしろ問題はその位相制御系にあつた。そのため、今回は半サイクル応答の電圧リセット形磁気增幅器の原理を用いた格子位相制御回路を用いることにより電源周波数の 1/2 サイクルを応答時間とする、きわめて速応性に富んだ制御回路を構成した。

その基本回路は図 4.1 に示すように電圧リセット形磁気增幅器の負荷巻線端子にセレン整流器 S、抵抗  $R_L$  および変圧器 T の二次巻線  $T_2$  が直列に接続され、 $R_L$  の両端より格子抵抗  $R_g$  およびバイアス電源を経てイグナイトロン整流器の格子および陰極端子に接続されている。

電圧リセット形磁気增幅器のリセット巻線は調整抵抗  $R_c$ 、真空管 VT、および変圧器 T の三次巻線  $T_3$  に接続されている。

格子位相制御は電圧リセット形磁気增幅器のリセット回路にある真空管 VT の格子入力電圧を変化することによって負荷回路の電圧の立上がり点を制御し、抵抗  $R_L$  の両端に現われる電圧をもってイグナイトロン整流器の格子を制御するものである。

抵抗  $R_L$  の両端に現われる電圧、すなわちイグナイトロン整流器の格子に加えられる電圧は図 4.1 (b) に示されるような急峻な立上がり波形を有する電圧である。

この回路を今少し詳細に説明する。

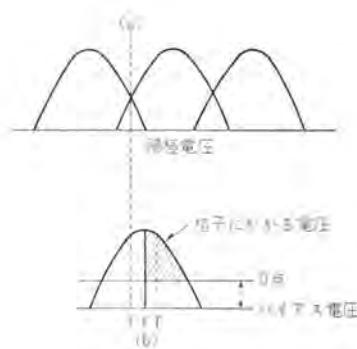
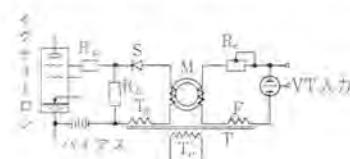


図 4.1 格子位相制御回路  
Fig. 4.1 Grid phase control circuit.

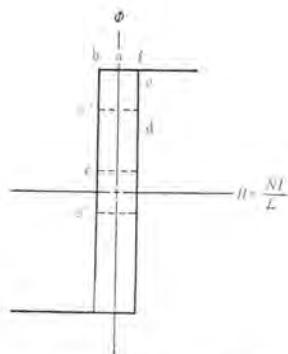


図 4.2 磁気増幅器鉄心の特性曲線

Fig. 4.2 Characteristic of magnetic amplifier core.

磁気増幅器の鉄心の磁束-電流曲線を図 4.2 とし、初期磁束を図 4.2 の a 点とする。

印加電圧の正の半波の間は整流器 S は不導通であるから負荷に電流は供給されない。この期間に磁気増幅器はリセット回路の電圧によってリセットされて磁束レベルは図 4.2 の b 点を経て半サイクルの終わりには c 点に達する。この場合、この c 点の磁束レベルは真空管 VT の入力格子電圧によって c', c'' のように変化する。

負の半サイクルにおいて今度はリセット回路が真空管 VT によって不導通となり、逆に負荷回路が導通状態となる。そのため、磁気増幅器にリセットの半サイクルとは逆向きの電圧がかかり磁束レベルは d, e 点を経て f 点に向かう。この期間中は負荷回路電圧はほとんどすべて磁気増幅器に吸収されて抵抗  $R_L$  の両端にはほとんど電圧を誘起しない。磁束レベルが f 点に到達すると磁気増幅器は急激に飽和し、もはや電圧を吸収することはできなくなり回路電圧は急峻な立上がり波形をもってほとんど  $R_L$  の両端に表われる。この電圧をもってイグナイトロン整流器の格子制御を行なうわけであるが、この場合、c 点が c', c'' などと変わることにより、図 4.1(b)の「点が f', f'' と変わり、これによってイグナイトロン整流器の通電開始点を制御することができるわけである。

この回路の格子入力対移相角特性をグラフに表わすと図 4.3 に示すようになり利得は約 8/V で比較的広範囲

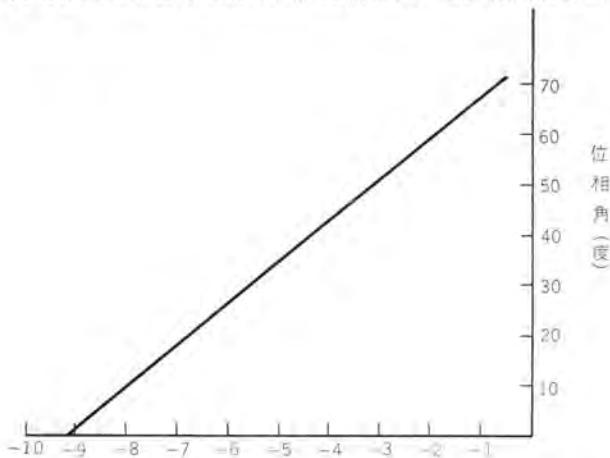


図 4.3 格子位相回路の特性曲線

Fig. 4.3 Characteristic curve of grid phase control circuit.

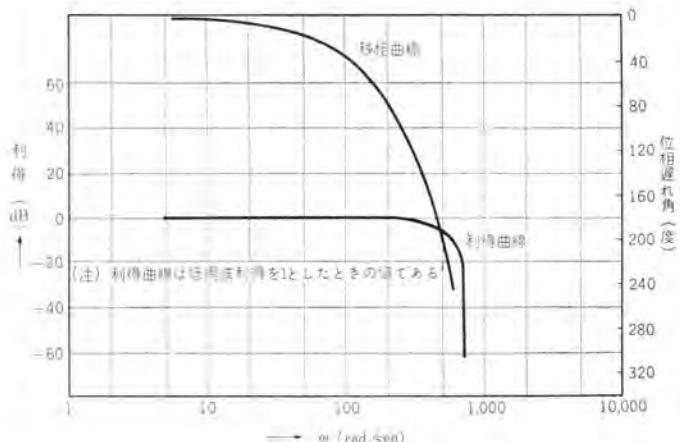


図 4.4 格子位相制御回路の周波数特性

Fig. 4.4 Frequency characteristic of grid phase control circuit.



図 4.5 イグナイトロン整流器制御盤

Fig. 4.5 Ignitron rectifier control panel.

に直線性を有する。図 4.4 はこの格子制御回路の周波数特性であるがきわめて周波数の高い領域まで良好な位相特性を有することがわかる。この周波数特性を 300rad/sec 以下に着目して二次式で近似するとその伝達関数  $G(s)$  は式(4.1)に示すとおりとなる。

$$G(s) = \frac{K}{1 + 0.0048s + (0.003)^2 s^2} \quad (4.1)$$

ただし  $K$  は利得定数

なお、格子位相制御回路およびイグナイトロン整流器を含めたものに対する電源電圧変動の影響は、イグナイトロン整流器の電圧外乱を軽減する方向に働くために、定速度制御回路としては、電源電圧の変動をうけにくいといきわめて良好な特性を示している。図 4.5 は、この遷音速風胴駆動用静止レオナード装置に用いられたイグナイトロン整流器の制御盤である。

#### 4.2 負荷時電圧調整器制御盤

今回の速度制御系の速度設定は、イグナイトロン整流器の位相制御範囲を一定の領域にかぎり、大略の速度設定は負荷時電圧調整器によってイグナイトロン整流器の交流側電圧を変えることによって行なっている。そのため負荷時電圧調整器の出力電圧を速度基準と比較し、これにみあつた一定値に保つよう負荷時電圧調整器のタップ位置を

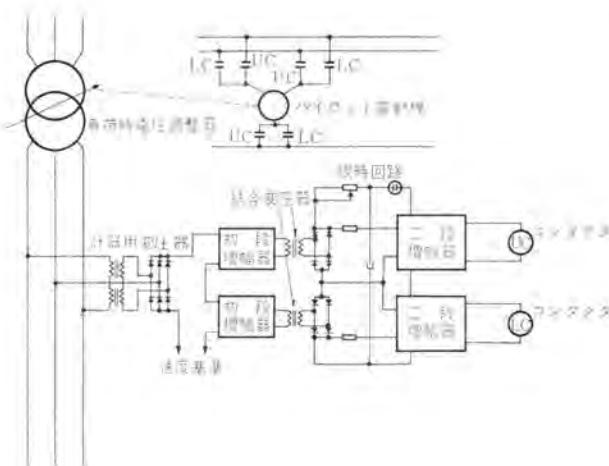


図 4.6 負荷時電圧調整器制御回路結線  
Fig. 4.6 Connection diagram of on-load voltage regulator control circuit.

制御する。この制御回路の概略の結線を図 4.6 に示す。図に示すように負荷時電圧調整器の二次電圧を計器用変圧器で検出し、これを整流して後速度設定の基準と等しい基準電圧と比較し、その偏差を磁気増幅器で増幅するのであるが、この初段の磁束増幅器は信号電圧の漸増によるコンタクタのチャタリップがないよう、正帰還をほどこして、ある信号以下では出力は零であるが、その信号レベルをこえると急に全出力を出すよう、ちょうどリレーと同様の特性を示すように考慮されている。この初段の磁気増幅器の出力は結合変圧器で昇圧され、二段目の磁気増幅器の入力に加わるのであるが、二段目の磁気増幅器は抵抗、コンデンサ、ネオン管からなる限界要素が挿入されており、ある期間継続した信号が加わらないことには二段目の磁気増幅器に出力が現われないように考慮されており、周波数の大きな変動には追従しないようになっている。二段目の磁気増幅器にも正帰還がほどこされ、コンタクタのチャタリップを防止しているのはもちろんである。二段目の磁気増幅器の出力でコンタクタを開閉し、これでタップ駆動用の操作電動機を正または逆方向に回転せしめ、電圧を上昇または下降せしめる。

この制御回路はコンタクタ以外はすべて静止機器であり、信頼性に富んだ制御回路であるといふことができる。操作電動機の停止にはプラッギングリレーを用いた逆相制動によっている。

#### 4.3 制御演算部

この制御系は後に述べるように安全性などについても

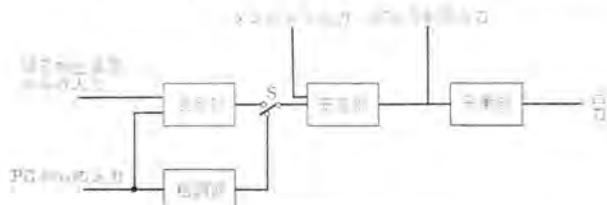


図 4.7 制御演算部ブロック図

Fig. 4.7 Block diagram of control operation section.

万全の考慮をはらって製作されているため、制御増幅器は増幅器よりもむしろ演算器としての特性を多くそなえているため、制御演算部と名づけられている。この制御演算部は粗調部、混合部、安定回路部、平衡部の 4 部に分かれており、おののものはデハレンシャル形の電子管増幅器を基体とする演算増幅器からなっている。図 4.7 はこの制御演算部のブロック図であり、入力としては精密検出回路、パイロット発電機、ダンピング回路、過電流制限回路などからの入力が図 4.7 に示す系の各部に加わり、適当に加算されて出力側に接続されたイグナイトロン格子位相回路を通じて、イグナイトロン整流器の出力電圧を制御する。

#### (1) 混合部

この制御系は、その動作の信頼度を増すために精密速度検出回路のほかに、パイロット発電機による粗速度検出回路をもつけ、精密速度検出回路の動作不良の場合にも粗速度検出回路によってこれをバック・アップし、速度が大幅にくるったり、危険な過電流の生ずることを防止している。

この二つの信号を加え合わせるところが混合部であり、図 4.8 はその結線図である。図において(a)点よりパイロット発電機からの入力がはいるが、この入力はポテンショメータ  $P_2$ 、 $P_3$  および二極管 T によって図 4.9 に示すような不感帯を有しており、このパイロット発電機の入力信号が

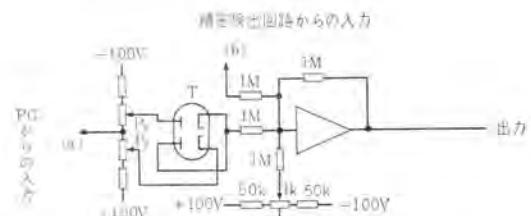


図 4.8 混合部結線図  
Fig. 4.8 Mixing section connection diagrams.

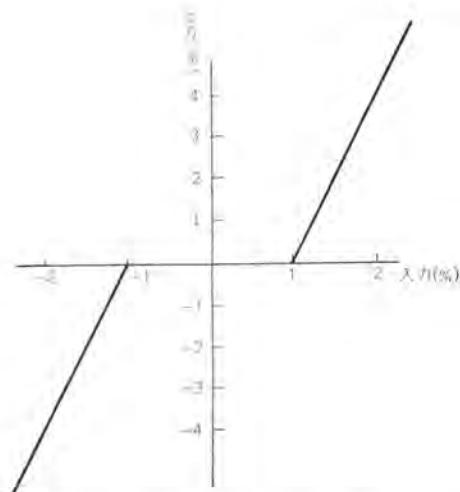


図 4.9 混合部における PG 入力の不感帯  
Fig. 4.9 Blind zone of PG input at mixing section.

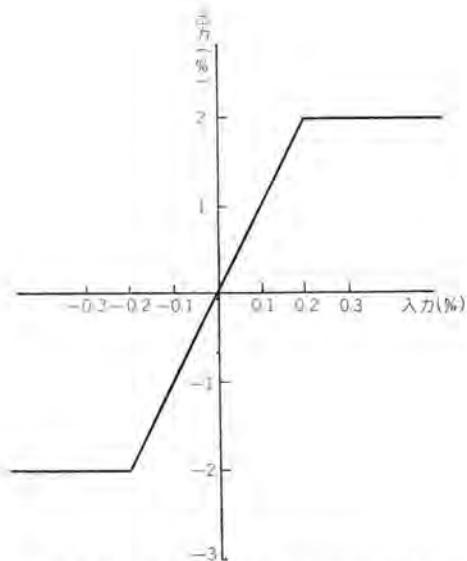


図 4.10 混合部における精測信号の飽和  
Fig. 4.10 Saturation of precise measurement signal at mixing section.

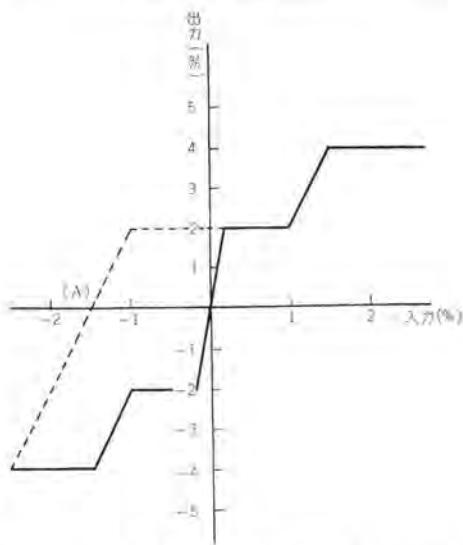


図 4.11 混合部出力特性  
Fig. 4.11 Output characteristic of mixing section.

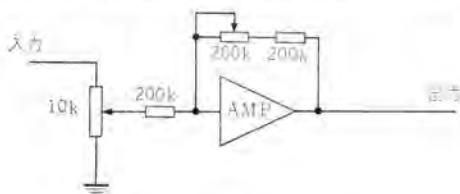


図 4.12 粗調部結線図  
Fig. 4.12 Rough adjustment section connection diagram.



図 4.13 粗調部外形  
Fig. 4.13 Outline of rough adjustment section.

±1 %以内で変動してもなんら出力は出ないようになっている。これはパイロット発電機のリップル電圧やブラシ降下の変化によってその精密検出回路と合成された混合回路の出力が変動することがないよう考慮されている。図 4.8 (b) よりは精密速度検出回路からの入力がはいるが、この入力は前段のリミッタにより図 4.10 のように出力 2 %でリミットされており、たとえ精密速度検出回路に故障がおこった場合にも 2 %の外乱しかおこらず、これは直流機電機子回路に危険な過電流を生じないような値にえらばれている。この混合部の全出力はまたリミッタにより 4 %におさえられ図 4.11 に示すような特性となる。精密速度検出回路が故障したときには、特性は図 4.11 の点線のようになり、(A) 点に相当する速度で安定に運転を継続する。この混合部の入力対出力の利得は 1 である。

### (2) 粗調部

前にも述べたように精密検出装置がこわれた場合にもパイロット発電機によってバック・アップされており、危険な状態とはならないが、このままで運転を継続すれば設定と異なった速度で運転されるため好ましくない。この場合図 4.7 の切換スイッチ S を下に倒すと精密速度検出回路は系から切りはなされ、粗調部が接続される。粗調部は入力としてパイロット発電機からの信号をうけ、これを安定部へ送る仲立ちをするもので、回路は図 4.12 に示すとおりである。図からわかるように、この部分は信号の極性変換と利得調速をつかさどる。図 4.13 は粗調部の写真である。

### (3) 安定部

この部分は、この制御回路の安定をつかさどる部分であり、入力としては混合部または粗調部からの信号とダンピング回路からの信号をうける。ダンピング回路は直流電動機の電機子回路電流を検出し、これを図 4.14 の b 点

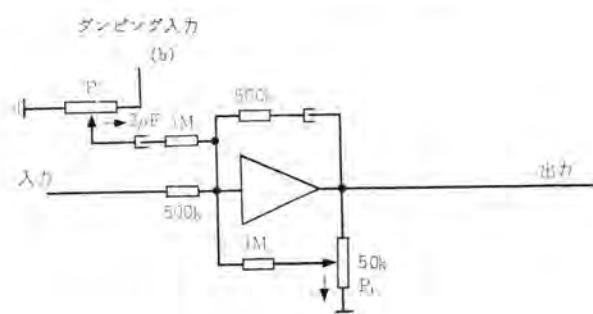


図 4.14 安定部結線図  
Fig. 4.14 Stabilizing section connection diagrams.

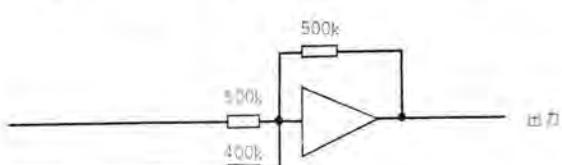


図 4.15 平衡部結線図  
Fig. 4.15 Balancing section connection diagram.

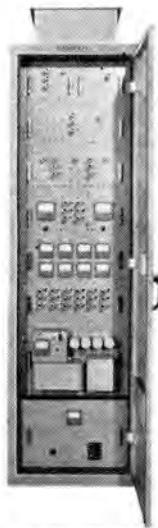


図 4.16 制御演算部  
Fig. 4.16 Outline of control operation section.

よりコンデンサおよび抵抗で微分して加え変化分だけを入力としている。この部分の概略は図 4.14 に示すとおりであるが、主体は位相遅れ回路であり、この部分で低周波利得をかけている。

#### (4) 平衡部

図 4.15 は平衡部の概略であるが、平衡部には安定部からの出力のほか、過電流制御回路が加わっている。定常運転時には過電流制限回路は整流素子によって切りはなされており、安定部だけの出力によって制御が行なわれるが直流電動機の電機子回路の電流が一定値（定速運転時には 150 %、速度変更時には 100 %）をこえると過電流制限回路が制御系に接続され、安定部からの速度信号にうち勝って一定値以上の電流は流れないよう、定電流制御を行なう。また、手動調整時には、この部分に加わるバイアス電圧の大きさを変えて調整する。この平衡部からの出力が前に述べたイグナイトロン整流器の格子位相回路用電圧リセット形磁気增幅器のリセット回路に接続されている真空管の格子に加わり、イグナイトロン整流器を位相制御するのである。図 4.16 はこの制御演算部の外形である。

### 5. 直流回路保護機器

この装置の直流主回路保護用として、つぎの直流高速度 シャン断器を使用した。

正方向直流高速度 シャン断器 1 台

形名 HS-50B形

定格電圧 DC 1,500 V

定格電流 5,000 A

引はずし電流目盛 4,800~8,000 A

操作、制御電圧 DC 110 V

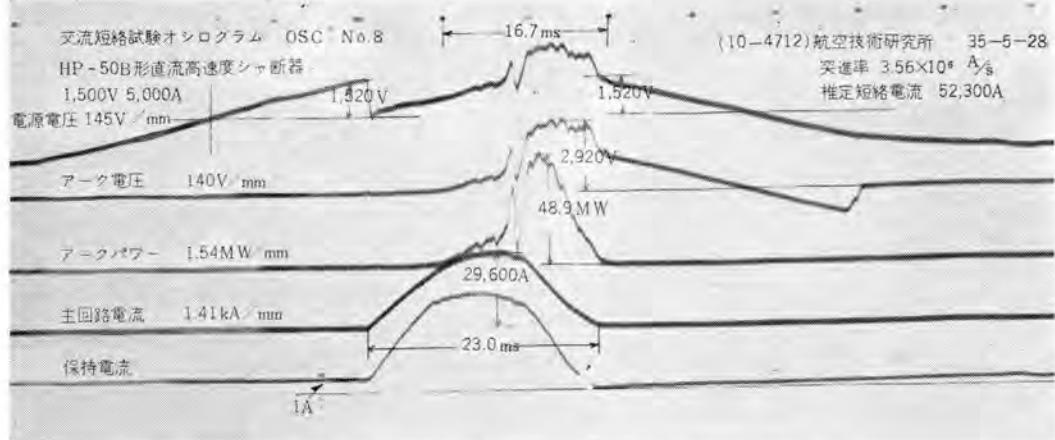


図 5.1 HP-50B形逆方向直流高速度 シャン断器 交流等価短絡試験 オシログラム

Fig. 5.1 AC equivalent short-circuit test oscilloscope of type HP-50B reverse direction DC high speed circuit breaker.

逆方向直流高速度 シャン断器 1 台

形名 HP-50B形

定格電圧 DC 1,500 V

定格電流 5,000 A

引はずし電流目盛 700 A

操作、制御電圧 DC 110 V

この設備の故障計算をおこなったのち、HP-50B 形逆方向高速度 シャン断器について、つぎの試験条件で交流等価短絡試験を実施した。その オシログラムを図 5.1 に示す。交流等価短絡試験試験条件

給与電圧 1,520 V

推定短絡電流最大値 52,300 A

突進率  $3.56 \times 10^6 \text{ A/sec}$

これらの高速度 シャン断器は

- (1) 上記 シャン断試験結果に示されたように大きいシャン断容量を持っているほか、
- (2) 高圧主回路と低圧制御回路との混触に対して十分防護された構造である、
- (3) 保守点検が簡便である、

などの特長を持っている。

### 6. む す び

この静止レオード用イグナイトロン整流器は、18,000 kW の誘導電動機に直結された 4,500 kW の直流電動機を駆動する電源であり、全 22,500 kW の駆動部を 3/10000 以内の精度で制御するものであるが、総合試験の結果、きわめて満足すべき性能を有することを確認できた。

終わりにあたり、種々ご指導ご協力をいただいた航空技術研究所の廣岡技官、鶴町氏、当所関係者各位に深く感謝いたします。

# 電動機回転速度精密検出装置

無線機製作所

馬場文夫\*・渡辺文明\*\*・小島一男\*\*  
俵口久元\*\*\*・三橋堯\*\*\*

## Precision Detecting Equipment for Motor Rotating Speed

Electronics Works

Fumio BABA・Fumiaki WATANABE・Kazuo KOJIMA  
Hisamoto HYOGUCHI・Takashi MITSUHASHI

Equipment has been completed to detect and control with precision the speed of a 22,500 kW motor for use in a transonic wind tunnel of the Aeronautical Laboratory. It comprises a disk with 1,080 slits on it and mounted on the motor shaft end and a pickup operating on photoelectric principle. Pulses are produced in proportion to the speed and beat between their frequency and that of a crystal oscillator is taken up to detect the beat frequency. By this method, speed detection having accuracy within 0.01% is made available with very quick response. When this equipment is used for the control of the motor with its output amplified, the speed fluctuation is usually kept within  $\pm 0.005\%$ ; even if a predetermined outside disturbance come in, it is possible to control the speed to  $\pm 0.02\%$  of specified accuracy deviation in three seconds.

### 1. まえがき

この装置は 22,500 kW の遷音速風洞用電動機の精密回転数制御に用いる速度検出装置であり、つぎのような性能を具備することが必要である。

(1) 710~70 rpm を 20 rpm おきに段階的に設定でき、その設定精度が 710 rpm の 0.01% 以内であること、およびその他の回転数では設定速度の 0.1% 以内であること。

(2) この検出装置を用いて電動機を速度制御したときの速度の変動は、ゆるやかな  $\pm 5\%$  の電源変動、 $+2\%$ ~ $-5\%$  の周波数変動に対しては、段階設定では 710 rpm の  $\pm 0.03\%$  以内、連続設定では 710 rpm の  $\pm 0.1\%$  以内であること。

(3)  $\pm 1\%$  の急激な電圧、周波数変動に対しては 10 sec 以内に (2) 項の値に回復すること。

このような検出装置を作るには、回転数をきわめて正確に電気信号に変換する部分、(1) 項の条件を満足される設定電気信号を発生する部分、両者を比較してその誤差を検出し増幅する部分が必要である。

これらの各部を設計するにあたり、実際の プラントの 1/150 程度の モデル試験を実施して、その実験結果を参考して最良の方法を採用することとした。

モデル試験は電動機軸に設けた 400 個のスリットをもつスリット円板と、光学的方法の パルス発信機を使用して、回転数に比例した パルス列 をつくった。その パルス列 を方形波に直し標準水晶発振器の周波数と ピート をとり、その ピート周波数 を直流に変換する方法と、いま一つ パルス列 を適当にまびき標準時間と比較する計数的方法と

二つの方法につき実験を実施した。

実験の結果回転数を電気信号に変換する方法としては、上記のような方法で十分実用化できることが実証されたので、スリット数を 1,080 に増加して採用することとした。また速度設定、比較の方法としては標準発振器と ピート をとる方法が時間差を測定するよりも、検出応動時間が短いこと、外來雜音に付して強く信頼度が高い点などの理由によりすぐれていることがわかったので ピート 方法を採用することとした。

このような経過を経て製作し、総合試験を実施して良好な結果をうることができた。本稿は最初にモデル試験の概要を記し、次にこの装置の構成、仕様、性能などを略述し、最後に総合試験結果を記した。

### 2. 予備実験の概要

予備実験は実物の約 1/150 の容量の電動機を用いて実施した。直流電動機 44 kW、誘導電動機 100 kW を組み合わせて、等価の負荷として 85 kW の直流発電機、 $1,610 \text{ kg m}^2$  の フライホイール を用いた。回転数検出方法としては前述のように ピート方式 と 計数方式 の二つの方法の実験を試みた。

#### 2.1 ピート方式の検出装置

ピート方式の検出装置の ブロック図 は 図 2.1 のとおりである。直流電動機と誘導電動機の間に設けられた、400 のスリットをもつスリット円板と 4 個の光電式の ピックアップ 装置により回転数に比例した パルス列 を作る。この出力パルスを モノステーブル・マルチバイブレータ により方形波に変換する。この周波数を  $f_s$  とし、これと水晶発振器よりの標準周波数  $f_0$  との ピート をとり、検波して低周波数だけ

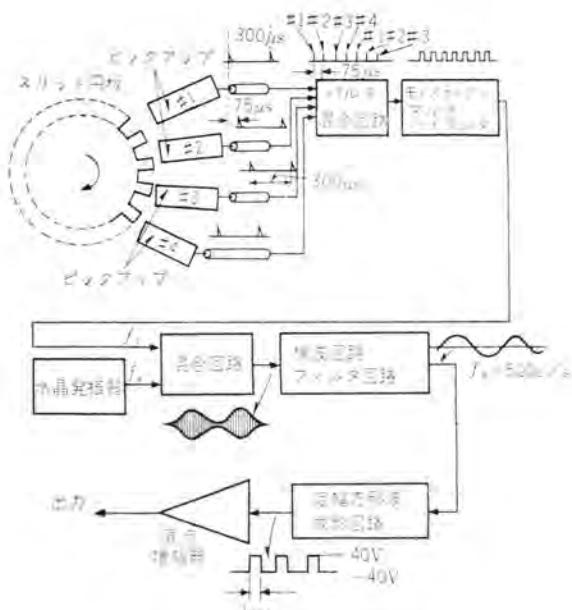


図 2.1 ビート方式検出装置のブロック図

Fig. 2.1 Block diagrams of the beat system detector apparatus.

をとると  $f_s - f_c$  の正弦波をうることができる。いま電動機の設定回転数を  $P_0$ 、これよりの偏差分の回転数を  $\Delta P_0$ 、このときの  $f_c$  の変化分を  $\Delta f_c$  とし、ビートの中心周波数を  $f_b$ 、変化分を  $\Delta f_b$  とするとつぎのような関係式が成り立つ。

$$\left. \begin{aligned} f_c &= \frac{400P_0}{60} \times 4 = \frac{80}{3} P_0 \\ f_b &= f_s - f_c \quad \Delta f_b = -\Delta f_c \end{aligned} \right\} \quad (2.1)$$

したがって

$$\frac{\Delta f_b}{f_b} = -\frac{\Delta f_c}{f_b} = -\frac{f_c \cdot \Delta P_0}{f_b \cdot P_0} \quad (2.2)$$

式 (2.2) から、 $f_c \gg f_b$  の場合回転数の変化率が拡大されて  $f_b$  の変化率になることがわかる。すなわち回転数の 0.01%を検出する場合  $f_c/f_b$  が 10 であれば 0.1%の  $\Delta f_b$  を検出すればよいことになり高精度の検出が可能となる。

実験では 500 rpm を設定回転数に選んだ。式 (2.1) から  $f_c = 80/3 \times 500 = 13,333 \text{ c/s}$  となり、このとき  $f_b = 500 \text{ c/s}$  になるような  $6 \times 10^{-6}$  以上の精度をもつ水晶発振器(周波数  $f_s$ )をつくった。したがってこの場合  $f_c/f_b = 26.6$  となる。

$\Delta f_b$  はつぎのようにして検出される。ビート周波数と等しい周波数で振幅  $\pm 40 \text{ V}$  で幅がちょうど 1 ms (精度 0.1%) の方形波を発生させ低域済波器を通して、ビート周波数が 500 c/s のとき図 2.2 のように周期が 2 ms となるから出力はゼロとなる。500 c/s より  $\Delta f_b$  ずれると周期が変化して正または負の誤差電圧を検出でき、この回路で 500 c/s の 0.1%以上の精度で検出できる。

スリット板のスロットの機械的誤差は 0.04 mm であり、これを 500 c/s のときの時間誤差に換算すると 4  $\mu\text{s}$  となる。このため出力方形波は図 2.3 (a) の点線のよう

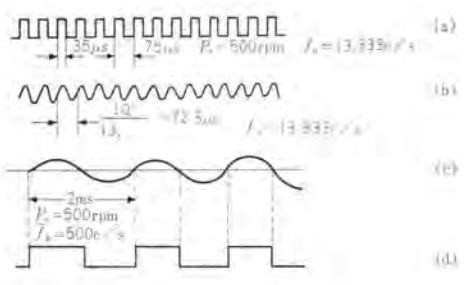


図 2.2 ビート方式の各部の波形

Fig. 2.2 Wave forms of the beat system.

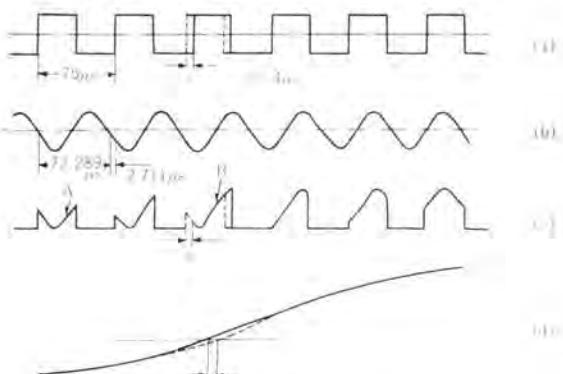


図 2.3 スロット誤差と波形

Fig. 2.3 Wave forms and setting errors of slot.

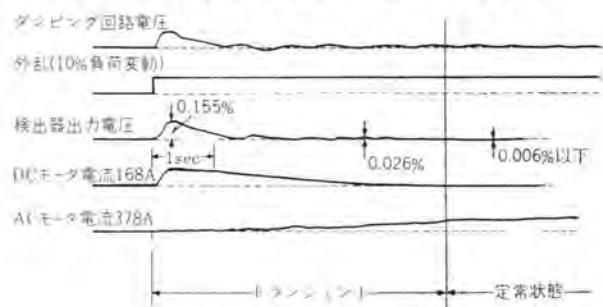


図 2.4 ビート方式の過渡応答特性

Fig. 2.4 The transient response of the control system. 変化を生ずることがある。しかし (b) 図の標準発振器と加え合わせ半波整流すると、(c) 図のようになり、これをフィルタに通すと (d) のようになる。この電圧のゼロを切る点の時間的变化は 4  $\mu\text{s}$  以上とはならない。この点の周期は 2 ms であるからスリット誤差によるビートの周期変化率は 0.2%以下となる。

前の方形波幅の誤差と合わせ、さらに 0.1 sec 程度のフィルタにより平均化されることを考慮すると個々の誤差は数分の 1 に減少し 0.1~0.05%程度になる。したがって回転数の検出精度は  $f_c/f_b$  を乗じて 0.004~0.002%の検出が可能となるはずである。

この装置により電動機を制御した実験結果は図 2.4 の

とおりで、定常偏差 0.006%，10%の負荷変化に対しても約 3.5 sec で 0.026%，5 sec で定常偏差に回復するように制御できた。

## 2.2 計数方式の検出装置

計数方式の検出装置のブロック図は図 2.5 のとおりである。ピート方式と同様にスリット円板と光学的ピックアップ装置により回転数に比例したパルス列をつくる。これを設定回転数  $P_0$  に比例した数を  $n$  とし  $\frac{1}{n}$  遅減回路に入れる。この出力のパルス間隔は設定回転数で回転しているときは一定値  $T_0$  となる。別に水晶発振器からのパルス

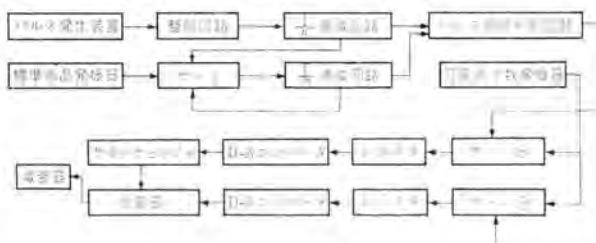


図 2.5 計数方式検出装置のブロック図

Fig. 2.5 Block diagram of the pulse counting system detector apparatus.

を  $\frac{1}{m}$  に遅減して標準時間  $T_0$  をつくり、回転数の偏差  $\Delta P_0$  を  $T_0$  との時間差  $\Delta T_0$  により検出する。この  $\Delta T_0$  の測定には  $\Delta T_0$  時間開くゲートをつくり、このゲートを通る別の発振器からの数をカウンタで計数する方法をとった。また標準時間より長いか短いかによって正、負のゲートを制御し、カウンタの内容を D-A 変換した後に符号をつけることとした。

実験では設定回転数  $P_0$  は 504 rpm に選び、光学的パルス発生器は 1 個を使用した。 $n=280$  に選んだので  $T_0$  はつぎのようになる。

$$T_0 = \frac{n}{400P_0/60} = \frac{280}{400 \times 504/60} = \frac{1}{12} \text{ (sec)}$$

また  $\Delta T_0/T_0 = -\Delta P_0/P_0$  の関係が成立するので、回転数が 0.01% 变化すると  $\Delta T_0$  も  $T_0$  の 0.01% 变化する、すなわち約 8.3  $\mu$ s となる。この時間差を測定するのに生ずる誤差はスロットの機械的誤差  $\pm 4 \mu$ s、標準時間との比較のとき生ずる誤差、および時間差を測定するとき生ずる誤差はいずれも  $\pm 0.7 \mu$ s となる。これらの誤差が正規分布しているものとして計算すると測定精度は 8.3  $\mu$ s の 50% 程度となり、回転数の 0.005% まで検出可能となる。

実験結果によればほぼ上記の精度の検出が可能であることが実証できた。

しかしながらこの出力で電動機を制御した場合や不安定な制御をすることがあった。その原因は上記方法が 1/12 sec 間の状態を検出して、その結果をつぎの 1/12 sec 間に出力を出すので最大 1/6 sec の時間おくれが生ずること、および出力につねに 6 c/s のリップルが生ずるためである。後者のリップルは上記のカウンタ部分を 2 チャネルつくれば解決するが、むだ時間を 1/2 にすれば

サンプリング時間 を 1/2 倍にするを要し、そのためスリットの誤差のため検出精度が低下する欠点が生ずる。

以上のように計数方法はピックアップ装置、標準発振器の数は減少する長所はあるが、むだ時間要素が大きい欠点のため実用することを取りやめた。

## 3. 構成と動作

### 3.1 概要

この装置は全制御系内において速度誤差検出器の機能とともに、速度設定機能および速度指示機能をも有している。

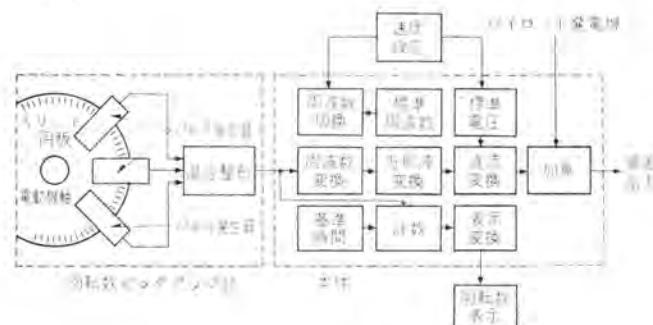


図 3.1 動作系統図

Fig. 3.1 Block diagram.

その構成を図 3.1 に示す。電動機の軸端に取り付けられたスリット円板と、これに対向した 3 組のパルス発生器およびこれらの出力パルスを混合して回転数に比例した周波数を持つ方形波に変換する部分は、回転数ピックアップ部と呼ばれ、主電動機と併置されている。検出装置本体では操作卓に取り付けられた速度設定部からの入力に従って標準発振器の出力周波数を切換えて、これと回転数ピックアップ部からの入力周波数を比較することにより、設定回転数との誤差に比例した正負の直流電圧を電動機用整流器の制御回路へ送っている。この誤差電圧は同時に操作卓上の信号出力指示計を動作させている。一方回転数ピックアップ部の出力方形波は同時に一定時間中計数される。計数器の内容は继電器接点に変換されて、数字表示管を点灯し、電動機の絶対回転数を直読できるようになっている。これは回転数指示部と呼ばれ、本体と別置

の垂直盤に取り付けられている。速度設定部は上述の標準発振器の切換えのほかに、粗制御のためのパイロット発電機ならびに負荷時電圧調整器の基準電圧の設定切換をも行なう。これらの設定切換は任意に回転数を設定することにより、電動機の速度変化に適応した時間間隔で急激な入力変動を与えないように順次自動的に切り換えられる。この他、

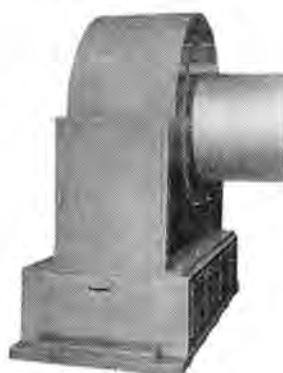


図 3.2 回転数ピックアップ部  
Fig. 3.2 Pulse generator.

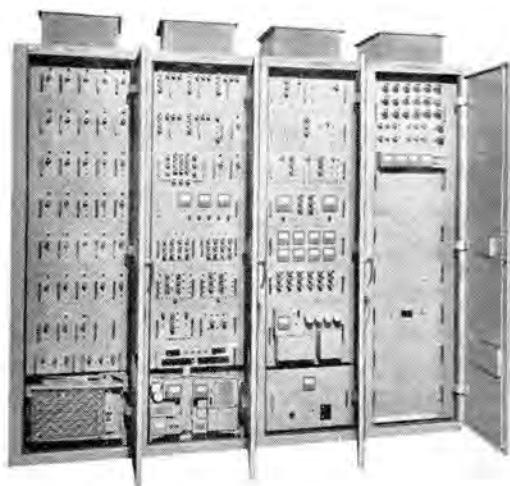


図 3.3 本体  
Fig. 3.3 Panel construction.

この装置の故障、あるいは外部回路の異常を検知して、警報または自動停止を行なうための保護回路を有している。

### 3.2 回転数の誤差検出

回転数ピックアップ部のブロック図を図 3.4 に示す。スリット円板は外径 1,189 mm で電動機軸に直結され、その円周上ピッチ径 1,168.83 mm の位置に 1,080 個のスリットが等間隔に設けられている。スリットの切られている箇所は耐食アルミ合金製で全円周を 30 個のセクタに分け、1 セクタのスリット数は 35 個、スリット幅  $1.7 \pm 0.05$  mm、長さ  $10 \pm 0.1$  mm でセクタ間に  $1.7 \pm 0.05$  mm のギャップを設けて、これを 1 スリットとして利用している。パルス発生器は光源ランプ、光電増倍管、増幅器、およびレンズ・スリット板などの光学系により構成され、スリット円板の円周上

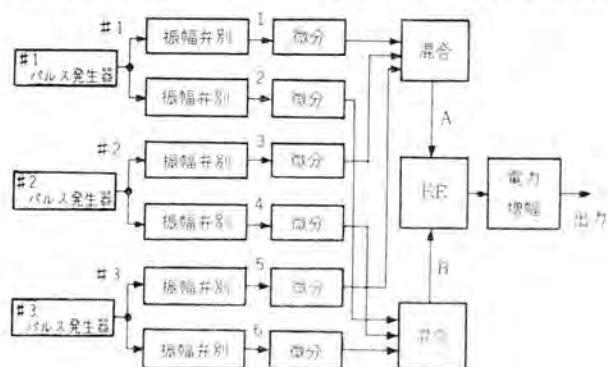


図 3.4 回転数ピックアップ部ブロック図

Fig. 3.4 Block diagram pulse generator.

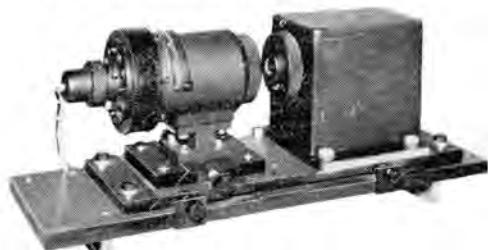


図 3.5 パルス発生器  
Fig. 3.5 Optical tachometer pickup.

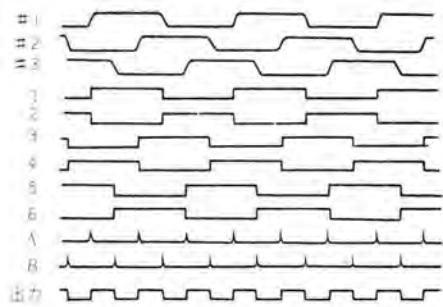


図 3.6 回転数ピックアップ部波形  
Fig. 3.6 Wave forms of pulse generator.

に電気角がおののおの 120 度になるよう配置されている。

パルス発生器の出力電圧は図 3.6 に示すように整形後微分パルスを混合して フリップフロップ をトリガし、入力周波数の 3 倍の方形波出力を得ている。この出力は電力増幅の後、本体のおかれている制御室まで約 50 m 同軸ケーブルで伝送される。

標準発振器は 70 rpm ~ 710 rpm の間 20 rpm おきの段階設定回転数に対応して、4,780 ~ 39,340 c/s の間 1,080 c/s おきに 33 個設けられている。いずれも恒温そう入り水晶制御の発振器で、その周波数偏差は  $\pm 5 \times 10^{-6}$  以内である。

標準発振器としてはこのほか、回転数指示のための基準時間間隔発生用として 2,160 c/s、また校正用として 37,260 c/s、1,000 c/s のものを備えている。

周波数切換は速度設定部からの遠隔操作により行なわれ 標準発振器から周波数変換盤への出力の切換えのほか、粗制御のためのパイロット発電機、および負荷時電圧調整器の比較基準電圧の切換え、その他各種制御用接点を供給している。

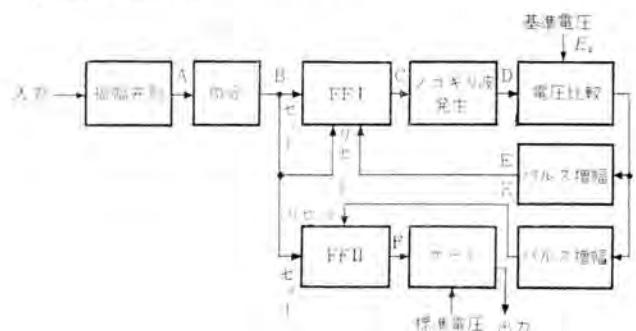


図 3.7 方形波変換盤ブロック図

Fig. 3.7 Block diagram of square wave converter.

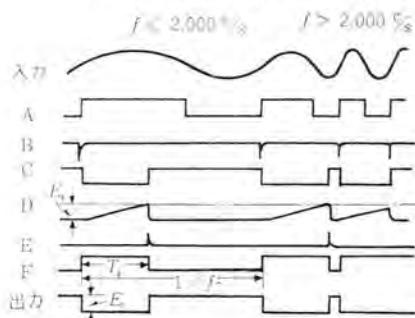


図 3.8 方形波変換盤波形  
Fig. 3.8 Wave forms of square wave converter.

回転数ピックアップ部からの方形波は増幅整形盤で整形されて周波数切換盤からの標準発振器出力とともに周波数変換盤へ加えられ周波数混合回路、帯域低波器を通して、その差周波数が取り出される。帯域低波器は通過帯域 300 c/s ~ 2,000 c/s、減衰量 40 dB/oct で、入力方形波高調波相互間の不必要的ビート周波数成分を取り除いている。

方形波変換盤は周波数変換された後の出力低周波を入力と同一繰り返し周波数を持ち、時間幅および振幅が一定の方形波に変換するもので、ブロック図および各部波形を図 3.7, 3.8 に示す。入力は方形波に整形後、その立ち上がりを微分し位相反転してフリップフロップ I および II をトリガする。F.F.I が低電位のときにはノコギリ波が発生し、これを基準電圧と比較して同電位になったときにパルス増幅器からパルスを出して F.F.I および II をリセットする。ここでノコギリ波の時定数および基準電圧  $E_c$  を適当に選べば F.F.I の出力 C はこれらの値で決まる一定時間幅  $T_s$  をもち入力周波数  $f$  と同じ繰り返し周波数を持つ方形波となる。ここでは  $T_s = 0.5 \text{ ms}$  としているので  $f$  が 2,000 c/s 以上になると F.F.I は B でセットされて E でリセットされる以前につぎの B パルスでリセットされるのでノコギリ波出力 D は  $E_b$  と同電位になる前に低電位となり E の出力パルスはなくなる。F.F.II は B によりセットされ E によりリセットされるフリップフロップで  $f > 2,000 \text{ c/s}$  の場合はリセットパルスがないため高電位の状態を維持し続ける。F.F.II の出力はゲートを通して振幅を標準電圧  $E_c$  としている。

直流変換盤は図 3.9 に示すように 2 個の演算増幅器を用いた低域低波器で方形波変換盤出力方形波の直流成分

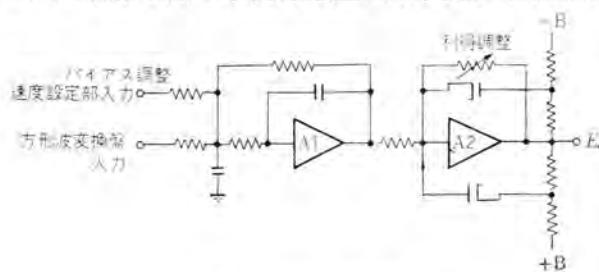


図 3.9 直流変換回路  
Fig. 3.9 Circuit diagram of DC converter.

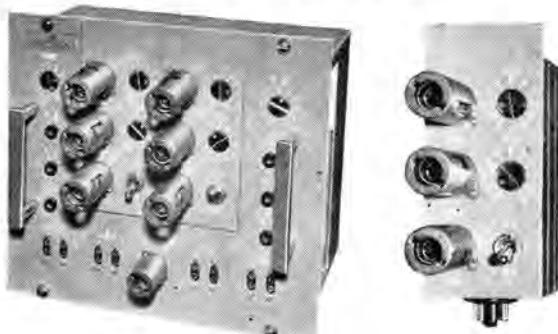


図 3.10 直流変換盤  
Fig. 3.10 DC converter.

図 3.11 演算増幅器  
Fig. 3.11 Operational amplifier.

電動機回転速度精密検出装置、馬場・渡辺・小島・俵口・三橋

を取り出すとともに、その出力に振幅制限を加え過大出力を防ぐもので、その他利得調整および速度設定部より操作される回転数連続設定のためのバイアス調整が行なわれる。

方形波変換盤出力方形波中の直流成分だけが直流変換盤出力となるとすれば、この出力電圧  $E_0$  は

$$E_0 = kE_c T_s f + E_b \quad \dots \dots \dots (3.1)$$

$$= \frac{k}{2} \times 10^{-3} E_c f + E_b$$

$E_b$ ：バイアス電圧

$k$ ： $A_1, A_2$  による閉回路利得

となり、ここで  $f = 1,000 \text{ c/s}$  のとき  $E_0 = 0$  となるよう  $E_b$  を選べば

$$E_b = -\frac{k}{2} E_c$$

となり式 (3.1) は

$$E_0 = k \frac{E_c}{2} (10^{-3} f - 1) \quad \dots \dots \dots (3.2)$$

$$= K' [(F_s - F) 10^{-3} - 1] \quad \dots \dots \dots (3.2)$$

$$K' = \frac{k}{2} E_c$$

$F_s$ ：標準発振周波数

$F$ ：回転数ピックアップ部出力周波数

一方

$$F = \frac{1,080}{60} \cdot 3P = 54P$$

$P$ ：電動機軸回転数 rpm

であるから式 (3.2) は

$$E_0 = K' [(F_s - 54P) 10^{-3} - 1] \quad \dots \dots \dots (3.3)$$

となる。設定回転数  $P_0$  のときには  $E_0 = 0$  となるよう、すなわち、

$$F_s = 54P_0 + 1,000$$

に選んであるから、 $P = P_0 \pm \Delta P$  とすれば式 (3.3) は

$$E_0 = \pm 54 \cdot 10^{-3} K' \Delta P$$

$$= \pm K \Delta P \quad \dots \dots \dots (3.4)$$

となり回転数誤差に比例した正負の出力が得られる。この入出力関係を図 3.12 に示す。

周波数変換盤、方形波変換盤、直流変換盤はおのおの 2 チャネル実装されており、並列に動作させて出力差による故障検知を行なっている。精密検出の偏差出力は式 (3.4) に示すように直流変換盤までの回路で得られるが、その後に加算器盤を設けて 2 チャネルあるこれら精密偏差

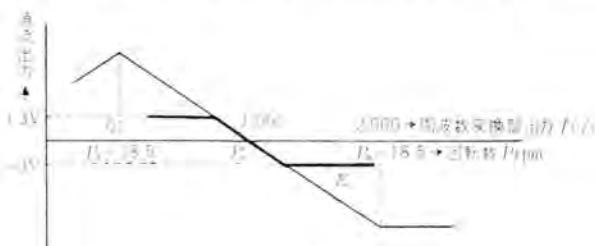


図 3.12 直流変換盤出力  
Fig. 3.12 Output characteristics of DC converter.

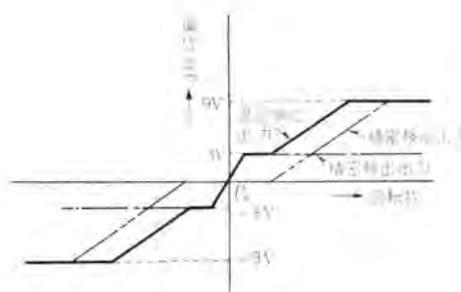


図 3.13 加算器盤出力

Fig. 3.13 Output characteristics of adder.

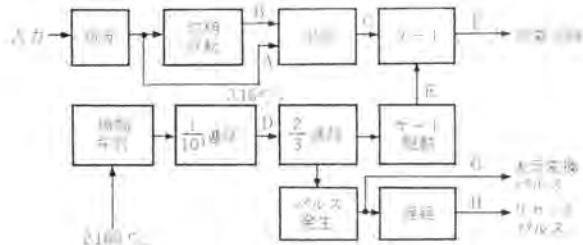


図 3.14 基準時間間隔発生盤ブロック図

Fig. 3.14 Block diagram of time-base generator.

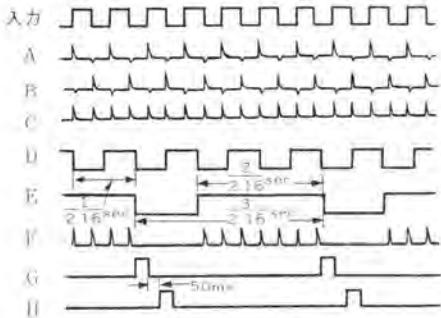


図 3.15 基準時間間隔発生盤波形

Fig. 3.15 Wave forms of time-base generator.

検出回路のいづれかの出力を選択するとともに、パイロット発電機出力に設定基準電圧を加えた粗速度検出出力に不感域をつくり精密偏位出力と加えた後振幅制限をかけている。加算器盤の出力を図 3.13 に示す。

### 3.3 回転数の指示

基準時間を設定し回転数ピックアップ部からのパルスを通すゲート回路、および計数パルスを表示する時刻を設定する表示変換パルス発生回路などを含む基準時間間隔発生盤のブロック図および波形を図 3.14、3.15 に示す。回転数ピックアップ部からの入力方形波は波形 C に示すように繰り返し周波数 2 倍のパルス列となってゲートへ加えられる。一方標準発振器からの 2.160 c/s 入力は 3 段の 10 進計数器で周波数遅延して 2.16 c/s の方形波となり、さらに 2/3 通降回路へ加えられる。この出力電圧は波形 E のように繰り返し周期 3/2.16 sec で 2/2.16 sec の間、ゲートを開き出力 F をつきの計数回路へ送る。同時に 2/3 通降回路出力は表示変換パルスの発生に用いられ、さらに約 50 ms の時間遅れを持たせてリセットパルス H を送り出し、表示変換盤内の計数器をリセットする。

表示変換盤は基準時間間隔発生盤のゲート管出力パルス

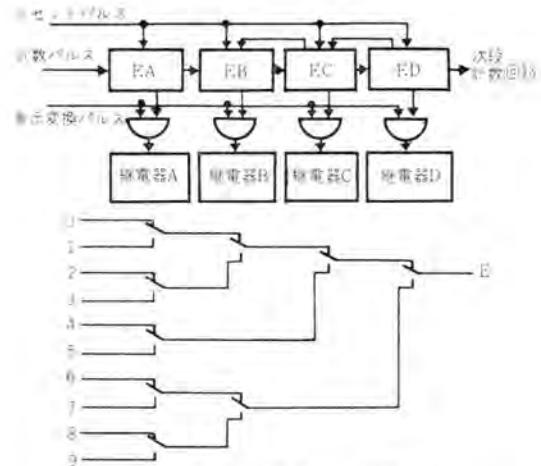


図 3.16 表示変換盤動作原理

Fig. 3.16 Ten-position code-operated switch.

表 3.1 10 進計数回路の動作

入力パルス	0	1	2	3	4	5	6	7	8	9	10
F.A	0	1	0	1	0	1	0	1	0	1	0
F.B	0	0	1	1	1	1	0	0	1	1	0
F.C	0	0	0	0	1	1	1	1	1	1	0
F.D	0	0	0	0	0	0	0	1	1	1	0

を計数し相当する継電器接点に変換して、表示管に出力を与えるもので、その動作原理図を図 3.16 に示す。F.A ～F.D はおのおの継続接続された フリップフロップ で F.C から F.B、F.D から F.C へは帰還回路が設けられており、入力パルス数に対する動作は表 3.1 のようになる。基準時間間隔発生盤からのゲート出力 F をこの計数回路に加えた後、表示変換パルスを与えると、各フリップフロップの状態はおのおの継電器 A.B.C.D へ移され自己保持される。計数回路は約 50 ms 後のリセットパルス H で入力 0 の状態にリセットされる。A.B.C.D、各継電器の接点は図に示すようにクリスマスツリー継電器回路を構成しており、0 ～ 9 回路中、入力パルス数に相当した回路に、電圧 E が与えられる。すなわち 2/2.16 sec の間計数されたパルス数は表示変換パルス G により 3/2.16 sec の間表示され、つぎの表示変換パルスにより表示中計数されたパルス数を表示する。このような表示変換盤が 5 段接続されているので計数可能パルス数は 99,999 個であるが計数器の動作最高周波数が約 85 kc であるため計数可能パルス数は  $8.5 \times 10^4 \times 2/2.16 = 7.9 \times 10^4$  個程度となる。計数パルス数 N は

$$N = \frac{2}{2.16} 2F \quad F: \text{回転数ピックアップ部出力周波数} \\ = 100P \quad P: \text{電動機回転数 rpm}$$

となり、電動機回転数の 100 倍を表示管で指示することになる。

### 3.4 回転数の設定および変更

回転数設定には 70 ～ 710 rpm 間 20 rpm ごとの段階設定と、これらの中間の回転数における連続設定の 2 種類がある。

段階設定は速度設定部において任意の速度選択ボタンを押すことによって停止または現在の回転数から所期の回転数に相当するまで局部発振周波数およびパイロット発

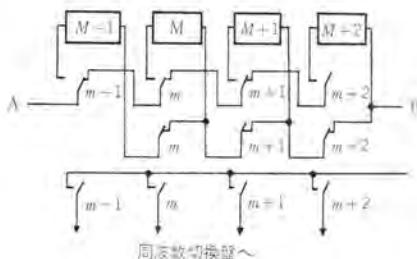


図 3.17 速度設定部回路  
Fig. 3.17 Speed setting circuit.

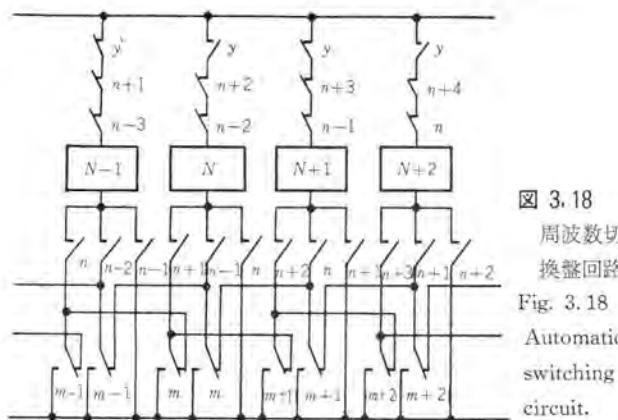


図 3.18 周波数切換盤回路  
Fig. 3.18 Automatic switching circuit.

電機負荷時電圧調整器用比較電圧を順次切り換えてゆくもので、その動作回路を図 3.17, 3.18 に示す。

速度設定部にはおののの回転数に対応した 33 個の押しボタンスイッチがあり、これは図 3.17 にその一部を示したように  $M$  のコイルにより自己保持する機構を持つランプ内蔵形のものである。図で A・B 間に電源を接続し  $M$  のボタンを押すと  $m$  接点が動作しコイル  $M$  により自己保持する。つぎにたとえば  $M+1$  のボタンを押せば  $m+1$  接点により  $M$  コイルは不動作、 $M+1$  コイル動作となり  $M+1$  で自己保持する。このように各スイッチは電磁的に連動した单一選択形の押しボタンスイッチとなっている。各接点は周波数切換盤へ接続されて同符号の継電器を動作させ、図 3.18 に示す  $m-1, m, m+1$  などの接点を動作させる。図 3.18 の接点  $y$  はサイラトロン発振器と継電器フリップフロップ回路を組み合わせたクロック発生回路の接点で 1 クロックごとに交互に動作、不動作を繰り返す。図で継電器  $N$  の動作条件は

$$N_{odd} = \{y(n-2)(n+2)\}[\{(n-1)\alpha\} + \{(n+1)\beta\} + n]$$

$$\alpha = \begin{cases} 1: m \text{ 以上の継電器動作時} \\ 0: m-1 \text{ 以下の継電器動作時} \end{cases}$$

$$\beta = \begin{cases} 1: m \text{ 以下の継電器動作時} \\ 0: m+1 \text{ 以上の継電器動作時} \end{cases}$$

$N$ : 奇数

$N$  が偶数のときには

$$N_{even} = \{y(n-2)(n+2)\}[\{(n-1)\alpha\} + \{(n+1)\beta\} + n]$$

となり、 $\alpha, \beta$  の状態に応じて  $y$  の動作ごとに動作継電器は左右に一段ずつ移動する。クロックパルスは  $M, N$  継電器の番号が一致すれば停止するので、周波数変換回路の  $N$  継電器は押しボタン  $M$  で設定した値を維持する。 $N$  継電器の接点は信号回路に用いられるとともに押し



図 3.19 速度設定部  
Fig. 3.19 Speed setting panel.

ボタン  $M$  の内蔵ランプを点灯し、速度設定部で動作継電器を確認できる。このほか周波数切換盤には運転制御シーケンスに従う各種条件を満足する論理回路が含まれている。

回転数の連続設定は精密速度検出回路では図 3.9 直流変換回路のバイアス電圧を連続的に加減し、パイロット発電機、負荷時電圧調整器ではその比較基準電圧を連続的に加減すればよい。この操作は図 3.19 に示すように速度設定部の段階設定用押しボタンの右側の 6 連可変抵抗器で行なわれ、おのの運動して  $\pm 10.8 \text{ rpm}$  に相当する電圧変化を与える。

### 3.5 出力指示および故障検知

出力指示計は精密速度偏差出力計と、精粗混合速度偏差出力計の 2 個あり、おのの直流変換盤出力、および加算器盤出力の電圧を rpm 目盛で指示している。

故障検知回路には精密検出装置故障、速度保持不能、速度確保不能および電源故障の 4 種があり、前二者は警報用接点、後二者は故障停止用接点をおのの外部に供給する。精密検出装置故障検知は先に述べた 2 チャネルの直流変換盤出力を比較し、その出力差に約 30 sec の時間遅れをもたせて集合警報盤に表示される。速度保持不能は精密速度検出回路出力が振幅制限器による制限電圧以上になったことをメータ継電器により検知するもので、同様に約 30 sec の積算時間を持たせて警報を発する。速度確保不能は精密速度検出装置による速度制御のバックアップとなるパイロット発電機による粗調整回路をも含めた故障を検知するもので混合出力の過大をメータ継電器で検知し、約 60 sec の積算時間で外部に故障停止用接点を与える。電源故障は入力電源不良、ヒューズ断など

を検知して故障停止用接点を与える。

### 3.6 調正

回転数誤差検出回路および回転数指示回路の較正を行なうために 37,260 c/s および 1,000 c/s の標

図 3.20 回転数指示部  
Fig. 3.20 Speed indicator.

準発振器があり、速度設定部からこれらの投入が制御される。運転中は鎖錠された HF 調整押しボタンを投入すると、回転数ピックアップ部からの入力の代りに 37,260 c/s の発振器出力が接続され、動作が正常であれば回転数指示は  $37,260/54 = 690 \text{ rpm}$  を指示し、かつ連続設定ダイヤルが 0 rpm であれば出力指示計は 0 となる。LF 調正

押しボタンを投入すると周波数変換盤出力の代りに 1,000 c/s 発振器出力が方形波変換盤へ加えられ、方形波変換および直流変換回路の動作を検査できる。これらの較正時には押しボタン内蔵ランプが点灯すると同時に回転数指示部の HF, LF 較正表示灯による表示を行なう。

#### 4. 試験結果と問題点

##### 4.1 回転数ピックアップ部

各パルス発生器の出力を混合して図 3.6 に示すような方形波出力を得るためにスリット円板が具備すべき条件はつきのとおりである。

- (1) 各セクタのスリットの大きさが均等であること。
- (2) 各セクタ間のスリット間隔が均等でスリットの大きさと等しいこと。
- (3) 各スリットのピッチが等しいこと。
- (4) 回転軸に垂直に取り付けられること。
- (5) 回転軸に対して偏心していないこと。

組立当初において 1 台のパルス発生器出力をシグナル外部同期信号として加え、他のパルス発生器出力方形波の移動時間幅  $t_e$  を測定し、

$$\text{ピッヂエラー} = \pm 1.7 \times \frac{t_e}{T} \text{ mm} \quad T: \text{周期}$$

として計算した結果 10% 以上のエラーがあることが判明した。原因は輸送中におけるセクタのゆがみと、取付不良であり調整の結果ピッヂエラーを  $1.7 \pm 0.005 \text{ mm}$  にすることことができた。

最初の設計では 6 台のパルス発生器を用いて、おのおのの波形の立上がりを振幅弁別して図 3.6 に示す 1~6 の方形波を得る計画であったが、後で述べるように回転数の変化に伴う軸心の移動のため取付位置の差によるピッヂエラーの少ない 3 台のパルス発生器を用いる方法に変更した。

6 個のトリガーパルスによりフリップフロップを動作させるために、その順序が狂わないためのピッヂエラーの限界は  $3.4 \text{ mm} \times 1/6 = 0.567 \text{ mm}$  で与えられるが、回転数表示のための計器の動作周波数 85 kc を考えると 710 rpm で回転しているときに正常に計数できるために、個々のパルスの取り得るパラメータは  $13.04 \mu\text{s} \pm 1.14 \mu\text{s}$  となり機械的寸法に換算すると 0.05 mm になる。

パルス発生器とスリット円板の関係位置が軸回転により変化する問題は、設計時には軸方向の伸縮に重点をおいていた。実測では軸方向の伸縮は 1.4 mm 以下、スリット円板の振れは 0.5 mm 以下であり、スリット円板と光源ランプ、光電器の間隔はおのおの 4 mm, 3 mm であるので

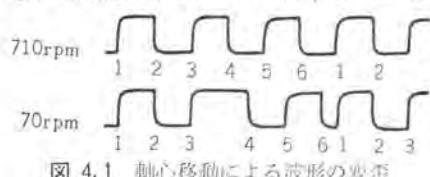


図 4.1 軸心移動による波形の変形

Fig. 4.1 Influence of axial deflection.

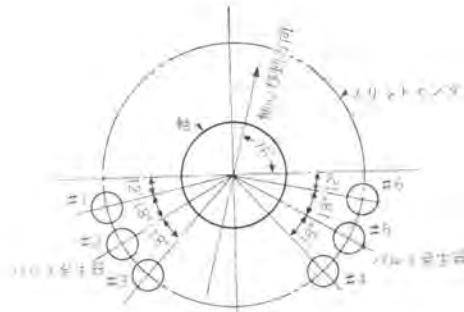


図 4.2 6 台のパルス発生器の配置

Fig. 4.2 Placement of six tachometer pickups.

この点に関しては問題

はなかった。回転数ピックアップ部の総合調整で最も困難な問題は軸受の油膜の厚みが回転数によって変化し、6 台のパルス発生器を用いた場合には 70~710 rpm まで連続して検出できなくなったことである。すなわち図 4.1 に示すように 710 rpm で 6 台のパルス発生器の位相を均一に合わせ

た場合 70 rpm では波形の変形がいちじるしく、周波数変換した後のビート周波数に高調波相互間のビート成分が増大し、正常な出力が得られなくなった。軸心移動の実測値を図 4.3 に示す。図に示すように 70 rpm から 710 rpm に回転数を変化させると軸心は水平方向から 76 度の方向へ約 0.22 mm 移動する。これは #1 パルス発生器と #6 パルス発生器の位相推移に換算すると 44.1 度となり、正規の場合の 60 度の 2/3 以上となる。これにピッヂエラーによる位相偏位が加わると出力波形の変形はさらにいちじるしくなる。これらの結果を勘案して最終的には軸心移動の影響が比較的小い図 4.2 の #4, #5, #6 のパルス発生器を用いて 3.2 項で述べた方法によりパルス混合を行なった。このようにして 130 rpm 以上では完全な制御が可能となり所期の目的を達した。110 rpm 以下ではビート周波数がしばしば不安定であるが、不完全ながらも使用できる状態となった。回転数の表示に関しては 40~720 rpm まで完全に動作した。

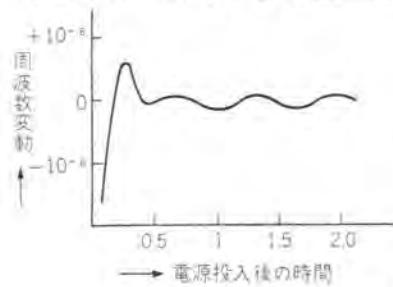


図 4.3 回転による軸心移動

Fig. 4.3 Deflection characteristics.

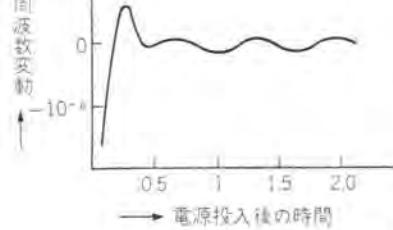


図 4.4 標準発振器の周波数変動

Fig. 4.4 Frequency deviation of standard oscillator.

電動機軸端の回転数ピックアップと制御室の本体とは約50mの同軸ケーブルで結合されているが、途中の減衰および誘導などによるS/Nの悪化現象があったが、出力段電力増幅器の電力を増して、これを解決した。その他電動機の振動によるパルス発生器の調整が心配されたが、実際上の支障は生じなかった。

#### 4.2 出力変換部

測定の基準となる標準発振器の安定度は図4.4に示すように電源投入後約30minで安定し、変動は $10^{-6}$ 以下である。

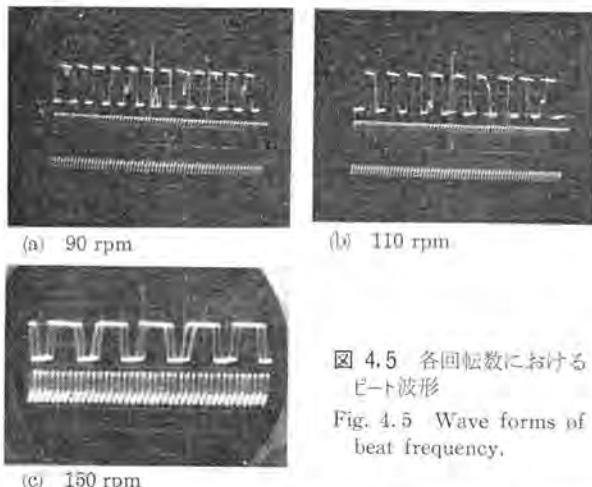


図4.5 各回転数におけるビート波形

Fig. 4.5 Wave forms of beat frequency.

周波数変換盤の出力低周波は回転数ピックアップ部からの入力の代りに周波数変動のない正弦波または方形波を加えた場合は60 rpm相当の3,240 c/sから720 rpm相当の38,880 c/sまで正常な出力が得られた。さきに回転数ピックアップ部の項で述べたように低い回転数においてその出力が3サイクル周期で変動する場合には入力はFを中心にF/3の周波数で周波数変調されたものと考えられる。このときの有害ビート周波数F/3, 2/3F…中、済波器の通過帯域300~2,000 c/sに入るのはF≤6,000 c/s(111 rpm相当)なる場合で、110 rpm以下では正常なビートがとれないことになる。今後制御範囲を拡げるためには低回転数での位相偏位をなくす必要があるが、現在の方法ではこの程度が最高であると思われる。種々の回転数におけるビート波形を図4.5に示す。

#### 4.3 回転数表示部

基準時間間隔発生盤および表示変換盤に用いている計数器に電源および配線相互間から雑音が入り誤動作することが最初から予想され、電源済波器および継電器接点の雑音消去用コンデンサ挿入などを行なっていたが、結果的には不十分であり、全部の継電器コイルの両端にダイオードを接続し、表示管のネオン放電時の雑音消去に済波器を設けかつ計数回路と別個の電源を用いることにより、入力周波数85 kc程度まで安定に動作した。表示交換に用いた継電器は富士通信機製111号形であるが、試験期間中約200万回の動作ではなんら異常は認められなかった。

数字表示管は直径50mmで15mくらい離れた位置から十分確認できたが前述のように放電時における雑音発生があり済波器を設けた。

#### 4.4 雜音およびドリフト

4.1項で述べたように検出装置へ外部から混入する雑音は回転数ピックアップ部の出力を増大させることにより解決した。検出系内部の雑音として試験中に真空管のカ

ソード、ヒータ間絶縁不良によるものが1件あったが、交換により解決した。

ドリフトに関しては社内試験において方形波変換盤および直流変換盤におけるドリフト、次段加算器盤までに生じるドリフトおよび他の制御回路をも含めた最終出力段の総合ドリフトの測定を行なった結果はつぎのとおりである。

図3.3に示すように本体では真空管は前面に出ておりトピラを閉めた状態で排気が行なわれる構造となっている。この状態では直流変換盤出力に変換したドリフトは20 mV/h程度であり、ここでの出力電圧は回転数の1/10,000変動に対して0.1Vであるから0.005%/h程度で問題にならない。トピラの開放によるドリフトは約200 mVで10min程度でこの値に達し、それ以後は20 mV/h程度の変動となる。この原因としては方形波変換盤においては電圧変動とノコギリ波の時定数変化および出力ゲートの抵抗値変化が考えられ、直流変換盤、加算器盤などでは演算増幅器のドリフトと考えられる。実際には装置は恒温室に設置されかつトピラを閉じた状態で使用されるので現地での試験では問題にならなかった。

#### 4.5 制御性能

前記各項に述べたような改良を行なった結果、各設定回転数において表4.1に示すような制御性能が得られた。

表4.1 制御性能

設定回転数 (rpm)	表示回転数 (rpm)	設定回転数 (rpm)	表示回転数 (rpm)
70	70.35~70.38	410	410.01~410.02
90	90.05~90.06	430	430.02~430.03
110	115.60~117.20	450	450.01~449.98
130	129.98~130.00	470	470.03~470.05
150	149.99~150.01	490	490.00~490.03
170	169.96~169.97	510	510.04~510.05
190	189.99~190.00	530	530.07~530.08
210	209.99~210.00	550	550.02~550.03
230	229.98~229.99	570	570.06~570.08
250	249.97~249.99	590	590.08~590.13
270	269.98~269.99	610	610.02~610.08
290	289.89~289.91	630	630.03~630.09
310	309.92~309.93	650	650.03~650.10
330	329.91~329.90	670	670.05~670.08
350	350.00~350.04	690	690.00~690.09
370	370.00~370.04	710	710.00~710.09
390	389.99~390.00		

表中表示回転数とあるのは表示管による回転数指示値で回転数連続設定器をゼロ目盛に合わせたときの値である。実際の設定においては表示回転数を監視しつつ連続設定器を操作すれば、回転数の絶対値はさらに厳密に設定できる。電動機は70~330 rpmでは直流電動機だけ、350~710 rpmは直流電動機と誘導電動機の並列運転で、おののおの定負荷における測定値である。その他最終的な制御特性に関しては本号中の別項で詳細に報告されるのでここでは省略する。

#### 5. むすび

以上、先般航空技術研究所へ納入した精密速度検出装置の概要を述べた。このような大容量電動機の高精密な回転数制御は他に類のない画期的な試みであったが、優秀な成績をもって完遂することができた。これは強電部門とエレクトロニクス部門とが綿密な計画のもとで有機的に一致協力した結果にほかならない。筆を擱くに際してこの装置の設計、試験にあたり種々ご指導ご鞭撻を賜わった関係各位に厚く御礼申し上げる。

#### 参考文献

- (1) 馬場・渡辺・小島: デジタル表示計数形精密速度計、「三菱電機」, 31, No. 7 (昭32).
- (2) T. Yoshie: A very accurate measurement of speed of rotation Mitsubishi Denki Laboratory Reports, 1, No. 3 (July 1960).

# 風洞電動設備用制御装置

長崎製作所 武田英夫\*  
 研究所 真鍋舜治\*\*  
 伊丹製作所 阪上茂\*\*\*・細野勇\*\*\*\*

## Control Equipment for Transonic Wind Tunnel Drives

Nagasaki Works Hideo TAKEDA  
 Research Laboratory Shunji MANABE  
 Itami Works Shigeru SAKAGAMI・Isamu HOSONO

Speed control of transonic wind tunnel drives set up at the Aeronautical Laboratory is an epochal attempt in its capacity and the accuracy of control. It is the result of great efforts in the design of each control element along with the endeavours to synthesize them into a well coordinated system. The writers, looking back upon the passage of the planning, state with clarity the process in the birth of the present system and touch on its basic design principle as well as several problems specific to a wind tunnel drive. The article is then followed by the explanation of the system and the transfer functions of various elements and concluded with test results on the closed loop frequency response characteristics and transient response characteristics of the system.

### 1. まえがき

航研風洞用駆動電動機の速度制御は、容量(22,500 kW)において、また精度(速度偏差0.03%以内)において画期的なものである。そのため、制御系を構成する各要素、たとえば速度検出装置や電動機などの設計に、大きな努力が払われたのであるが、それと同時に、これらを協調のとれた、有機的な制御系にまとめ上げるために、新しいふうが要求された。

一般に、制御系の問題として、安定度と応答特性が論議されるが、とくにこのような大容量の制御系では、信頼度についても、十分な考慮が払われなければならない。そして系全体としての信頼度を高めるには、個々の機器の信頼度を高めると同時に、系の構成についても、この観点から考え直す必要がある。さらにこれが、風洞駆動用であるという特殊事情から、一般の制御系に見られない問題も多々ある。

以下、このような制御系の計画が進められた過程をふりかえり、その問題点を明らかにし、現在の制御系の構成に説明を加え、最後に実測結果を示して、これが、仕様を十分満足すると同時に、計画とよく一致した結果なることを示す。

### 2. 制御系の計画

航研風洞駆動電動機の制御系は、数年にわたる研究・討論・予備試験の結果、生まれたものであるが、いま制御系の説明を行なうまえに、その過程をふりかえって

みよう。

#### 2.1 準備段階

計画の初期の段階で、もっとも重要な問題は、駆動方式の選択であった。昭和30年11月各種<sup>(15)</sup>の風洞駆動方式について、検討した結果、つぎの4種について、さらに検討を進めることになった。

- (1) 誘導電動機(IM), 液体抵抗器(WR), 直流電動機(DM), 直流発電機(MG), または、水銀整流器(MR) : IM+DM+MG または IM+DM+MR
- (2) Modified Kraemer, または 静止セルビウス : IM+FC
- (3) IM, WR および Eddy Current Brake(MB)
- (4) Static Frequency Changer(FC), 同期電動機(SM)

また、このとき、速度検出装置としては、速度発電機(PG)と周波数検出を行なう方法を併用すること、IM+DM方式ではIMのWRは、DMの電流を一定にするように制御すべきことが決定されている。

その後W社にて、駆動方式について問合せが行なわれたが、これに対し、IM+MB案を推奨する旨回答があった。そして30年12月これらの各方式を比較検討して精度・電力損失・価格・据付面積・運転保守・信頼度について総合的な判断にもとづき、駆動方式として、前記の順序で、この4案を推奨した。その後誘導電動機と同期加減圧機(SB)が話題になり、これについても検討がなされた。この方式は製作経験(25,000 HP 機)をもつた。

海軍技術廠（昭和16年納入）があり、製作・運転とも問題ないが、結局31年3月最終的に駆動方式としてIM+DM, IM+SB, IM+FC, IM+MB, FC+SMの順に推奨した。この時期に、電子管式アナログ計算機（アナコン）、が系の解析に活用せられ、各駆動方式につき、外乱に対する応答を明確に把握できたことは、注目されなければならない。<sup>(1)(2)</sup>

航研としてはこの時期に、IM+DM+MR案に関心をもたれたようであったが、他に全DC式を強く推す向きもあって、結局この二つの案が仕様書に採用され、4月21日の見積仕様説明会では、この2案については技術的優劣は認めず、価格でだけ比較する旨、航研側の意志表示があった。このようにして駆動方式の最終的選択は技術の問題から離れたわけである。

## 2.2 正式受注まで

航研側から示された、仕様書案にもとづき、計画はさらに具体的に進められた。まずIM+DM+MR方式において、IMとDMの容量比の選択は大きな問題であった。カリフォルニア工科大学に設置された、12,000 HP 風洞<sup>(15)</sup>で、DMの容量を、ほぼ20%とし、最高速度の45%まではDMだけで運転し、それ以上の回転数ではIMに負荷を負わせ、WRは、DMがつねに定格負荷を背負うように、制御される例が、示されている。（風洞の負荷は、回転数の3乗に比例し、DMの出力は、回転数に比例する、 $0.2 \times 0.45 = 0.45^3$ より、これらの数値のつじつまがあうことがわかる。）

この計画でも、上記負荷分担が、最初より仮定されていたが、この時期に、この分担が妥当なものか否かの詳細な検討が、アナコンを用いてなされている。この検討の結果<sup>(3)</sup>、仕様外乱（電圧：1%，周波数：最大1%，10sec後0.2%）に対し、最高速度（710 rpm）で、DMは、もっとも大きな補償用 peak power を要し、これが、ほぼ全出力の20%に上ること、したがってDMの容量を4,500 kW (22,500 kW × 0.2) とする選択が当を得たものなることがわかった。

正式引合に備えて、31年7月 DMの容量について決定が行なわれ、また制御方式は、DMによる比例制御と、IMのWRによる積分制御を用いた、PI制御とすること、IMの二次不平衡によって2sf (s; スリップ、f; 電源周波数) の周波数の振動トルクが発生する可能性のあること、この周波数はほぼ5~56 c/s であって、軸系のねじれ振動も考えなければならないこと、さらにWRの液温変化の影響や（後にあまり問題にならないことが明らかになった）DMの負荷をIMにうつす速さについての検討を行なうべきことが明らかにされた。

このようにして7月28日に正式の引合が行なわれ、8月21日、見積仕様書提出、そして10月23日、受注が決定した。

## 2.3 モデルテストまで

この制御系について、一つの大きな問題は、信頼度の

高い精密速度検出装置を開発することであった。この目的のため、スロット数400の円板を3,000 rpmで回転させ、4個の光電管で検出し、80.5 kcの水晶標準発振器とピートをとる方式で、予備試験を行なうことを計画していたが、さらに小形のIM, DMをも用いて、風洞制御系のモデルを作り、そのテストを行なうことが、航研より要望され、IM 100 kW 720 rpm, DM 44 kW 700 rpm, DG 85 kW 400 rpm（負荷として用いる）、フライホイール1.6 10 kg m<sup>2</sup>, MR 50 kW を用いて、モデルテストを行なうことになった。

モデルテストの計画にともない、起動方法、設定速度の変更法、精密調整と粗調整の切りかえ法などについて、各種の方式が提案されたが、結局いずれもこれという決め手のないまま、モデルテストの結果をみて再検討することになった。これらの案の中には、たとえば、粗調整でMRの点弧回路を、精密調整で格子回路を制御する案とか、起動方法についてもIMで起動して、DMに徐々に負荷を加える案とか、設定値の大幅の変更や起動のときは、粗調整だけを用い、速度偏差がほんくなかったとき、徐々に精密調整にうつす案などがあった。

また精密速度検出装置については、従来のピート方式のほかに、パルス数を数える計数方式が提案され、それと電気試験所で製作される、別の計数方式の三方式について、モデルテストのとき検討し、最良のものを採用することになった。

この時期に、プロワメーカーである新三菱重工と、航研の間で、プロワの基本計画が着々と行なわれているが、軸振動の問題もとり上げられ、IM二次不平衡による、2sfの励振周波数が最低5 c/sになる点にかんがみ、軸系の共振周波数を5 c/s以下に選定すべきことが、両者打合会で、決定されている。

さらに、航研・新三菱をふくめた三者打合会で、電動機側のGD<sup>2</sup>が75.1 T<sup>-m<sup>2</sup></sup> (IM: 60.6, DM: 14.5) の決定にともない、軸の共振周波数は3.5 c/sとなることが確認され、また電源周波数変動のため、5%以下のlow slipとなることを防止するため、スリップリミッタをとりつけることなどが提案されている。またこのとき静翼角を変更して、負荷をかけるとき、DMがある時間過負荷になり、たとえば、負荷トルク変化を0.44%/secとすれば、85°Cまで温度上昇を許さなければならないことが、確認されている。

このように、この時期には、制御系の基本設計に関して、重要な問題が、提起されたのであるが、根本的な解決のないまま、モデルテストの実施を迎えたわけである。

## 2.4 モデルテスト

モデルテストの試験項目は、つぎのようである。

- (1) 起動方式の検討、IM起動かDM起動か
- (2) 速度粗一精密調整切換方式の検討
- (3) 制御ループの周波数特性の測定
- (4) 速度検出装置特性試験、ピート方式、計数方式

電気試験所方式より最良の方法を決定する。

- (5) 運転特性 (IM, DM の負荷分担) 試験
  - (6) PG による制御特性試験
  - (7) IM 二次不平圧試験, IM の二次抵抗を人為的に不平圧にし, 振動トルクの発生を調べる
- 試験は 32 年 8 月, 9 月中順調に進められ, この設計のための貴重な資料<sup>(5)-(10)</sup>をうることができたが, そのおもなものを述べると次のようである<sup>(6)</sup>.
- (1) IM+DM+MR 方式で, 安定な運転が可能であり (2 sf の振動は観測されていない), DM より IM への負荷配分方式も現在計画中のものでよい.
  - (2) 起動方式は IM 起動でも DM 起動でもよい.
  - (3) 精粗の切りかえは, 精の利得を下げ, 粗の利得を徐々に上げるという方式でなされたが, とくに問題はなかった.

- (4) 精密速度検出装置については, 通過帯域幅が広い点, 外来雑音に対して安定なる点より, ピート法がすぐれている.
- (5) モデルテスト中, 機械共振系の影響があることが発見された. モデルテストでは, 共振周波数が高いため (20 c/s), その干渉をうけることなく, 速い応答がえられたが, 22,500 kW では低いため (3.5 c/s), 応答速度をさらに下げる必要があることが予想された.
- (6) 機械共振系の干渉さえなければ, 指定外乱に対し指定の精度を出しうることが確認された.

そして, 速度検出装置としては, ピート法が採用されモデルテストの一つの大規模な目標は達成されたのであるが, ここに新しく機械共振系の問題が浮上したのである. この時期までは, IM の 2 sf の共振をさけるため, 軸の共振周波数を下げる方向に設計が進められてきたのであるが, 制御系との関係より再考慮が必要となったのである. さらに今一つの問題は, 精粗の切りかえや, 精密速度検出装置の故障時の問題などであって, 一応の結果はえられているが, まだ完全に解決されておらず, 今後の問題として残されたのであった.

## 2.5 この設計

モデルテスト終了後に残された問題は, いずれも解決の困難な問題であった. これを要約すると次のようになる.

- (1) 軸振動と自動制御系の干渉に十分考慮が払われなければならない.
- (2) 軸系の固有ねじれ振動数を正確に求めると同時に軸系として, これに制動効果を与えるような方法を考えること.
- (3) 速度検出器の精粗の切りかえ, 設定速度の変更, 精密速度検出装置を PG でバックアップする方法などの検討.

軸系の問題については, 新三菱重工とその後意見の交換が行なわれたが, 共振周波数は 3.66 c/s および 22.5 c/s

なること, 減衰定数  $\zeta$  は, プロツ側だけでは, 0.001 くらいであまり期待がもてないことが判明した. また速度検出用の Disk を, 共振の節にとりつける案なども話題に上っている.

機械共振系をふくむ制御系<sup>(10)</sup>には, 制御系が共振を助長しないように逃げる振幅安定形と制御系を積極的に働かせて共振を抑える位相安定形がある. 当時 MR による制御で, 周波数帯域幅のとりうる上限について資料が整備されていなかったこと, 未知の現象に遭遇したとき, 振幅安定形 (A 案) が, 位相安定形 (B 案) より処理しやすいことのため, A 案を採用する方針であったが, そのときは回復時間が長くなり, 仕様を満足しなくなることより, 航研側の要望を入れ, B 案についても検討を行なうことになった. 検討の結果, 33 年 5 月制御方式は B 案を採用するが, 不都合が起これば, A 案にかえられるように準備することが決定され, 軸系の設計は, 変更しないことになった.

一方精粗の切りかえ, 設定速度の変更, PG によるバックアップなどについても, その後検討が続けられ, 7 月後述の<sup>(13)</sup>精密・粗・URS (MR のタップ切換装置) による三段構えの制御方式が提案され, この提案にもとづいて検討を重ね最終的には, 34 年 3 月航研に承認されて, この難問題も一挙に解決をみたのである.

さらに, MR の伝達関数についても, その後一連の研究が続けられ, 周波数帯域幅の上限が当初の計画の 2 倍くらいとれることが明らかになって, 位相安定形の制御の可能性について, 一段と自信を深めたのである.

以上制御系の計画をふりかえってみたが, この設計にいたるまでに, 種々の予備試験や検討がなされ, 系の伝達関数や, いろいろの問題が明らかにされており, また計画の過程でなされた種々の決定が, 大筋では非常に当をえたものであった結果, 後に述べるように, 実試験が非常に順調に進み, 所期の結果をうることができたものと思われる.

## 3. 制御系の問題点

制御系の設計にあたって, とくに問題になった点をつぎに簡単に示す.

### 3.1 線形領域での設計

詳細は文献 (11) にゆずるが, 線形領域での設計は, ほぼつぎのような過程でなされた. 制御系のブロック線図がほぼ図 3.1 で表わされるとしよう. また設計の条件は

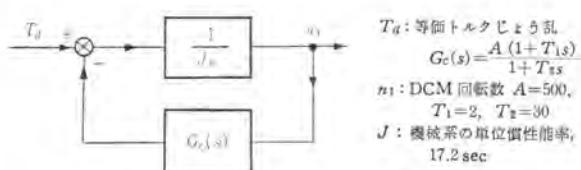


図 3.1 簡易ブロック線図

Fig. 3.1 Simplified block diagram.

- (1) 速度検出装置から DM トルク にいたる系の周波数帯域は最高 50 rad/sec と仮定
- (2) 許容速度偏差の定常値 0.02 %
- (3) 仕様外乱  $T_d = 10\%$  ステップ  
周波数外乱 0.2 %, 電圧変動 1 % をトルク じょう乱に換算し, 1.5~2.0 の安全率を考慮したもの
- (4) 回復時間 10 sec 以内

この系の開路伝達関数  $G(s)$  は,

$$G(s) = \frac{1}{J_s} G_c(s) \quad \dots \dots \dots \quad (3.1)$$

であるから、トルク じょう乱  $T_d$  より DM 回転数  $n_1$  (この場合は回転数の変動分と解釈してよい) にいたる伝達関数  $H_1(s)$  は,

$$\frac{n_1}{T_d} = H_1(s) = \frac{1}{J_s + G_c(s)} \quad \dots \dots \dots \quad (3.2)$$

いま トルク じょう乱がステップ状 [ $T_d = T_d u(t)$ ] に起こったとき、十分時間がたった後での速度偏差を  $n_{ss}$  とすれば、

$$n_{ss} = \lim_{s \rightarrow 0} n(s) = \lim_{s \rightarrow 0} \frac{T_d}{J_s + G_c(s)} \quad \dots \dots \dots \quad (3.3)$$

よって、条件 (2), (3) より、つきの関係をうる。

$$G_c(o) = \frac{T_d}{n_{ss}} = \frac{10}{0.02} = 500 \quad \dots \dots \dots \quad (3.4)$$

一方条件 (1) と後にのべる機械共振系の影響より、  
 $G_c(s) = G_c(o) = 500$  とするのは無理で、つきの形の伝達関数にしなければならないことがわかる。

$$G_c(s) = \frac{A(1+T_1 s)}{1+T_2 s}, \quad A = G_c(o) = 500 \quad \dots \dots \dots \quad (3.5)$$

ここで  $T_1$  は条件 (4) より求められ、 $T_1 < 3.33$  sec となるが、余裕をみて、 $T_1 = 2$  と選択する。

つぎに折点周波数  $\omega_c$  を  $\omega_a = 1/T_1$  の 4 倍にえらび、  
 $\omega_c = 2$  rad/sec とすれば、 $\omega_c = A T_1 / T_2 J$  より、

$$T_2 = A T_1 / \omega_c J = 500 \times 2 / 2 \times 17.2 = 30 \quad \dots \dots \dots \quad (3.6)$$

したがって、

$$G(s) = \frac{500(1+2s)}{17.2s(1+30s)} \quad \dots \dots \dots \quad (3.7)$$

となるが、 $\omega = 50$  rad 付近で  $|G(s)| \approx 0.07$  となり、機械共振系の影響を考えて十分利得余裕があるので、条件 (1) も満足されていることがわかる。

細部の設計については、試験の進展とともに、機器の伝達関数が、明らかにされた結果、それに応じて、いろいろ変わっているので、ここでは省略する。しかし設計の目標は、式 (3.7) であって、実際最終調整の終わった後では、 $\omega_a = 0.25$  rad/sec (設計値 0.5)、 $\omega_c = 2.5$  rad/sec (設計値 2) となっている。

### 3.2 機械共振系

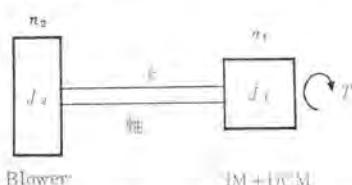


図 3.2 機械共振系

Fig. 3.2 Mechanical resonance system.

機械共振系が、制御系に悪影響を及ぼすことは、モデルテストのとき発見された。詳細は文献 (8), (9), (10) にゆずり、以下簡単にその機構と特性を示す。

機械系は、図 3.2 に示すように、Blower (慣性能率  $J_2$ ) と、IM, DM (慣性能率  $J_1$ ) が軸 (ねじれ弹性定数  $k$ ) でつながったものである。制御は DM が行なうので  $J_1$  に駆動トルク  $T$  がかかる。そして駆動トルクより、 $J_1, J_2$  の速度  $n_1, n_2$  にいたる伝達関数はつぎのようになる。

$$\frac{n_1}{T} = \frac{1}{J_s} G_{M1}(s) = \frac{1}{J_s} \cdot \frac{J_s^2 + 2\zeta_1\omega_1 s + \omega_1^2}{J_1 s^2 + 2\zeta_2\omega_2 s + \omega_2^2} \quad \dots \dots \dots \quad (3.8)$$

$$\frac{n_2}{T} = \frac{1}{J_s} G_c(s) = \frac{1}{J_s} \cdot \frac{\omega_2^2}{s^2 + 2\zeta_2\omega_2 s + \omega_2^2} \quad \dots \dots \dots \quad (3.9)$$

$$J = J_1 + J_2 \quad J_1 = 4.64 \text{ sec} \quad J_2 = 12.6 \text{ sec}$$

$$\omega_1 = \sqrt{k/J_2} = 11.6 \text{ rad/sec} \quad (1.85 \text{ c/s})$$

$$\omega_2 = \sqrt{k(1/J_1 + 1/J_2)} = 22.3 \text{ rad/sec} \quad (3.55 \text{ c/s})$$

検出を モータ側 で行なえば  $G_{M1}(s)$  が、プロワ側なら  $G_{M2}(s)$  が、また中間ならば、これらの適当な和が用いられなければならない。種々の見地から検討した結果、モータ側で検出することになったので、 $G_{M1}(s)$  が機械共

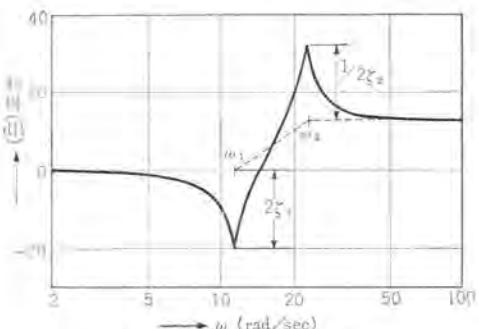


図 3.3  $G_{M1}(s)$  の周波数特性

Fig. 3.3 Frequency response characteristic of  $G_{M1}(s)$ .

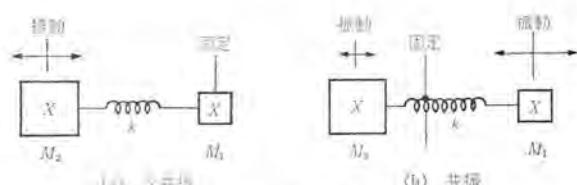


図 3.4 等価バネ質量系

Fig. 3.4 Equivalent spring mass system.

振系の伝達関数となる。

$G_{M1}(s)$  の周波数特性は、図 3.3 に示され、 $\omega_1$  で反共振が起こって、利得が非常に下がり、また  $\omega_2$  で共振が起こって、利得が非常に上がる。いま バネ質量系で、これを模型的に示せば、図 3.4 (a), (b) のようになる。

機械共振系が問題になる領域では、 $G_c(s) = K/(1+T_c s)^2$  で、近似でき、機械系は  $1/J_s$  のかわりに  $G_{M1}(s)/J_s$  となるから、開路伝達関数  $G(s)$  は

$$G(s) = \frac{1}{J_s} \frac{s^2 + 2\zeta_1\omega_1 s + \omega_1^2}{J_1 s^2 + 2\zeta_2\omega_2 s + \omega_2^2} \frac{K_c}{(1+T_c s)^2} \quad \dots \dots \dots \quad (3.10)$$

いま  $T_c \ll 1/\omega_2$  および、 $T_c \gg 1/\omega_1$  について、ボーデ線図をえがけば、図 3.5 (a), (b) のようになる。(a) では、

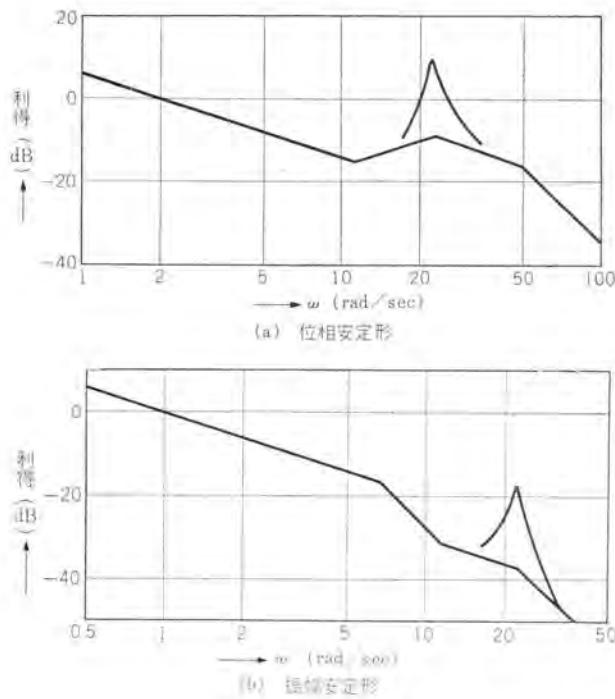


図 3.5 周波数特性

Fig. 3.5 Frequency response characteristic.

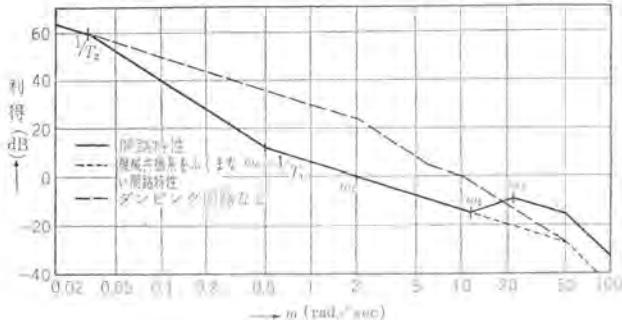


図 3.6 開路周波数特性設計値

Fig. 3.6 Designed value of open circuit frequency response characteristic.

$\omega = \omega_0$  で振幅特性は 0 dB をこしているが、位相余裕が十分あって安定である。(b) では、 $\omega = \omega_0$  付近で位相は -90 度より -270 度まで大幅にかわるが、利得余裕が十分あるので安定であって、前者を位相安定形、後者を振幅安定形と呼ぶ。モデルテストでは、振幅安定形であったが、この設計では、仕様の回復時間を満足させるため、位相安定形を採用した。

このとき、特性方程式  $F(s)$  は、式 (3.10) より近似的に、つぎのように求められる。

$$F(s) \approx (s + \alpha)(s^2 + 2\zeta_r\omega_{0s}s + \omega_0^2) \quad (3.11)$$

$$\alpha = K_c/J = \omega_0$$

$$\zeta_r = \zeta_0 + \frac{K_c}{2\omega_0 J} \left( \frac{\omega_0^2}{\omega_1^2} - 1 \right)$$

すなわち、この系の共振周波数における減衰定数  $\zeta_r$  は制御系の効果で、機械共振系自身のもの  $\zeta_0$  よりかなり大きくなっている。そして  $K_c$  が大きいほど減衰は大となるが、これは実測において、精密調整のほうが粗調整より、大きな減衰を示すことで確認されている。またこ

の結果より、制御系が有効に、機械共振をおさえていることもわかる。最後に機械共振系もふくめた、制御系の開路周波数特性で、基本設計の段階での設計値をもとにしたもの、図 3.6 に示す。

### 3.3 IM の負荷分担

以上論じたことは、DM による制御に関するものであるが、このほかに、DM の負荷を徐々に IM に移しかえるための制御が必要である。すなわち駆動トルク  $T$  は、IM の駆動トルク  $T_{IM}$  と DM の駆動トルク  $T_{DC}$  の和であるが、 $T_{IM}$  と  $T_{DC}$  の間に、制御系の他の部分との協調関係を考慮した上で、ある関数関係を定めなければならぬ。種々の観点より<sup>(4)</sup>

$$T_{IM} = \frac{q}{s} (T_{DC} - T_{DC0}) \quad (3.12)$$

にえらんだ。ここに  $q$  は定数で、 $T_{DC0}$  は DM の駆動トルクの基準値である。いま変化分だけに注目すれば、

$$T = T_{IM} + T_{DC} = T_{DC}(1 + q/s) \quad (3.13)$$

となり、負荷分担を行なわない場合、すなわち  $T = T_{DC}$  なる場合に比べ  $(1 + q/s)$  なる PI 要素が、系内にはいることになる。前述のように、折点周波数  $\omega_c = 2 \text{ rad/sec}$ 、また  $\omega_0 = 0.5 \text{ rad/sec}$  とえらばれているので、これとなるべく干渉をさけるという意味から、積分動作が顕著になる周波数  $q$  を  $0.1 \text{ rad/sec}$  にえらんだ。

いま、 $T_{DC} - T_{DC0} = \Delta T$  とすれば、式 (3.12) より、 $T_{IM} = T_{IM0} + \Delta T q t$  となるので、 $T_{IM} - T_{IM0} = \Delta T$ 、すなわち、IM が、その負荷に相当する出力を発生するまでの時間は  $t = 1/q = 10 \text{ sec}$  となる。

以上が設計の目標であるが、このような制御系を実現するのに、いま一つ大きな困難がある。IM を二次抵抗制御するとき、そのトルクは、ほぼつぎのようになる。

$$T_{IM} = 0.8 s/r_2 \quad (3.14)$$

ここに  $s$  はスリップ、 $r_2$  は p.u. による抵抗値、0.8 は、IM のベース  $18,000 \text{ kW}$  を風洞のベース  $22,500 \text{ kW}$  に換算するための係数である。いま  $r_2$  の微小変化  $\Delta r_2$  に対する  $T_{IM}$  の  $\Delta T_{IM}$  を求めれば次のようになる。

$$\Delta T_{IM} = (-0.8 s/r_2^2) \Delta r_2 \quad (3.15)$$

いま、DM の電流を検出し、それによって二次抵抗制御用バイロードモータの速度を加減するような制御を行なうとすれば、ブロック線図は、図 3.7 (a) のようになる。

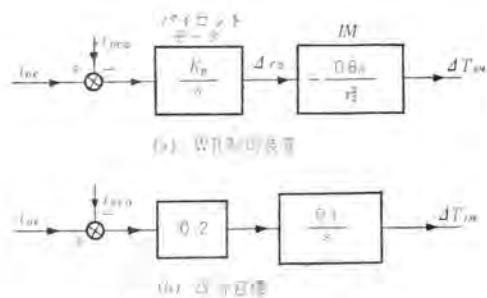


図 3.7 WR ブロック線図

Fig. 3.7 WR block diagram.

一方式 (3.12) より (b) をうる。ここで 0.2 なる係数は、DM のベース 4,500 kW を 22,500 kW に換算するためである。そしてこれらが等価なためには、

$$K_p = -\frac{0.02 r_2^2}{0.8 s} \quad \dots \dots \dots (3.16)$$

なる関係がなければならない。すなわち  $K_p$  は、厳密には  $r_2$  と  $s$  の関数とならなければならないが、風洞の負荷の性質上  $T_{IM} \approx 0.8 (1-s)^2$  が成立するから、式 (3.16) は

$$K_p \approx -0.025 (r_2 + 2 r_2^2) \quad \dots \dots \dots (3.17)$$

となり、 $r_2$  だけの関数となる。 $K_p = \Delta r_2 / \Delta i_{DC}$  であるから、パイロットモータの速度は、二次抵抗の大きさ、すなわち電極位置によって、同じ入力  $\Delta i_{DC}$  に対して、非線形的に大幅に変えなければならない。この目的のため、特殊な、帰還回路が使用されているが、実測結果は、予想どおりの特性を示した。

### 3.4 IM の二次不平衡

IM の二次抵抗の不平衡により  $2sf$  の周波数の振動トルクが発生する可能性は、計画の初期より憂慮され、その振動トルクで軸系がねじれ振動を起こさないように、共振周波数をえらんだ。しかし実際には、常用回転数

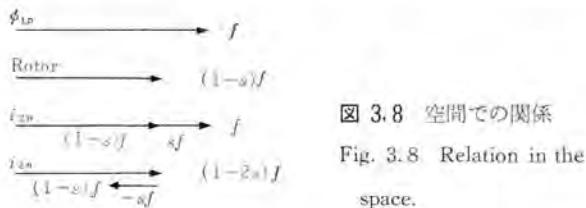


図 3.8 空間での関係  
Fig. 3.8 Relation in the space.

が、710 rpm より 690 rpm に変更され  $2sf$  の最低周波数が  $8 \text{ c/s}$  と上がったこと、また二次抵抗が 1% 以内で平衡していたため、全然問題はなかった。

振動トルクの発生機構を略述すれば、つぎのとおりである。図 3.8 に固定子正相フラックス  $\phi_{1p}$ 、ロータ、二次正相電流  $i_{2p}$ 、二次逆相電流  $i_{2n}$  につき、空間での回転数(電気角での rps)を示す。 $\phi_{1p}$  と  $i_{2p}$  は同じ速度でまわっているため、定常トルク  $T_{ss} = \phi_{1p} i_{2p}$  を発生し、 $\phi_{1p}$  と  $i_{2n}$  とは  $2sf$  の相当速度でまわっているから、1 sec 間に  $2sf$  回、正負方向をかえて振動する振動トルクとなり、その振幅は  $\Delta T_{ss} = \phi_{1p} i_{2n}$  である。一方二次抵抗の 1 相にだけ、μ p. u. の不平衡があると、対称座標法より  $i_{2n} = (\mu/3) i_{2p}$  となることがわかるから、結局

$$\Delta T_{ss} = (\mu/3) T_{ss} \quad \dots \dots \dots (3.18)$$

をうる。すなわち不平衡率の  $1/3$  の振幅をもち、 $2sf$  の振動数で振動するトルクが発生するのである。

### 3.5 精粗の混合

モデルテストが行なわれるまでは、起動とか大幅な速度設定値の変更のときには、制御を PG による粗調整にうつし、速度偏差が十分小さくなつて、初めて精密調整に切りかえること、また精密速度検出装置が故障した場合には、電動機を停止させるという方針であった。

このような考え方では、運転が不便である上、運転状

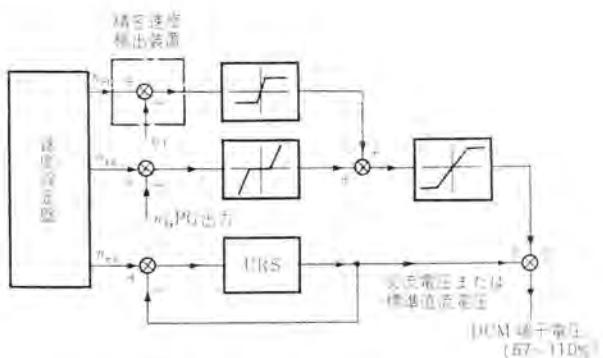


図 3.9 速度設定関係ブロック線図

Fig. 3.9 Block diagram of speed setting relation.

態で精密速度検出装置を調整することができない。この点を改善するために考えられたのが、精密・粗・URS (MR のタップ切換器) による三段構成の制御装置であつて、このブロック線図を、図 3.9 に示す<sup>(13)</sup>。

速度設定盤により、精密・粗・URS に対する設定値信号  $n_{r1}$ ,  $n_{r2}$ ,  $n_{r3}$  を発生する。速度設定は 20 rpm ごとの段階設定と、その中間を埋める  $\pm 10 \text{ rpm}$  の連続設定があり、 $n_{r1}$  は、段階設定に応じて、水晶発振器を選択する動作と、連続設定によって、速度基準値を連続的に上下させる動作にわけられるが、概念的には、連続的な設定速度信号が現われるとみてよい。 $n_{r2}$ ,  $n_{r3}$  は段階設定に連動した、リレー接点と、連続設定に連動したポテンショメータの組合せにより、連続的な電圧信号として与えられる。

URS は、 $n_{r3}$  に比例した交流電圧が、水銀整流器の陽極に加えられるように制御されている。MR の格子角はほぼ  $25 \sim 55$  度に制限されているので、DM にかかる電圧は、 $n_{r3}$  によって定められる標準直流電圧の  $110 \sim 67\%$  間に制限される結果、粗・精密調整がまったく働かないような、極端な故障状態でも、DM の速度は設定値  $110 \sim 67\%$  の間におさまることになる。

PG の出力は、 $n_{r2}$  と比較されるが、この出力は、大きなリップル電圧をふくんでいる。またこれを除去するため、フィルタを挿入すれば、周波数特性がわるくなつて、位相安定形により、機械共振系を減衰させることがむずかしくなる。そのため、この出力を不感域要素をとおして、精密の出力に加え、速度偏差の少ない正常な動作状態では、全然影響ないようにする。

精密速度検出装置よりは、等価的には、 $n_{r1}$  と比較された後の速度偏差信号を発生するが、これは、PG の信号に加えられる前に、あるレベルに制限される。したがって精密と粗と混合された出力は、図 3.10 実線のようになり、正常な状態では、あたかも精密だけが働いた場合と同じであるが、たとえば、精密が故障した場合、その出力が正のレベルで制限されたとすれば、混合出力は、図 3.10 点線のようになり、速度偏差は大きくなるが、運転上にはさしつかえない。

このように、精密が故障すれば、PG がバクアッブし、

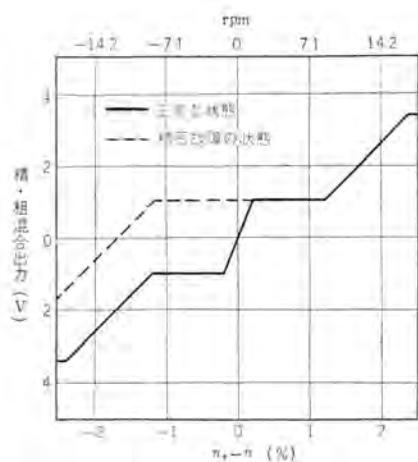


図 3.10 精粗混合出力

Fig 3.10 Output of minute and rough mixture.

これも故障すれば、URS で一応の制御を行なうことになるので、制御系の信頼度は、一段と向上した上、運転中でも、速度検出装置の調整が、心配なく行なえるようになった。

また起動とか、設定値の大幅な変動の場合でも、電流制限回路が有効に働くので、速度設定盤の操作だけで、速度設定が可能になったのである。

#### 4. 制御装置の概説

#### 4.1 構成

遷音速風胴駆動部の制御回路を大別すると、つきの二つの回路に分けられる。その一つは駆動部の回転数を検出し、それによって駆動速度を制御する速度制御回路であり、いま一つは直流電動機の電機子電流を検出し、これによって駆動部を構成する直流電動機と誘導電動機の間の負荷の分担をつかさどる負荷分担回路である。この制御回路の基本シーケンスを図4.1に示す。

### (1) 速度制御回路

速度制御回路は駆動部の回転数を検出し、これの基準

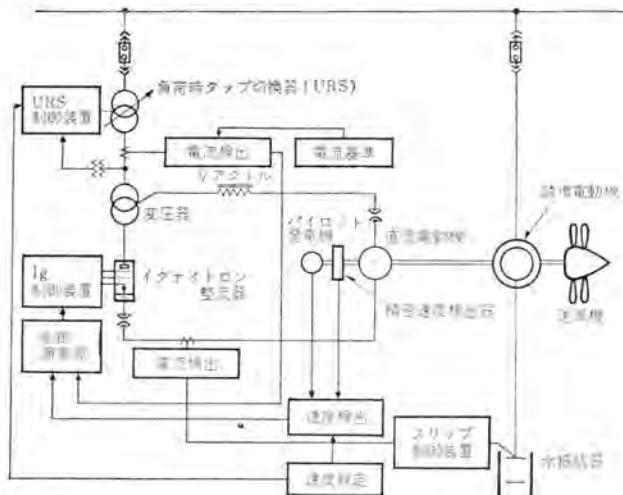


図 4.1 制御回路基本シーケンス

Fig. 4.1 Control circuit basic sequence

値よりの偏差によって イグナイトロン整流器 の位相角を制御するいわゆる 静止レオード制御系 である.

この制御系は駆動部の回転数を検出してこれによってイグナイトロン整流器の位相角を制御し直流電動機の速度を制御する速度制御の主制御回路のほか、イグナイトロン整流器の交流側電圧を検出して、これを速度制御の基準値によって定まる一定値に制御する負荷時電圧調整器の制御回路、および過電流制限回路を補助制御回路として有している。

速度の検出部としては精密速度検出装置に詳細に述べられているピード法による精密速度検出回路およびパイロット発電機による粗速度検出回路があり、両者とも、同一値の基準値と比較され、その基準値との偏差が制御演算部を経てイグナイトロン整流器の制御回路に加えられる。この場合、基準設定値付近で粗検出回路よりのドリフトやリップルが制御に悪影響を与えないよう、Staticな切換機構をもうけて基準値よりの速度偏差によって精密速度検出回路と粗速度検出回路のうち、どちらか片方だけが有効にはたらくように考慮されている。

この速度制御の基準値は、前にも述べたように負荷時電圧調整器の基準ともなり、計器用変圧器で検出した負荷時電圧調整器の二次電圧との偏差により、負荷時電圧調整器のタップを制御しており、設定速度が定まったならば、これに従ってイグナイトロン整流器の交流側電圧および直流電圧を、ほぼ設定基準値に比例した一定値に定めるので、イグナイトロン整流器の位相制御角はほぼ一定値にかぎられ、制御回路の線形性を増すとともに、イグナイトロン整流器の制御範囲をリミッタで制限することにより、信頼性も一段と向上している。

過電流制限回路は、直流電動機の電機子回路電流をイグナイトロン整流器の交流側より計器用変流器を用いて検出し、この信号が一定値（定速運転時には定格電流の150%）をこえたときだけ、制御演算部を通ってイグナイトロン整流器の制御回路に信号を与え、イグナイトロン整流器を位相制御して、電機子電流が一定値をこえないように制御する。この回路は定格電流付近での運転ではもちろん制御系からは切りはなされている。

制御演算部は演算增幅器形の電子管增幅器であり、制御系の周波数特性の補償、ダンピング回路の加算、過電流制限回路の加算などはここで行なっている。

### (2) 负荷分相制御回路

負荷分担制御回路は直流電動機の電機子電流を直流変流器で検出して、これの定格値よりの偏差を磁気增幅器で增幅して、パイロット電動機を駆動し、これによって直流電動機と同軸に結合された誘導電動機の二次抵抗を調節し、直流電動機の負荷電流が一定になるように誘導電動機の負荷を増減する。

以上の回路の動作は、いまたとえば負荷などの変化によって駆動部の速度が設定速度からはずれると、速度検出回路が動作してこの変化を検出し、イグナイトロ、整流器

の位相制御によって直流電動機の電機子電圧を調整して急速に所定の速度に回復させるとともに、この調整によって生じた直流電動機の負荷電流の変化は、誘導電動機の二次抵抗を調節してゆるやかに誘導電動機に移し、定常状態では直流電動機は外乱の発生前と同じ負荷で運転し、負荷の変動分はほとんどすべて誘導電動機が負担する。

#### 4.2 伝達関数

この制御系の伝達関数を得るために制御系各部の方程式を示すと次のようになる。

$$\frac{\Delta T}{T_o} = \frac{\Delta T_{IM}}{T_o} + \frac{\Delta T_{DC}}{T_o} \quad (4.1)$$

$$\frac{\Delta T_{IM}}{T_{IMo}} = \frac{\Delta s}{s_o} - \frac{\Delta r}{r_o} + 2 \frac{\Delta E_s}{E_{so}} \quad (4.2)$$

$$\frac{\Delta T_{DC}}{T_{DCo}} = \frac{\Delta I_{DC}}{I_{DCo}} \quad (4.3)$$

$$K_m G(I) \frac{\Delta n}{n_o} = \frac{\Delta T}{T_o} - \frac{\Delta T_L}{T_o} \quad (4.4)$$

$$\frac{\Delta T_L}{T} = 2 \frac{\Delta n}{n_o} \quad (4.5)$$

$$(KA+1) \left( \frac{\Delta E_s}{E_{so}} - \tan \alpha_o \Delta \alpha \right) = K_d (1 + T_a s) \frac{\Delta I_{DC}}{I_{DCo}} + K_c \frac{\Delta n}{n_o} \quad (4.6)$$

$$\frac{\Delta V_c}{V_{co}} = K_c G_1(s) \frac{\Delta n}{n_o} \quad (4.7)$$

$$\Delta \alpha = K_H \left[ \frac{\Delta V_c}{V_{co}} + \frac{\mu_D s T_a \Delta I_{DC}}{1 + s T_a I_{DCo}} \right] G_R(s) \quad (4.8)$$

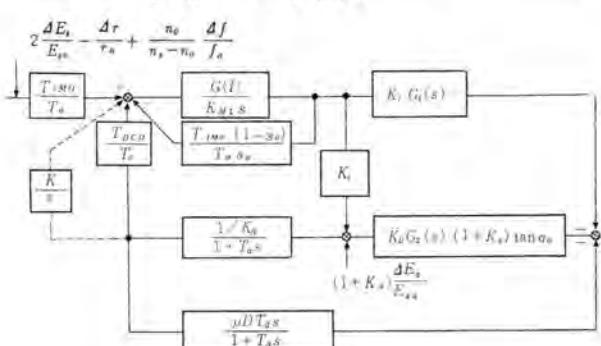


図 4.2 制御回路ブロック線図

Fig. 4.2 Control circuit block diagram.

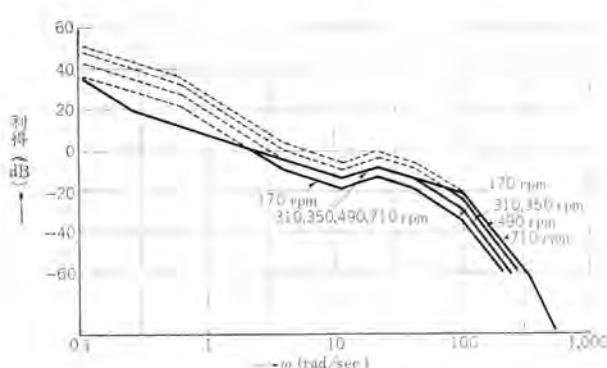


図 4.4 精密制御周波数特性 (計算値)

Fig. 4.4 Minute control frequency response characteristic. (Calculated value)

風胴電動設備用制御装置・武田・真鍋・阪上・細野

ただし

$\Delta T/T_o$  : 単位法で表わした全トルク変化

$\Delta T_{IM}/T_{IMo}$  : 単位法で表わした誘導電動機のトルク変化

$\Delta T_{DC}/T_{DCo}$  : " 直流電動機のトルク変化

$s/s_o$  : " 誘導電動機のスベリ変化

$\Delta r/r_o$  : " 誘導電動機の二次抵抗変化

$\Delta E_s/E_{so}$  : 単位法で表わした電源電圧変化

$\Delta I_{DC}/I_{DCo}$  : " 直流電動機の電流変化

$K_m$  : " 駆動部の慣性能率

$G(I)$  : 機械共振系の伝達関数

$\Delta T_L/T_o$  : 単位法で表わした負荷トルク変化

$K_A$  : " イグナイトロン整流器の電圧変動率

$\Delta \alpha$  : 位相制御角変化

$K_d$  : 単位法で表わした直流電動機の電圧変動率

$K_c$  : " 直流電動機の電圧定数

$T_a$  : 直流電動機電機子回路の時定数

$K_1 G_1(s)$  : 速度検出部の伝達関数

$K_H G_R(s)$  : イグナイトロン整流器制御回路の伝達関数

$\mu_D$  : ダンピング定数

$T_d$  : " 時定数

以上の式 (4.1) ~ 式 (4.8) を用いてこの速度制御系の

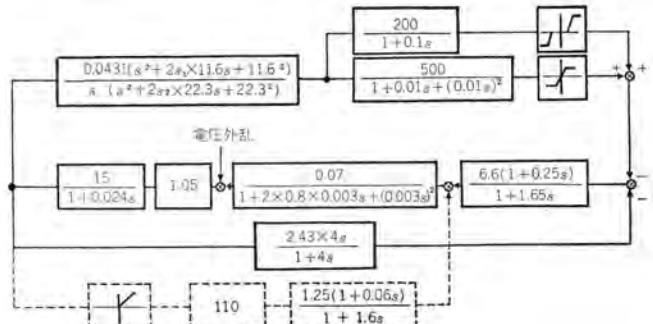


図 4.3 制御回路ブロック線図

Fig. 4.3 Control circuit block diagram.

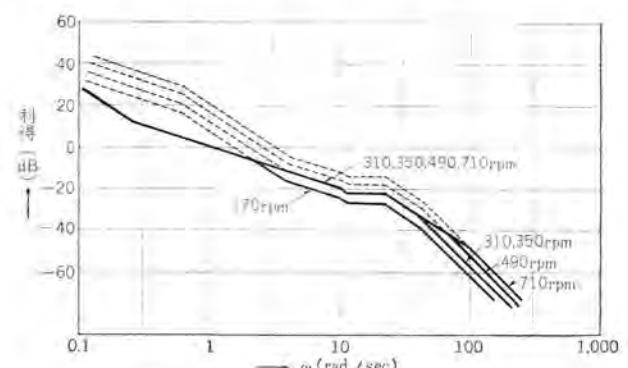


図 4.5 粗制御周波数特性 (計算値)

Fig. 4.5 Rough control frequency response characteristic. (Calculated value)

ブロック線図を作ると図4.2に示すとおりとなる。図において伝達関数  $K_e$  および  $T_{DFO}(1-s_0)/T_0 s_0$  は、これと並列に接続されている伝達関数に比べて小さいため省略し、各伝達関数の常数に 710 rpm 運転時の数値を代入すると図4.3が得られる。これが、この遷音速制御系のブロック線図である。直流電動機と誘導電動機の間の負荷分担は伝達関数  $T_{DFO}/T_0$  と並列にはいる  $K/s$  という伝達関数で表わされ、これは、速度制御系に対しては積分制御として働くため、速度制御の精度を一段と向上させることができる。図4.3のうち、速度検出回路の伝達関数が並列に2組示されているのは、利得の大きいほうが精密速度検出回路の伝達関数である。また点線で示したものは、電流制限回路の伝達関数である。図4.3を用いて制御系の周波数特性を折線近似で表わすと図4.4および図4.5に示すようになる。

#### 4.3 外乱と制御系の利得と精度

この制御系に加わる外乱としては、電源電圧の変動および周波数の変動が考えられた。与えられた外乱は、電圧変動 ±1%，周波数変動 ±0.2% であり、この外乱が同時に加わった場合にも、速度偏差 2/10,000 以内で制御することが要求された。これらの外乱をトルク外乱に換算すると、式(4.9)によって約 7% のトルク外乱となる。

$$\frac{\Delta T_n}{T_0} = \left( 2 \frac{\Delta E_s}{E_{s0}} + \frac{n_0 - n_0 f_0}{n_0 + n_0 f_0} \frac{\Delta f}{f_0} \right) \frac{T_{DFO}}{T_0} + \frac{1 + KA}{K_d} \frac{\Delta E_s}{E_{s0}} \frac{T_{DFO}}{T_0} \quad (4.9)$$

$n_0$  : 誘導電動機の基準速度

$n_0$  : " 同期速度

$\Delta f/f_0$  : 単位法で表わした周波数変化

図4.3より制御系の利得は約 364 であり、制御精度は式(4.10)より約 2/10,000 におさまることがわかる。

$$\text{制御精度} = \frac{\text{外乱}}{\text{ループ利得}} \quad (4.10)$$

### 5. 試験結果

#### 5.1 予備試験

この遷音速風洞主駆動部の制御系の試験は数段階に分けて行なわれた。第1段階としては 200 kW 程度の小形電動機および小形の制御回路を用いたモデルテストであり、第2段階はイグナイトロン整流器および制御回路は実物を用い駆動部は電子計算機で模擬したモデルテストであり、これらは工場で行なわれた。第3段階、第4段階の試験は現地において行なわれたが、第3段階の試験は駆動部の誘導電動機と直流電動機だけを駆動し、負荷となるプロワは結合しない、いわば無負荷テストである。この場合にはプロワの慣性能率が加わらないため、回転体の慣性能率が約 1/4 に減少するため、制御系もそれに合致するよう常数を変更して試験した。なお、無負荷であるため、直流電動機だけ駆動することによって試験を行なった。第4段階はプロワも結合した実負荷試験である。第1段階のモデルテストは設計常数を得るための試験で

あり、昭和32年に行なわれたが、機械共振系が制御系に及ぼす影響などこのとき発見された。第2段階の電子計算機を用いたモデルテストは、イグナイトロン整流器を含む実物制御系の伝達関数を確認するためのものであり、イグナイトロン整流器の正確な伝達関数はこのとき見出されている。第3段階の無負荷テストは駆動部および速度検出部の伝達関数の確認のために行なわれたものであり、設計値どおりの特性を得ることができた。第4段階の実負荷試験は安定度測定試験、周波数特性試験および過渡特性試験の3段階に分けて行なった。このうち安定度測定試験は、制御系の各部の定数を計画値の前後に変化させ、その裕度をしらべるために行なったものであるが、十分裕度のある安定した制御系であることを確認している。周波数特性試験および過渡特性試験については項を改めて述べることとする。

#### 5.2 周波数特性試験

自動制御系において、その周波数特性によって制御系の特性を評価することはよく行なわれている方法であるが、このような大形の機器において周波数特性を実測することは、いまだ実例もなく、安全性についても若干疑問がもたれた。しかし、種々の場合を想定して危険性のないことの確信を得たので、制御系の一部に低周波発信器からの正弦波信号を加えてその周波数特性を実測した結果、各部の伝達関数を把握することができ、制御の安定性についても一段と確信を深めた。

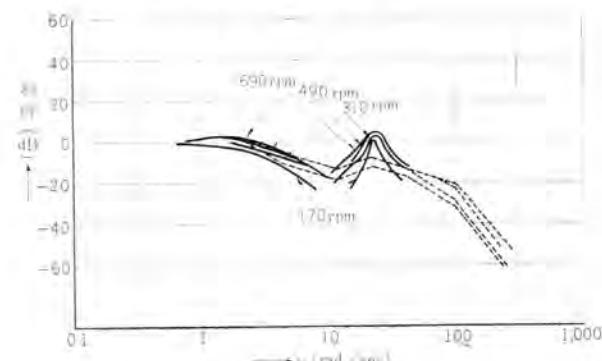


図 5.1 精密制御周波数特性 (実測値)  
Fig. 5.1 Minute control frequency response characteristic. (Measured value)

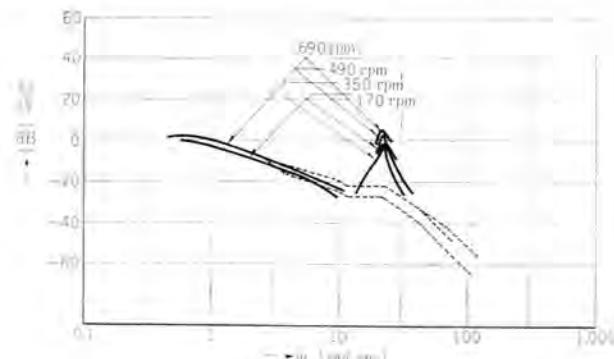


図 5.2 粗制御周波数特性 (実測値)  
Fig. 5.2 Rough control frequency response characteristic. (Measured value)

図 5.1 はこの制御系の精密検出回路を用いた場合の閉路周波数特性であり、実線が実測値、点線が図 4.3 よりの計算値の折線近似であるが、両者はきわめてよく一致し、計算値が正しかったことを示している。図 5.2 は粗検出回路を用いた場合の周波数特性であるが、この場合も、実測値と計算値はよく一致している。また図 5.1 より制御系が機械共振系の共振点の立上がりをおさえ、減衰定数をまして、Damping に有効にはたらいていることを見ることができる。この周波数特性より共振点における減衰定数を計算するには、式 (5.1) によればよいのであるが、精密速度検出回路で制御した場合の 690 rpm と 170 rpm に

$$\delta = \frac{1}{2g} \quad (5.1)$$

おける  $\delta$  の値はそれぞれ 0.141 と 0.112 であり、これを粗速度検出回路で制御した場合の値 0.023 と比較すると、精密速度制御のほうの利得が高く、制御系が機械共振の Damping に有効に働いていることを見ることができる。

図 5.3 は制御系に約 3.5 c/s の正弦波を加えておき、これを急に取り去ったときの振動の減衰をしらべたもの

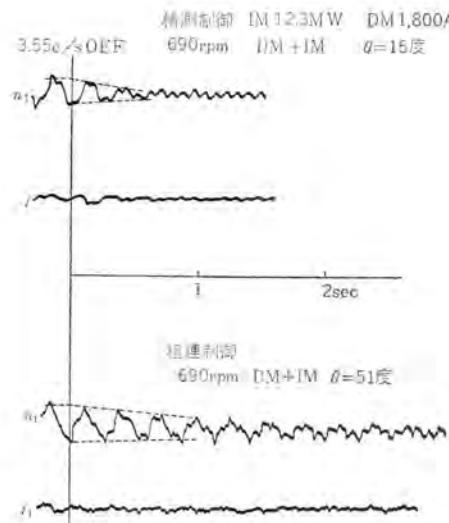


図 5.3 (a) 振動減衰特性 (690 rpm)  
Fig. 5.3 (a) Oscillation attenuation characteristic.

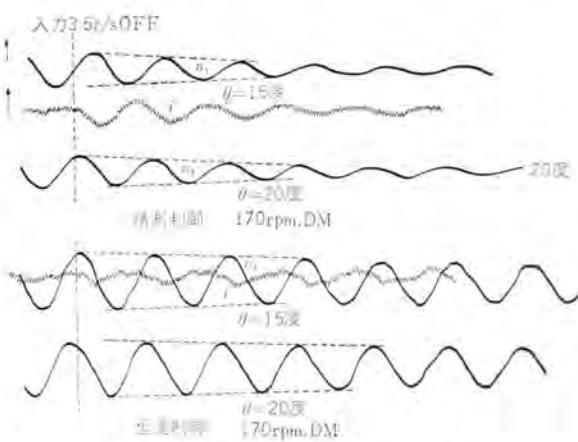


図 5.3 (b) 振動減衰特性 (170 rpm)  
Fig. 5.3 (b) Oscillation attenuation characteristic.

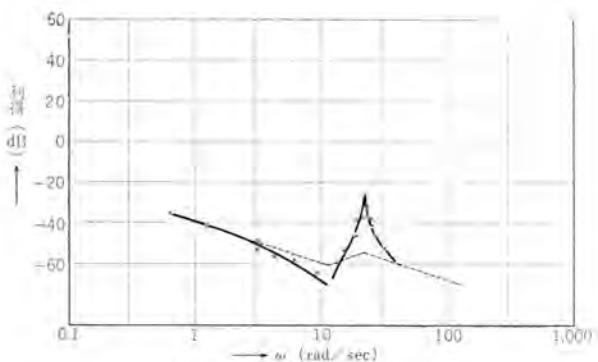


図 5.4 機械系周波数特性  
Fig. 5.4 Mechanical system frequency response characteristic.

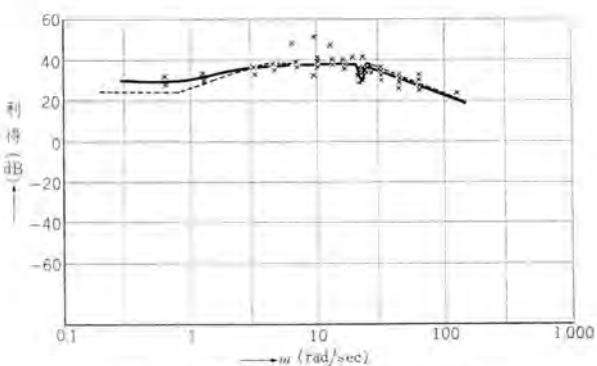


図 5.5 直流機電機子回路周波数特性  
Fig. 5.5 DC machine armature circuit frequency response characteristic.

であるが、これより  $\delta$  を計算するには式 (5.2) によればよい。

$$B = e^{-4\pi\delta} \quad (5.2)$$

ただし  $B$  は振動の 2 サイクル後の減衰率

これより精密速度制御および粗速度制御の場合の 690 rpm における減衰率  $\delta$  をしらべるとそれぞれ 0.0753 および 0.0181 となる。

図 5.4 は回転部の機械系の周波数特性であり、この場合も慣性率、共振周波数とも、計算値と実測値はきわめてよく一致している。

図 5.5 は直流電動機の電機子回路の周波数特性であるが、これより直流電動機の分流直巻磁の影響を無視することができず、低周波領域で電圧変動率が増加しているのを見ることができる。点線はこの分流直巻磁の影響も考慮したこの伝達関数の計算値であるが、この場合も両者はよく一致しているといえる。

### 5.3 過渡特性試験

#### (1) 起動特性

起動時においては、設定値は 20 rpm ごとに段階的に上昇するため、設定変更時に大きな起動電流が流れる。この電流は過電流制限回路によっておさえられるが、起動中は過電流制限の設定が定格電流の 100 % にセットされているため、定格電流によって加速されることとなる。

#### (2) 過渡外乱特性

定速度制御を行なっている制御系の性能は、最終的には段階性の外乱が加わった場合の過渡特性によって示される。

今回の制御系では、外乱として考えられるものは電源電圧変動および電源周波数の変動であるが、電源周波数を人為的に変えるのは不可能であるため、電源電圧の変動時における過渡特性を測定した。図5.6は170 rpmにおける電源電圧変動時の応答特性であり、電圧外乱は負荷時電圧調整器のタップを1タップ変化させることによ

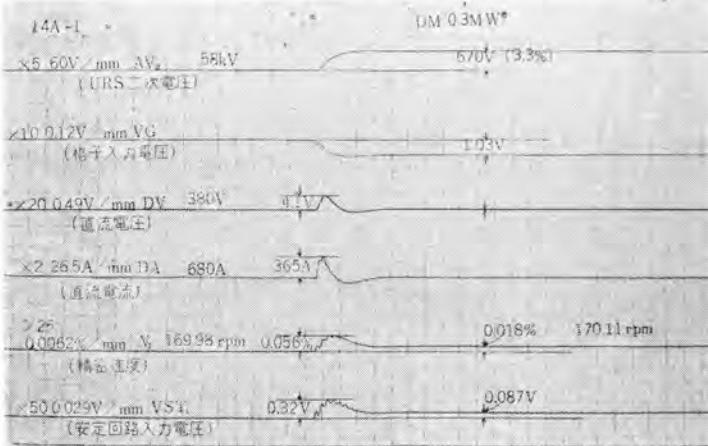


図 5.6 過渡特性 (170 rpm 精速制御)

Fig. 5.6 Transient response characteristic. (170 rpm minute speed control)

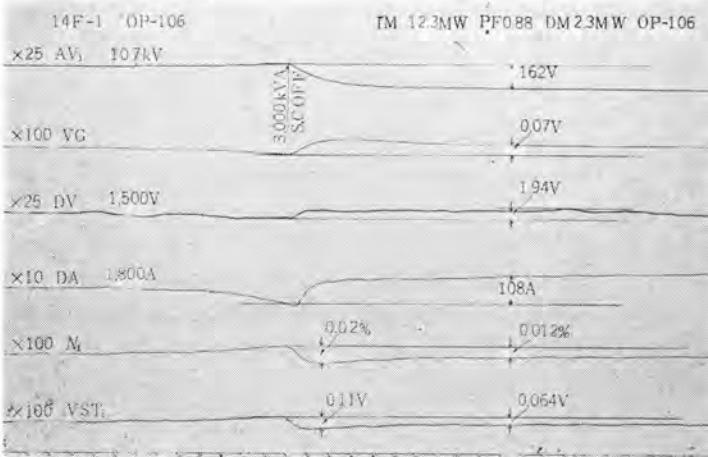


図 5.7 過渡特性 (690 rpm 精速制御)

Fig. 5.7 Transient response characteristic. (690 rpm minute speed control)

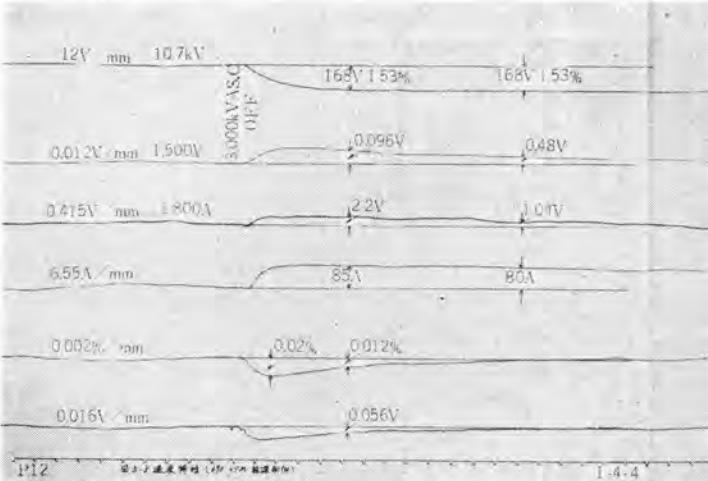


図 5.8 過渡特性 (690 rpm 粗速制御)

Fig. 5.8 Transient response characteristic. (690 rpm rough speed control)

って発生させた。図5.7は690 rpmにおける電源電圧変動時の応答特性であるが、この場合は電圧外乱を進相コンデンサの開閉によって発生させている。これよりその精度をしらべると170 rpmの場合には2.9%の外乱に対して0.018%であり690 rpmの場合には1.5%の外乱に対して0.012%であり、両者とも、指定の精度以内に十分はいっていることがわかる。図5.8はパイロット発電機による粗速度制御を行なった場合の690 rpmにおける外乱特性であるが、この場合も精度はきわめて良好である。

## 6. む す び

以上、制御系について、計画、問題点、構成、実測結果を略述したが、後からふりかえって見ても、非常に使いやすい、すぐれた制御系であることがよくわかる。これは計画の初期から入念な計算と予備試験が行なわれた結果、この設計にはいる前に、いろいろな問題点が、すでに明らかにされていたこと、またIM、DMの容量比や、負荷分担の方法など、制御系の大綱が、正しく決定されたこと、さらに、制御系の構成が、制御装置を個々の制御対象に独立に設置し、その上で、これらを統合するという方式をとった結果、ブロックに分けることが可能であったことなどによる。

最後に、制御系に関して、つねに有益な助言をいただいた、電気試験所野田博士、東京大学塙入助教授、また設計・製作・実測に協力された航研電試および社内の各位に厚く謝意を表する次第である。

## 参 考 文 献

- (1) 福永：航研風洞用電動機の速度制御(昭30-11)。
- (2) 福永：航研向風洞用電動機「IM+SB」方式(昭31-1-9)。
- (3) 福永：航研風洞IM+DM+MR案(DMの容量を決定するための解析)(昭31-4-26)。
- (4) 福永：航空技術研究所向風洞用電動機の速度制御(昭32-4-2)。
- (5) 真鍋・細野：航研風洞モデルテスト実験データ。
- (6) 長電：航研モデルテスト報告書(昭32-10-23)。
- (7) 己斐・細野・真鍋：航研向30,000 HP風洞ファン制御モデルテスト報告(昭32-10-15)。
- (8) 真鍋：機械共振系の制御ループに及ぼす影響について(昭32-11-22)。
- (9) 武田・真鍋・己斐・細野：航研風洞モデルテストにおける機械共振系の影響、「三菱電機」33, No. 2, pp. 269-276(昭34)。
- (10) 武田・真鍋：機械共振系の制御ループにおよぼす影響、電学誌, 79, No. 5, pp. 611-618(昭34)。
- (11) 真鍋：航研風洞の制御系の設計【1】[機械共振系の影響]、(昭33-5-15)。
- (12) 真鍋：航研風洞の制御系の設計【2】[機械共振系の減衰常数]、(昭33-7-22)。
- (13) 真鍋：航研風洞制御系の設計【3】[系の信頼性についての検討]、(昭33-7-16)。
- (14) 細野：イグナイト整流器の速応性制御とそのモデル、「三菱電機」35, No. 2, pp. 307-316(昭36)。
- (15) Kilgore, Brunner: Wind-Tunnel Drives Westinghouse Engineer, 14, No. 2, pp. 72-78 (March 1954)。

# 10,000 kVA 自励タービン発電機

長崎製作所

武田英夫\*・遠藤裕男\*\*

甲斐高\*・九里英輔\*\*

研究所 林重雄\*\*\*

## 10,000 kVA Self Excited Turbine Generators

Nagasaki Works

Hideo TAKEDA・Yasuo ENDO

Research Laboratory

Takashi KAI・Hidesuke KUNORI

Sigeo HAYASHI

Since 1955 self-excited AC generators have made a marked progress as marine-generators and engine-generators and are now on the threshold of application to turbine generators and waterwheel generators for land use. The writers report on two 10,000 kVA self-excited turbine generators built in 1960 by Mitsubishi, describing analytical studies of the dynamic characteristics of the generator together with the test results of and circuit construction. There are now a good number of turbine generators, ranging from 4,375 to 30,000 kVA, under construction at the factory. Their easy maintenance and quick response feature the apparatus and promise further advance into a field of much larger units.

### 1. まえがき

自励交流発電機は1955年以来、船用発電機や小形エンジン発電機として急速に発展し、たとえば船用発電機では、35年度に当社が製作した175台(65 MVA)のうち87%に相当する153台を占めるに至ったが、他方水車発電機やタービン発電機など電力用中容量発電機の分野への進出もめざましい。

電力用発電機に自励方式を適用した場合、従来の直流励磁機につきものの整流子やブラシの問題が解消し運転の信頼性をいちじるしく高めうこと、自励回路特有の速応励磁によって端子電圧が非常に安定で負荷急変時にも動搖しないことなどの利点があるが、電力用機器として備えるべき条件も多い。

当社では35年度に2台の10,000 kVA 自励タービン発電機を完成し、工場で各種試験を行なうとともに発電所据付後、客先の密接なご協力のもとに実施可能な、あらゆる角度からの特性試験を行なって電力用発電機としての適性を調査した。試験結果は後で述べるようには満足すべきものであり、その後順調な営業運転を続けている。

今後の自家用タービン発電機、とくに腐食性ふんい気のある化学工場向けのものには全面的に自励発電機を推奨するが、現在すでに4,375 kVA, 6,250 kVA, 9,375 kVA, 13,529 kVA, 30,000 kVAなど多数の自励タービン発電機を製作中で年末からつぎつぎに完成の予定であり、さらに多数の機械が計画段階にある。

三菱自励タービン発電機の特長や性能については本誌第34巻第4号で詳細に紹介した。本文では上記2台の10,

000 kVA 発電機の回路構成、試験項目とその結果の一部を報告するとともに、自励交流発電機の動特性の解析についても簡単な解説をおこない参考に供したい。

### 2. 10,000 kVA 自励タービン発電機

35年度に運転を開始した2台の10,000 kVA 自励タービン発電機のうち、1台は帝人三原工場向けのもので既設3号機に自励装置1式を製作納入したものであり、他の1台は山陽パルプ岩国工場向けで最初から自励式で製作した自励タービン発電機の第1号機である。励磁回路は両者ともほとんど差がないが、山陽パルプ向けは常時中国電力系統と並列運転を行なうので力率限定要素を付加し、どのような運転条件においても一定力率を保つよう計画した。図2.1に工場試運転中の山陽パルプ向け発電機を示す。

#### 発電機定格

帝人三原 No. 3	山陽パルプ岩国
皮相出力 10,000 kVA	10,000 kVA



図 2.1 10 MVA 自励タービン発電機 3,300 V 60 c/s 3,600 rpm  
Fig. 2.1 10 MVA Self-excited turbine generator.

相等出力	9,000 kW	8,000 kW
力 率	90 %	80 %
端子電圧	3,300 ~ 3,500 V	3,300 V
電 流	1,750 ~ 1,650 A	1,750 A
相 数	三 相	三 相
極 数	二 極	二 極
周 波 数	60 ~ 64.2 c/s	60 c/s
回 転 数	3,600 ~ 3,852 rpm	3,600 rpm
励磁電圧	125 V	125 V
旧励磁機	45 kW	—

#### 励磁装置仕様

##### (1) シリコン整流器

DC 125 V 450 A 油入自冷 三相全波プリ

ッジシリコンセル の P.I.V. 400 V

保護装置として分路抵抗、サーボブレーカ、  
負荷側バリスト、故障表示灯を付属

##### (2) 三相直列リアクトル

乾式自冷 三相 60 c/s B 種絶縁

##### (3) 単相可飽和リアクトル

乾式自冷 単相 3 台 60 c/s B 種絶縁

##### (4) 単相補助変流器

乾式自冷 単相 3 台 60 c/s B 種絶縁

##### (5) AVR

磁気増幅器式 電圧可調整範囲 30 %

#### 発電機諸定数 (帝人三原 No. 3)

##### (1) 抵 抗

電機子(毎相 75°C)  $r_a = 0.0037 \Omega$

界 磁 (リップ間 75°C)  $r_f = 0.271 \Omega$

##### (2) リアクタンス

直軸 同期  $X_d = 159.2 \%$

横軸 同期  $X_q = 154.2 \%$

直軸 過渡  $X_d' = 22.8 \%$

直軸初期過渡  $X_d'' = 12.5 \%$

##### (3) 時定数

界磁 回路  $T_{a0}' = 5.4 \text{ sec}$

短絡 過渡  $T_d' = 0.77 \text{ sec}$

短絡初期過渡  $T_d'' = 0.035 \text{ sec}$

電 機 子  $T_a = 0.098 \text{ sec}$

### 3. 自励装置の概要

自励装置の回路構成は図 3.3 に示すとおりである。可飽和リアクトル、変流器、可飽和変流器などの各部品については、すでに発表しているのでここでは省略する。発電機端子電圧に比例する成分を不飽和リアクトルを通して取り出し、これに変流器を介して得られた負荷電流に比例する成分をベクトル的に合成した回路構成であって、回路定数を適当にえらぶことにより発電機端子電圧をつねに一定に保つものである。

この中で従来の方式と異なっているのは界磁 シャ断器を省略した点で、このかわりに界磁回路を交流側および

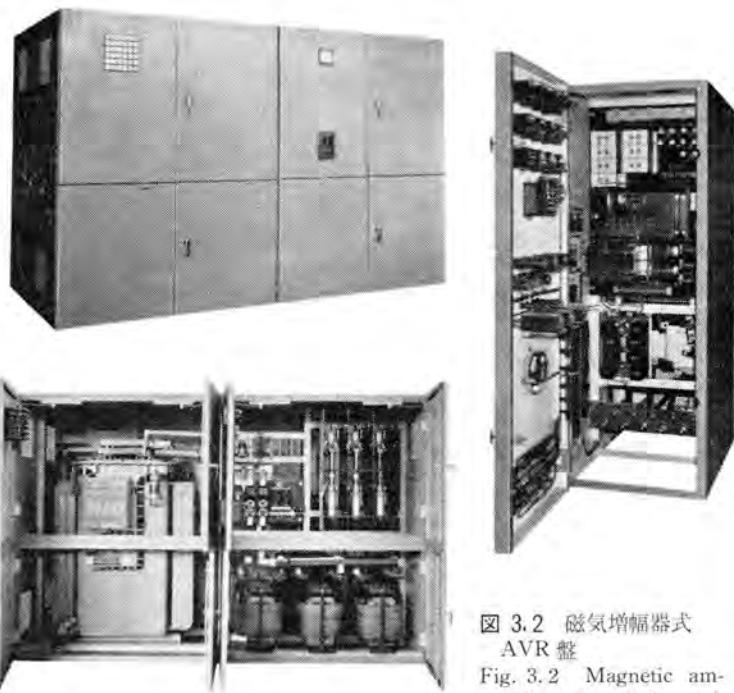


図 3.1 10 MVA 自励タービン発電機用  
励磁装置 (外観および内部)

Fig. 3.1 10 MVA Self-excited turbine  
generator and exciting apparatus.  
(exterior and interior view)

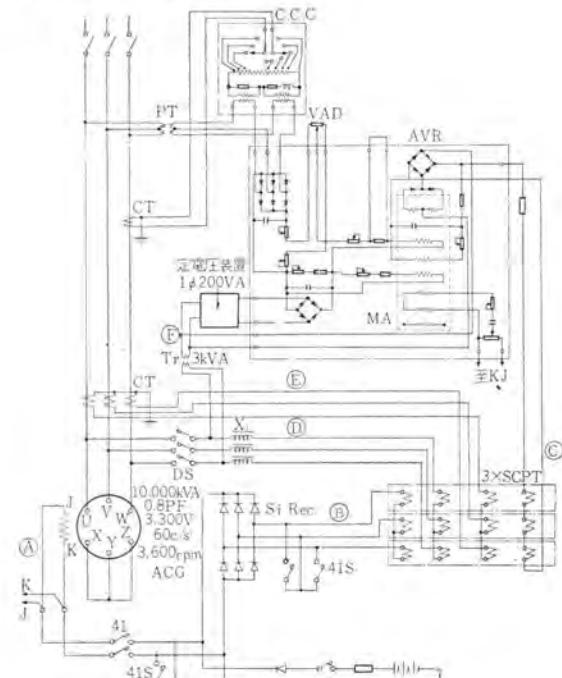


図 3.3 自励タービン発電機 三線接続図  
Fig. 3.3 Three wire connection diagram of self-  
excited turbine generator.

直流側同時に短絡する方式を採用した。この方法によれば、大きな シャ断容量を有する 界磁 シャ断器を用いる必要もなく、安価な交流電磁接触器を直流操作として使用することができる。またかなり大きな インダクタンスを有する界磁回路を開く際に生ずる過渡電圧も発生せず非常に好都合である。現地試験において発電機定格回転中に

この界磁短絡接触器を投入した結果は予想どおりで、発電機端子電圧は界磁回路の時定数にしたがい急速に減少している。なお試運転などの操作上発電機を全速回転させながら端子電圧だけゼロにしておきたいときは、界磁短絡接触器を閉じておくか、あるいはあらかじめ界磁回路の断路器と兼用になっている回路保護用の電力ヒューズをはずしておけばよい。界磁短絡接触器はまた発電機比率差動繼電器およびタービントリップソレノイドの動作ともインターロックして従来の界磁シャン断器と同様に扱うことも可能である。この際は発電機用シャン断器が断つなっているを条件として操作できるようにし、発電機界磁喪失事故の起こるのを防いでいる。

自動電圧調整装置は本質的に定電圧特性を有する回路を使用するので、わずかな電圧変動の補正および発電機端子電圧の加減の機能を有すればよく、その出力も約600W程度で十分であった。

#### 4. 試験結果

現地における各種特性試験は昭和35年8月18日から8月23日にわたって帝国人網株式会社殿と共同で同社三原工場の10MVAの発電機について行なわれた。

試験のおもな項目は次のとおりである。

- (1) 電圧確立
- (2) 電圧調整範囲の確認（無負荷時）
- (3) 周波数変化に対するAVRの応答
- (4) AVRなし負荷特性試験
- (5) AVR付負荷特性試験
- (6) 負荷シャン断および負荷投入試験
- (7) 中国電力系統との並列投入試験
- (8) 同期電動機脱調試験
- (9) 工場動力負荷試験
- (4)～(6) 項は水抵抗を使用した試験である。

以下試験結果について簡単に述べる。

##### 4.1 電圧確立

山陽パルプ岩国向けの10MVA機では、初期励磁なしで定格電圧まで上昇した。その模様を図4.1に示す。

帝人三原工場での試験では発電機が既設のものであるためにもよるが、初期励磁なしでは端子電圧は705Vま

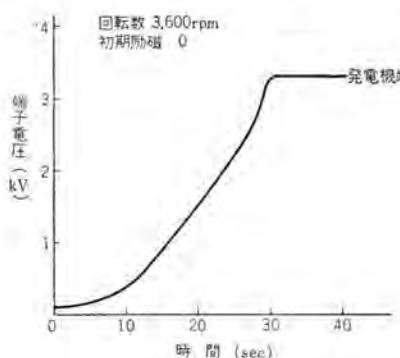


図4.1 電圧確立特性  
Fig. 4.1 Voltage build up characteristic.

10,000kVA 自動タービン発電機・武田・甲斐・遠藤・九里・林

でしか上昇せず、初期励磁を8秒間印加して定格電圧を確立できた。ただし初期励磁電流は数A程度で所要電力もわずかであり、実用上なんら問題はない。

##### 4.2 電圧調整範囲

無負荷状態で発電機周波数を56c/sから63c/sまで変化させた場合の発電機端子電圧の変化および電圧調整器を操作した場合の電圧調整範囲を調査したものでこの結果を図4.2に示す。電圧検出回路はPTからの信号を三相全波整流した信号を使用し基準電圧に定電圧装置を

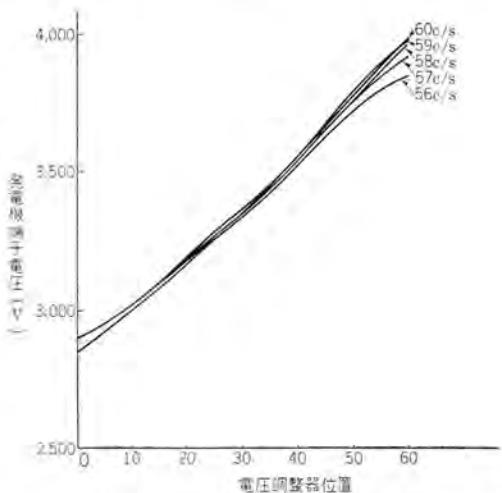


図4.2 発電機電圧調整特性(無負荷)

Fig. 4.2 Generator voltage regulation characteristic.

入れてあるので、周波数が変化しても端子電圧の変動は70~130Vの範囲にとどまっている。また電圧調整範囲も定格電圧の-10~20%の範囲を十分にカバーしている。

##### 4.3 負荷特性試験

AVRなしの場合は変流器のタップ選定を兼ねて負荷特性試験を行なったが実際はAVRにより補正されるので設計点にセットしておけば十分である。AVRなしの場合水抵抗器を使用して負荷を0~5MWに変化させたときの端子電圧の変化は3.61%であった。

またAVRを使用し周波数を58c/sから62c/sまで変化させた場合の結果は図4.3に示すように、60c/sの場合整定電圧変動率は最大3,300V±0.455%であって

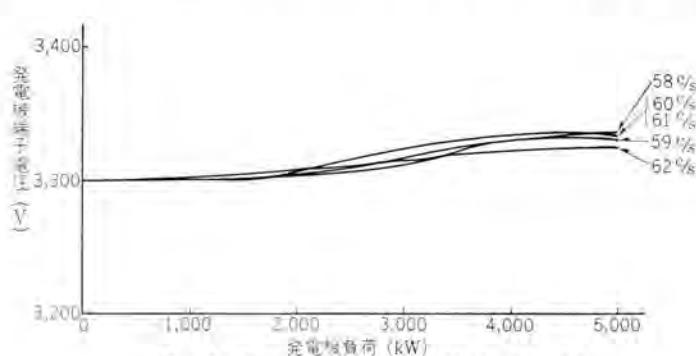


図4.3 発電機負荷特性(AVR付) PF=1.0  
Fig. 4.3 Generator load characteristics with AVR.

磁気増幅器式 AVR の優秀性をよく示している。

なお周波数を変化させた場合でも変動率は最大 0.545 % であった。

#### 4.4 負荷シャ断および負荷投入試験

水抵抗器を使用して 1/4, 2/4 負荷の シャ断試験および 1 MW, 2 MW の負荷投入試験を行なった。オシログラムに示すとおり自励発電機の応答の早いことがわかる。これは負荷電流の変化分を補償する界磁電流が変流器を通して自動的に供給される複巻特性によるものであるが、とくに 1 MW,

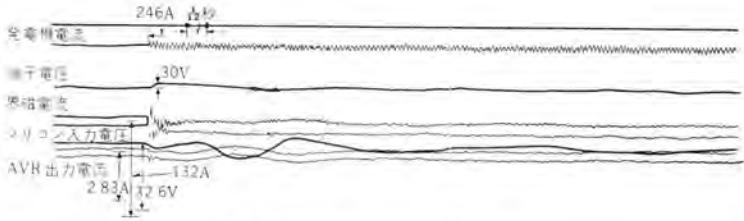


図 4.6 中国電力系統への並列投入  
Fig. 4.6 Parallel closing to Chugoku Electric Power system.

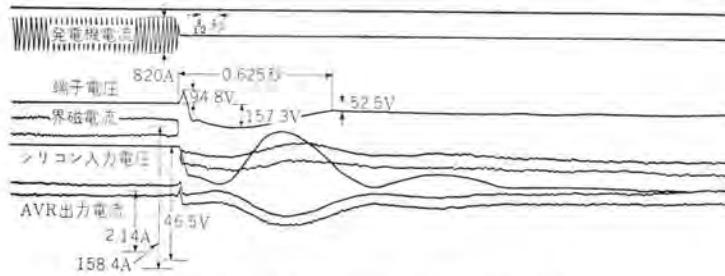


図 4.4 負荷シャ断試験 (5 MW PF=1.0)  
Fig. 4.4 Load interruption test.

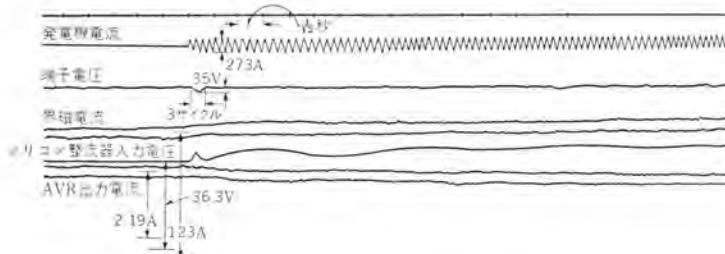


図 4.5 負荷投入試験 (2 MW PF=1.0)  
Fig. 4.5 Load closing test.

2 MW の負荷投入時には負荷投入後約 3 サイクルで電圧が回復しているのは注目に値する。また負荷シャ断時に力率 1.0 の負荷のため逆に電圧が降下しているのも興味深い。これらの動特性の解析については数式により別項に示した。界磁開路時定数  $T_{a0}' = 5.4$  秒にもかかわらず、2/4 負荷シャ断時の電圧回復時間は 0.625 秒であって自励発電機の過渡特性の良好なことをよく示している。なお整定後の電圧変化の中には周波数が 60 c/s から 61 c/s まで変化した影響もはいっているので負荷変動だけに基づく電圧変動はきわめて小さい。

#### 4.5 中国電力系統との並列運転

中国電力系統と自励発電機の並列運転を行なったがなんら異常なく運転は非常に安定であった。並列投入の方法にもよるが運転操作がよければ 0.5 ~ 1 秒間に整定し並列瞬時の突入電流も 10 % 以下となっている。なお、山陽パレープ岩国工場の自励発電機は自動同期装置ならびに自動力率限定装置を有し好調に運転中である。帝人三原工場の場合単独運転がたてまえでありとくに系統との連絡が比較的インピーダンスの大きい線路で行なわれているので買電を行なっているときは工場受電端と系統との間



図 4.7 自励発電機用配電盤 (自動力率限定付)  
Fig. 4.7 Self-excited generator panel (automatic P.F. limiter is attached)

では電圧降下が 200 V 程度あって並列運転を行ないながら発電機負荷を増加させると発電機力率が進相側に変化することもある。負荷の軽い場合は横流補償装置がありきかないので力率をある変化範囲に自動的に限定する必要のあるときは、別に自動力率限定装置を設けなければならない。ただし手動により発電機電圧の設定を変化すれば所要の力率を得ることはいうまでもない。

#### 4.6 同期電動機脱調試験

周波数変換機 (同期一同期) に水抵抗を負荷として接続し同期電動機の界磁に  $1\Omega$  および  $5\Omega$  の減磁抵抗を接続して脱調するかどうか試験したものである。オシログラムに示すとおり、1,600 kVA 程度の無効電力変動に対し発電機端子電圧の変動は 3 ~ 4 % 程度であって同期電動機は脱調しなかった。この際力率 0.44 の負荷を シャ断しているが (約 3MVA) 端子電圧の変動は 5.4 % であり回復時間も約 1 秒であった。この場合も自励発電機は大きな無効電力の変動によく追従し端子電圧の変動も小さいことは自励方式の高速応性をよく証明している。

#### 4.7 各部電圧電流波形

自励回路でもっとも問題となるのは整流器回路であっ

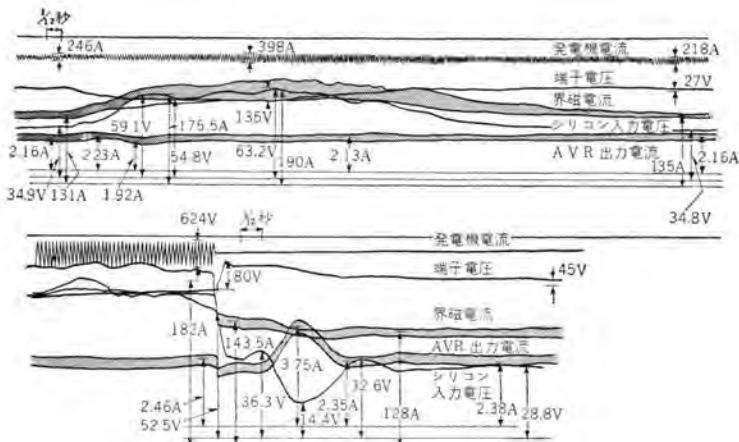


図 4.8 2,000 kVA 同期電動機脱調試験 (減磁抵抗 5 Ω)  
Fig. 4.8 Wave-form of the silicon rectifier input current and voltage.

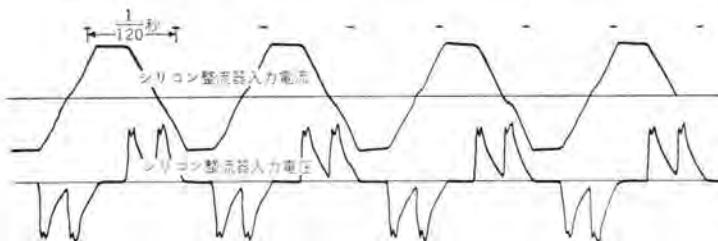


図 4.9 シリコン整流器入力電圧電流波形  
Fig. 4.9 Silicon rectifier input voltage, current wave-forms.

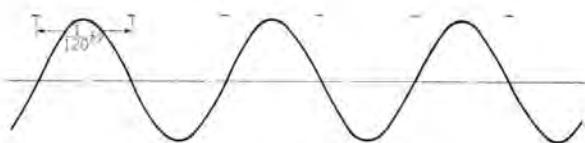


図 4.10 端子電圧波形  
Fig. 4.10 Terminal voltage wave-form.

て非直線特性要素がはいってくるため解析上困難な点が多い。図 4.9 に示すように シリコン整流器 の交流側波形はかなりひずんでいて、従来の 電源側インピーダンス の小さい三相全波整流回路で考えられた交流直流換算比は適用できない。電源側インピーダンス (直列リクトル) の大きい整流回路における電圧、電流の波形などについても解析を試みたが詳細は別の機会にゆずる。なお発電機界磁電流は三相全波整流した直流であり、発電機電圧波形は図 4.10 に示すように完全な正弦波となっている。

#### 4.8 サージ移行試験

送配電線から侵入する外雷は一部は発電機固定子から空隙を介して回転子に伝播し、他の一部は CT、リクトルなどの励磁装置から界磁回路に移行する。これらの移行電圧の和が実際に界磁回路に現われるが、自励発電機では発電機界磁に半導体整流器が直接に接続されているから、半導体セル がこれらの サージ に対し十分の耐力を有することを確かめておく必要がある。山陽パルプ向けの発電機について工場試験時に詳細な サージ移行試験 を実施

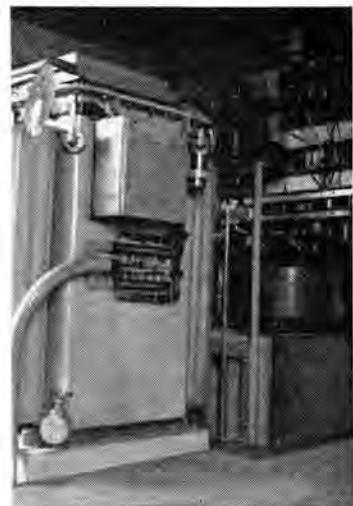


図 4.11 シリコン整流器 (油入自冷)  
Fig. 4.11 Silicon rectifier (oil immersed self cooled)

しこの点を検討した。

衝撃電圧発生器からの急峻波 (1~3×40 μs) および緩頭波 (10×40 μs) を発電機端子に一相、二相または一括印加し発電機界磁ならびに励磁装置各部に移行する電圧を 高度ラウン管で測定した。(図 3.3 A~F 点)

励磁装置を切離した場合、発電機界磁に移行する電圧は種々の条件のもとで、急峻波の場合 9.8~25.5 %、緩頭波の場合 4.2~12.3 % 程度であった。界磁両端には同波形、同波高値が対地間に移行し 界磁ターン間には電位差は認められなかった。また サージ の移行は回転子の位置 (角度) にはほとんど影響されないことがわかった。

つぎに励磁装置を接続した状態で各部に移行する電圧を測定したが、もっとも注目される整流器入力側において、対地移行電圧は 11.7~19.1 % (急峻波) であり、シリコンセル自体 (線間) には サージ の移行がないことを確認した。これはシリコンセル の所要逆耐電圧を決定するにあたり外雷の移行を考慮する必要がないことを示している。

### 5. 自励交流発電機の動特性

自励交流発電機の原理および静特性については、すでに多くの論文<sup>(1)(2)(3)</sup>が発表されている。ここでは、とくに動特性 (一般に問題とされるのは電圧回復特性である) についてのべることにする。

#### 5.1 自励交流発電機の回路構成

自励交流発電機は図 3.3 に示すように

交流発電機	ACG
励磁回路	不飽和リクトル
	可飽和変成器
	SCPT
整流器	Rec.
自動電圧調整器	AVR

より構成されている。これらの要素の機能については、

文献(1), (2), (3)にくわしくのべられている。

## 5.2 自励交流発電機の等価回路

まず等価回路を求め、それをもとにして動特性の解析を行なう。

同期発電機の等価回路はすでによく知られている<sup>(4)(5)</sup>ここで記号は次のとおりである。

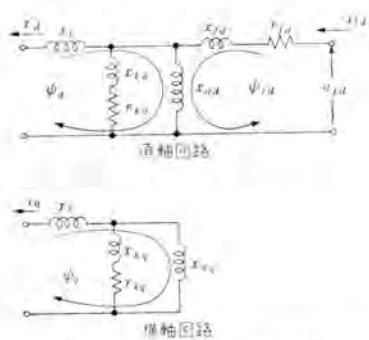


図 5.1 同期機の等価回路

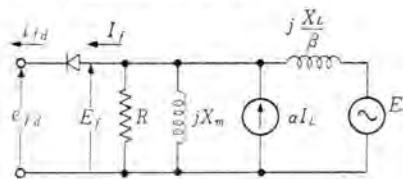
Fig. 5.1 Equivalent circuit of a synchronous machine.

$\psi_d, \psi_q$	電機子回路の磁束
$\psi_{fa}$	界磁回路の磁束
$i_d, i_q$	電機子回路の電流
$e_{fa}$	界磁電圧
$i_{fa}$	界磁電流
$x_d$	電機子漏洩リアクタンス
$x_{ad}, x_{aq}$	電機子と界磁に共通なリアクタンス
$x_{fa}$	界磁漏洩リアクタンス
$r_{fd}$	界磁回路の抵抗
$x_{kd}, x_{kq}$	制動回路漏洩リアクタンス
$r_{kd}, r_{kq}$	制動回路の抵抗
添字 $d$	は直軸回路, $q$ は横軸回路をあらわす。なお,
$x_q = x_d + x_{ad}$	$x_q = x_d + x_{aq}$ : 同期リアクタンス
$x_d' = x_d - \frac{x_{ad}^2}{x_{ffq}}$	直軸過渡リアクタンス
$x_{ffq} = x_{ad} + x_{fa}$	
$T_{d0}' = x_{ffq}/r_{fa}$	界磁時定数

である。

励磁回路の等価回路は付録における考察より図 5.2 のようになる。

$E$	発電機端子電圧
$I_L$	負荷電流
$E_f$	可飽和変成器二次側電圧
$e_{fa}$	発電機の界磁電圧



整流回路は全波整流である  
 $X_m, R$  の値は電圧  $E_f$  によって変わる

図 5.2 励磁回路の等価回路

Fig. 5.2 Equivalent circuit of an exciting current.

$I_f$  : 可飽和変成器二次側電流

$X_L$  : 不飽和リアクトルのインピーダンス

$X_m$  : 可飽和変成器励磁インピーダンス (AVR出力の直流電流によって調整される)

$R$  : AVR回路の等価抵抗

$\alpha$  : 電流帰還係数

$\beta$  : 電圧帰還係数

以下の解析において、線形近似を行なうときのインピーダンスとしては、同期機については基準運転状態の近傍において

$$\frac{d\psi}{di} = x$$

をとり、励磁回路においては

$$\phi_{eff}/i_{eff} = X$$

を用いている。

図 5.1における  $i_d$  などは直流成分と考えられるが、図 5.2 の  $I_L$  などは交流成分である。ここでは、発電機の周波数よりも早い現象は無視している。すなわち、過渡現象といつても励磁回路(交流側)においては、包絡線の変化について考えている。

## 5.3 動特性をあらわす方程式

同期機についての方程式は

- (1) 定常運転状態を基準にとり線形近似を行なう
- (2) 制動巻線の効果を無視する
- (3) 電機子抵抗および電機子中の過渡現象を無視する
- (4) 回転速度は一定とする

の仮定のもとに式(5.1)～式(5.3)に示すようになる。

$$\left. \begin{aligned} \dot{\psi}_d &= -\psi_q \\ e_q &= \psi_d \end{aligned} \right\} \quad (5.1)$$

$$\left. \begin{aligned} \dot{\psi}_d &= -x_d \dot{i}_d + x_{ad} \dot{i}_{fd} \\ \dot{\psi}_q &= -x_q \dot{i}_q \\ \dot{\psi}_{fa} &= x_{ad} \dot{i}_d + x_{ffq} \dot{i}_{fd} \end{aligned} \right\} \quad (5.2)$$

$$\frac{d\psi_{fa}}{dt} + r_{fa} i_{fd} = e_{fd} \quad (5.3)$$

$e_d, e_q$  : 発電機端子電圧

励磁回路については

$$aI_L + \frac{\beta}{jX_L} E = \left[ \frac{1}{R} + \frac{1}{j} \left( \frac{1}{X_m} + \frac{\beta}{X_L} \right) \right] E_f + I_f \quad (5.4')$$

これをかきかえて

$$\left. \begin{aligned} E_f &= Z \cdot \alpha I_L + \frac{\beta}{jX_L} E - I_f \\ Z &= \left[ \frac{1}{R} + \frac{1}{j} \left( \frac{1}{X_m} + \frac{\beta}{X_L} \right) \right]^{-1} \end{aligned} \right\} \quad (5.4)$$

となる。式(5.1)～式(5.3)と式(5.4)をつなぐ関係は

$$\left. \begin{aligned} E &= e_d + j e_q \\ I_L &= i_d + j i_q \\ e_{fa} &= |E_f| \\ i_{fd} &= |I_f| \end{aligned} \right\} \quad (5.5)$$

である。

電圧変動がもっとも問題となるのは、負荷ショット時

電圧上昇および誘導機の直入起動時などであって、このとき発電機は低力率で運転される。以下、零力率の場合の特性について考察する。

励磁回路の交流側からみた界磁回路のインピーダンスは整流器を介してあるため過渡的にも力率はほぼ1.0とみなすことができる。すなわち  $E_f$  と  $I_f$  の位相は等しい。 $E_f$  と  $I_f$  の関係を

$$E_f = R_f I_f$$

とかくと、 $R_f$  は定数ではないがとにかく正の実数である。一般に  $R_f$  は  $X_m$ 、 $X_L$  にくらべて小さく

$$\frac{1}{R} + \frac{1}{R_f} \gg \frac{1}{X_m} + \frac{1}{X_L}$$

なる関係が成り立つから式(5.4')より  $E_f$ 、 $I_f$  の位相は  $\alpha I_f + \frac{1}{jX_L} E$  の位相とほぼ等しくなる。

零力率の場合には

$$I_L = i_d$$

$$E = j e_q$$

であるから、式(1.4)は近似的に

$$e_{fa} = |Z| \cdot (\alpha i_d + \frac{\beta}{X_L} e_q - i_{fd}) \quad (5.6)$$

となる。

無負荷の発電機に零力率負荷（インピーダンス  $jx$ ）を加えたときの電圧回復特性を調べる。負荷印加前の定常状態

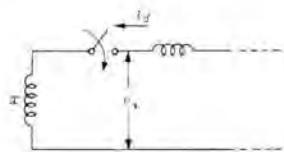


図 5.3 零力率負荷の投入  
Fig. 5.3 Suddenly applied load with zero-power factor on a synchronous machine.

を基準にとり、基準値からの変化量について考えると式(5.1)～式(5.3)および式(5.6)は

$$\left. \begin{aligned} \Delta e_q &= \Delta \psi_d \\ \Delta \psi_d &= -x_d \Delta i_d + x_{ad} \Delta i_{fd} \\ \Delta \psi_{fd} &= -x_{ad} \Delta i_d + x_{fd} \Delta i_{fd} \\ \frac{d \Delta \psi_{fd}}{dt} + r_{fd} \Delta i_{fd} &= \Delta e_{fd} \end{aligned} \right\} \quad (5.7)$$

$$\Delta e_{fd} = |Z| (\alpha \Delta i_d + \frac{\beta}{X_L} \Delta e_q - \Delta i_{fd}) \quad (5.8)$$

となる。負荷側においては次式が成り立つ。

$$\Delta e_q = x \Delta i_d - E_0 H(t) \quad (5.9)$$

$$H(t) = \begin{cases} 0 & (t \leq 0) \\ 1 & (t > 0) \end{cases}$$

$E_0$ ：負荷印加前の発電機端子電圧

零力率負荷投入時の自励交流発電機の過渡特性は式(5.7)、(5.8)および式(5.9)であらわされ、これを解けばよいのである。定常状態によりの変化量について考えているから初期値はすべて0である。ラプラス変換をほどこした結果をまとめて書くと式(5.10)が得られる。

$$\left. \begin{aligned} 1 & 0 & -x & 0 & 0 & 0 & \Delta E_q & -\frac{E_0}{S} \\ 1 & -1 & 0 & 0 & 0 & 0 & \Delta \psi_d & 0 \\ 0 & 1 & x_d & 0 & 0 & -x_{ad} & \Delta I_d & 0 \\ 0 & 0 & x_{ad} & 1 & 0 & -x_{fd} & \Delta \psi_{fd} & 0 \\ 0 & 0 & 0 & S & -1 & r_{fd} & \Delta E_{fd} & 0 \\ -\frac{\beta |Z|}{X_L} & 0 & -\alpha |Z| & 0 & 1 & |Z| & \Delta I_{fd} & 0 \end{aligned} \right\} \quad (5.10)$$

$\Delta E_q = L \{ \Delta e_q \}$  などである。

$\Delta E_q$ 、 $\Delta I_d$ 、 $\Delta I_{fd}$ について解けば

$$\left. \begin{aligned} \Delta E_q &= -x_d \left( 1 - \frac{x_{ad}}{x_d} \frac{\alpha |Z|}{r_{fd} + |Z|} \right) - x_d' T_0' S \\ \Delta I_d &= \frac{1}{\Delta(S)} \left( 1 - x_{ad} \frac{\beta}{X_L r_{fd} + |Z|} \right) + T_0' S \\ \Delta I_{fd} &= \left( \alpha - x_d \frac{\beta}{X_L r_{fd} + |Z|} \right) \frac{|Z|}{x_{fd}} - \frac{x_{ad}}{x_{fd}} T_0' S \end{aligned} \right\} \quad (5.11)$$

$$\begin{aligned} \Delta(S) &= (x_d + x) \left[ 1 - \frac{x_{ad}}{x_d + x} \left( \alpha - x \frac{\beta}{X_L} \right) \frac{|Z|}{r_{fd} + |Z|} \right. \\ &\quad \left. + \frac{x_d' + x}{x_d + x} T_0' S \right] \\ T_0' &= \frac{x_{fd}}{r_{fd} + |Z|} \end{aligned}$$

となる。電圧回復時間として時定数をとれば、式(5.11)より

$$T = \frac{x_d' + x}{x_d + x - x_{ad} \left( \alpha - x \frac{\beta}{X_L} \right) \frac{|Z|}{r_{fd} + |Z|}} T_0' \quad (5.12)$$

$$T_0' = \frac{x_{fd}}{r_{fd} + |Z|}$$

が得られる。

$|Z|$  の影響をはっきりさせるため  $T_0'$  より  $|Z|$  を分離して書きかえれば

$$T = \frac{x_d' + x}{x_d + x + \frac{|Z|}{r_{fd}} \left\{ x_d + x - x_{ad} \left( \alpha - \frac{\beta}{X_L} x \right) \right\}} T_0' \quad (5.12')$$

$$T_0' = \frac{x_{fd}}{r_{fd}}$$

$$|Z| = \left[ \left( \frac{1}{R} \right)^2 + \left( \frac{1}{X_m} + \frac{\beta}{X_L} \right)^2 \right]^{-\frac{1}{2}}$$

が得られる。過渡状態における発電機端子電圧  $e_q$ 、負荷電流  $i_d$  および界磁電流  $i_{fd}$  は式(5.11)を時間領域に変換して求められる。

負荷切断時の電圧上昇は式(5.9)のかわりに

$$\Delta i_d = -I_{d0} H(t) \quad (5.13)$$

をとり式(5.7)、(5.8)と連立させて解けば求まる。

これは形式的には式(5.9)において、両辺の第1行だけを  $x$  で割り、 $x \rightarrow \infty$  ただし  $\frac{E_0}{x} \rightarrow -I_{d0}$  とした形と同じである。したがって式(5.11)に対応して

$$\begin{bmatrix} \Delta e_a \\ \Delta I_{fa} \end{bmatrix} = \frac{1}{1+x_{ad} \beta \frac{|Z|}{X_L r_{fa} + |Z|} + T_0' S} \begin{bmatrix} x_d \left( 1 - \frac{x_{ad}}{x_d} \frac{\alpha |Z|}{r_{fa} + |Z|} \right) \\ - \left( \alpha - x_d \frac{\beta}{X_L} \right) \frac{|Z|}{r_{fa} + |Z|} \\ + x_d' T_0' S \\ - \frac{x_{ad}}{x_{ffd}} T_0' S \end{bmatrix} \frac{I_{do}}{S} \quad (5.14)$$

が得られ、電圧回復時間  $T$  は、

$$T = \frac{1}{1+x_{ad} \beta \frac{|Z|}{X_L r_{fa} + |Z|}} T_0' \quad (5.15)$$

$$= \frac{1}{1 + \frac{|Z|}{r_{fa}} \left( 1 + x_{ad} \frac{\beta}{X_L} \right)} T_{do}' \quad (5.15')$$

となる。この結果は式 (5.12) において  $x \rightarrow \infty$  としたときの値と同じである。

以上、零力率負荷印加時および負荷切換時の電圧回復特性を解析的に求めた、これから

- (1)  $|Z|$  が大きいほど電圧回復時間は小さい。
  - (2) AVR の有無の差は  $R$  のあるなしである。したがって AVR なしのほうが電圧回復が早い。
  - (3) 可飽和変成器の励磁インピーダンス  $X_m$  を大きくするほど電圧回復は速くなる。
- ことがわかるが、これは従来経験された事実である。

## 6. む す び

帝國人絹三原工場および山陽パルプ岩国工場納め 10 MVA 自励ターピン発電機の現地試験結果を中心として、大

## 付 錄 励磁回路の等価回路

図 3.3 に示す自励交流発電機の励磁回路の等価回路を導く。a 相について次式が成り立つ。(b, c 相についても同様)

$$\phi_a = f(at_a)$$

$$at_a = i_a + i_{ea} + i_{Ra} - i_{fa}$$

$$e_a - \frac{d\phi_a}{dt} = \frac{dX_L i_{ea}}{dt}$$

$$e_{fa} = \frac{d\phi_a}{dt}$$

$$at = \text{アンペア・ターン}$$

AVR 回路については、

$$e_R = R_0 i_R - \frac{d}{dt} (\phi_a + \phi_b + \phi_c)$$

$$i_R = i_{Ra} + i_{Rb} + i_{Rc}$$

が成り立つ。

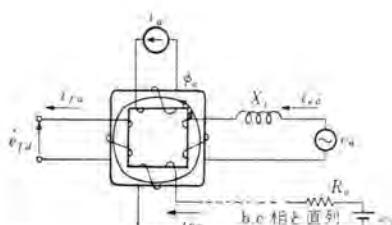


図 1 励磁回路

Fig. 1 Exciting circuit.

形自励ターピン発電機の性能について概説した。この種の励磁方式はそのすぐれた特性および保守の容易さから自家用プラントおよび事業用プラントにも続々採用されて行くものと思われる。現在 25 MW 程度までの自励方式については標準設計も完成しており大容量機についても適用を考慮中である。船用発電機がここ 2, 3 年来ほとんど自励方式に切換わった現況を考え合わせると化学工場だけでなく一般工場向け発電機用としても今後自励方式が急速に採用されるものと思われる。

最後に自励発電機をご採用いただきまた現地試験に一方ならぬご配慮を賜わった帝國人造絹糸株式会社、ならびに菊池機械部長、吉野動力課長、大谷電気係長、幾原元発電係長、多和技師、佐々木発電係長、伊藤技師の各位および炎暑の中で発電所の運転に当たられた諸氏に深く感謝する次第である。

また山陽パルプ株式会社ならびに足立電気課長、佐藤係長にも紙上より深謝するものである。

## 参 考 文 献

- (1) 甲斐：三菱自励交流発電機、「三菱電機」, 32, No. 8 (昭 33).
- (2) 武藤：三菱自励交流発電機、「三菱電機」, 33, No. 5 (昭 34).
- (3) H. H. Britten, D. L. Plette : A Static Exciter for Aircraft AC Generators, AIEE, TP 58-213.
- (4) F. S. Rothe : An Introduction to Power System Analysis, John Wiley and Sons, Inc., (1953).
- (5) C. Concordia : Synchronous machine, John Wiley and Sons, Inc., (1951).

## 三相平衡 (発電機回路において) している場合について考える。可飽和変成器の飽和を無視して考えれば、交流分については、 $\phi_a + \phi_b + \phi_c = 0$ となり、かつ $E_R = 0$ であるから、AVR の回路には交流分は流れない。

したがって

$$I_{f1} + \frac{E_{f1}}{jX_m} = I_1 + \frac{E_1 - E_{f1}}{jX_L}$$

可飽和変成器の飽和を考慮する。a 相が飽和せず、b 相が飽和しているときには、 $\frac{d(\phi_b + \phi_c)}{dt} = 0$  であるから、交流分について考えると、

$$\frac{E_{fa}}{jX_m} = I_a + I_{ea} + I_{Ra} - I_{fa}$$

$$E_a - E_{fa} = jX_L I_{ea}$$

$$E_{fa} = R I_{Ra}$$

$jX_m$  : 励磁インピーダンス (非線形特性をもつ)

$R$  : AVR 回路の等価抵抗

となる。b, c 相についても同様のことがおこる。

すなわち、他の相に飽和がおこると AVR の回路に交流分が流れ、その間だけ励磁インピーダンスと並列に抵抗がはいったことになる。なおこの抵抗は変成器端子電圧の関数である。

以上の現象を頭に入れて等価回路を作成すれば、図 5.2 の回路が得られる。

# 275 kV 260 MVA 主変圧器および負荷時タップ切換直列変圧器

伊丹製作所

村上 有\*・谷中頼朝\*\*・田村良平\*\*  
南角英男\*\*・福田 薫\*\*

## 275 kV 260 MVA Main Transformer and On-load Tap-changing Series Transformer

Itami Works

Tamotsu MURAKAMI・Yoritomo TANINAKA・Ryōhei TAMURA  
Hideo NANKAKU・Kaoru FUKUDA

Mitsubishi has supplied Tokyo Electric Power Co. with a few giant transformers in the past as the equipment to feed power to an outer loop circling transmission line of Tokyo. The latest addition is a 275 kV 260 MVA (equivalent capacity) extra-high voltage transformer, which has been delivered to Minami Tokyo Substation (Keihin s/s) of the same company. The transformer unit was transported assembled by a Schnabel car, SHIKI400B<sub>1</sub>. This is the record transportation in the size and weight in this country, the weight being 235 tons. To the transformer is attached a series transformer with a type YTR on-load tap-changer installed separately; this tap-changer is also a new development for the control of voltage on the 275 kV side at a plus-minus 7.5% range.

### 1. まえがき

東京電力株式会社の中東京変電所の建設に始まり計画された 275 kV 東京外輪線は、京浜変電所の完成により、全系が運転されることになった。これらの変電所はすべて容量 220 MVA の同一定格の変圧器が設備され、中東京変電所には当時の記録的製品である  $2 \times 260$  MVA (等価容量) 変圧器が昭和 33 年に納入され、好成績に運転している。昭和 35 年に同一定格で 負荷時タップ切換直列変圧器付の変圧器 1 台を新設京浜変電所に完成、引き続いて 2 号器を製作中である。

中東京変電所用超高压変圧器は特別三相式構造により、当時として飛躍的大容量変圧器を組立輸送することができたのであったが、今回は 240 トン積みの シキ-400 形大物車によって三相変圧器のままで本体組立輸送すること

ができた。すなわち外鉄・フォーム・フィット組立輸送形になったことが第一の変更であり、第二は負荷時タップ切換器の有用性と信頼性が認められて、超高压側中性点に  $\pm 7.5\%$  13 点の 負荷時タップ切換直列変圧器を別置付属していることである。

15 MVA (7.5%) 負荷時タップ切換直列変圧器には YTR 形 13 点負荷時タップ切換器を開発採用した。YTR 形負荷時タップ切換器については別に詳細が説明されているから、それを参照願いたい。

図 1.1 は京浜変電所で稼働中の 275 kV 260 MVA 変圧器および 15 MVA 負荷時電圧調整器 (負荷時タップ切換直列変圧器) の外観を示す。

### 2. 定格および重量、寸法

#### 2.1 260 MVA 変圧器

形式	三相 外鉄・フォーム・フィット組立輸送形
電圧	送油風冷式 窒素封入形
一次	275-268.75-262.5 kV 人
二次	147 kV 人
三次	15.75 kV △
容量	一次 200,000 kVA
	二次 220,000 kVA
	三次 100,000 kVA
	等価 260,000 kVA
周波数	50 c/s
絶縁階級	
巻線	一次 線路側 200 号
	中性点側 80 号 (段絶縁)
	二次 線路側 140 号

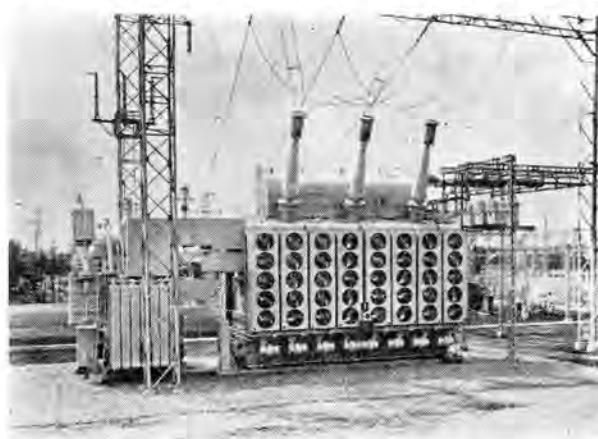
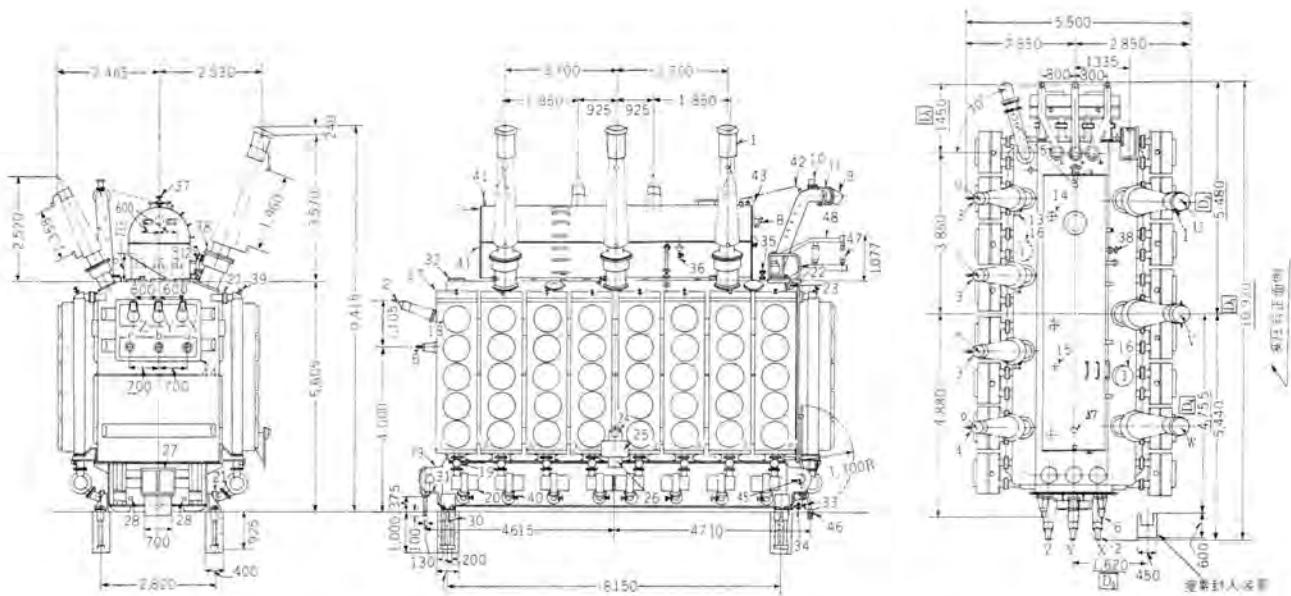


図 1.1 主変圧器、直列変圧器の外観  
Fig. 1.1 260 MVA Transformer and 15 MVA series transformer at site.



品番	品名	品番	品名	品番	品名
1	高圧ブッシング OT 形 200 号	17	放熱器	33	1/2 檜油弁
2	高圧中性点ブッシング OT 形 30 号	18	送風機(三相 0.4 kW 200 V 50 c/s)	34	2 下部油コシ弁
3	中圧ブッシング OT 形 140 号	19	6 形油流計	35	2 上部油コシ弁
4	中圧中性点ブッシング OT 形 140 号	20	油ポンプ (NW-R 形 三相 3.7 kW 200 V 50 c/s)	36	1/2 檜油弁 (コンサベータ用)
5	低圧ブッシング PO 形 20 号	21	放熱器弁 (チュー弁)	37	2 上部油コシ弁 (〃)
6	低圧ブッシング PO 形 20 号 (励磁側)	22	ハシゴ	38	2 下部油コシ弁 (〃)
7	コンサベータおよび窒素膨張室	23	アルコール温度計 250	39	1/2 空気抜き (放熱器用)
8	マグネチック油面形	24	丸形指示温度計	40	1/2 排油弁 (〃)
9	放油弁	25	窒素封入装置接続用フランジ	41	窒素封入装置接続用フランジ
10	瞬時圧力録器	26	主鉄板	42	接続鋼管 (コンサベータ→放熱器弁)
11	放油膜破壊装置	27	結線鋼板	43	接続鋼管 (コンサベータ→窒素室)
12	高圧ブッシング変流器口出金具	28	端子箱	44	ブスマタクタ取付フランジ
13	中圧ブッシング変流器口出金具	29	総体つり手	45	危険標示板
14	高圧タップ切換装置	30	耐震装置	46	ハシゴさえ金および埋込金
15	油温度指示装置口出金具	31	ジッキキッパード	47	強力形中実 SP ガイク 20 号
16	マシホールカバー	32	高圧中性点 80 号ブッシング取付座	48	低圧接続鋼板

図 2.1 主変圧器外形図

Fig. 2.1 Out-line of main transformer.

中性点側 80 号 (段絶縁)

励磁電圧 (主変圧器三次より励磁)

三次 20 号 15.75 kV

ブッシング 一次中性点側 30 号 定格容量 15,000 kVA (調整容量)

他は巻線の絶縁階級と同一 絶縁階級

重量 (油を含まず) 305,000 kg 卷線 直列巻線 80 号

油量 80,000 l 励磁巻線 20 号

総重量 377,000 kg 直列巻線側端子 (負荷時タップ切換器を含む) 30 号

輸送重量 235,000 kg 電圧調整 手動遠方操作方式

外形寸法 (詳細は図 2.1 参照)

重量 (油を含まず) 43,500 kg

幅 10,920 mm 油量 13,500 l

奥行 5,500 mm 総重量 56,000 kg

高さ 9,415 mm 外形寸法 (詳細は図 2.2 参照)

幅 4,495 mm

2.2 負荷時タップ切換直列変圧器 (負荷時電圧調整器)

奥行 5,060 mm

器)

高さ 6,550 mm

形式 三相 外鉄フォーム・フィット形

### 2.3 接続

YTR 形負荷時タップ切換器付

主変圧器の 200 MVA 一次巻線開放中性点と直列変圧器の二次タップ巻線を直列に接続し、負荷時タップ切換器を中性点とし、直列変圧器の一次巻線を主変圧器の 100 MVA 三次巻線から励磁して、±7.5%, ±6 段、13 点の負荷時電圧調整を行なう。図 2.3 はこの接続図である。

油入自冷式 窒素封入形

周波数 50 c/s

電圧調整範囲 (中性点直列接続)

±7.5% × 275 kV (無負荷において)

タップ電圧段数、タップ電圧幅

±6 段 13 点切換え、1.25% (3.44 kV)

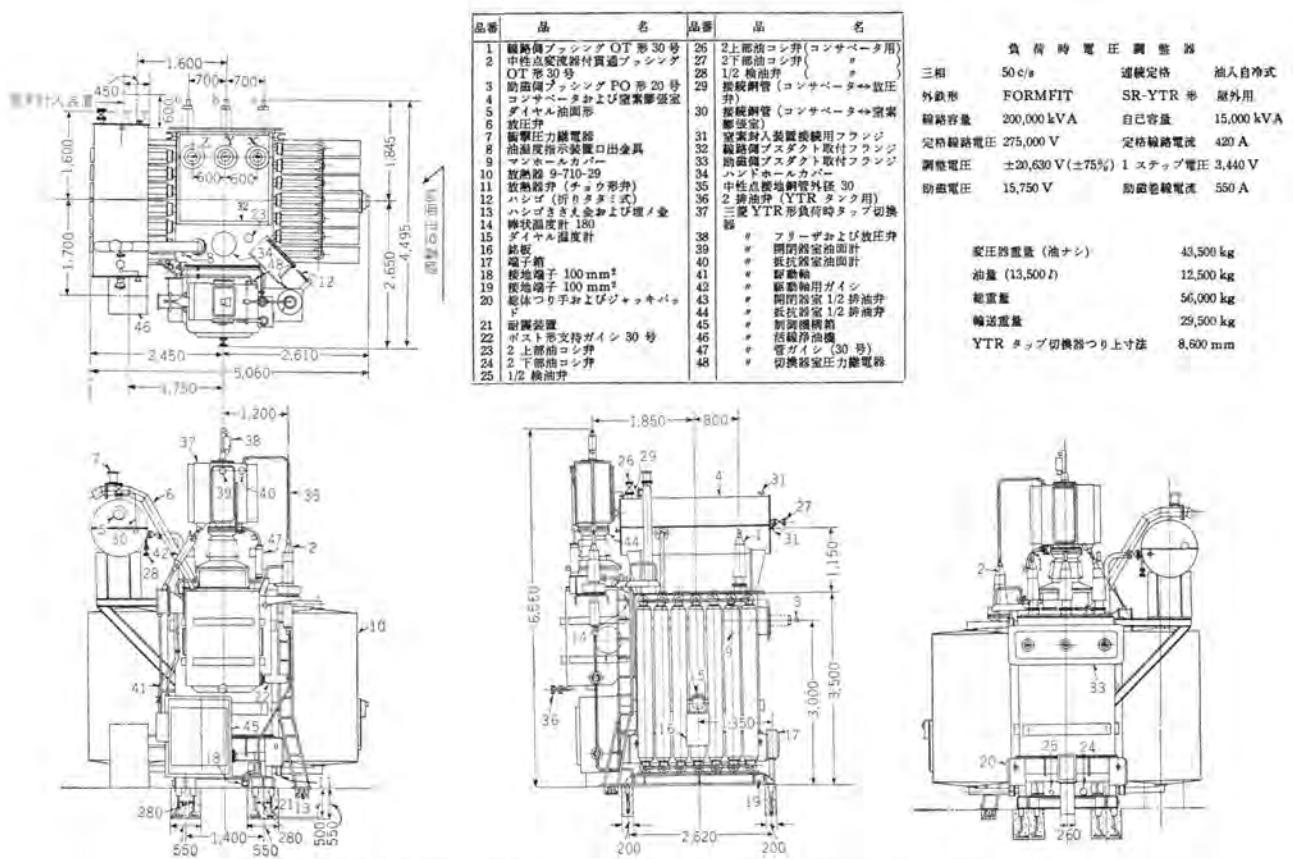


図 2.2 直列変圧器外形図

Fig. 2.2 Out-line of series transformer.

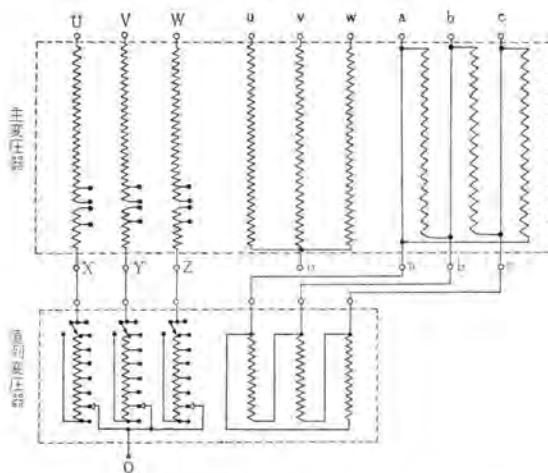


図 2.3 接続図

Fig. 2.3 Connection diagram of main and series transformers.

### 3. 内部構造

#### 3.1 絶縁

絶縁方式は外鉄形変圧器の標準構造である サージ・ブルーフ形である。主変圧器の高圧側は絶縁階級 200 号 (低減絶縁) 段絶縁の標準設計で、線路側群、接地側群からなり、直列接続点対地 120 号、中性点対地 80 号に段絶縁されている。(これは将来有効接地の条件下で中性点の接地をはずし、避雷器を付属することを考慮して定められている)。中圧側は絶縁階級 140 号で 4 群からなり、中性点端主絶縁を 80 号に絶縁低下している。直列変圧器

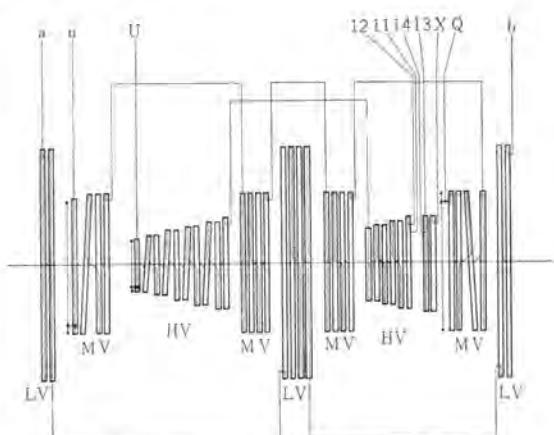


図 3.1 (a) コイル接続図 (主変圧器)

Fig. 3.1 (a) Connection of coils. (Main transformer)

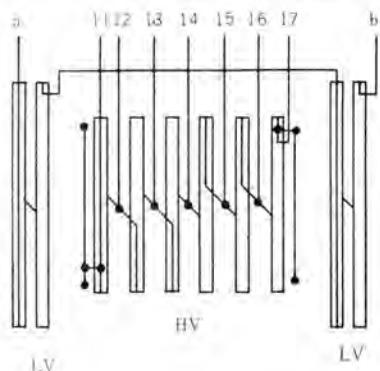


図 3.1 (b) コイル接続図(直列変圧器)

Fig. 3.1 (b) Connection of coils. (Series transformer)

は直列巻線を対地 80 号絶縁、コイル間絶縁は全巻線で 80 号とした。端子および負荷時タップ切換器は 30 号絶縁

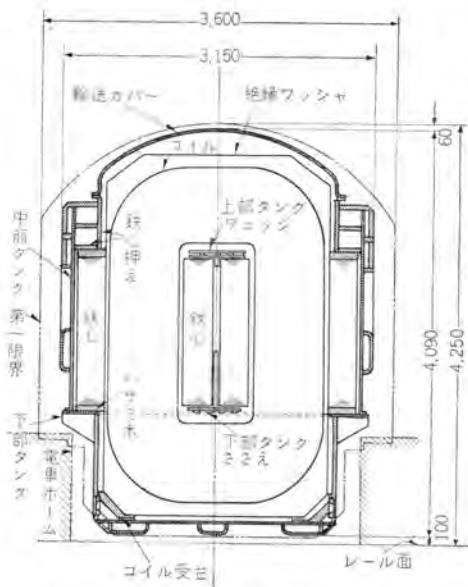


図 3.2 輸送中の変圧器断面図  
Fig. 3.2 Sectional view of the main transformer under transportation.

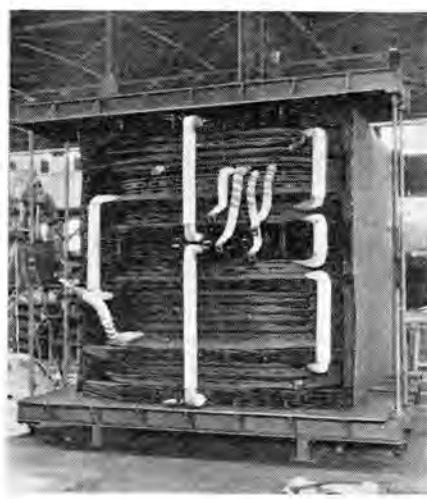


図 3.3 主変圧器の絶縁を施した巻線組立  
Fig. 3.3 Winding assembly of main transformer.

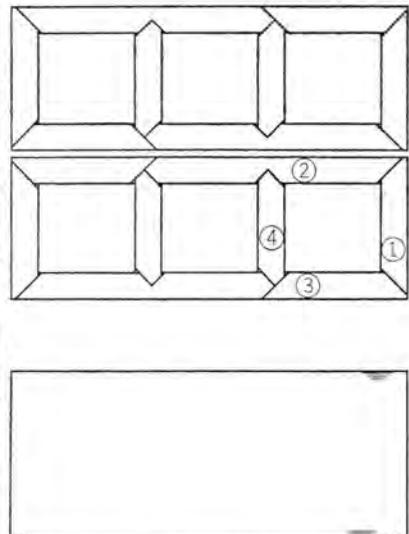


図 3.4 三相鉄心  
Fig. 3.4 Three phase core.

であるが、これは後述のように衝撃電圧に対する組合せ移行電圧およびタップの電位分布の実測の結果、十分の絶縁であることを確認した。図 3.1 にそれぞれ主変圧器、直列変圧器のコイル配置およびコイル接続を示す。

### 3.2 巷線組立

50 c/s 系この仕様の三相 275/147/15.75 kV 260 MVA 三巻線変圧器は、現在の技術のもとでは三相本体組立輸送しうる限界にはほぼ近い。すなわち重量、寸法とも国鉄輸送限界に近い設計となる。外鉄形変圧器をトラスつり掛式で送るには、図 3.2 に示す変圧器断面を輸送限界内に入れるようにしなければならない。このため鉄心断面とコイル幅に制約をうける。大容量外鉄形変圧器は経済設計上から一次二次結合群数を大きくするが、本器の場合 4 群配置として経済性をそこなうことなく輸送限界に近くなる。図 3.3 は絶縁を施した主変圧器の巻線組立の 1 相分を示す。

無負荷タップは対地電圧が低く電位動搖のわざかな接地群からとり、しかもできるだけもれ磁束の少ない個所のコイルから出している。

直列変圧器は図 3.1 のように直列巻線は 1 タップ 1 コイルで 6 枚コイルからなり、いかなるタップにおいても AT の不均衡はなく、つねに一次二次は 2 群結合である。遊びタップ方式とし各コイル巻始めがタップとなるので、コイル接続は巻始め一巻終わり接続とした。

### 3.3 鉄心

主変圧器の鉄心には米国 Armeo の M-6X および M-7X を使用した。直列変圧器には Z-12 を使用した。方向性を有効にするため外鉄形標準の三相額縁形鉄心を採用しており、全部同一幅で比較的狭く 4 種だけの組合せからなる（直

列変圧器は 3 種だけ）単純な矩形断面で、締付ボルトを要せず、タンク側板と ナンジ・ウェッジ で締上げる鉄心構造は、冷間圧延方向性帶状ケイ素鋼板を使用するのに作業上も性能上も好適であり、長年月の運転に対しなんらの弱点を残す懸念がない。図 3.4 は主変圧器の鉄心を示し各品番交互に ラップ・ジョイント される。

鉄心材の焼純は当社独特の連続焼純炉により完全な管理のもとになされている。

## 4. 外部構造

### 4.1 タンク

外鉄形フォーム・フィット・タンクであり、主変圧器はトラスつり掛け輸送のため車両形構造になっている。フォーム・フィット・タンクは下部タンク側縁に鉄心を積み、中身とタンクが作りつけであり、鉄心巻線はタンクで締付固定され、中身の荷重は鉄心面をへて下部タンク側板全周で受ける。したがって鉄心受面をもつ側板がそのままトラス引張りメ

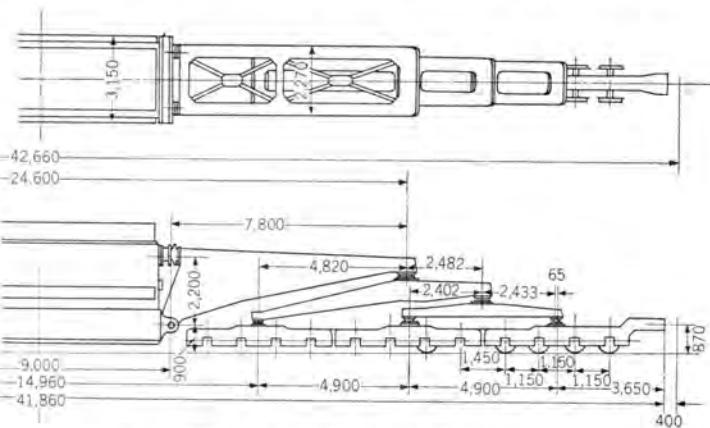


図 4.1 シキ 400 B1 形大物車輸送寸法図  
Fig. 4.1 Shipping dimensions of SHIKI-400 B1.

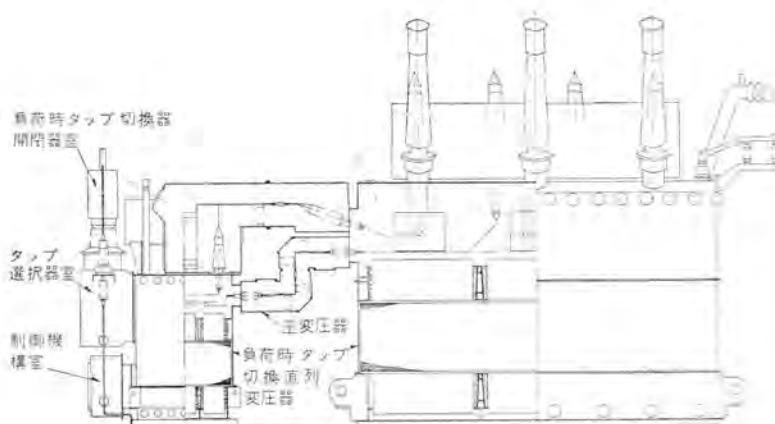


図 4.2 主変圧器、直列変圧器、組合構造図

Fig. 4.2 Sectional sketch of connection between main transformer and series transformer.

ンバになり、側板の補強と耳金取付部の側板の強化だけで容易に引張りと荷重に耐えるようにできる。また突張りメンバに対しては鉄心を縫付けている鉄心抑え金がメンバの一部として利用される。すなわちフォーム・フィット本体構造上の強度材が全面的に輸送のメンバに活用できるので、あまり補強のために重量増大することなく車両形となしうる。

図 4.1 は シキ-400 B<sub>1</sub> 形大物車に積載したときの寸法図である。

直列変圧器は普通形フォーム・フィット・タンクであるが、YTR 形負荷時タップ切換器のタップ選択器を収納する箱部が上部タップについている。これは本体と共に油室であり、30 号の絶縁になっている。将来 80 号絶縁にすることになればタンクを作り換える。輸送は付属品をはずして直立状態で低床車によった。

#### 4.2 接続ダクト

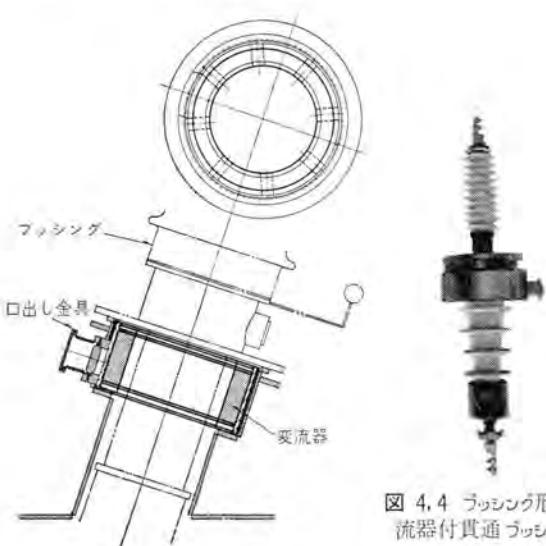


図 4.3 マッシング形変流器取付図

Fig. 4.3 Sectional view of bushing type current transformer.

主変圧器の三次巻線は外線（コンデンサ）用端子と直列変圧器励磁用端子を別に両側に分けて出し、超高压中性点 3 端子と励磁端子を側面の上下に並べた。これに対向して直列変圧器側はタップ巻線 3 端子を上に励磁一次端子を側面に出し、両変圧器を直接接続するに好適な配置にして、接続ブスはダクトでおおった。とくに励磁側接続ブス（20 号）は線間短絡による過大電流ショックをなくすために、相セグリゲート・ダクトにした。この間の構造を図 4.2 に示す。

負荷時タップ切換器を点検保修のために電圧調整器を線路からはずして主変圧器だけ運転する場合には、ダクトの中で励磁線は接続をはずして開路し、タップ巻線接続

線は接続をはずすとともに 3 端子をつないでダクトに常用として中性点接地線についている。マッシング形変流器付貫通マッシング（30 号）を取付けて中性点端子とし縁を切りうるようになっている。

#### 4.3 マッシング形変流器

一次側および二次側線路に各 3 個（主変圧器）、一次側中性点に 1 個（直列変圧器）、すべて 1A、1.0 級のマッシング形変流器をつけた。線路側はマッシング取付フランジ部にポケットを設けて取付けられ、マッシングを取はずせば外部に取出し可能である。（図 4.3 参照）中性点マッシング形変流器は YTR 形負荷時タップ切換器の切換開閉器箱体が中性点端子であるので、別に気中貫通マッシング（30 号）を備えこれに組込まれている。図 4.4 はこのマッシング形変流器付貫通マッシングである。

#### 4.4 冷却器

主変圧器は送油風冷式で、単位放熱器 18 組を取付け 1 組は常設予備である。各放熱器には 3.7 kW 送油ポンプ 1 台と 0.4 kW 冷却扇 5 個を取付けている。冷却扇電動機にはオート・カット保護器を付属し万一の電動機の焼損を保護する。単位放熱器の放熱管には管体と一体のフインからなり自ら管内壁に適当な溝ができる熱貫流率の大きいアライトロン管を採用して放熱効果をあげることができた。図



図 4.5 アライトロン放熱管

Fig. 4.5 Radiator tube "Alightron".



図 4.6 放熱器構造

Fig. 4.6 Cut a way View of radiator



図 5.1 シキ-400B<sub>1</sub>形大物車による 260 MVA 主変圧器の輸送姿  
Fig. 5.1 Transportation of 260 MVA transformer body.  
4.5 はアライトロン放熱管である。

直列変圧器は油入自冷式で、標準の放熱器 2,740 mm, 29 本管を 13 個ついている。放熱管は 1.2 mm 厚さのみがき鋼板を図 4.6 のように折曲げて ヘッダの片面を構成するようにして溶接組立られる当社独特のもので、下部 ヘッダ溶接部に雨水がたまりえないようになっている。

## 5. 輸 送

変圧器鉄心材に 冷間圧延方向性ケイ素鋼板 が使用されるようになり、寸法、重量が縮小軽減されたことと、重量物大物貨車、さらにこれに適合した変圧器設計技術の進歩により、大容量変圧器本体の組立輸送しうる容量限界が飛躍的に増大した。最近の変圧器は組立輸送を条件にして計画される実状である。

当社は昭和 34 年わが国最大の 240 トン積大物車シキ-400 形を購入して 287.5 kV 120 MVA 負荷時タップ切換変圧器を福島県の東北電力株式会社の本名変電所に丙線、簡易線の悪い鉄道条件のもとを、その輸送限界いっぱいを使って組立輸送した。

このときは寸法の特別の制約が大きかったが、今回の 260 MVA 変圧器は寸法、重量とも限界に近く、日本国有鉄道の重量物輸送として最大であったばかりでなくわが国の主幹線である東海道線を通り、記録的な輸送実績となつたのである。図 5.1 は 260 MVA 主変圧器の鉄道輸送姿を示す写真である。

工場試験完了後、輸送状態に組立てた上 ト拉斯つり掛け静止状態、運行状態の応力分布、ヒズミ、および加速度を測定し、十分の安全率があることを確認した。2 号器に対してはこのデータに基づきさらに合理化を考慮してある。

## 6. 試験結果

工場完成のうえ絶縁耐力試験、温度上昇試験をはじめ完全な試験を行ない、以下に述べるような優秀な試験結果を得ることができた。負荷時タップ切換器については別に詳しく述べられているから、それを参照願いたい。

### 6.1 特性試験結果（主変圧器）

#### （1）損失（一次、二次、三次全負荷）

損失	測定値 (kW)	保証値 (kW)
鉄損	238.6	280
銅損	857.7	865
全損失	1,096.3	1,145

#### （2）効率（一次、二次 200 MVA）

負荷 (%)	測定値 (%)	保証値 (k%)
100	99.56	99.52
75	99.60	99.56
50	99.60	99.55
25	99.44	99.36

#### （3）無負荷電流

一次定格電流の 0.44% (888 kVA)

#### （4）電圧変動率（一次、二次 200 MVA において）

力率 (%)	測定値 (%)	保証値 (%)
100	1.02	1.1
80	7.81	8.5

#### （5）インピーダンス電圧

巻線	測定値 (%)	保証値 (%)	基準 (MVA)
一次～二次	11.85	12.0	200
一次～三次	11.82	12.0	100
二次～三次	5.01	5.0	100

### 6.2 特性試験結果（直列変圧器）

受電電圧が  $\pm 7.5\%$  変動したとき 147 kV 二次側電圧を一定にするものとして、受電電圧上昇の場合を最高タップ、低下の場合を最低タップと定めて算定する。低下のときは 5% 以上は電流一定とする。

#### （1）損失 (kW)

	最 高	定 格	最 低
鉄損	29.34	29.34	29.34
銅損	58.6	0	74.9

#### （2）効率 (%)

電圧 力率	負荷	100%	75%	50%	25%
最高	1.0	99.39	99.41	99.37	99.06
	0.8	99.22	99.27	99.22	98.83
定格	1.0	99.81	99.74	99.61	99.22
	0.8	99.76	99.68	99.51	99.03
最低	1.0	99.34	99.40	99.40	99.15
	0.8	99.18	99.25	99.25	98.97

#### （3）励磁電流 (%)

定格電圧にて	1.23
110% 電圧にて	2.56

#### （4）インピーダンス電圧 (%)

各タップにおける定格調整電圧に対する 15 MVA (電流

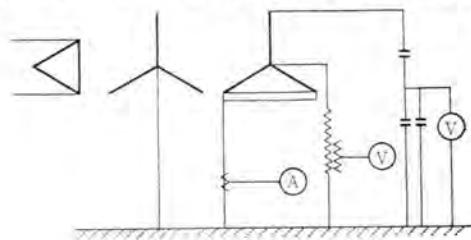


図 6.1 交流耐圧試験接線図

Fig. 6.1 Connection diagram of AC dielectric test.

一定) 基準の % インピーダンス

タップ	1(最大)	2	3	4	5	6(最小)
インピーダンス(%)	6.43	6.15	5.64	4.81	3.62	2.14

### 6.3 交流絶縁耐力試験 (主変圧器)

超高压側および高圧側は段絶縁を施しているので、誘導試験により線路側に規定の試験電圧を誘起させる方法をとる。図 6.1 のように三次側から単相 180 c/s で励磁し、他相線路 2 端子を接地して中性点を被試験端子誘起電圧の 1/3 まで上げる。これを各相 40 sec 加えた。中圧側試験により巻回間には常規誘起電圧の 2 倍以上が加わっているから、誘導試験を兼ね行なったことになる。

加圧試験は、高圧中性点および中圧中性点に 80 号の試験電圧 185 kV を、低圧に 20 号の試験電圧 50 kV を 1 min 間印加した。

加圧試験時の 60 c/s、試験電圧における充電電流は、高圧中性点 2.02 A、中圧中性点 3.10 A、低圧 0.63 A であった。

### 6.4 交流絶縁耐力試験 (直列変圧器)

一次側巻線には 20 号の試験電圧 50 kV、二次側タップ巻線には巻線にだけ 80 号の試験電圧 185 kV を 1 min 間加圧した。誘導過電圧試験は常規電圧の 2 倍、180 c/s 40 sec 誘起した。

### 6.5 衝撃電圧試験

変圧器衝撃電圧試験規格「JEC-110」にしたがって試験を行なった。

主変圧器の高圧および中圧の中性点は 80 号絶縁であるから、非接地試験においては中性点と大地間に抵抗を接続し、線路端から一括全波電圧を印加し、中性点に 80 号の試験電圧 450 kV が発生するようにして試験した。

直列変圧器の二次タップ巻線は非接地試験として最大タップで XYZ 一括し 80 号の試験電圧 450 kV を印加

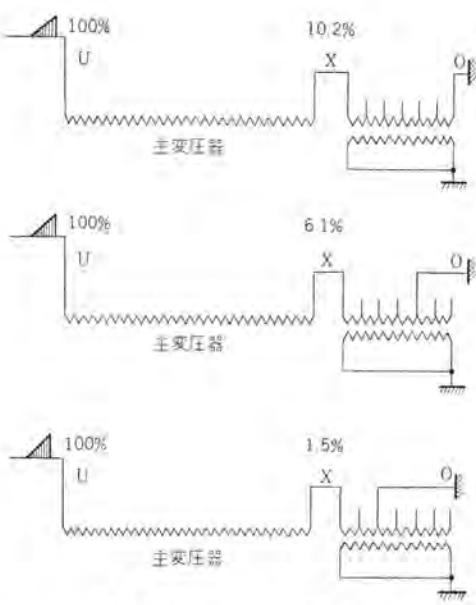


図 6.2

Fig. 6.2

した。接地試験 (一端印加試験) は方法と試験電圧をいかにするか問題であるが、要するに組合せた状態で規定の試験電圧に耐えればよいのであって、主変圧器と直列変圧器を完成品で接続して各タップの移行電圧をあらかじめ測定した。

すなわち最大タップで X 端子電圧は主変圧器 U 端子電圧の 10.2% に過ぎない。小ステップ位置ではステップ数比以上に減少している。別に直列タップ巻線の各タップ位置にかける各部の電位振動を測定し、両者対照して最大タップ (遊びタップなし) における印加があらゆる点で最悪の条件であることを確かめた。よって接地試験は最大タップで 30 号絶縁に相当する 200 kV 全波を印加して行なった。

なお X、Y、Z 端子の避雷器は不要であることがわかった。

### 6.6 溫度上昇試験

#### 主変圧器

油 (最高温度上昇)	31.0°C
高圧巻線 (平均温度上昇)	40.5°C
中圧巻線 (平均温度上昇)	42.7°C
低圧巻線 (平均温度上昇)	40.5°C

#### 直列変圧器

油 (最高温度上昇)	38.0°C
一次巻線 (平均温度上昇)	52.0°C
二次巻線 (平均温度上昇)	54.0°C

## 7. む す び

275 kV 級超高压変圧器の製作は最近目ざましく活発になり、現在製作中のものを含むと 100 台に達している。技術的にも完成し新奇のものではなくなった。しかしこの間その大容量化に対する組立輸送法など個々にはそれぞれ顕著な技術の革新が達成されている。就中、負荷時タップ切換器の研究開発は高く評価されてよい。

ここに紹介した 260 MVA 主変圧器および別置形負荷時タップ切換直列変圧器は、超高压変圧器の新しい形式、すなわち直接接地される超高压巻線の中性点側に 1 鉄心形の負荷時電圧調整器 (本文では負荷時タップ切換直列変圧器と称した) を別置する運転信頼性が高く比較的経済的な方式である。しかし負荷時タップ切換器の信頼度は向上し負荷時電圧調整の必要性が増す傾向から、直接式負荷時タップ切換超高压変圧器 (もちろん組立輸送形) を採用する意向も多い。負荷時タップ切換器だけでなくさらに前進した開発の必要にせまられており、絶縁方式の抜本的研究、あるいは新しい構造材の適用など、真剣に検討してゆかなければならない問題が山積みしている。拙筆にあたりこの変圧器製作の機会を与えられた東京電力株式会社のご関係の方々に謝意をささげるとともに、今後とも社内一致協力して優秀な変圧器の製作に努力する決意を新たにしたい。

# 抵抗式高圧負荷時タップ切換装置

伊丹製作所 新井正元\*・嶋裕史\*\*・米沢克昌\*\*

## Type YT Resistor Type On-load Tap-Changers

Iiami Works Masamoto ARAI・Yūshi SHIMA・Katsumasa YONEZAWA

Increase in electric power demands and development of power resources have led to the requirement of the installation of on-load tap-changing transformers or on-load voltage regulators more and more because of the concept of rationalizing the system operation. To cope with this trend Mitsubishi has developed new resistor type on-load tap-changers to be adapted for high voltage high capacity power transformers. The type YT on-load tap-changer is the one thus completed based on a unique idea, and now many of the installations are found in a successful operation, while a score of them are under order. Fundamental tests and life tests conducted are all successful to verify their practicable performance. The article given herein covers the principle of type YT on-load tap-changers and composition of their principal parts together with the outline of the tap-changing performance and life tests.

### 1. まえがき

近年の電力需要の増加と電源開発の推進にともなって電力系統はますます複雑化されつつあるが、この系統を安定に合理的に運営するためには負荷状況に応じて系統に有効分あるいは無効分の電圧を適宜に挿入する必要がある、電力用変圧器の巻線に設けたタップを切換えて変圧比を調整すればこの目的を達することができる。しかし切換えの要求あるたびに変圧器を線路から分離することは即応性がなく連続送電を犠牲にしなければならないため、負荷をかけたままで切換えが可能な負荷時タップ切換装置が脚光をあびるに至り、この装置を組合せた負荷時タップ切換変圧器あるいは負荷時電圧調整器の要求がいちじるしく増加している現状である。

当社は古くから各種の負荷時タップ切換装置を製作し、電力用変圧器、配電用変圧器あるいは電気炉、電解槽などの工業用変圧器に多くの実績を有しているが、今回とくに超高压大容量変圧器に取付けることを目的とした抵抗式高圧負荷時タップ切換装置を完成した。この負荷時タップ切換器は、従来当社の主力であったリアクトル方式を一変し、高圧用としてその特長を發揮する抵抗方式、ブッシングマウント形を採用したものであって、すでに昨年初頭から運転開始の東北電力秋田変電所 78,000 kVA 負荷時タップ切換変圧器を1号機とし、それ以降多数の変圧器に組合されて現在運転中である。別項東京電力京浜変電所納入の 15,000 kVA 負荷時タップ切換直列変圧器はその中でとくに調整容量が最大級のものであって、抵抗方式負荷時タップ切換器の長所を遺憾なく發揮することができた。以下負荷時タップ切換器の主要部分について概略を紹介する。

### 2. タップ切換方式

変圧器を負荷状態のままでタップを移すには、切換器の接点が現在使っているタップから離れる前に、つぎのタップに移っていなければならぬため、二つの異なったタップが同時に同一線路につながる機会があつてタップ間が短絡状態になる。このときタップ間を環流する循環電流を安全な値に抑制するために抵抗器またはリアクトルを挿入しなければならない。抵抗方式としたときのおもな特長はつぎのとおりである。

(1) タップ間橋絡時の限流器として無誘導抵抗器を用いているため、切換開閉器はシヤ断電流と回復電圧がつねに同相となり、シヤ断が容易で接点の消耗がわざかである。

(2) 定常時は抵抗器を回路から切離しておき、早切機械を用いてタップ切換えの過渡時だけ瞬間に抵抗器に通電されるように構成すれば、抵抗器は短時間定格でよいから1タップの容量が大きくでき、したがって大きな調整容量に採用できる。

(3) 抵抗器は比較的小形であるためタップ切換器とともに組合せて一体の対地絶縁が可能で、高圧変圧器に容易に取付けができる。

今回製作の負荷時タップ切換器は、上記の特長を生かすべく抵抗方式とし、さらに高圧星形巻線の中性点側でタップを切換える有利なブッシングマウント形とし、3相分の切換器および抵抗器を一体として組立て、1本の支持ガイシで対地絶縁をもたせた構成とし、支持ガイシは中性点ブッシングをも兼ねさせるいわゆる中性点直接切換方式に最適の構造として、YT形負荷時タップ切換器と名づけた。

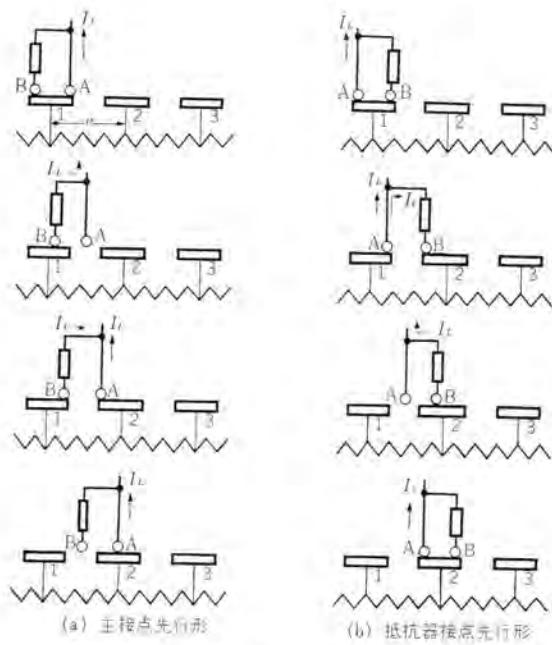


図 2.1 一抵抗式タップ切換器の切換順序

Fig. 2.1 Change over sequence of one resistor type tap changer.

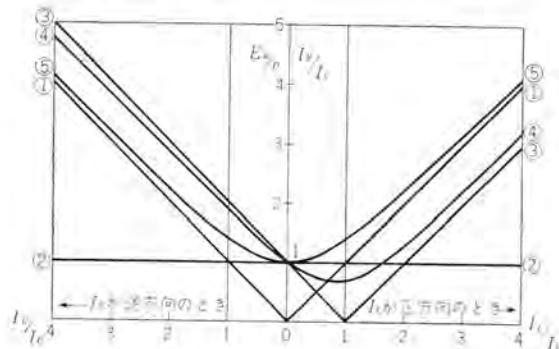


図 2.2 一抵抗式タップ切換器の負荷電流と シャ断電流、回復電圧の関係

Fig. 2.2 Relation between load current of one resistor type tap changer and interrupted current and recovery voltage.

## 2.1 タップ切換行程

抵抗形の切換行程にも種々の方式があるが、一抵抗式の切換行程は図 2.1 (a), (b) の 2 種に限られる。図はタップ 1 からタップ 2 へ切換える行程を略示してあるが、同図 (a) は主接点 A が抵抗器接点 B に先行する方式であり、同図 (b) は逆に抵抗器接点 B が先行する方式である。図 (a) によれば主接点 A がタップ 1 を離れるときに切るべき電流は  $I_L$  であり、極間電圧は  $I_L R$  となる。また抵抗器接点 B がタップ 1 を離れるときに切るべき電流は  $I_c$ 、極間電圧  $e$  となる。一方図 (b) においては抵抗器接点 B はシャ断作用を必要としないが、引き続いて主接点 A がタップ 1 を離れるときにはシャ断電流は  $I_L$  となり、極間電圧は  $e \pm I_L R$  となる。(a) (b) 両方式

抵抗式高圧負荷時タップ切換装置・新井・鷗・米沢

を比較すると、主接点 A、抵抗器接点 B のシャ断電流、極間電圧(回復電圧)はそれぞれ図 2.2 のとおりとなり、(a) 方式では負荷電流  $I_L$  の方向、力率に無関係に主接点 A は負荷電流に比例したシャ断責務を負い、抵抗器接点 B は負荷電流にまったく無関係の一定のシャ断責務を必要とする。一方 (b) 方式においては、抵抗器接点 B はシャ断責務を必要としないが、主接点 A のシャ断責務は負荷電流の大きさとその力率によって大きく変化することがわかり、とくに負荷電流の方向によって非対称となり、このことはタップ切換器が上昇方向に切換える場合と、下降方向に切換える場合とで主接点のシャ断責務が等しくなく、最悪の場合は (a) 方式にくらべて主接点 A は 4 倍のシャ断容量が要求されることとなる。

一般に負荷時タップ切換器は、シャ断器とくらべた場合に切換頻度がはるかに高いため、負荷開閉接点の消耗が少なく、寿命が半永久的なことが要件とされるが、接点の消耗度は負荷接点のシャ断容量およびアーカ時間に左

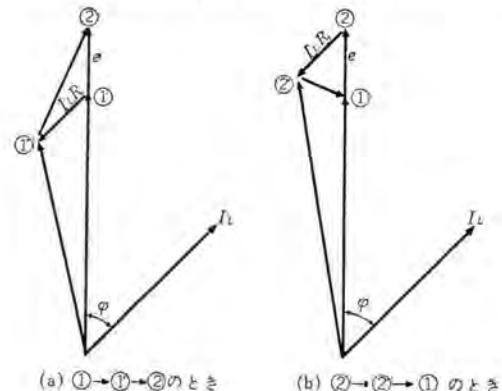


図 2.3 YT 形タップ切換器の切換時ベクトル ( $\psi$  = 負荷の力率角)

Fig. 2.3 Vector diagram of type YT tap changer during change over.

右されるものであることを考慮し、とくに一定の切換容量に対しては接点の寿命についてはシャ断責務を軽減する効果のいちじるしいことを確認して、YT 形負荷時タップ切換器には図 2.1 (a) の方式を採用することとした。

タップ切換途上における電圧の変化は図 2.3 のような三角形を呈し、主接点 A がタップ接点と離れた瞬間に抵抗器による抵抗降下分だけ線路電圧が低下し、主接点 A がつぎのタップに接触したとき、切換後の正規の電圧が現われる。一般に切換途上における電圧の過渡的変化は小さいことが望ましいが、抵抗降下分  $I_L R$  を小さくするために抵抗値を低くすることはタップ橋絡時の循環電流が増し、抵抗器の容量が大きくなるばかりでなく、抵抗器接点のシャ断電流が増すため有利とはいえない。また逆に抵抗値を高くすると、抵抗器接点のシャ断電流は減少できるが、主接点のシャ断時の回復電圧  $I_L R$  が増し不利を招く。YT 形負荷時タップ切換器においては種々検討の結果、抵抗値はつぎのとおりとすることを標準とした。

$$R = e/I_L \quad \therefore I_c = I_L$$

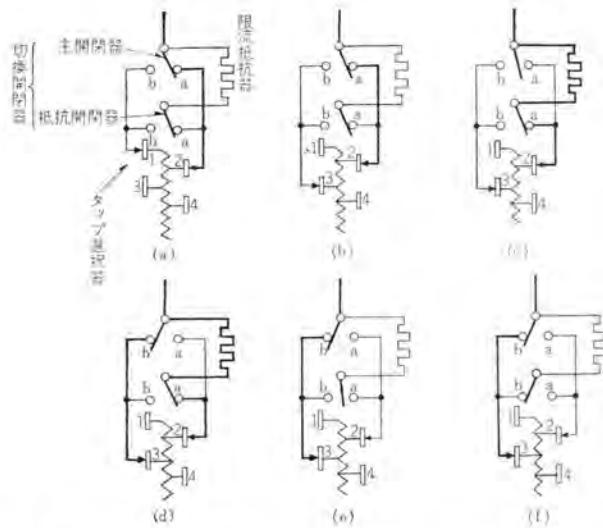


図 2.4 YT 形負荷時タップ切換装置の切換順序 (タップ2→タップ3)  
Fig. 2.4 Change over sequence of type YT on-load tap changer.

## 2.2 タップ切換器の構成

図 2.1 は YT 形負荷時 タップ切換器の切換行程を略示したものであったが、実際は図 2.4 のようにつきの器具から構成されている。

- (1) タップ選択器
- (2) 極性切換器
- (3) 切換開閉器
- (4) 限流抵抗器
- (5) 駆動機構

図 2.4 は YT 形負荷時 タップ切換器が タップ2 から タップ3 へ切換えを行なう行程を示している。駆動機構が切換指令をうけて回転はじめるとき、タップ選択器の奇数側接点が無電流の状態で タップ1 から タップ3 に進み、タップ3 に確実に接触してから切換開閉器の主開閉器が a から b に

切換えを行ない、引き続いて抵抗開閉器が a から b に切換えを行なって 1 タップの切換動作を完了する。タップ選択器の奇数側接点が タップ1 から タップ3 に移動する間は、切換開閉器の早切機構はその駆動スプリングが圧縮されてエネルギーを蓄積し、タップ選択器が タップ3 に接触した後に早切機構のトグルリンクが引はずされ、駆動スプリングのエネルギーを一挙に放出し切換開閉器は瞬間に切換わる動作を行なう。図 2.5 は 9 点タップ切換器の切換動作シーケンスの一例であるが、タップ選択器はゼネバ方式の間欠駆動機構を用い、切換開閉器は早切機構を用いたことにより、抵抗方式の長所を十分に利用するとともに、きわめて合理的な構成となっている。なお切換開閉器は单極双投形であるため、タップ選択器は接点を奇数群と偶数群との 2 群に分けたいわゆる单一回路方式となる。このときには図 2.5 の動作シーケンスでわかるとおり、上昇切換と下降切換に 1 段ずれが必要で、タップ選択器駆動軸に 180 度のあそびが設けてある。

## 3. タップ選択器、極性切換器

タップ選択器は固定接点を円周配置とした回転形とし、固定接点の配列は上から X 相奇数群、同偶数群、Y 相奇数群、同偶数群、Z 相奇数群、同偶数群とした。各相奇数群だけを上部に、各相偶数群だけを下部に配列する方法もあるが、この配列では各群間に加わる電圧が高くなり、絶縁上不利であるため前記の配列とした。このときは奇数側可動接点と偶数側可動接点とは交番して移転する必要から絶縁二重軸とし、外軸では 3 相分の奇数側可動接点を一挙に動かし、内軸では 3 相分の偶数側可動接点を動かす特殊な構造としている。この絶縁軸はゼネバ歯車方式の間欠駆動機構で駆動軸と結合され、可動接点が固定接点上にあるときは駆動軸側に十分のあそびをもたせ、可動接点の移転動作は急速に行なわせる方法をとり、タップ選択器と切換開閉器の切換シーケンスに十分の余裕をもたせた。ゼネバ歯車による間欠駆動方式の利点は可動接点が衝撃なくスムーズに移転するほかに、ゼネバ歯車の不必要的部分の歯切りを除いておけばなんらかの事故あるいは手動クランクで誤って駆動軸をオーバーランさせても、ゼネバピニオンがゼネバ歯車に当たって、タップ選択器は絶対にオーバーランする構造とできる。タップ選択器のオーバーランは重大事故となるため、YT 形 タップ選択器にはすべてこの安全装置を設けた。

タップ巻線の極性を反転して 2 倍の調整容量をとるようにするいわゆる転極方式を用いる場合は、タップ選択器の横に、3 相分の極性切換器を併置し、タップ選択器が調整電圧 0 の点を過ぎるときに連動



図 2.5 9 点タップ切換器の切換動作シーケンス

Fig. 2.5 Change over operation sequence of nine point tap changer.

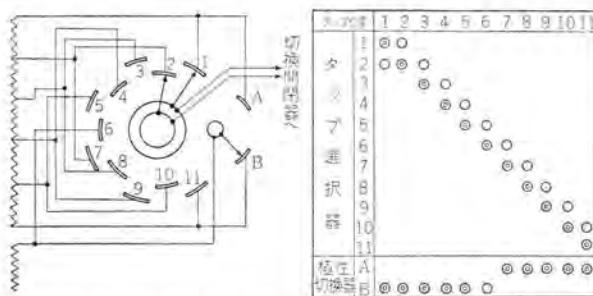


図 3.1 (a) 1 回転形転極式 11 点タップ選択器の切換順序  
(上表はタップ 1→11 を示し, ○は通電中の接点を示す)  
Fig. 3.1 (a) Change-over sequence of one turn pole change type eleven point tap selector.

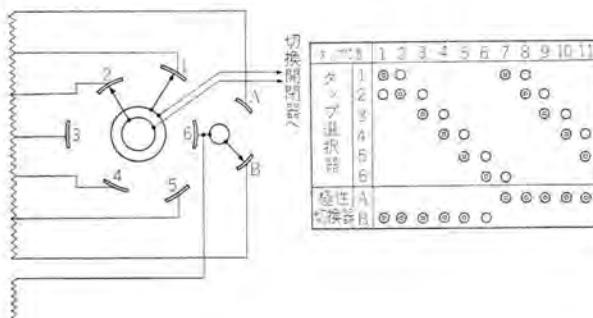


図 3.1 (b) 2 回転形転極式 11 点タップ選択器の切換順序  
(上表はタップ 1→11 を示し, ○は通電中の接点を示す)  
Fig. 3.1 (b) Change over sequence of two turn pole change type eleven tap selector.

して、極性切換器が切換えを行なうようにタップ選択器軸と機械的に結合されている。極性切換方式には種々の結線があるが、その代表的なものは図 3.1 に示す 1 回転形と 2 回転形である。2 回転形は固定接点数が少なくタップ選択器が小形化できる利点はあるが、図 3.1 (b) で明らかなとおりタップ巻線が 1 タップ分余分に必要なこと、單一回路方式であるためタップ点数が  $(2 \times \text{奇数}) + 1$  に限られること (7, 11, 15, 19, 23 点はできるが、9, 13, 17, 21 点はできない) および前記のゼネバ歯車によるオーバラン

防止ができないことなど重大な欠陥があるため、YT 形タップ選択器においては、図 3.1(a) に示す 1 回転形を採用した。別項東京電力京浜変電所納入 15,000 kVA 負荷時タップ切換直列変圧器も 1 回転形転極式 13 点タップ選択器を用い、2 回転形の欠点をすべて除き、経済性、信頼性の高い運転が保証できた。

タップ選択器、極性切換器の接点は、図 3.3



図 3.2 1 回転形転極式 13 点タップ選択器  
Fig. 3.2 Exterior view of one turn pole change type thirteen point tap selector.

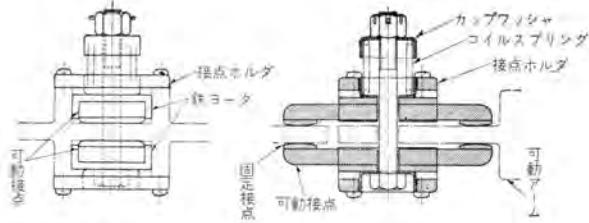


図 3.3 タップ選択器、極性切換器の可動接点の構造  
Fig. 3.3 Construction of moving contacts of tap selector polarity change-over device.

のように固定接点および集電板には銅クロム合金を用い、これを両面からはさむ可動接点には特殊銀系合金を用いて接触部の導電度と耐摩耗性を高めて高めている。接触部は線接触とし、かつ可動接点はつねに一定の接触圧を保つよう工夫されているため、固定接点に多少の高位差があっても十分の通電能力を検証できた。なお一対の可動接点には鉄ヨークを取付けて自己吸引作用を有効に働かせ、大電流通電時の安全度を非常に高めている。

フランジマウント形負荷時タップ切換器は、対地絶縁はすべて支持ガイシに依存できるが、タップ選択器、極性切換器の接点間には、タップ間電圧、あるいは全タップ電圧などが加わるため、接点をささえる絶縁棒、絶縁軸などにはすべてエポキシ樹脂系絶縁材を用いた。エポキシ絶縁材は従来のフェノール系絶縁物にくらべて、吸湿、経年劣化、収縮による寸法変化がまったくない点において画期的な絶縁材である。この採用によってタップ選択器の信頼度はいちじるしく高くなった。

#### 4. 切換開閉器

図 2.4 で明らかなどおり、YT 形負荷時タップ切換器における切換開閉器は、現在運転しているタップから、隣のタップへ回路を移す役目を負っている。その切換行程は前述のとおり主開閉器が先に転換し、引き続いて抵抗開閉器が転換を行なう一連の動作をし、主開閉器、抵抗開閉器ともに単極双投形の開閉器で構成されている。しかしこの両者に要求される特性はまったく異なり、主開閉器は常時の負荷電流の連続通電容量を持つとともに、切換時の責務は負荷電流に比例し、軽負荷時の責務は軽くなるが不幸にして系統故障とタップ切換が重なったような場合はこの故障電流のもとでも安全に切換えができなければならない。一方抵抗開閉器の責務は負荷に無関係に一定であり、切換時以外は通電の必要がないなどの相違があり、主開閉器は抵抗開閉器にくらべてアーカ接点のほかに通電用接点を設け、遮断性能を上げるために開極速度も早くするなどの考慮が入要である。

図 2.4 では両開閉器とも単純な単極双投開閉器として示したが、実際は高頻度切換に対するアーカ接点の寿命、機械的耐久度を考慮して図 4.1 のとおり両開閉器ともテンピング形の両切開閉器とした。このような構造とする

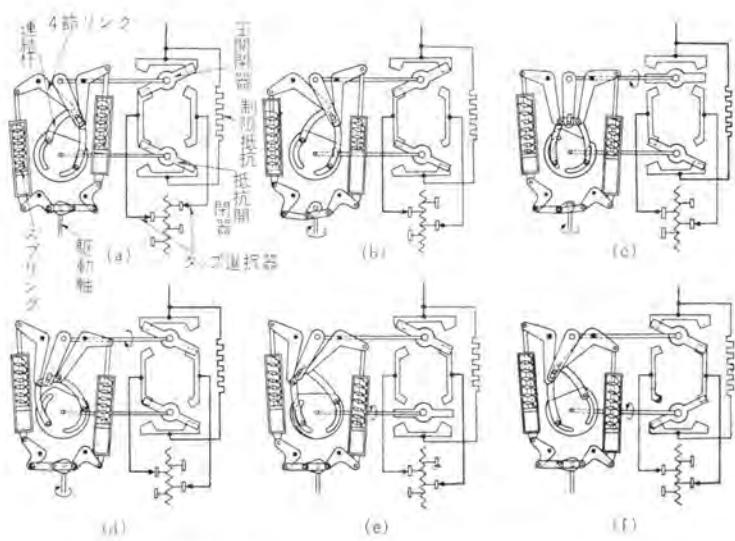


図 4.1 切換開閉器と早切り機構動作説明図

Fig. 4.1 Change over switch and quick break mechanism.

ことによって、

- (1) 1接点あたりの シャ断容量を  $1/2$  にできる。
- (2) 開極速度が 2倍となる。したがって アーク時間が短い。
- (3) 従来耐久性の弱点とされていた フレキシブルシャント、集電接点などが必要である。
- (4) 駆動は中央軸の回転運動であり、回軸に必要な応力が加わらない。

などの利点が十分に發揮できた。切換開閉器の接点には通電用接点は特殊銀系合金を用い、アーク接点はタンクステン系焼結合金を用い、耐摩耗性と耐消耗性をきわめて高く設計している。図で明らかなように、通電用接点、主アーカ接点は フィンガ形とし、補助アーカ接点は パット形の組合せとして、アーカによる接点の消耗はまず補助アーカ接点から始まり、主アーカ接点まで消耗した時点を接点寿命とした。これらの接点にはすべてコイルバネによって、大きなストロークを持たせ、消耗による接触圧力の変化ができるだけ少なく設計している。

これらの開閉器の転換動作には、駆動スプリングとトグルリンクによる早切機構を用いた。その詳細は図 4.1 のとおりであって、駆動電動機により早切機構のクランク軸が回転を始めると、片側(図では右側)のスプリングが徐々に圧縮され エネルギーを蓄積する。(この間に タップ 選択器の無電流側が隣りの タップ に移転する。)スプリングを十分圧縮した点で、反対側(図では左側)のスプリングワクがいっぱいとなり、トグルリンクの死点を引きはずし、スプリングは エネルギーを一挙に放出して リンクの転換を行ない、反対側の死点を超して動作を完了する。トグルリンクは主開閉器軸、抵抗開閉器軸にレバーをもって結合され、リンクの動きによって主開閉器ついで抵抗開閉器が転換する様相は説明図のとおりである。これら一連の転換動作はきわめて高速に行なわれるが、運動の末期における衝撃を吸収するため、抵抗開閉器軸に油ダッシュポットを設けた。ま

た リンクの転換後は主開閉器は リンクの死点を超した位置における左右のスプリングの引張りにより固定され、抵抗開閉器はその回転レバーに設けた鎖錠機構により固定されるため、投入位置から脱出するおそれはまったくない。早切機構の主体である駆動スプリングは、片側に 6 本の特殊クロム合金バネを並列に使用し、バネ自体は 100 万回以上の伸縮試験により耐久性および耐疲労性を検証済みである。また各回転部分はコロ軸受、針状軸受を使用しきわめて高い耐久性をもたせるよう考慮した。トグルリンクによる早切方式を採用した利点はつきのとおりである。

(1) 転換動作がきわめて短時間に行なわれ、この間瞬間に通電される抵抗器は小形化、ブッシングマウント化ができる。

(2) 駆動モータが万一途中で停止しても、切換開閉器はもとの接触を続けるか、死点を超して一挙に切換えを完了するかであって、不安定な位置での滞滯はまったくないから 運転上の信頼度が高い。

(3) YT 形においては、駆動スプリングとして圧縮方向のバネを使用したため、万一スプリングが折損しても、切換動作にはほとんど影響を与えない。

限流抵抗器の容量は既述のとおり 1 タップの調整容量と等しくするのを原則としているが、通電時間がきわめて短く連続容量を必要としないから小形化が可能である。しかしある程度の連続切換えができること、および系統故障とタップ切換えが重畠した場合抵抗器は故障電流の通電と抵抗降下電圧に耐えるための考慮は十分施しておかなければならない。YT 形負荷時 タップ切換器の抵抗器は、とくに後者を重視し、特殊品を除き、定格電流の 10 倍、5 サイクルの通電に耐える方針から、鉄ニッケ

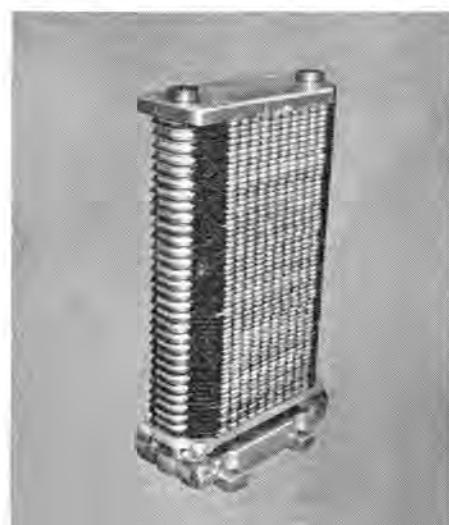


図 4.2 限流抵抗器

Fig. 4.2 Exterior view of current limiter resistor.

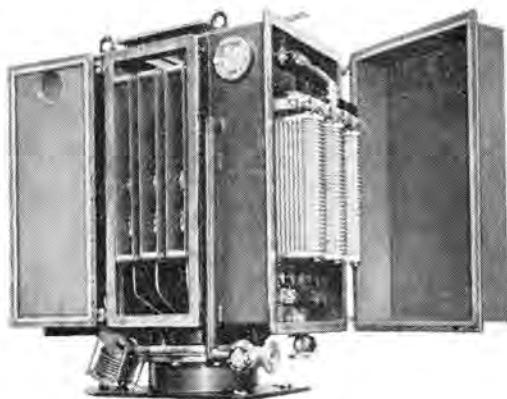


図 4.3 切換開閉器室

Fig. 4.3 Exterior view of change over switch.

ル合金グリッド形抵抗器を採用し、機械力にも十分強固な構造とした。抵抗器の断線、接触不良は切換開閉器の重大な事故の原因となるため、グリッド間の接続はとくにサラバネによる締付けにあわせて接続片で相互に溶接する構造としさるに安全を期した。図4.2は1相分の抵抗器の外観である。

支持がシ上に搭載される切換開閉器室には、上述の切換開閉器（主開閉器および抵抗開閉器）、早切機構、抵抗器が収められている。切換開閉器は3相分を同一軸上にたて配列とし、その片側に早切機構室を設け、反対側に抵抗器室を設けた。これらの外観は図4.3のとおりである。切換開閉器は3室に区分され、中央の切換開閉器室と両側の早切機構室、抵抗器室は隔壁で仕切られている。これは切換開閉器の切換えによる汚損油の流通を断つための処置で、切換開閉器室の油だけ交換、済過すれば良く、早切機構はつねに清浄な油で満たされている。

早切機構のクラランク軸は早切機構室の下面から オイルシール を通してななめ外方に引き出されており、駆動機構からの絶縁軸と結合される。支持ガイシの中央に駆動軸を通し タップ選択器および駆動機構と連結する方法もあるが、切換開閉器室の オイルシール が万一漏れた場合、汚損油が変圧器本体内に混入することを恐れ、また切換開閉器室の着脱を容易にするため直接に外方に引き出す方式を採用した。

## 5. 驅動機構

タップ選択器および切換開閉器は、外箱下部に設けた駆動機構で駆動される。駆動機

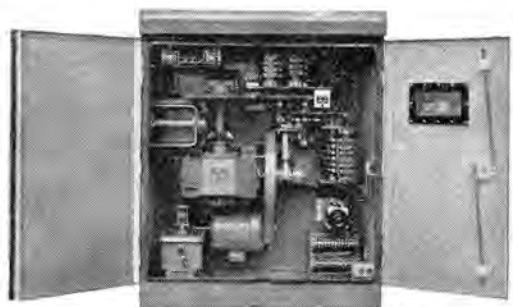


図 5.1 電動駆動機構

Fig. 5.1 Exterior view of motor drivers mechanism.

構内には駆動用三相誘導電動機、減速機、電磁制動機、クラッチ、パイロットスイッチ、リミットスイッチ、並列切換制御用カムスイッチなどが内蔵されている。駆動軸はユニバーサルジョイントおよび絶縁ガイシを介してタップ選択器および切換開閉器と連結され、駆動軸の1/2回転で1タップの切換えを行なう。タップ選択器連結部には既述のとおり1/2回転あそびつきが設けてあり、軸が外箱を貫通する部分には三重にオイルシールを挿入し、真空注油時および常時油ヘッドに耐える構造とした。

駆動電動機の停止位置は、タップ選択器にゼネバ機構を用いたためかなりの幅まで許されるが、規定位置での停止をさらに確実にするため、電磁制動機と逆相制動方式を併用した。その結線は図5.2のとおりであって、正転用電磁接触器90Mの開放と同時に、一定时限だけ逆相制動用電磁接触器75Mを投入させ、電磁制動器のラインングの負担を軽減することによって、70万回以上ラインギング無調整、無取換えではとんど一定の位置に停止させうる試験結果を得た。

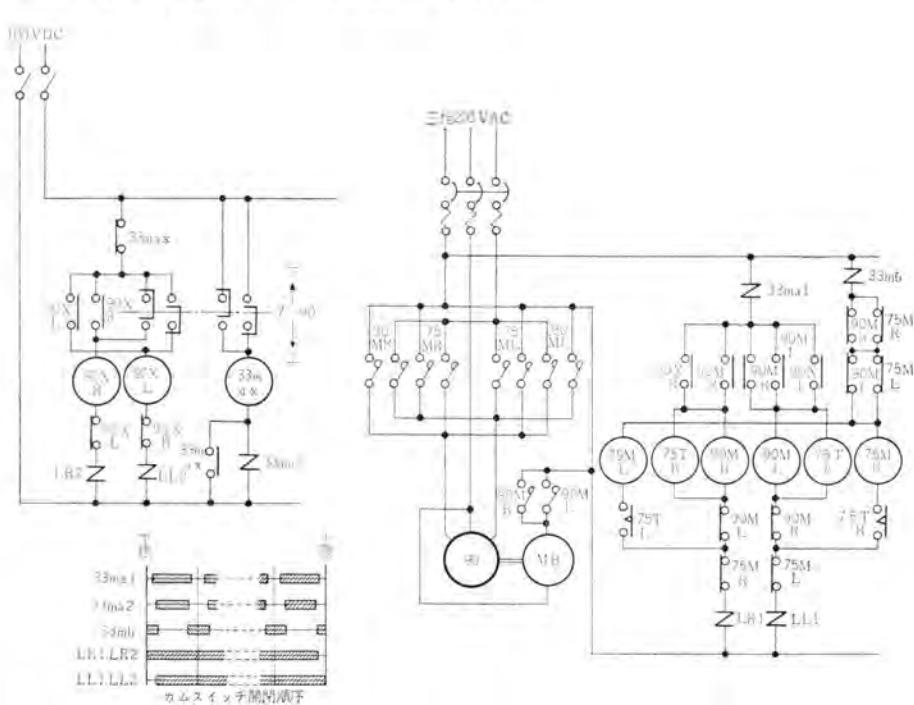


図 5.2 YT 形負荷時 タップ 切換装置制御回路接続展開図

Fig. 5.2 Connection diagram of type YT on-load tap changer control circuit.

駆動機構にはとくに異常切換に対する保護装置が重要である。YT形駆動機構に採用した保護装置はオーバラン保護としてリミットスイッチ、引きはずしクラッチを設け、(さらに後備としてタップ選択器のゼネバ歯車ストップがある)タップ済滞、単相運転保護として済滞警報器、ノーヒューズシヤ断器をそなえている。またタップ切換中に電動機電源が停電した場合は、停電復活と同時にすぐ瞬時の規定位置まで自動的に戻り、つぎの切換を待機するような回路の構成とした。

## 6. 制御回路、保護装置

図5.2はYT形負荷時タップ切換器の制御回路の一例である。図は単独手動切換の例であるが、電圧調整継電器による自動切換、複数台のタップ切換器の並列制御はもちろん可能である。YT形駆動機構においてとくに注意すべきは前述のとおり逆相制動方式を採り入れているため、電磁接触器の不必要なバタキは接触器接点の消耗を早め、最悪のときは接点が溶着するおそれもあるため、制御回路には万全のインタロックを施すとともに、操作回路に補助継電器90Xを挿入し、操作開閉器を瞬間に操作しても確実に1タップの切換が完了できる回路とした。また操作開閉器を長く操作し続ければ、1タップの切換を行なうだけで、一度操作開閉器を復元させなければ次のタップ切換が行なえないわゆる1操作1タップ方式とし、不必要的タップ切換を防ぐよう考慮している。

YT形負荷時タップ切換器の警報装置としては、一般につぎのものを使用している。

- (1) タップ済滞警報
- (2) 電動機電源ノーヒューズシヤ断器自動シヤ断器警報
- (3) 切換開閉器異常圧力警報
- (4) 並列時のタップ位置不ぞろい警報

このうち、切換開閉器異常圧力警報は、後述する活線浄油配管の引込側に油圧上昇を検出する圧力継電器を設け、系統故障時の重電流切換、あるいは内部絶縁破壊など切換開閉器室の圧力が急激に上がったとき警報させる保護装置であって種々の試験の結果感度がかなり良好なことを確認して採用したものである。また並列時タップ位置の不ぞろいは、おののの切換器駆動機構に設けた位置開閉器が同じ位置にないことを検出して警報する。

## 7. 活線浄油装置

YT形タップ切換器の切換開閉器は、絶縁油中でシヤ断、投入を行なわせるため、油中アーカにより絶縁油が汚損される。これを放置することは切換開閉器の絶縁部分(同相接点間、他相接点間)の絶縁耐力を低下させるため、汚損油を循環沪過するための浄油装置を取付けた。浄油機は負荷時タップ切換器の活線状態での運転ができるよう、図7.1のような配管とし、沪材も高性能の特殊

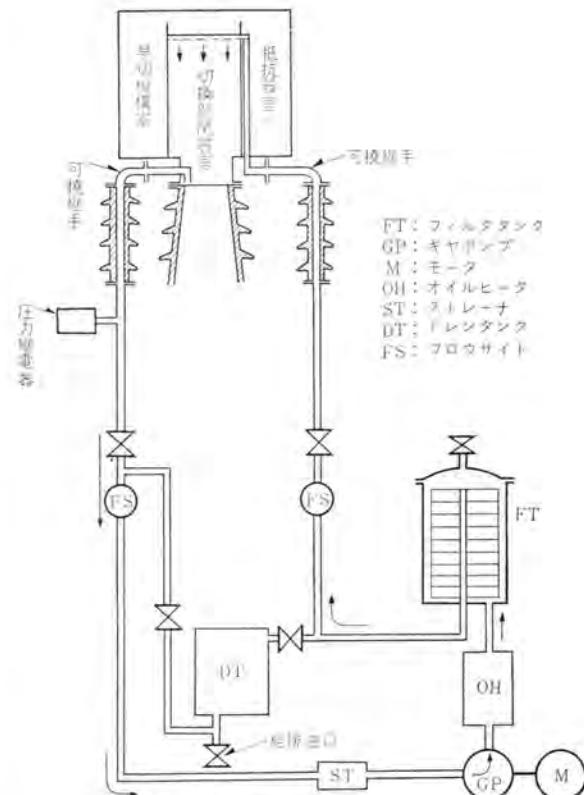


図 7.1 活線浄油配管系統  
Fig. 7.1 Live wire oil cleaning piping system.

製品を用いている。負荷時タップ切換器の活線浄油機に要求される性能は、

- (1) 汚損油が沪材を1回通過するだけで完全に浄油できること。
- (2) 流量ができるだけ高いこと。
- (3) 沪材の寿命を長くするため、十分の沪過面積をもっていること。
- (4) 沪過油には気泡が混入しないこと。
- (5) 切換開閉器室の油を抜くことなく沪材の交換が容易にできること。

などの特殊条件が必要で、沪過機も負荷時タップ切換器に常時併置し、頻繁な沪過要求にいつでも応じられなけ



図 7.2 活線浄油装置の外観  
Fig. 7.2 Live wire oil cleaning equipment.

ればならない。

工場における各種の試験の結果、毎分 25 l の淨油機を用いて 6 ~ 8 循環に相当する時間淨油機を運転すれば、切換開閉器室の汚損油は完全に清浄化され、油の絶縁耐力もほとんどとの状態に復元できることが確認できた。汚損油中の遊離炭素は長期間静置すると沈殿し、その除去が困難となるため、淨油機は頻繁に運転することが望ましく、その制御器具を配電盤に取付けた。すなわち、

- (1) ボンブ電動機運転停止開閉器および表示灯
- (2) 油ヒータ開閉器および表示灯
- (3) 油材の寿命を知らせる済過圧力警報器
- (4) 済過油温の異常上昇の警報器

を取付け、配電盤において活線淨油装置の運転状況監視ができるようにした。図 7.2 は活線淨油装置の外観である。

## 8. 実用性能試験

負荷時タップ切換装置は系統の最重要機器である変圧器または調整器に取付けられるため、電気的機械的に高度の信頼性が要求される。とくに最近のように停止が困難となると点検手入がほとんど不可能であるため、長年の無点検運転の可否をあらかじめ検証しておく目的で、できるだけ実際使用状態に近い条件で試験を行なった。おもな内容はつぎのとおりである。

- (1) 切換開閉器の電流開閉による消耗量と寿命の確認。
- (2) 負荷開閉接点が消耗する過程において切換動作の渋滞、接点の異常温度上昇など障害の有無の確認。
- (3) 負荷開閉による切換開閉器室油の汚損状態と活線淨油効果の確認、済過頻度、油材寿命の決定。
- (4) 機構部分の切換寿命の確認。
- (5) カムスイッチ類、電磁接触器類、電磁制動機など補器の寿命および調整頻度の決定。

### 8.1 負荷開閉試験

上記(1)および(3)項を対象として、第1次単相開閉試験を行なった。抵抗式タップ切換器の同相シャン断という利点をそこなわないため抵抗負荷開閉が必要であるが、試験設備の都合で図 8.1 のとおり単相回路とした。既述のとおり抵抗器の電圧電流は、1タップの電圧、定格電流

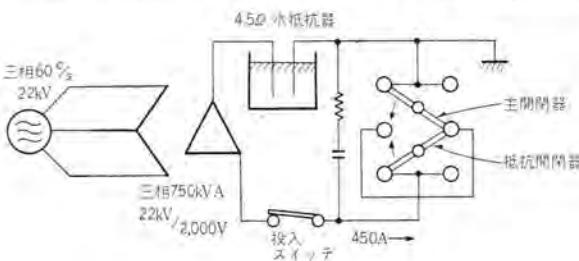


図 8.1 単相抵抗負荷開閉試験の回路  
Fig. 8.1 Circuit for testing the opening and closing of single phase resistance load.

抵抗式高圧負荷時タップ切換装置・新井・嶋・米沢

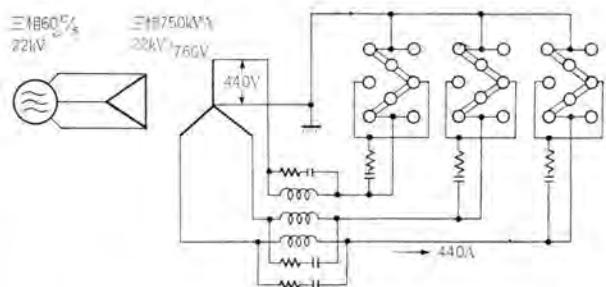


図 8.2 三相リアクタル負荷開閉試験の回路  
Fig. 8.2 Test circuit of three phase reactor load switch.

と等しくとのを原則としているため、図 8.1 のような簡単な回路で実際と近似の試験ができるわけである。この試験は、東京電力京浜電所納め 15,000 kVA 負荷時タップ切換直列変圧器の定格すなわち

1タップ間電圧 = 2,000 V

タップ巻線定格電流 = 450 A

と等価であることを目標としたものである。ここに注意すべきは、試験電源のリアクタンスは実際の 15,000 kVA 変圧器にくらべてはるかに高く、試験回路ではシャン断時の力率が実際回路よりも悪くなり、アーカ時間が長くなつて等価性が失われることを防ぐため、実際と試験回路の両者のリアクタンス、再起電圧波形などを実測し、R, C などの補正回路を挿入してできるだけ等価になるよう苦心した。

第1次単相開閉試験で接点の寿命、油の汚損特性、淨油効果を検証したのち、(2)項の試験を行なうため第2次三相負荷開閉試験を行なった。この試験は設備の都合から 2,000 V × 450 A × 三相の負荷開閉は困難であるため図 8.2 のとおり 450 V × 450 A × 三相のリアクタル負荷で行ない、補正回路により第1次抵抗負荷開閉試験で測定のアーカ時間となるべく等しくなるよう補正して行なった。

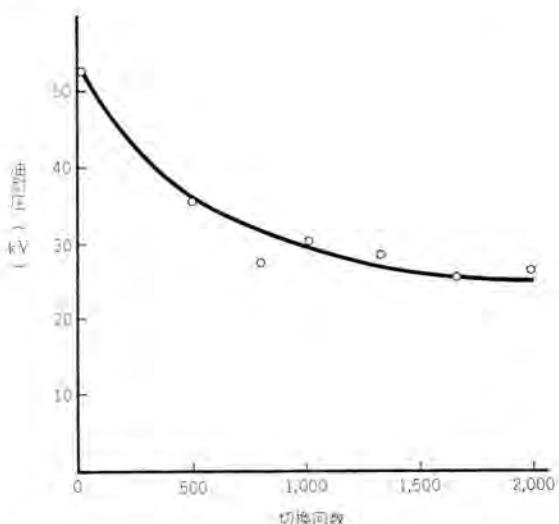


図 8.3 定格開閉時の回数(三相換算)と油汚損の関係  
Fig. 8.3 Relation between number of times of rated opening and oil contamination.

負荷開閉試験中のおもな測定項目はつきのとおり。

- (a) 接点重量測定, 寸法測定
- (b) 接触部の接触抵抗値, 温度上昇値の測定
- (c) アーク時間の測定
- (d) 主開閉器および抵抗開閉器の開極速度
- (e) 切換開閉器, タップ選択器の切換えシーケンス, 駆動モータの電流, 切換時間の測定
- (f) 油の汚損進行状況, 活線浄油機の浄油効果の測定

第1次, 第2次試験ともこれらの測定を行ないながら各20万回の切換操作を行ない測定値においてほとんど変化ないことを確認できた。負荷開閉試験は変圧器がつねに全負荷運転を行なっていると仮定して行なったこと, 試験回路は実際回路よりも苛酷な再起電圧を与えたことなどを考慮すれば, 切換開閉器は20万回の寿命を十分保証できるものであった。なお(f)項油の汚損曲線は, 接点が相当消耗した悪条件で測定し図8.3のとおりであり, 汚損油は6~8循環で浄化できること, 油材は4~5万開閉まで使用できる寿命を確認できた。

## 8.2 無負荷操作試験

負荷開閉試験に引き続いて(4)(5)項を検証するための無負荷操作試験を行なった。全操作回数100万回(1タップごとに起動停止)を目標とし現在なお継続中でその大部分を異常なく消化した。この間10万回ごとに負荷開閉試験と同様な測定および点検を行なって異常のないことを確認している。スプリング駆動による早切方式では、切換開閉器部分の衝撃が大きく、摩耗、疲労、ゆるみなどを十分考慮した設計とし、部品も1品ごとに精密検査を行なって組立てたため十分の実用性能が確認でき、電磁接触器、電磁制動機などの補器類もほとんど無点検無調整で運転できることが確認された。

なお工場においては、上記実用性能試験に先だってつぎのような基礎試験を行なっている。

- 接点の構造、材質、開極運動と消耗量の関係
- 電圧電流の限度の確認
- 低温時のシャンク動作の変化量
- 試験回路と実際回路の等価性の比較検討

## 9. む す び

以上にYT形負荷時タップ切換装置の構造および試験結果の概略を紹介した。試験条件は2,000V 450Aで行なったため、これを定格と仮定すれば、適用限界は直接式の場合

275kV 卷線に取付けのとき 215MVA

230kV 卷線に取付けのとき 180MVA

154kV 卷線に取付けのとき 120MVA

間接式の場合

1タップの調整容量 0.5%のとき 540MVA

1タップの調整容量 0.75%のとき 360MVA

1タップの調整容量 1.0%のとき 270MVA

となり、現在予想される大容量変圧器に十分取付けが可能であって、徹底的に試験を行なった高性能負荷時タップ切換器として現在10余台の納入経験と、20余台の手持受注を持つに至った。従来、負荷時タップ切換装置は変圧器の付属品として軽視されがちであったことと、系統の停電が現在ほど困難視されなかつたため、負荷時タップ切換器の実用性能については詳しい長期試験の経験にとぼしかったが、時代の推移とともに新らしい観点から開発したYT形負荷時タップ切換装置は注目に値するものであり、今後の発展が大いに期待される。終わりにのぞみ開発試験に種々のご指導を賜わった東京電力、東北電力ご関係の各位ならびに工場内の製作試験関係の方々に対し深甚な謝意と今後のご指導をお願いする次第である。

## 参 考 文 献

- (1) E. C. Rippon: On-load Tapchanging Equipment, A Critical Review, CIGRE, 103 (1954).
- (2) L. C. Richard & H. Diggle: On-load Tapchanger for H. V. Transformers, CIGRE, 103 (1956).
- (3) E. C. Rippon: The Testing of Transformer On-load Tapchangers A Critical Review, CIGRE, 112 (1956).
- (4) E. A. Frowein and C. E. M. de Kuyper: Testing of On-load Transformer Tapchangers, CIGRE, 144 (1954).
- (5) H. Diggle: Application and Construction of Transformer On-load Tap-changing Gear, Metro-Vick Gazette (Oct., 1937).
- (6) V. M. Schwaiger: Großtransformatoren mit Stufenregeleinrichtung, ETZ (March, 1938).
- (7) Von Rudolf Heinz: Lastumschaltung an Großtransformatoren bei dreipoligem Klemmenkurzschluß, ETZ-A, 79 (1958).
- (8) Von Rudolf Klaus: Untersuchungen an Lastwählern und Lastumschaltern (System Dr. Jansen) für große Schalthäufigkeit, ETZ-A, 81 (1960).
- (9) 川島: ヤンセン式負荷時タップ切換変圧器概論, 富士時報, 第2,3,4号 (昭35年).
- (10) 氷見: 東電伊勢佐木町変電所 10,000kVA 負荷時タップ切換変圧器用 LJNC形負荷時タップ切換装置の無停電浄油装置: 明電舎時報, 30号 (昭35年).

# 東京電力京浜変電所納め配電盤

神戸製作所 長町恒資\*

## Switchboards for Tokyo Electric Power Keihin Substation

Kobe Works Hisashi NAGAMACHI

Keihin substation of Tokyo Electric Power comprises main transformers having an equivalent capacity of 260 MVA as its principal apparatus. Interconnected to Yokosuka thermal power station in the south and to Naka Tokyo substation in the north, it forms a part of a super-high voltage loop surrounding Tokyo. In addition, 140 kV transmission lines fed from the secondary of the main transformer supply power to medium capacity primary substations in the suburb. This is a representative super-high voltage substation, which is provided with a number of noteworthy apparatus including 1A relays, super-high voltage bus protecting devices, ratio differential relays with the second higher harmonics restrainer and watthour meters with reversible transmitter.

### 1. まえがき

東京電力京浜変電所は図1.1に示しているように、超高压250 kVで南は横須賀火力、北は中東京変電所に連系されて、東京都周辺を囲んでいる超高压外輪線の一端を形成するとともに、等価容量260 MVAの変圧器最終4パンクで140 kVに降圧され、近郊の中容量一次変電所にその電力を供給する最新鋭の一次変電所である。この変電所の配電盤のうち、送受電計器盤、機器保護盤、および所内盤を当社が担当したので、以下この変電所について、主として計測および保護の立場からみた特長について述べる。

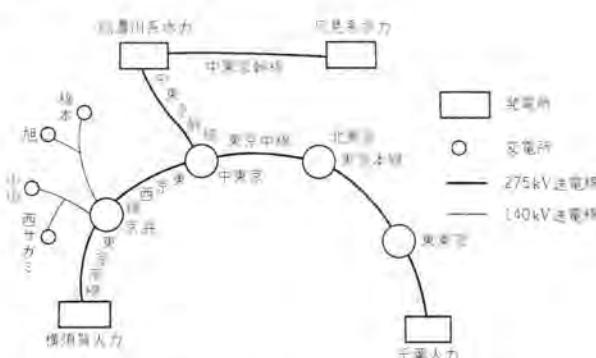


図1.1 超高压外輪線の概要  
Fig. 1.1 Outer loop of super-high voltage.

### 2. 変電所の大要

京浜変電所の大要を示すために変電所全体の単線結線図を図2.1に示した。

図からわかるように、250 kV送電線は平行2回線2回路よりなる4回線で、それぞれ東京南線および東京西線として横須賀火力および中東京変電所に接続される直

接接地系統である。つぎに140 kV送電線は6回線よりなり、主変圧器二次中性点が100 Aの抵抗器で接地された高抵抗接地系統であり、甲南および田代幹線は、3端子平行2回線で、それぞれ西相模、小山、および、橋本、旭の各変電所に連系している。また戸塚線は並行2端子回線で戸塚変電所に接続されている。

つぎに主変圧器は現在1パンクだけであるが、最終4パンクとなる予定で、この主変圧器のほかにパンク三次より励磁巻線をとった15 MVA負荷時電圧調整器が一次中性点に挿入されている。

その他調相設備としては、1群の容量25 MVAのものが1パンク当たり最終4群設定される予定である。

以上よりわかるとおり、負荷時電圧調整器、電力用コンデンサの設置などまた制御および保護面からみれば、1

図2.1 付表

主変圧器			
屋外用三相三巻線送油風冷式	容量(MVA)	電圧(kV)	
二 次	200	275±7.5% (LRA)	
二 次	220	147	
三 次	100	15.75	
所内変圧器			
屋外用單相二巻線油入自冷式	容量(kVA)	電圧	
三 次	200	16.5-15.75-15 kV	
次 次		210-105V	
電力用コンデンサ			
電圧(kV)	群容量(MVA)	群数	接続
16.5 kV	25 MVA	1	大結合
シヤ断路器			
電圧(kV)	電流(A)	シヤ断容量(MVA)	設置場所
300	2,000	10,000	Line Bus Tie
300	1,200	5,000	MTr 一次
168	2,000	7,500	Line Bus Tie
168	1,200	3,500	MTr 二次
24	1,200		SC and 所内回路
断路器			
電圧(kV)	電流(A)	設置場所	
287.5	2,000	Line Bus Tie	
287.5	1,200	MTr 一次	
161	2,000	Line Bus Tie	
161	1,200	MTr 二次 Line	
161	800	MTr 二次 NGR	
23	1,200	SC	
23	400	所内	

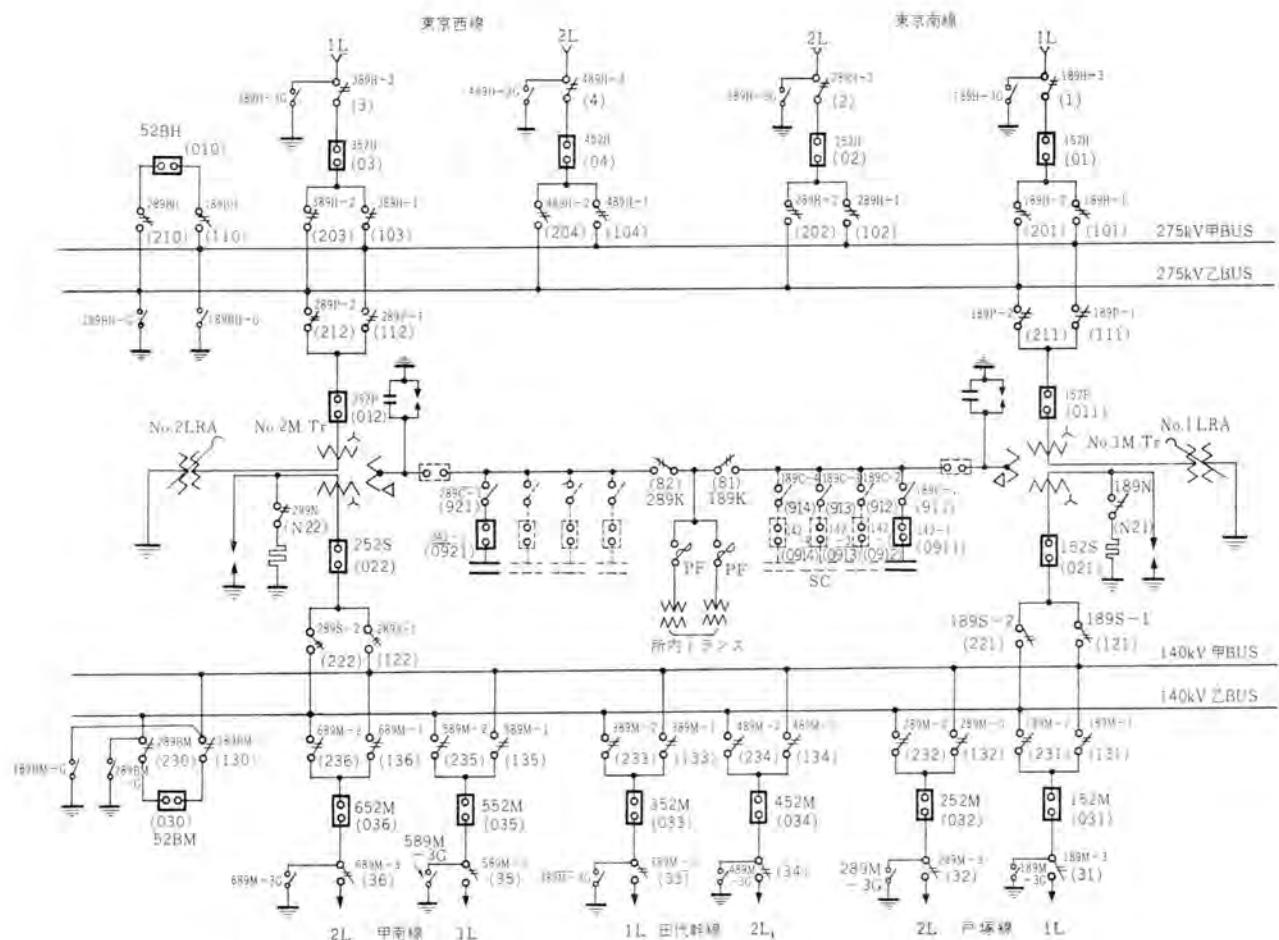


図 2.1 京浜変電所単線接線図  
Fig. 2.1 Schematic connection diagram of Keihin Substation.

ACT の採用による制御ケーブルの節減と CT 負担の低減、母線保護装置の採用など、最近の一次変電所の傾向を強く打ち出しているものといえる。

### 3. 計測

図3.1に送電線回路を例にとって、その単線結線図を示している。各線路は1回路当たり2組のCTを有し、うち1組は線路保護继電器専用として用い、他の1組は

母線保護繼電装置と計器に共用されている。

CT が共用された場合、母線保護用 CT として要求される特性としては、

- (1) 変成比が各回路とも同一であること。  
 (2) 過電流常数が起こり得る故障電流の値に対して十分大きいこと、あるいは飽和特性が一致していること

などが要求される。この特性は、計器専用 CT としての要求に相反するものであるため、1 ACT 二次回路に、励磁負担の小さい  $1/5$  の補助 CT を挿入し、この二次回路に計器を接続することにより、

- (1) 適当な変成比に変換し、
  - (2) 過電流倍数を緩和し、あわせて5A標準計器の使用を可能ならしめた。

図からわかるとおり、電力計、積算電力計などは CT 二次の和回路に挿入され、2回線一括の電力量を測定している。ここで特記すべきことは積算電力計として、MW S-BT 形逆転可能発信器付積算電力計を使用したことである。従来、電力の授受がある回路の差引き積算電力量を計器盤正面で読み取るなどの遠隔測定を行なう場合には、2個の積算計器を使用し、それぞれ正転用、逆転用専用とし、受量器もまた2個設置し、それらを人間が差引き計算を行なうことによって測定していたのである。

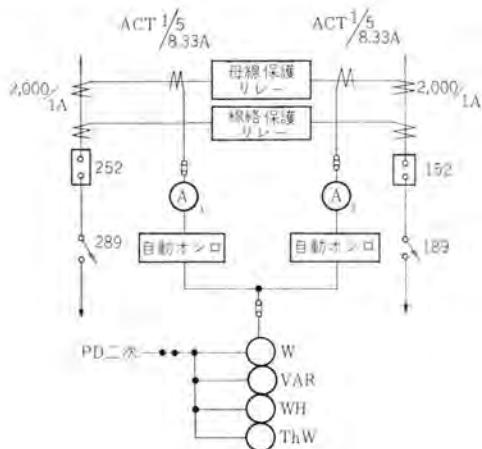


図 3.1 送電線計測回路

Fig. 3.1 Instrumentation circuit of transmission lines.

が、この積算計器は1個の発信器中に正転時に限って動作する正転側発信装置と、逆転時に限って動作する逆転側発信装置の二つを有し、また受量器は発信装置よりの衝流により回転する、正転側電動機および逆転側電動機よりの回転を、差動歯車機構を介して計数器に伝える構造のものである。

なおこれらの電動機を駆動する電源は、その消費VAがきわめて小さいので、PT二次よりとっている。

この積算計器の使用によって、必要な積算計器数は半分でよく、また受量器は一般的の指示計器とその外形を合わせて盤面の統一をとっている。

なおこの計器はJIS-C-1213の普通積算電力計規格に準じて製作された。

その他の計器としては、各回線にサーマルコンピータ母線に電圧および周波数送量器を設けてテレメータを行なっているほか、故障記録計として、カルパンシェ社の自動オシロ、および最高指示計、故障時間計が必要に応じて随所に設置されている。

#### 4. 制 御

一般に変電所においては、いわゆる静止機器がその大部分を占めているために、制御としては数多くのシヤ断器および断路器の操作とそれらの間のインターロックおよび同期検定に終始するの感があり、今回の場合もその例外的存在ではないが、操作スイッチについて二、三の特長をあげれば、同期検定スイッチとして自動復帰形を使用したこと、断路器操作スイッチと命令灯スイッチを共用したこと、PD切換スイッチとして、引き操作2段のものを使用したことなどである。

つぎに15MVA負荷時電圧調整器の制御についてその概要を述べると、前述したようにこの調整器は最終4パンクの手動電圧調整を行なうものである。その方式としては、いずれのパンク間でも、

またいずれのパンク数でも、任意に並列同時制御できるよう、連動甲一単独一連動乙の3段切換スイッチを各パンクごとに設け、その切換スイッチが同一位置にあるパンクだけ、それらのうちのいずれのパンクの電圧調整スイッチを操作することによっても、同時に制御できる。したがって基準器または従属器の切換えによる区別はあらかじめなされているのではなく、操作スイッチによって操作されるパンクがそのとき初めて基準器となるものである。なおまた操作は1タップごとに確認しなければ次のタップへ進めることができないよ

うインターロックされている。

#### 5. 保 護

##### 5.1 250 kV 母線保護

被保護母線の条件を表5.1に示している。

従来母線保護継電装置としては空心変成器を使用したもの、比率差動継電器によるものなどが数多く納入されて来たが、この装置は基本的に、

(1) 外部事故時のCT誤差電流による誤動作に対して、基本的にもっとも安全なCA-6B形比率差動継電器によって低電流域(約270A)を保護すると同時に大電流域では、LBA-1形母線継電器をバックアップし、

(2) また外部事故では、絶対に流れないような差動電流域、つまり、大内部事故では、とくにこのために特殊設計をした前述の母線継電器によって5サイクルシャットダウンを計るものである。したがって継電装置としては、シャットダウンのトリップ時間3サイクルを差引いて35ms以内で動作するよう計画された。

またこれに伴って、故障検出継電器についても超高压母線に対して十分信頼のにおけるものを開発した。

それらの接続を図5.1に示しているが比率差動継電器(以下87Bと略称する)は、各母線1相に対して、2個ずつ使用し、これらの接続は、要するに抑制回路に導かれた6回路に電流がどのように流れても、つねにどちらかの継電器が抑制されるようにしたものであり、したがって外部事故ではつねに6回路の電流の算術和だけの

表 5.1 250 kV 母線条件

母線端子数	送電線	8
母線	バシク	4
母線	連	1
最大事故電流	25,000 A	
CT 比	2,000/1A 40 VA	
CT 過電流常数	$n > 40$	
動作速度	10 kH 2.5 ms 以内	
系統	直接接地	

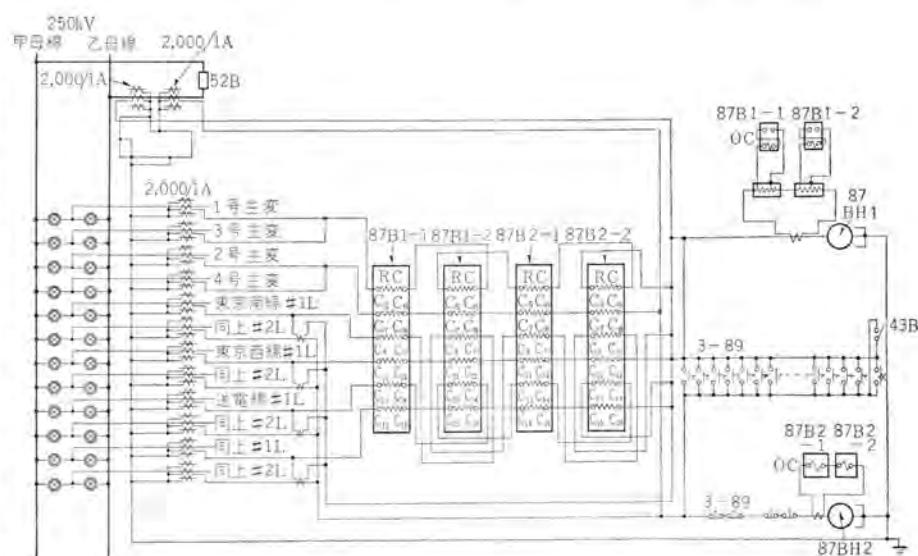


図 5.1 250 kV 母線保護継電装置接続図  
Fig. 5.1 Connection diagram of 250 kV bus protecting device.

抑制があるように接続されている。

また動作回路に挿入された母線継電器（以下 87 BH と略称する）は CT 一次 10 kA 以上の故障電流に対して、5 サイクルシヤ断を満足するために設置されたものであり、外部事故時の CT の飽和特性の不一致により誤動作しないように特殊な考慮が払われた高速度過電流継電器である。これは継電器自体としてはタップ値の 150 % 以上の電流に対して 30 ms 以下で動作するよう設計され、系統条件 CT 特性などより CT 一次 4,000 A 以上で動作するよう整定されている。

また母線の運用に伴う、継電器の動作は大約次のとおりである。

（1）母線は常規運転状態では 2 回線送電線のうち 1 号線を甲母線に、2 号線を乙母線に固定し、またパンクは奇数パンク および 偶数パンク に分けて、それぞれ甲乙母線に接続し、常時母線連絡シヤ断器を投入して、両母線を連絡している。

（2）正規運転状態においては、甲母線事故は 87 B 1, 87 BH 1, により、また乙母線事故は 87 B 2 と、87 BH 2 により事故保護を行なう分割保護方式とする。

（3）母線連絡付近の盲点保護に対しては、母連 CT に挿入された高速度過電流継電器とその時限および故障検出によって全母線をシヤ断する。

（4）正規外運転状態においては、87 B 1, 87 BH 1 だけが保護能力をもち母線事故で全母線をシヤ断する。

（5）故障検出継電器や、87 B の単独動作では警報を発する。

（6）一方母線の停止時には、故障検出継電器が動作するが、一定時限後これをロックし、運転開始とともにふたたび自動的にこのロックを解く。

（7）系統の母線切換えに伴う装置の切換えは、断路器操作スイッチの残留接点を主体として行なわれる。

## 5.2 140 kV 母線保護

被保護母線の条件は表 5.2 に記載しているが、これに対して、保護継電装置としては基本的に、

（1）250 kV 母線保護と同様 CA-6 B 形比率差動継電器により母線内外の事故を判別するとともに、

（2）母連 CT に接続された HPS-3 形電流方向継電器により甲、乙いずれの事故かを判別する二重母線保護方式とし、

（3）母連シヤ断器開放中は電流方向継電器が不動作のため、一括保護とする。

その接続図を図 5.2 に示しているが、比率差動継電器 (87B)

は甲乙両母線 1 相に対して 2 個使用され、その接続の基本的な原理は 250 kV の場合と同一である。また電流方向継電器 (67) は母線連絡点の電流と各回線の算術和電流を導入し、これらの積によって連絡点の電流方向を判定する継電器であり、200 % 入力で 50 ms, 1,000 % で 30 ms 以内に動作する。

母線の運用に伴う装置の動作は大約次のとおりである。

（1）下記の条件で甲乙母線事故を選択保護する。

- a. 母連が閉成されていること
- b. 母連以外の他の端子の断路器で甲乙母線が橋絡されていないこと
- c. 87 B が動作すること
- d. 事故電流  $I_D$  と母連通過電流のスカラ積が  $(1,200)^2$  アンペアよりも大きいこと

（2）上記 c, d. および甲乙母線同時事故で 67 が不動作か、動作しても 87 B が復帰しないときは、全母線を 87 B 接点後一定時限でシヤ断する。

（3）母連開放時 87 B 動作すれば全母線をシヤ断するが、故障検出により、両母線が異系統運転のときは選択可能となる。

（4）以上の動作は故障検出 (27) の動作により保証されているときだけ行なう。

（5）母連付近の盲点保護は母線過電流 + 故障検出 + タイマにより全母線をシヤ断する。

（6）接地過電圧継電器 (64 B) 動作時には、64 B の

表 5.2 140 kV 母線条件

母線端子数	送電線	12
	バシク	4
母連	連	2
最大事故電流	25,700 A	
C T 比	2,000/1A 30 VA	
CT 過電流常数	$n > 70$	
系統	高抵抗接地	

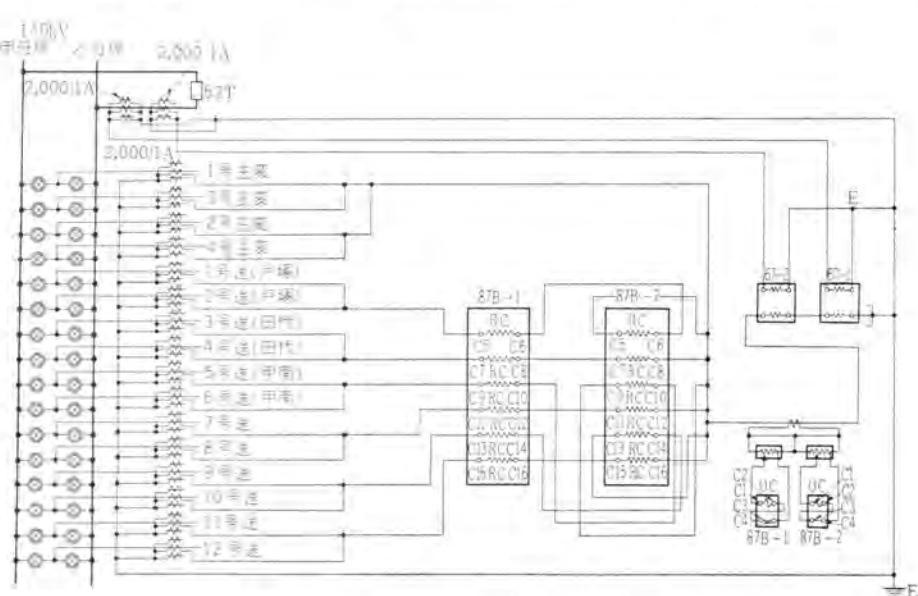


図 5.2 140 kV 母線保護装置接続図

Fig. 5.2 Connection diagram of 140 kV bus protecting device.

動作した側の母線が一定時間後切断する。

(7) 故障検出や 87B が単独で動作したときは警報する。

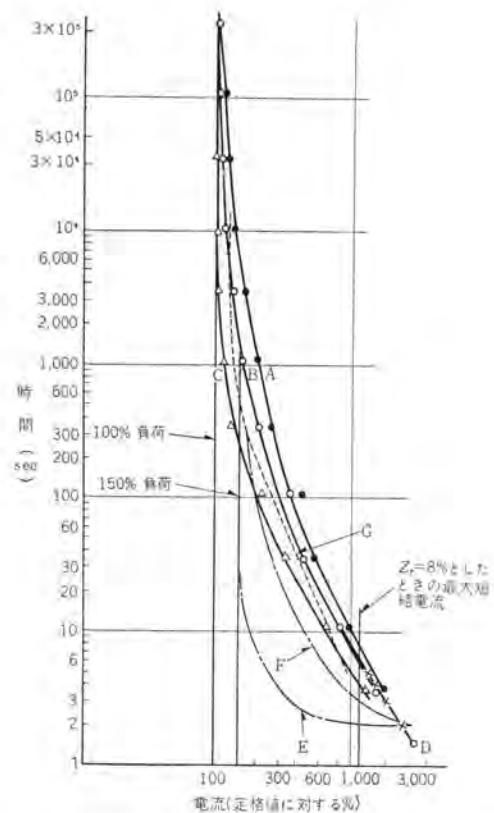
(8) 一方母線の停止時には、故障検出继電器が動作するが、一定時間後これをロックし、運転開始とともにふたたび、自動的にこのロックを解く。

(9) 各断路器の切換による母線保護装置の切換えは断路器操作スイッチの残留接点による。

### 5.3 主変圧器の保護

大容量系統に変圧器が投入される場合、高調波成分を含む励磁电流が流れるため比率差動继電器の誤動作が問題となるのは周知の事実であるが、この対策として、一般的に大体次の4通りの方法が行なわれている。

(1) 電圧继電器と タイマによる感度低下



曲線 A : 変圧器の寿命を 1% 犠牲にするとしたときの過電流許容時間特性を示し、外鉄形送油風冷式 周囲温度 30°C 100% 負荷連続後の過負荷発生度を 1 年に 1 回としたばかり。

曲線 B : 同上で発生度 30 日に 1 回のばかり。

曲線 C : 同上で発生度 1 日に 1 回のばかり。

曲線 D : 変圧器の機械強度による限界特性 (JEC-120 ASA)

曲線 E : CO (定限時反復時過電流继電器) 整定タップ……変圧器定格電流の 150% レベル……10。

曲線 F : COS.1 または CO.8 (反限時過電流继電器) 整定タップ……CO と同じ 150% ダイヤル……11。

曲線 G : BL-1D 形および BL-1S 形 (温度继電器)

整定: 変圧器定格電流に整定 (特性: 全負荷後整定値の 125% 過負荷で約 60 分) ただしこの例では整定値 5A の曲線を用いている

図 5.3 大形外鉄形変圧器の過電流許容時間特性の一例とこれの過負荷保護

Fig. 5.3 Example of overload permissible time characteristic of large shell type transformer and its overload protection.

(2) 直流分抑制

(3) 高調波抑制

(4) 第 2 高調波抑制

これらの方法のうち、今回開発納入したものは第 4 の方法を用いた HUB-1-M 形继電器である。

これは代表的な変圧器励磁特性曲線から惹起される励磁电流波形を分析してみると、第 2 高調波がとくに多く含まれており、かつ各高調波の減衰率が同一であるということに着目したものである。この继電器は主差動要素、励磁电流誤動作防止要素および瞬時要素よりなっている。

つきに過負荷保護としては、一般的に変圧器の過負荷特性に合致したものがいちばん望ましいわけであるが、従来のラクティスとしては、誘導円板形過電流继電器または、瞬時過電流继電器と タイマの組合せで行なっていたが、今回は BL-10 形熱動過負荷继電器を使用した。変圧器の過負荷特性と BL-10 形继電器の動作特性を図 5.3 に示す。なお比較のために、定限時形過電流继電器および、反限時形過電流继電器の動作特性をもあわせて記載した。

### 5.4 その他の補助继電器

高速度一次继電器の効果をよりよく有効とするために、

- (1) 高速度動作を行ない、
- (2) 引はずし電流などの比較的大きい電流を閉成し、
- (3) 接点を多数有し、
- (4) 必要に応じて限時復帰特性をもたせる。

等の目的から、ARS-2 形および ARS-3 形補助继電器が開発され、母線保護装置用を主体として多数納入された。

また故障表示用補助继電器として、電流動作電圧保持形の DAD 形继電器が開発納入された。

この继電器は引はずしコイルと直列に挿入され 2A で所要の動作速度をもち、故障表示および警報用として使用した。またこの继電器の外形は従来当社標準として用いて来た DA 形 ターゲット式故障表示器と同一であり、小形であると同時に、ユニット形であるため必要個数だけコンパクトに取付けることが可能である。

## 6. 配電盤

配電盤室には図 6.1 に示すような垂直壁支持形主配電盤と、図 6.2 の所内交流盤が設けられており、その隣室には继電器盤および直流盤などが設けられている。

主配電盤は図 6.1 からわかるように、指示計器のほか、積算計器受量器、故障表示器などが取付けられ、回線名板は照明式で、ショートカット投入時点灯し、また自動切断時にはフリッカして、故障回線の識別を容易にしている。

また図 6.4 に示す所内電源キューピクルは、主変圧器

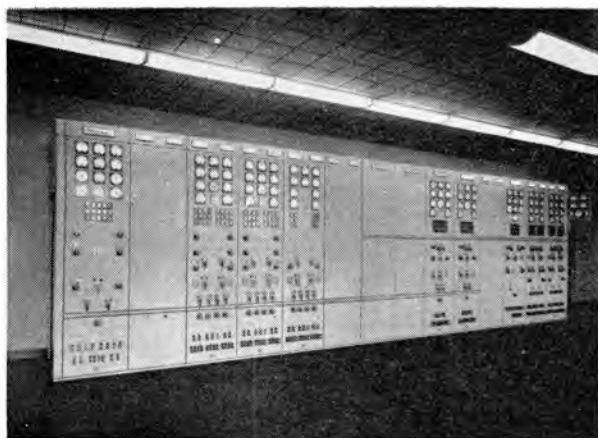


図 6.1 主配電盤  
Fig. 6.1 Main switchboard.

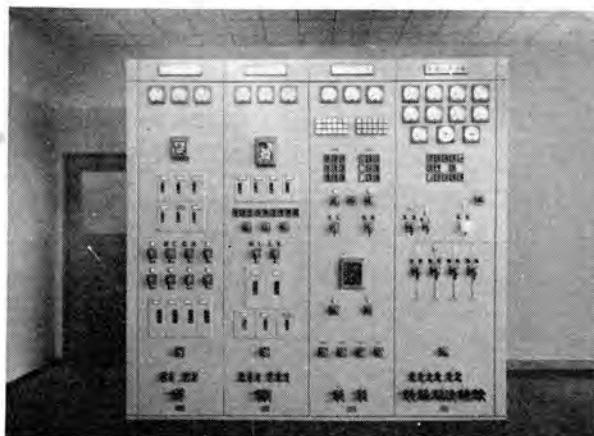


図 6.2 所内盤交流盤  
Fig. 6.2 Station service AC panel.



図 6.3 所内直流盤  
Fig. 6.3 Station service DC panel.



図 6.4 所内電源キューピクル  
Fig. 6.4 Station service power source cubicle.



図 6.5 繙電器盤  
Fig. 6.5 Relay panel.

次に設置された所内変圧器を通して、所内電源を確保すると同時に、別系統からの予備電源をも一括ここに導入され、その主幹用開閉器としては、DB-50形低圧シヤ断器を内蔵している。またそれらからの分岐シヤ断器はすべてノーヒューズシヤ断器とし、所内に必要なものは極力このキューピクルに内蔵させることにより、屋内配電盤室に設置される交流盤には屋内用として必要最少限にとどめて盤面積を縮小している。

## 7. む す び

以上京浜変電所の配電盤設備についてその概要を述べた。この変電所は東京電力超高压外輪線と横須賀火力を連系する代表的変電所として今後の活躍が大いに期待されるところである。

終わりに、いろいろご協力とご指導を賜わった東京電力の関係各位に深く感謝の意を表する次第である。

# 電子線加速用バン・デ・グラーフ形加速器(VE-3形)

日本放射線高分子研究協会東京研究所

篠原健一\*・重松友道\*\*

三菱電機株式会社研究所

藤永敦\*\*\*・高部俊夫\*\*\*\*・今村元\*\*\*\*\*

## Mitsubishi Van de Graaff-type Electron Accelerator, Model VE-3

Japanese Association For Radiation Research on Polymers, Tokyo Laboratory

Ken-ichi SHINOHARA・Tomomichi KASAMATSU

Mitsubishi Electric Manufacturing Company, Research Laboratory

Atsushi FUJINAGA・Toshio TAKABE・Gen IMAMURA

A Mitsubishi Van de Graaff type electron accelerator model VE-3 has been built for a radiation source of polymer irradiation study. As a result of experiment and adjustment, the maximum voltage of 3 MeV, the maximum beam energy of 2.8 MeV and the maximum electron current of 300  $\mu$ A have been made available. Having operated continuously for one year with a beam energy of 2.4 MeV, a beam current of 150  $\mu$ A, and a beam focussing diameter below 10 mm, the apparatus has been proved satisfactory for the purpose of the design. The installation has been made with it in the Japanese Association for Radiation Research on Polymers, Tokyo Laboratory. This article covers reports on the experimental results as well as the construction of this accelerator.

### 1. まえがき

polymer irradiation 用として試作したわが国最初の当社製 VE-2 形電子加速用のバン・デ・グラーフ形加速装置は、通商産業省より応用試験研究補助金を交付され、昭和 33 年 1 月完成し、最高ビーム・エネルギー 2 MeV、最高電子電流 150  $\mu$ A を得た。これに関しては、バン・デ・グラーフ形加速装置の原理および応用を含めて、その一部分につきすでに報告<sup>(1)(2)</sup>したとおりである。現在理化学研究所に設置されており、順調に稼働し polymer irradiation の実験に使用されている。

その後 polymer irradiation の研究を目的とした日本放射線高分子研究協会東京研究所の設立に伴い、VE-3 形電子加速のバン・デ・グラーフ形加速装置を受注し、昭和 35 年 2 月、最高加速電圧 3 MV、最高ビーム・エネルギー 2.8 MeV、最高電子電流 300  $\mu$ A の性能が得られた。なおビーム・エネルギー 2.4 MeV、ビーム電流 150  $\mu$ A で連続運転可能で、ビームの集束状況も 10 mm $\phi$  以内であることを確かめることができた。

この装置の特長は高圧タンクの使用圧力を 25 気圧としたこと、フープの断面を小判形にしたこと、加速電極のビームの通る穴にテープが付けられていること、水銀拡散ポンプを使用し、冷凍機および空気圧縮機などを用いて排気系統の自動操作を可能にしたこと、高電圧電極内の制御をルーサイトの絶縁棒を

介してトルク・セルシン・モータで制御盤より操作できるように改良したことなどである。以下この装置の構造の概要および実験結果の一部を述べる。

### 2. 構 造

この装置の構造は VE-2 形と同様立型にした。その模様は高電圧発生部を図 2.1、電子線走査部を図 2.2、制御盤を図 2.3 に示す。とくに改良を加えた部分につき述べる。

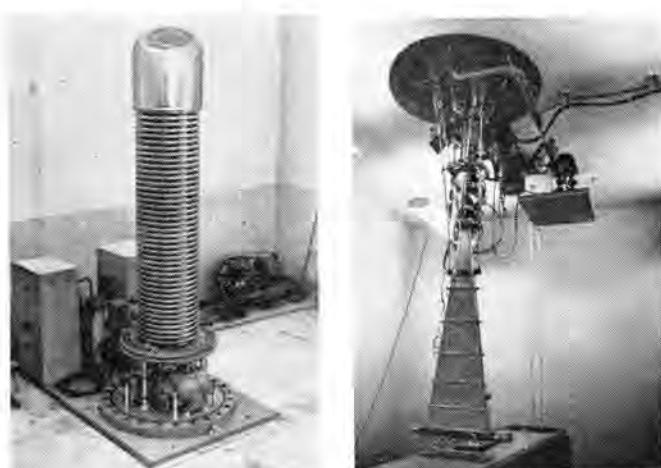


図 2.1 高電圧発生部

Fig. 2.1 High voltage generator.

図 2.2 電子線走査部

Fig. 2.2 Scanner of electron beam.



図 2.3 制御盤  
Fig. 2.3 Control desk.

## 2.1 高圧タンク

### (1) 強度計算

高圧タンクはこの装置の中心部である高電圧発生部を収容し、電気絶縁用として窒素ガス、炭酸ガスを充填できるものである。設計条件としては常用圧力  $25 \text{ kg/cm}^2$ 、設計圧力  $26.1 \text{ kg/cm}^2$ 、外径および高さは  $1,556 \text{ mm}$  および  $4,243 \text{ mm}$ 、全容量は  $6,200 \text{ l}$  である。使用材料としては鏡板、胴板には SB 42 B、フランジ、平ゴムには SS 41 P を用いた。各部の強度計算は JES<sup>(3)</sup>を基準にしたが、JES にないものは B.S.<sup>(4)</sup>と ASME<sup>(5)</sup>との両方を採用して計算した。

#### a. 胴板

JES-8301によれば、最高許容圧力  $P$  ( $\text{kg/cm}^2$ ) は

$$P = \frac{200 f x \eta (t-c)}{d+t-c} \quad (2.1)$$

で与えられる。ここで

$t$  (mm) = 胴板の厚さ、 $d$  (mm) = 胴の内径、 $f$  ( $\text{kg/mm}^2$ ) = 引張り強さ、 $x$  = 引張り強さに対する許容応力の割合、 $c$  (mm) = 腐れ代、 $\eta$  = 長手継手の効率

であり、 $\eta$  はとくに JIS-B-8201<sup>(6)</sup>を採用して決定した。計算結果は  $P=33.3 \text{ kg/cm}^2$  であった。

#### b. 円錐部分

これに関しては JES に記載していないので、B.S. と ASME とで計算することにした。

##### (a) B.S.

B.S.によれば最大許容圧力  $P_w$  ( $\text{lb/sq.in}$ ) は式 (2.2) で与えられる。

$$P_w = \frac{2 f W J (t-c)}{D \sec \alpha + (t-c)} \quad (2.2)$$

ここで

$f$  ( $\text{lb/sq.in}$ ) = 引張り強さ、 $W$  = 引張り強さに対する許容応力の割合、 $J$  = 継手の溶接効率、 $t$  (in) = 胴板の厚さ、 $c$  (in) = 腐れ代、 $D$  (in) = 最大部の直径、 $\alpha$  = 円錐角の半角

ここでも  $J$  の値には JIS-B-8201を採用し、 $P_w$  として  $426 \text{ (lb/sq.in)}$ 、すなわち  $29.9 \text{ kg/cm}^2$  を得た。

##### (b) ASME

ASME によれば、最大許容圧力  $P$  ( $\text{lb/sq.in}$ ) は式 (2.3) で与えられる。

$$P = \frac{2 S E t \cos \alpha}{D + 1.2 t \cos \alpha} \quad (2.3)$$

ここで

$S$  ( $\text{lb/sq.in}$ ) = 材料の許容応力、 $E$  = 継手の溶接効率、 $t$  (in) = 胴板の厚さ、 $D$  (in) = 最大直径、 $\alpha$  = 円錐角の半角。それぞれの値を用いて  $P=440 \text{ lb/sq.in}$  すなわち  $31.0 \text{ kg/cm}^2$  を得た。

#### c. 鏡板

これは JES と ASME を用いて計算した。その結果は次に示すとおりである。

##### (a) JES

JES によれば最大許容応力  $P$  ( $\text{kg/cm}^2$ ) は式 (2.4) で与えられる。

$$P = \frac{400 f x \eta (t-c)}{D_1 W + t - c} \quad (2.4)$$

ここで  $f$ 、 $x$ 、 $\eta$ 、 $t$ 、 $c$  は式 (2.1) と同じであり、

$D_1$  (mm) = 中央部における内面の直径、 $W$  = サラ形鏡板の形状による係数

それぞれの値を用いると、 $P=33.6 \text{ (kg/cm}^2)$  を得た。

##### (b) ASME

ASME によれば最大許容圧力  $P$  ( $\text{lb/sq.in}$ ) は式 (2.5) で与えられる。

$$P = \frac{2 S E t}{L M + 0.2 t} \quad (2.5)$$

ここで  $S$ 、 $E$ 、 $t$  は式 (2.3) において用いたものと同じであり、

$L$  (in) = 球状部分の円弧半径、 $M=(3+\sqrt{L/r})/4$  = 球状円弧半径と曲げ半径に関する係数、 $r$  (in) = 曲げ半径

それぞれの値を用いると  $P=489 \text{ (lb/sq.in)}$ 、すなわち  $34.4 \text{ (kg/cm}^2)$  が得られる。

#### d. フランジ

フランジについては JES と B.S. とを採用して計算した。

##### (a) JES

フランジの最大許容圧力  $P$  ( $\text{kg/cm}^2$ ) は式 (2.6) で与えられる。

$$P = \frac{100 t^2 D_m f x}{1.9 a (A_1 + e A_2)} \quad (2.6)$$

ただし  $a = \frac{A_0 h + (A_1 - A_0) j + e A_2 k}{A_1 + e A_2}$

ここで  $x$  は式 (2.1) と同じであり、また

$t$  (mm) = フランジの厚さ、 $D_m$  (mm) = フランジの危険断面の平均径、 $f$  ( $\text{kg/mm}^2$ ) = 引張り強さ、 $a$  (mm) = フランジの接触面の外径内の面積、 $e$  = パッキンの接触面の材質、仕上程度、形状、寸法、ボルトとの関係および気密の重要度に関する係数、 $A_2$  ( $\text{mm}^2$ ) = 接触面積、 $A_0$  ( $\text{mm}^2$ ) = 内径  $D$  内の面積、 $h$

(mm) = ボルト穴の中心から胴の中央までの距離,  $j$  (m) = ボルト穴の中心から内径  $D$  と パッキンの外径との中央までの距離,  $k$  (mm) = ボルト穴の中心から パッキンの中心径までの距離

それぞれの値より  $P = 31.6 \text{ kg/cm}^2$  が得られた。

(b) B.S.

B.S. によれば フランジの最大許容圧力  $P_w$  (lb/sq.in) は式 (2.7) で与えられる。

$$P_w = \frac{T^2 f_w K_2}{D_0 \times 2 L} \quad (2.7)$$

ただし  $L = 0.5 (D_b - D_0)$  である。ここで

$T$  (in) = フランジの厚さ,  $D_0$  (in) = 脊の外径,  $D_b$  (in) = ボルト心円直径,  $K_2$  = フランジの取付係数,  $f_w$  (lb/sq.in) = 許容応力,  $L$  (in) = 片持バリとした場合のボルトの心円から脊の外径までの距離

それぞれの値を用いて  $P_w = 468$  (lb/sq.in) すなわち  $32.9 \text{ kg/cm}^2$  が得られた。

e. 平づき

平づきの強度計算は JES によって行なった。いま最大許容圧力を  $P$  (kg/cm<sup>2</sup>) とすれば、式 (2.8) で与えられる。

$$P = \frac{100 f_x (t - e)^2}{K d^2} \quad \left. \begin{array}{l} \\ \text{ただし } K = 0.30 + \frac{1.4 W h_y}{H d_1} \end{array} \right\} \quad (2.8)$$

ここで

$t$  (mm) = 平づきの厚さ,  $d$  (mm) = 脊の内径,  $f$  (kg/mm<sup>2</sup>) = 引張り強さ,  $x$  = 引張り強さに対する許容応力の割合,  $H$  (kg) = パッキンまたは接触面の外周内の板の面積と最高使用圧力との積,  $d_1$  (mm) = パッキンおよび接触面の外周と内周との平均直径,  $W$  (kg) = ボルトの負う全荷重,  $h_y$  (mm) = 直径  $d$  の端とボルト心円との間の距離

それぞれの値より  $P = 29.2 \text{ kg/cm}^2$  が得られた。

f. 取付ボルト

取付ボルトは JES を用いて計算した。最大許容圧力を  $P$  (kg/cm<sup>2</sup>) とすれば、式 (2.9) で与えられる。

$$P = \frac{100 f_x A_1 n}{A_1 + e A_2} \quad (2.9)$$

ここで

$f$  (kg/mm<sup>2</sup>) = 引張り強さ,  $x$  = 引張り強さに対する許容応力の割合,  $A$  (mm<sup>2</sup>) = ボルト 1 本の最小断面積,  $n$  = ボルト数,  $A_1$  (mm<sup>2</sup>) = 接触面の外径内の面積,  $A_2$  (mm<sup>2</sup>) = 接触面積,  $e$  = パッキン接触面の材質、仕上程度、形状、寸法、ボルト数との関係および気密の重要度に関する係数

それぞれの値より、 $P = 26.1 \text{ kg/cm}^2$  が得られた。

g. ネジ山

ネジ山の強度計算は JSME<sup>(7)</sup> の機械設計を参照して計算した。

(a) ネジ山のせん断応力

ネジ山のせん断応力を  $\tau$  (kg/mm<sup>2</sup>) とすれば式 (2.10) で与えられる。

$$\tau = \frac{Q}{Z \pi d_1 n (15/16) P} \quad (2.10)$$

ここで

$Q$  (kg) = フタに掛る全圧力,  $Z$  = ネジ山の数,  $d_1$  (mm) = 谷径,  $n$  = 使用されるボルト数,  $P$  = ネジのビットこれらの値より  $\tau = 1.63 \text{ kg/mm}^2$  を得た。

(b) ネジ部の曲げ応力

ネジ部の曲げ応力を  $\sigma_b$  (kg/mm<sup>2</sup>) とすれば、式 (2.11) で与えられる。

$$\sigma_b = \frac{6 \times 0.37 P Q}{Z \pi d_1 (15/16) P} \quad (2.11)$$

ここで  $Z, d_1, P, n, Q$  は式 (2.10) で使用したものと同じ値を使用すると  $\sigma_b = 3.83 \text{ kg/mm}^2$  が得られた。

h. 穴補強計算

タンクの胴体および平づき部に各種の穴が設けられているが、これらの穴に補強を施さなければならない。この計算には JES を採用した。強め材の有すべき断面積  $A$  (mm<sup>2</sup>)、強め材の有する断面積  $A'$  (mm<sup>2</sup>) とすれば、それぞれ式 (2.12), (2.13) で与えられる。

表 2.1 穴補強計算結果

	発電電圧計(A部)	コロナ・ポイント容器(B部)	のぞき窓(C部)	のぞき窓(D部)	加速管(底部)	フランジ(底部)	リード線(底部)
$A$ (mm <sup>2</sup> )	4,670	4,120	2,450	1,600	13,072	5,636	4,227
$A'$ (mm <sup>2</sup> )	4,850	4,250	2,556	1,830	13,223	6,004	4,790

$$A = (d + 2c) (t - e) \eta \quad (2.12)$$

$$A' = t_1 (d + 2c) + t_2 (d_0 - d_1) \quad (2.13)$$

ここで

$d$  (mm) = 穴の直径,  $a_1$  (mm) = 補強の穴の直径,  $c$  (mm) = 腐れ代,  $\eta$  = 溶接効率,  $t$  (mm) = 脊の計算厚さ,  $t_1$  (mm) = 計算上不要分の厚さ,  $t_2$  (mm) = 補強の厚さ,  $d_0$  (mm) = 補強の内径

である。各穴について求めた  $A$  および  $A'$  の値を表 2.1 に示す。ここでのぞき窓 (D 部) はタンクの直径が小さい所のものであるため、補強することなく、タンク自身の一部を補強材と考えて計算した。

i. 付属容器

発電電圧計およびコロナ・ポイント容器についてもそれ強度計算を行なった。これらは今まで述べた式 (2.

表 2.2 コロナ・ポイント容器強度計算結果

	胴板	フランジ	平づき	取付ボルト	ネジ山のせん断応力	ネジ部の曲げ応力
使用した式	(2.1)	(2.6)	(2.8)	(2.9)	(2.10)	(2.11)
結果	$P = 80.2$	$P = 41.4$	$P = 54.0$	$P = 61.5$	$\tau = 1.03$	$\sigma_b = 2.44$

表 2.3 発電電圧計容器強度計算

	胴板	フランジ	平づき	取付ボルト
使用した式	(2.1)	(2.6)	(2.8)	(2.9)
結果	$P = 81.3$	$P = 35.9$	$P = 68.3$	$P = 49.3$

1)～式 (2.11) を用いて行なったものであって、得られた結果を表2.2, 2.3に示す。

表2.3にはネジ部のせん断応力およびネジ部の曲げ応力を省略してある。これはボルトが等径、同数で円筒表面が表2.2の場合より小さいからである。

### (2) 工作法

工作法の詳細は省略し、簡単にその概要を述べる。

#### a. 板金加工

板取は酸素一プロパン・ガスにより所要の寸法よりやや大きい寸法に切断した。

胴の製作は、プレス機により半円筒形に成形し、これを2枚溶接して胴を形成した。

鏡板の製作もプレス機により成形加工した。

タンク全体の組立は、鏡板、胴板の成形加工後、機械切削により所要寸法にし、胴の一端に鏡板を他の一端にフランジをつき合せ溶接して、容器本体を成形した。

#### b. 溶接加工

胴板の長手継手および円周継手は自動サマージド・アーク溶接を行ない、配管およびのぞき窓穴はマニュアル・アーク溶接を行なった。

溶接棒はJISに規定されたもののうち、使用する鋼板にもっとも適したものを使用した。自動サマージド・アーク溶接の線材およびコンボジションも鋼板にもっとも適したものを選定して使用した。

#### c. 焼 鈍

タンクは溶接完了後、新三菱重工業株式会社神戸造船所において、つぎの応力除去焼鈍を行なった。すなわちタンクを入れるときの炉の温度は120°C以下とし、タンク各部の温度差は25°C以下になるようにした。焼鈍温度は635±15°Cで約4時間保持した。冷却に際しては炉内温度150°C以下でタンクを取り出し、このときもタンク各部の温度差は25°C以下になるようにした。

#### d. 検査

検査はすべて通商産業省の指導立合のもとに行なわれ、検査の際の記録を提出して合格したが、ここでは記録は省略し、検査の概要を記するだけにする。

材料検査は材料検査成績書を照合して確認をうけ、各種材料試験片採取場所の指示を受けた。材料試験はJIS・1号試験片による引張試験、幅35mm以上の試験片についてその厚さの2倍の内側半径、180度屈曲による曲げ試験および材料に関する衝撃試験を行なった。

溶接部開先検査は溶接前の開先形状の検査を受け、溶接後試験板をふたたび確認してもらい、試験片採取後、引張試験、屈曲試験、破面試験、溶着鉄試験および衝撃試験を行なった。

一方タンクの溶接部はX線による透視写真を撮影し、耐圧試験は水そう式にて41.7kg/cm<sup>2</sup>で行なった。一方気密試験は窒素ガスを充填して25kg/cm<sup>2</sup>で行なった。

### (3) 付属計器類

高圧タンクには安全弁を取付けてある。安全弁はバネ

式で作動圧力30kg/cm<sup>2</sup>、耐圧試験45kg/cm<sup>2</sup>、気密試験35kg/cm<sup>2</sup>に合格したものを使用した。圧力計は常用圧力の2倍、すなわち50kg/cm<sup>2</sup>のものを使用している。

検査を完了した高圧タンクは内面を洗浄サビ落しを行なった後、亜鉛メタリコッ、外面は灰色塗装を行なった。

なお、高圧タンクには胴体に発電電圧計、コロナ・ポイント、のぞき窓、および昇降用車輪が取付けてある。一方平づつにはガス充填と排気兼用の配管、タンク内冷却用配管、スプレ高圧電源用ブッシング、タンク内配線用端子が取付けられている。とくに配線用端子はマイカレックスを用いて特別に製作したものである。さらに加速管延長部のために穴があけてある。平づつには加速管延長部にあるベロをターン・パックを使用して支持できるようにフックも取付けてある。

### (4) 底板

底板は加速器全体を支持するためのもので、その寸法は1,500×2,500×50mmの鋼板である。フタの開閉の際に高圧タンク内の絶縁支柱を保護するための案内柱を兼ねて、組立、修理に便利なように、この底板に4本の柱を立て、タンク開閉にはとくにタンクに車輪が付けてあるので、この柱に沿って容易に運転できるようにしてある。排気系統に属する水銀拡散ポンプ、6inのニューマチック塞止弁など、および配線、配管用の分岐盤もこの底板に取付けてある。

## 2.2 高電圧発生部

高電圧発生部は高圧タンク内にあって、上下滑車、絶縁ベルト、駆動用モータ、スプレ針とコレクタ針、高電圧電極、ダラ、絶縁支柱、およびスプレ電源などからなっているが、スプレ電源はVE-2形のときと同じものであるから省略し、以下順を追って概要を説明する。

### (1) 下部滑車

下部滑車部分は下部台板に取付けられている。滑車は軸、ハウジングおよび当板で一体となり、一端にVベルト用滑車があり他端には平衡用のモリが取付けてある。下部滑車全体は案内棒に沿って上下移動可能な構造にした。これは絶縁ベルトが延びても、そのたびにタンクを開けて調整する必要がないようにするためである。滑車自身の材質は不銹鋼で、その長さは320mm、中央部の直径は108mm、両端の直径は105mmで1.5mmのクラウニングがとっている。ハウジングにはシャハイ板、スプレ電極、コレクタが取付けられている。

### (2) 上部滑車

上部滑車は上部台板上に取付けられている。滑車全体は軸、ハウジング、座板、調整棒、案内棒および両端の磁石発電機より成り立っており、位置の調節は案内棒と調整棒とによって行なうことができる構造になっている。滑車自身は不銹鋼製で、その長さは300mm、中央部の直径は108mm、両端の直径は105mmで1.5mmのクラウニングがとっている。上部滑車は一度調節したあと固定のままである。

上部と下部滑車の構造が適当であるため、絶縁支柱を分解することなく、簡単に絶縁ベルトを交換できる。

#### (3) 絶縁ベルト

絶縁ベルトは気球製作所製のものを使用している。全長 5,400 mm、幅 280 mm、厚さ 2.5 mm のものである。布地は木綿のタッサー・ブロードを使用し、ゴムは天然ゴムである。布地とゴムはいずれも 3 ply のものを使用している。現在までに数本使用してみたがまだ種々欠点がある。第 1 に荷重に対して伸びが大きいこと、第 2 に電気抵抗が比較的低く、とくに表面抵抗が低いものがある。第 3 には回転中に動搖が激しいこと。これらはいずれもパン・デ・グラーフ形加速器にとって非常に困る問題であるが、上記の点を十分注意して、できるだけ良い絶縁ベルトを選択して使用しているので、完全ではないがかなりの寿命を持っている。

#### (4) 駆動用モータ

駆動用モータは三相、二極、5.5 kW のものである。滑車の回転数を一定にし、絶縁ベルトの速度を 20 m/sec になるように、駆動モータの滑車の寸法を適当に選んである。駆動用モータの配線には前述のようにタンクの平端子にマイカレックス端子を特別に製作し、これを使用している。

#### (5) スプレ針およびコレクタ針

スプレ針およびコレクタ針の設計に際し、VE-2 形の経験をもとに、針以外のところにできるだけ突起がないようにした。針は前回どおり蓄音機針を採用しているが、針と針との間隔は 1 mm, 3 mm, 5 mm の 3 種類を試作して、スプレした結果、1 mm 間隙のものを採用している。

#### (6) ダグラ

ダグラは VE-2 形ではコロナ放電を利用したが、この方式は稍々不安定なこともあるので、新しく 40 kV の直流電源を高電圧電極内に設置した。回路は 1B3 GT を 2 段にしてコウクロフト・ワルトン形に接続したものである。この電源は磁石発電機より供給した。ダグラ用スプレ針は (5) で述べたものと同一のものを使用した。

#### (7) 高電圧電極

VE-2 形でアルミニウム製を用いたが、コロナ・ポイントに面した部分にコロナ放電の跡が明了にあらわされていたので不銹鋼製のものを採用した。外径は 620 mm、高さは 689 mm で上部の球形部分の半径は 400 mm である。表面仕上は鏡面仕上である。上部台板に取付けられた 3 個のスナップ・ボルトで固定できる構造にした。

#### (8) 絶縁支柱

フープは 1.6 mm 厚の銅板を絞り加工した後、ニッケルメッキしたものである。フープの外径は 580 mm で、フープ間隔は 50 mm にした。絶縁支柱の高さは 2,100 mm で、フープと直径 110 mm の 3 個のガイシと 3 個の鉄板とをアラルタイト 101 で接着し、これを 1 ブロックとし、これらを各段ねじどめにして 42 段積み重ねた。フープにはベルト

の通る部分の内側および外側にベルト・フープを取付けた。最初ベルトからフープへ電荷の移動を防ぐため内側のベルト・フープにはコバルト管の外側にガラスをまぶしたものを使用したが、上昇側のベルト・フープはベルトと接触してガラスの破損が多いので、ガラスをまぶすことをやめてコバルト管だけにした。とくに内側のベルト・フープは絶縁ベルトを掛けた後にねじどめで取付けられるようにしてあり、現在は一段おきに取付けている。フープの外縁部の断面は VE-2 形では円形であったが、今回は小判形にした。これはフープの上部では半径方向の電界強度が縦方向より大きくなるから、できるだけ半径方向の電界強度を減らすためである。高電圧電極近傍がもっとも電界強度が大きくなるので、上部台板にも半割のフープを取付けた。

電圧分割については VE-2 形と同様コロナ針によるコロナ放電を利用した。2 組のルーサイト棒にそれぞれコロナ針を取付け、下部台板の下に取付けたトルク・セルシ・モータによりコロナ針の位置を自由に変えることができるようとした。

#### (9) 電界強度

前にも述べたように、高電圧電極がもっとも電界強度が大きくなる。高電圧電極の円筒部と高圧タンクとの間の電界強度  $E(r)$  は、簡単のため無限に長い同軸円筒と考えれば、式 (2.14) で与えられる。

$$E(r) = \frac{V}{r} \cdot \frac{1}{\log r_2/r_1} \quad \dots \quad (2.14)$$

ここで  $r$  (cm) = 円筒の中心線よりの距離、 $r_1$  (cm) = 高電圧電極の半径、 $r_2$  (cm) = 高圧タンクの半径、 $V$  (ボルト) = 高電圧電極の電圧

電界は  $r=r_1$  すなわち高電圧電極表面でいちばん強くなる。いま  $V=3 MV$ 、 $r_2$  (= 75 cm) を一定にして  $r_2/r_1$  と  $E(r_1)$  の関係を示すと、式 (2.14) より図 2.4 のようになる。もちろん式 (2.14) より  $dE/dr=0$  の条件から  $r_2/r_1=e=2.72$  のとき、高電圧電極表面の電界強度は

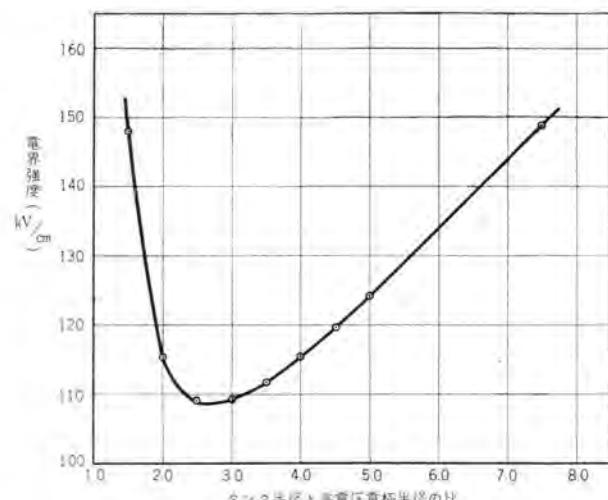


図 2.4 高電圧電極の電界強度  
Fig. 2.4 Electric field intensity of high voltage terminal.

$E(r_1) = V/r_1$  のようになるが、 $r_2/r_1 = 2.5$  のときの  $E(r_1)$  と  $r_2/r_1 = 2.72$  のときの値とではあまり大きな差ではなく、タンク内のガス圧力が増すと、タンクの肉厚も増すため、一応  $r_2/r_1 = 2.5$  にとり、高電圧電極の直径を 60 cm とした。もちろんそのときの高電圧電極表面の電界強度は大体 110 kV/cm であり、1 気圧の空気の絶縁耐力が 30 kV/cm であるから、少なくとも絶縁ガスの圧力を増すことにより、絶縁耐力を 4 倍以上に増すことができる。110 kV/cm の電界強度に耐えると考えた。

### 2.3 加速管系統

加速管は VE-2 形と同様多段式を採用した。絶縁支柱との関係で加速電極間距離を 50 mm にしたこと、加速電極にコバルトを使用したこと、加速電極の穴の寸法を各段ごとに変え、全体としてテーパーを持たせてあること以外は VE-2 形とほとんど同じ構造で、組立・検査方法も同じである。加速管上部に取付ける電子銃も構造としては VE-2 形と同じで、フィラメント加熱電源も上部滑車に取付けられた 150 W 2 台の磁石発電機より供給した。加速管下部には軸合せのためのペローズ、速動真空バルブ、集束コイル、走査コイル、スキャンナを取り付けてある。集束コイル、走査コイルは VE-2 形の場合と同じである。速動真空バルブは排気装置の項で述べる。スキャンナの窓は VE-2 形の場合より大きくし、18 mm × 300 mm で、走査ビームをモニタするため両側にコレクタを取り付けてある。のために実際に利用できる走査幅は大体 280 mm である。窓には 0.1 mm のアルミニウム箔を使用し、窓の周囲は水で冷却されており、過熱による窓の破損を防止している。

### 2.4 排気装置

粒子加速器において、動作時の真空度の良否が得られるビームの性質に大きな影響をもつから、設計には注意を払った。その特長を列記すると次のとおりである。

- (1) フレオン冷却の水銀拡散ポンプの採用
- (2) 速動真空バルブの使用
- (3) 運転操作の自動化
- (4) 配管には不銹鋼を使用したこと

全体の系統は加速管部 → 6 in ニューマチック・バルブ → 冷却トラップ → 水銀拡散ポンプ → 2 in ニューマチック・バルブ → キニード形油回転真空ポンプとなっている。VE-2 形では油拡散ポンプを使用したが、今度は水銀拡散ポンプを使用し、水銀蒸気の影響をできるだけ避けるよう注意した。

水銀拡散ポンプは当社製 FM-800 形を採用し、フレオン冷凍機でポンプ胴体上部を冷却し、水で下部を冷却する方式にした。

冷却トラップは液体窒素または液体酸素を入れる 5.6 l の容器からなっており、液体窒素 5 l で 16 時間冷却できるように、とくに表面の仕上に注意してある。

6 in および 2 in のニューマチック・バルブは圧縮空気 5 kg/cm<sup>2</sup> で動作するもので、空気圧縮機 1 台で駆動する。

水銀拡散ポンプの補助ポンプとしては 700 l/min のキニード形油回転真空ポンプを使用している。

形油回転真空ポンプを使用している。

真空計としては加速管下部に当社製 K-30 形電離真空計、冷却トラップと 6 in ニューマチック・バルブの間にはフィリップス真空計、2 in ニューマチック・バルブとキニード形油回転真空ポンプの間はサーミスタ真空計を採用した。もちろん油回転真空ポンプの先にはガイスラ管を使用している。

ビーム取出窓はアルミニウム箔を使用しているが、ビームによる過熱、わずかの衝撃、接触、または被照射物質の放出するガスなどに犯されて破れやすく、破れた場合には短時間のうちに装置全体に修理困難なほどの致命的事故を引き起こすことが考えられるのでとくに試作した速動真空バルブを取付けた。図 2.5 はその外観を示すものである。速動真空バルブは、装置の重要部から離れた位置にある電子線取出窓の近くに設けることによって、その効果があげられるが、バルブの閉塞が短時間であることが望ましいのは当然である。そこで、真空度の低下



図 2.5 速動真空バルブ

Fig. 2.5 Quick vacuum valve.

表 2.4 速動真空バルブ動作特性

真 空 中 (ms)	大 気 中 (ms)
平 均 61.8	平 均 53.0

をフィリップス真空計により検出し、その電気信号によりバルブの閉塞機構を動作させる形式を採用したが、この形式に類似のものをすでに 1956 年に A. W. Knudsen<sup>(8)</sup> が発表している。しかしながら Knudsen のものは機械的にやや不備の点があり、確実な動作は期待できそうにないので新しい機構を試みた。

閉塞時間を測定した結果は表 2.4 に示す。右側の値は大気中で弁閉塞を行なった結果で、左側は真空中で測定した結果である。

### 2.5 冷却方式と絶縁ガス充填方式

冷却系統、絶縁ガス充填系統の配管は図 2.6 に示すとおりである。冷却系統は水道水と 0.7 および 1.5 kW の当社製フレオン冷凍機とを用いた。水による冷却は 2 台のフレオン冷凍機、水銀拡散ポンプの一部および電子線取出窓である。フレオン冷凍機は、0.7 kW のほうは水銀拡散ポンプ、1.5 kW のほうはタンク内の冷却に使用している。

絶縁ガスとしては窒素ガスと炭酸ガスを 4:1 の割合で充填する。絶縁ガスを充填する前に 700 l/sec のキニード形油回転真空ポンプでタンク内を排気し、これによってタンク内の湿気を除く。減圧弁を持つ絶縁ガス用ポンベか

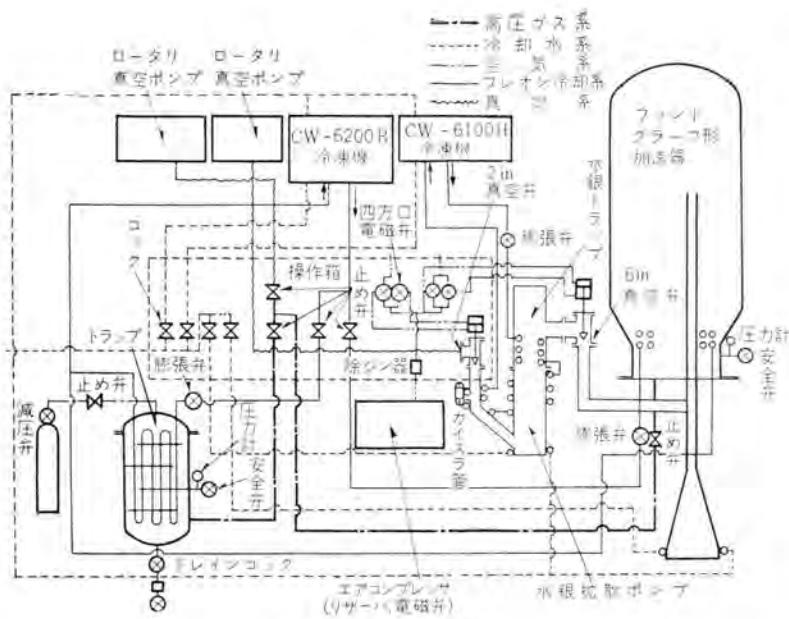
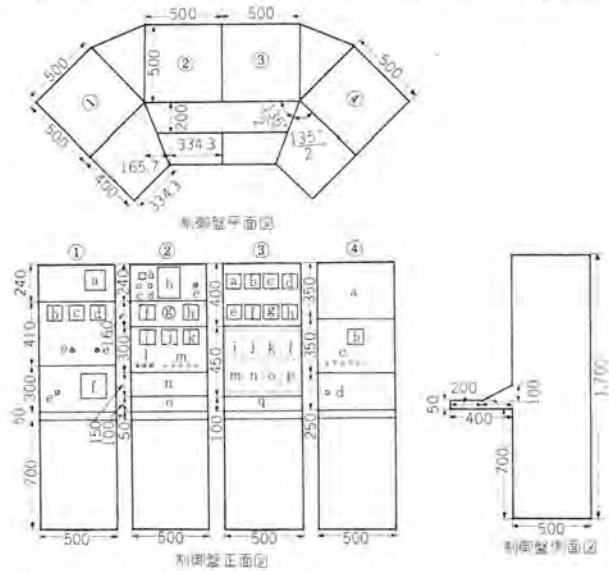


図 2.6 配管系統図

Fig. 2.6 Block diagram of piping system.

ら図 2.6 に示すトラップの代わりに除湿用のオートビューレックスをとおしてタンクに充填する。1 本ずつのポンベから充填すると長時間を要するので、10 本一度に充填できるように配管を設計してある。ただ炭酸ガスの充填に際



- ①a. 指示計
- b. MR-3 形高圧一次電圧計
- c. MR-3 形ケントロニクス一次電圧計
- d. MR-3 形入力電圧計
- e. スライダック
- f. インターホーン
- ②a. ブザ
- b. パルボル
- c. ブザスイッチ
- d. 可変抵抗器
- e. スライダック
- f. 20 A MR-3 形
- g. SN-1 形メータ继電器
- h. MR-3 形トラップ温度計
- i. 100 μA MR-3 形
- j. 5 mA MR-3 形
- k. 100 μA MR-3 形
- l. インチ
- m. 可変抵抗器
- n. 標示灯盤
- o. スイッチ盤

- ③a. タイマー
- b. 時間計
- c. タンク温度計
- d. ビーム電流計
- e. スプレ 1 mA 電流計
- f. コロナ 1 mA 電流計
- g. ダブル 1 mA 電流計
- h. モーター 1 mA 電流計
- i. セルシック・フランメント抵抗
- j. セルシック・フランメントスイッチ
- k. セルシングリッドバイアス
- l. セルシスブレ
- m. セルシコロナギヤード
- n. セルシコロナギヤード
- o. セルシン予備
- p. セルシン予備
- q. シリチ盤
- ④a. オシロスコープ
- b. 2 mA MR-3 形電流計
- c. 可変抵抗器
- b. スライダック

図 2.7 操作盤の構造

Fig. 2.7 Outline dimensions of control desk.

してはポンベの出口が凍結する所以あるので暖める必要がある。充填された絶縁ガスの圧力はタンクに取付けた連成計によって読むことができる。

## 2.6 制御盤

制御盤の構造は図 2.3 に示すような外観であり、その構成は図 2.7 に示すとおりである。スイッチおよびパイロット・ランプはそれぞれ 1 個所に集め、操作の簡便化をはかった。制御盤の四つのラックはそれぞれ次のものが収容されている。

① スプレ用高圧電源一次計器とスライダック、コロナ・ポイントの指示計、インターホーン。

② 真空系用ゲージ、加速電圧計、サーミスタ真空計、フィリップス真空計、電離真空計、トラップ温度計、全パイロット・ランプ

③ タイマー、時間計、ビーム電流計、スプレ電流計、コロナ電流計、ダブル電流計、モニタ電流計および全トルク・セルシン・モータの指示計

④ オシロスコープ（走査状況監視用）、走査コイル用電源との制御盤ではとくに排気系統の自動化と高電圧電極内の遠隔操作に注意して設計を行なったのでその概略を述べる。

まず排気系統の自動化であるが、電離真空計、フィリップス真空計、サーミスタ真空計をそれぞれもっとも信頼できる範囲で使用することによって達成した。その操作は次のとおりである。

(1) 主電源を入れると同時にサーミスタ真空計と電離真空計の回路の電源がはいる。

(2) 真空系統用冷凍機ならびにタンク冷却用冷凍機を運転し、制御盤の温度計によってそれぞれの温度が低下したことを確認する。

(3) 空気圧縮機を運転する。

(4) 操作スイッチを auto にする。

以上の操作を手動で行なえば、真空度の向上に伴って自動的に下記の操作が行なわれる。

(1) キニ形油回転真空ポンプが働き遅延リレーにより約 15 秒後に 2 in パルプが開く。

(2) サーミスタ真空計だけは主電源投入と同時に動作する状態になっているから、真空度がよくなると (0.1 mmHg) 水銀拡散ポンプのヒータがはいり、フィリップス真空計回路がはいる。

(3) 水銀拡散ポンプが動作して真空度が向上 ( $1 \times 10^{-4}$  mm Hg) すれば、6 in パルプが開き、電離真空計のフィラメントが点火して加速管部の真空度を指示する。

(4) 電離真空計による真空度 Good ( $1 \times 10^{-5}$  mm Hg 以下), Intermediate ( $10^{-4}$  mm Hg 台), Poor ( $10^{-3}$  mm Hg 台) の 3 段階でそれぞれ次の動作を行な

うようにしてある。

Good のとき、走査電源とスプレ電源がはいる。このときベルト駆動モータのスイッチと電子銃フィラメントの電源を手動で投入し、スプレを行なうと、ビームが得られ正常運転にはいる。

Intermediate のとき、真空悪化を知らせる警報ランプが点灯し、速動真空バルブの電源がはいる。

Poor のとき、スプレ、走査などのビーム取出しに必要な電源が切れ、ベルト駆動用モータが停止する。

さらに真空度が悪化するか、急にビーム取出窓が破損するなどの事故があったときは、速動真空バルブが閉じて、加速管および真空系統を保護するようになっている。なお停電時には 6 in および 2 in バルブが閉じ、真空悪化を防ぐようになっている。

つぎに高電圧系統の遠隔操作は、高電圧発生部が高圧タンク内に収容されており、ビーム照射中に高圧タンクに接近することは不可能であるからぜひ必要で、すべてトルク・セルシン・モータを使用して行なった。制御盤に 8 個の送信用トルク・セルシン・モータを置き、高圧タンク内に同じく受信用を置き、送信用トルク・セルシン・モータの回転運動を減速して回転運動または上下運動にし、ルーサイト棒を介して高電圧部分に動力を伝達した。遠隔操作を行なったのは次の 5 種類である。(a) 電圧分割用コロナ・ギャップの間隔を変えるためのもの(2組); (b) 電子銃フィラメントのスイッチ用(1組); (c) 電子銃フィラメント抵抗を変えるためのもの(1組); (d) 電子銃 Wehnelt 電圧を変えるためのもの(1組); (e) ダブラーのスイッチ用(1組)である。残りの 2 組は実験用の予備である。電圧安定用コロナ・ポイントは指示セルシン・モータを使用し、コロナ・ポイントの移動は高圧タンクに取付けた小形モータを使用した。トルク・セルシン・モータにはガバを付け、そのガバによってトルク・セルシン・モータ用のスライダックの電源がはいるようになっており、運転者以外の人が勝手に操作して事故を起こさないように注意してある。

分岐盤は制御盤と本体との中継になるもので、電気配線用と配管用との 2 個のキャビネットにわけて底板に設置されている。

### 3. 実験結果

VE-2 形ではガス圧力が  $9 \text{ kg/cm}^2$  であったため、タンク内の真空管などが破損する心配はなかった。今回は  $25 \text{ kg/cm}^2$  であるため、タンク内に装備する部品はすべて試験装置で圧力試験を行なったものを使用した。真空度は電離真空計で測定して當時  $2 \times 10^{-6} \text{ mm Hg}$  を確保することができた。

#### 3.1 軸合せ

集束コイル、スキャンニング・ボビン、スキャンナの軸合せを行なった。まずスキャンナを取除いた状態で、スキャンニング・ボビンの出口(30 mm $\phi$  の穴)にアルミニウム箔を取付け、その下においてガラス板の電子ビームによる着色反転現象

を利用して、ペローズを調整し軸合せを行ない、つぎに集束コイルに電流を流し同様の方法で集束コイルの傾斜を変えて軸合せを行なった。つぎにはスキャンナを取付けて前と同様、集束コイルを動作させながら軸合せを行なった。以上は 2 MeV のビーム・エネルギーで調整したが、電子線取出窓を通過する電流はアルミニウム箔にとらえられるものも含めて 90 % 程度であった。もちろんスキャンニング・コイルを動作させたときも、90 % 程度電子線取出窓を通過する。

#### 3.2 電子ビームの集束状況

電子ビームの集束状況を調べる場合、スキャンニング・ボビン出口に軸合せのときと同様にアルミニウム箔を取付け、その下にアルミニウム板のコレクタを置き、コレクタ電流が変化しないコイル電流の幅とそのときのコイルの中心電流を測定して調べた。

これでは実際何 mm $\phi$  に集束されているか明確にできないが、30 mm $\phi$  以内に集束されている範囲がコイルの電流幅からわかるので集束状況の目安になる。

##### (1) Wehnelt 電圧の影響

ビーム・エネルギー 2 MeV、コロナ・ギャップ、フィラメント電流を一定に保ったとき、Wehnelt 電圧と集束コイル電流との関係を調べた結果コイル電流の幅は Wehnelt 電圧が高いほうが大きくなっていることから集束状況も Wehnelt 電圧の高いほうが良好であることがわかった。

##### (2) ビーム・エネルギーの影響

スプレ電流、ビーム電流、Wehnelt 電圧を一定にして、コロナ・ギャップの間隔を増減させることによってビーム・エネルギーを増減して集束状況を調べた結果は、エネルギーの高い方が同一条件では集束状況は良好であることがわかった。

以上の結果のほかに 30 mm $\phi$  のアルミニウム箔の窓の下にガラス板をおき、電子ビームによる着色反転現象よりビーム集束状況を調べたところ、ビーム・エネルギー 2.2 MeVにおいて 10 mm $\phi$  以内に集束されていることを確認しているので、照射用としては十分満足すべき集束状況である。また 2.2 MeV、150  $\mu\text{A}$  の電子ビームを 5 mm 厚のアルミニウム板に当てるとき、約 2 分間で 3 mm $\phi$  程度の穴があくことも確かめた。

#### 3.3 ビーム・エネルギーの測定

ビーム・エネルギーと発電電圧計との較正は電子銃の条件を一定にし、ビーム電流約 10  $\mu\text{A}$  を流し、コロナ・ギャップとスプレ電流の増減によってビーム・エネルギーを変化させることによって行なった。エネルギー測定<sup>(9)</sup>には顕微鏡用カバー・ガラス(18 mm  $\times$  18 mm  $\times$  約 0.2 mm)を使用した。10  $\mu\text{A}$  の電子ビームを約 1 分間照射し、着色したカバー・ガラスの厚さ(mg/cm<sup>2</sup>)よりエネルギーを決定した。アルミニウム箔(0.1 mm)は 50 mg として着色ガラスの mg/cm<sup>2</sup> に加えたとき(加速管内で実際に加速されたビーム・エネルギー)のビーム・エネルギーを求めた結果は図 3.1 に示すとおりである。

この較正された発電電圧計を用いて絶縁ガス(N<sub>2</sub>:CO<sub>2</sub>=4:1)の圧力をえた状態で、コロナ・ギャップの間隔と

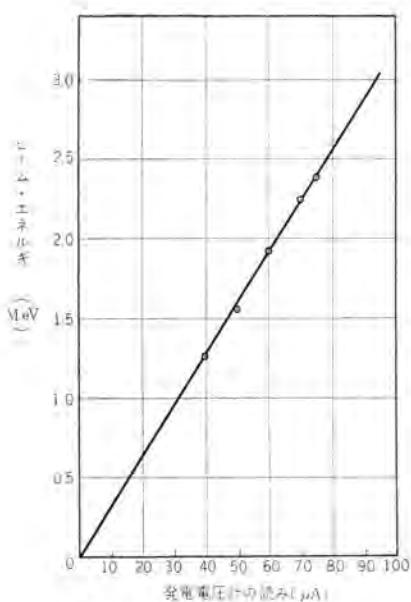


図 3.1 ビーム・エネルギー校正曲線  
Fig. 3.1 Calibration curve of beam energy.

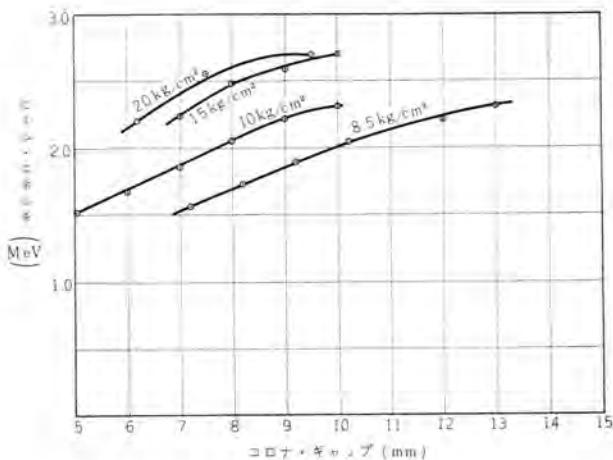


図 3.2 ビーム・エネルギーとコロナ・ギャップの関係  
Fig. 3.2 Relations between beam energy and corona gap.

ビーム・エネルギーとの関係を調べた結果は図 3.2 に示すとおりである。

これよりコロナ・ギャップで分割した場合、15 気圧までは比較的直線状にコロナ・ギャップ間隔を 5~10 mm の範囲で変化させることによってビーム・エネルギーが変えられるが、15 気圧以上になると飽和状態に達する傾向がある。またビーム・エネルギー変動率は ±2% 以下であることを確認した。

### 3.4 ビーム電流

ビーム電流の最高値は 300 μA であった。ビーム電流は、スプレ電流、フィラメント加熱電圧ともにまだ増加できるので、もっと増加させうる可能性がある。ビーム・エネルギー 2.4 MeV、ビーム電流 150 μA で連続運転を行なったが異状なく、そのときのビーム電流の変動率は ±3% 以下であった。さらにビーム電流を増加さすためには加速管のエ

ージングを行なう必要があろう。ビーム電流の増減は Wehnelt 電圧がビームの集束状況に影響を及ぼすので、フィラメント電流の増減により行なうようにし、0 から可変にできる。

VE-2 形では、ダブル電源にコロナ放電を用い、ダブル電流の効果について述べたが、今回は 40 kV の直流電源を用いて行なった。このダブル電流によって VE-2 形のときと同様の結果が得られており、今回の実験ではすべて 20 kV を印加して行なったので、これを 40 kV にあげることにより、ビーム電流を増しうる可能性を含んでいる。

### 3.5 走査ビーム濃度の測定

照射実験の際、走査ビーム濃度の測定は必要欠くべからざるものである。走査ビームの濃度の測定はガラスの着色現象を利用した。図 3.3 に示すように走査方向を x 軸、これに直角方向を y 軸とり、走査しないときのビームの位置を原点に選んだ。

電子線取出窓の下にイオン・チャンバーをおく、この下にガラス板を置いた。窓のアルミニウム箔からガラス板までは約 60 mm くらい離れている。このガラス板の上を  $10 \times 20$  mm の金属板でおおい、金属板には  $5 \text{ mm} \phi$  の穴を 3 個あけて、この穴を通った電子線によるガラスの着色の模様を、自記分光光度計を用いて  $410 \text{ m}\mu$  における吸収を比較することによって濃度を調べた。ビーム・エネルギー 2.0 MeV、ビーム電流 10 μA、集束コイル 1.2 A、走査コイル 140 mA で 20 秒照射して測定した。

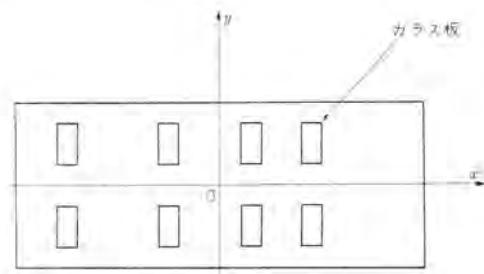


図 3.3 走査ビームの濃度測定配置図  
Fig. 3.3 Density measuring arrangement of scanned electron beam.

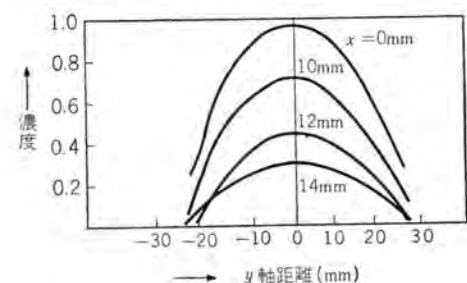


図 3.4 走査ビームの濃度測定結果 (y 軸)  
Fig. 3.4 Results of density measurement of scanned electron beam. (y-axis)

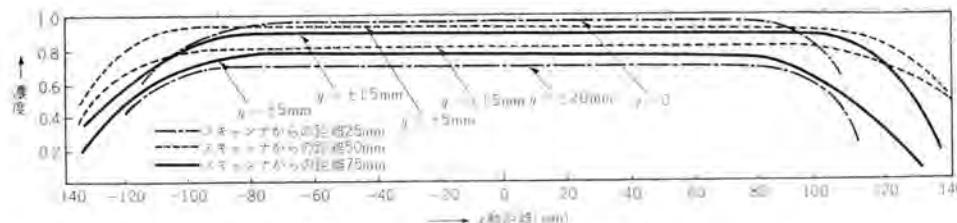


図 3.5 走査ビームの濃度測定結果 (x 軸)

Fig. 3.5 Results of density measurement of scoured electron beam. (x-axis)

ガラスの厚さ  $d$ 、金属板でおおった部分の透過度を  $T_0$ 、 $5 \text{ mm} \phi$  の着色部分の透過度を  $T$  とすれば、ガラスの吸収は

$$\mu = \frac{1}{d} \log \frac{T_0}{T} \quad (3.1)$$

で与えられる。これによって求めた濃度は図 3.4 および図 3.5 に示すとおりである。

電子線取出窓から走査ビームを取出すとき、アルミニウム箔と空気中での Rutherford 散乱が起こるので、これらの現象を考慮して走査波形を検討すべきであるが、ここで実験した波形は三角形で繰り返し数は 200 cps である。

上述の結果から、静止試料を照射して精密な実験を行なう場合にはとくに位置によって照射量が完全に一様でなくなることを考慮する必要がある。

#### 4. む す び

polymer irradiation 用の電子加速用バン・デ・グラーフ形加速装置を製作し、その構造と実験結果の一部を述べた。もちろんまだ改良すべき点は多数あるが、その中でもとくに絶縁ベルトはその性能に及ぼす影響が大であるため、現在試作研究中である。この装置では電圧分割用にコロナによるコロナ放電を用いたが、抵抗体による電圧分割方法も実施する予定にしている。その他構造上の問題では、小形化の方向に進む必要のあることを痛感している。

最後に、この装置の研究に種々ご指導をいただいた取締役大野才三技師長、研究所物理第一研究室菅野正雄室長、製作を担当していただいた工務課塩見清士課長、浅

見辰巳副課長、八木正孝主任、伊丹製作所板金課南日達郎副課長、本社施設部高尾祐三郎課長、新三菱重工業株式会社神戸造船所研究部材料研究課会田博課長の皆様に深く感謝の意を表すとともに、実験を手伝っていただいた日本放射線高分子研究協会東京研究所山本武夫君ならびに三菱原子力工業株式会社研究所伊丹分室井上功一技師に深く感謝します。  
(36-3-7 受付)

#### 参 考 文 献

- 今村 元・中村 貢・井上功一・藤永 敦: 電子線加速用ベルト起電機、「三菱電機」, 31, 468 (昭 32).
- 藤原健一・今村 元・藤永 敦・佐伯安男: 電子線加速用 Van de Graaff 形加速器、第二回原子力シンポジウム報文集、物理原子炉 (2), 35 (昭 33).
- 日本機械規格、火なし圧力容器の構造、JES 機械 8301, p. 45 財団法人日本規格協会発行 (昭 24).
- British Standards Institution, Fusion-Welded Pressure Vessels for use in the chemical and allied industries. British Standard Code 1500 (1949).
- The American Society of Mechanical Engineers, Rules for Construction of Unfired Pressure Vessel ASME Boiler and Pressure Vessel Code Section VIII (1956).
- 日本工業規格、陸用鋼製蒸気ボイラの構造、JIS-B-8201 (昭 29).
- 日本機械学会、機械工学便覧, 590 (昭 15).
- A. W. Knudsen: Fast Closing Vacuum Valve, Rev. Sci. Instr. 27, 148~150 (1956).
- 今村 元・後藤正之・宮下恭一・佐伯安男: Van de Graaff 形加速器の電子線エネルギーの測定——ガラスによるエネルギーの測定——第二回原子力シンポジウム報文集、物理原子炉 (2), 37 (昭 33).

# ブロック図から直接コード化するプログラム方式

研究所 首藤 勝\*

## Method of Simplified Programming through Direct Coding from Block Diagrams

Research Laboratory Masaru SUDO

The digital computer is much appreciated in various fields of application nowadays. Nevertheless, it can hardly be said worth while using this device if the efforts needed in programming outweigh the labour of calculating the problem without it. In solving initial value problems, the concept of the block diagram and operational element familiar in the analog computer techniques helps simplify the digital computer programs. Herein is described a method to realize program simplification by making use of the fact that a series of operations to be written in the subroutines corresponds to the interconnection of blocks in the block diagrams. An off-line compiling method is best suited for enormous numerical calculations among various processes.

### 1. まえがき

$$\frac{dy_i}{dx} = f_i(x, y_1, y_2, \dots, y_n) \quad (i=1, 2, \dots, n) \quad (1.1)$$

の形の連立微分方程式で表わされる初期値問題は、アナログ計算機のもっとも得意とするものであって、実際広く応用されている。その理由は、アナログ計算機がその基本要素として積分機能を有する演算増幅器をもっていること、要素間の結線が簡単であり、しかも基礎となるブロック線図手法を通じて実際の系との対応がつきやすいこと、計算速度が大きいことであろう。

デジタル計算機でもこの問題は種々の計算法およびプログラム方式を用いて解かれているが、ほとんどの場合には与えられた方程式(1.1)の右辺の関数形に従ってサブルーチンを作る必要がある。プログラム方式の相違によってサブルーチンの作り方に難易があるが、一般にこの部分のプログラムを作る仕事はアナログ計算機の要素間の結線よりもつかしい。とくに、ブロック図的考え方慣れている人達にとっては、アドレスの配分とかプログラムの流れの制御とかいったやっかいな仕事よりも、直観に訴えるような、ブロック図そのままのごく簡単なコーディングのほうが理解しやすく、また計算中でのパラメータ変更なども実際の系との対応をつけながらできるという点で、はるかに取り扱いが便利であろうと考えられる。このようにブロック図の接続を直接コード化する手法をとり、デジタル計算機で容易にできる乗除算や非線形性の取り扱いを折り込むことによって、アナログ計算機程度の簡易さでデジタル計算機を使いこなすことが可能となる。

当研究所に設置されている Bendix G-15 D 形デジタル計算機によって微分方程式を解くプログラムに、この「ブ

ロック図のコード化」を採用してプログラミングの簡易化を試みたので、その考え方およびその際作ったプログラム“DAS-24G”について報告する。

また、ブロック図を直接コード化して取り扱うという点に着目すれば、微分方程式を解く問題ばかりでなく、一般に、何種類かのそれぞれ異なる機能をもつブロックの相互接続で表わせる系の解析にもこの方法を応用することができる。

### 2. ブロック図のコード化

#### 2.1 一般的考察

ある系があって、その系の状態が時間とともにどのように変化するかを調べるという種類の問題を考えよう。問題の解き方そのものはわかっている、デジタル計算機でそれをやらせるためのプログラムも個々の問題によって変わらない一般的手順の部分はすでに作られているとする。問題が与えられると、その問題で扱う系がどういうものであるかという情報をある規則に従った方法で表現してプログラムに織り込まなければならない。このとき用いる規則としては、計算機本位に作られたプログラム用語法よりも、もっと簡単で理解しやすくしかも系をよく表わしている表現法を使うほうがよい。そこで、種々の方面で活用されているブロック図の力を借りて、ブロック図から直接簡単な規則で系の記号表現を得る方法を考えよう。

まず、ブロック図中に書くブロックは次のようなものであるとする。

- (1) それぞれ異なる機能をもつ何種類かのブロックがある。
- (2) 各ブロックには1個の出力端子がある。
- (3) 各ブロックは原則として数個の入力をもつ。入

力のないブロックもある。

このようなブロック間の相互接続の表現をコード化するために図中に現われるブロックに番号をつけよう。番号のつけ方にも種々の方法があり、実用的にはブロックの種類別に明確な記号を頭につけて同種のブロックをさらに通し番号で区別するという方法が良いが、ここではまず図中に現われるブロックに端から順に  $1, 2, \dots, N$  という番号をつける方法をとることにする。前述のブロックの性質から、相互接続の表現は『第  $i$  番ブロックの入力は第  $j$  番ブロックの出力と第  $k$  番ブロックの出力と……とである。』という形をとることがわかる。ブロックの種類によっては 2 個以上の入力がある場合にそれらの順序を明確に指定する必要がある。

ブロック数が  $N$  である場合、第  $i$  番目のブロックの機能が  $f_i$  (入力) という形で表わせるとすれば、そのブロックの入力  $I_i$  と出力  $O_i$  の関係は

$$O_i = f_i(I_i) \quad (2.1)$$

で表わせる。入力  $I_i$  は一般には  $n_i$  個あるが、ブロックの相互接続を考える場合は入力はすべてどれかのブロックの出力であるから、その種類は最大  $N$  種である。そこで第  $j$  ブロックの出力で第  $i$  ブロックの入力となっているものを  $O_{ij}$  と書くことにすれば式 (2.1) は次のように書きかえられる。

$$O_i = \varphi_i(O_{i1}, O_{i2}, \dots, O_{iN}) \quad (2.2)$$
$$(i=1, 2, \dots, N)$$

式 (2.2) はブロックの入力側の接続関係と機能を表わす式で、アナログ計算機のプログラミングの際には問題をこの形にまで分解することを自然にやっているのである。

われわれの問題では独立変数 (時間) を離散的にとつて各変数 (ブロックの出力) が時間のステップを進めるに従ってどのように変化して行くかを調べる。この観点から式 (2.2) をみると、右辺の変数  $O_{ij}$  はある同一時点に得られる値をとっていることがわかる。左辺の出力は右辺の  $O_{ij}$  と同一の時点に得られることもあるが、ブロックが遅延機能をもつてそれより遅れた時点で得られる。遅延機能をもつたブロックが全然ない系には今の場合興味をもたないことにし、少なくとも 1 個は遅延機能をもつブロックがあるとする。この場合、時間に対する系の状態の変化は遅延機能をもつブロックの出力の変化を中心として観察するのがよい。そこでこれらを  $O_{ij}$  の代わりに  $P_{ij}$  と書くことにする。入力をもたないブロックの出力も  $P_{ij}$  のグループに入れることにする。そうすると式 (2.2) は

$$\frac{O_i}{P_i} = \varphi_i(O_{ij}, P_{ik}) \quad (2.3)$$

となる。右辺の  $O_{ij}$  は入出力が同一時点で得られるブロックの出力であるから、そのブロックの機能を表わす式を代入して、さらに一段前の入力結合関係の表現で置きかえることができる。この操作をくり返して右辺から  $O_{ij}$  をなくしてしまえば、そのときは観察の中心となるブ

ロック出力で全変数を表わせたことになり、問題にする時点での各変数がそれより前の時点での各変数の値で表現されるから、その時点の各値を明確に決定することができる。右辺から  $O_{ij}$  がなくせない場合はある時点での各変数の値を確定できない。右辺から代入のくり返しで  $O_{ij}$  を消去することができるための条件は、 $O_{ij}$  グループのブロックだけで作られるフィードバックループがないことである。これは、フィードバックループがないならば右辺の  $O_{ij}$  変数は必ず 1 個減らせるることを考慮に入れて、代入の各ステップで右辺の  $O_{ij}$  変数の最大個数がどのように変化するかを調べれば容易に理解できる。

## 2.2 微分解析機としてのコード化

前節では一般的な考え方で便利なようにブロックの番号づけを通し番号で行なったが、実用的なプログラミングのコードとしてはブロックの種別を示すわかりやすい記号を採用するほうがよい。微分方程式を解く場合にはブロックとしてアナログ計算機と同じように、積分器、加算器、乗算器、除算器、関数発生器、定数発生器などの種類を設ければよいだろう。

ブロック相互間の接続関係の表現は、『A 種  $i$  番ブロックの入力は B 種  $j$  番ブロックの出力と C 種  $k$  番ブロックの出力と……とである。』という形をとる。これをコード化するにはこれらのブロック番号を全部次々に書いて行けばよいが、一般に入力の個数が不同であるから、計算機を使ってコード読み取り、翻訳編集をさせる場合には処理がめんどうである。それで、プログラミングが不便にならない程度に何段かに分けてコード化することにしよう。実際、微分方程式 (1.1) の右辺には  $(ay_i)$  という形の項が現われることが多いとみてよいし、除算のように 2 個の入力を扱うブロックがあることでもあるので、一般に入力を 2 個ずつの組に分けることにするのが便利である。加算器、積分器の入力も 2 個の入力の積を単位として扱うことになれば、乗算器は存在価値がうすくなり加算器にその機能を吸収させてしまうことができる。

このような考え方で使用可能なブロックの種別、個数を整理しておけば 1 台のアナログ計算機に対応するシステムができる。実際の計算に当たっては式中の任意の変数の値を目に見える形で得る必要があるし、また計算を進めるために必要な情報を与える必要があるから、ブロック相互間の接続関係を示すコードのほかに出力コード、変域指定コードなど特殊なコードも準備しておかなければならない。

## 3. プログラム方式

### 3.1 プログラムの構成

前述の手法を採用して作った微分方程式数値積分プログラムについて述べる。

最初に書いたように、

$$\frac{dy_i}{dx} = f_i(x, y_1, y_2, \dots, y_n) \quad (1.1)$$

をある初期条件のもとに解くのであるが、そのプログラムは、個々の問題によって変わらない一般的手順の部分と式(1.1)の右辺で示される個々の問題特有の部分とに分けることができる。前述のブロック図のコード化の手法はこの第二の部分を作るために用いるものである。第一の一般的手順の部分は前もって作っておいて何度も使用することができる。したがって式(1.1)を解く手順は、まず与えられた問題をブロック図で表わし、そのブロック間相互接続をコード化したのち、そのコードを使って式(1.1)の右辺を計算するためのサブルーチンを作り(この過程は後に述べる方法で自動編集する)、できたサブルーチン( $f_i$ サブルーチンと呼ぶ)をあらかじめ作ってある一般手順の部分(主ルーチン)と組み合わせて数値積分を進める、ということになる。

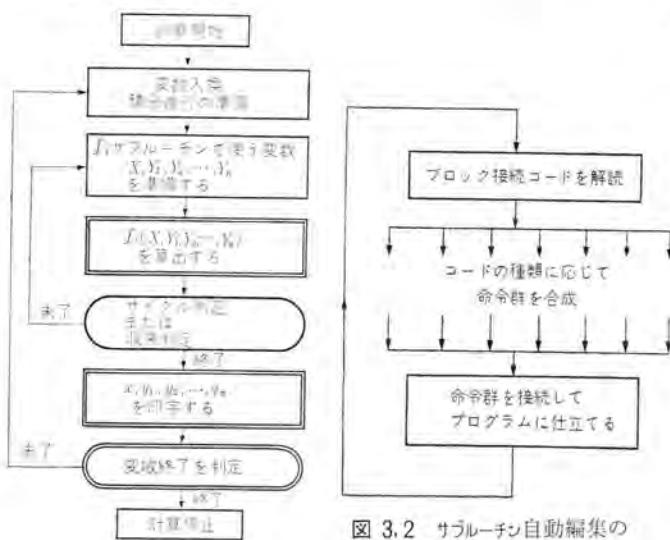


図 3.1 微分方程式数値積分プログラムの一般的構成  
Fig. 3.1 Flow diagram of a program for integrating differential equation.

数値積分プログラムの一般的構成を図示すると図3.1のようになる。

図3.1で一重の箱で示した部分は一般的手順の部分であるから、前もって作っておける。その構成は使用する数値積分法の相違 (Runge-Kutta 法, Milne 法など) によって少しずつ異なる。図3.1で二重の箱で示した部分は個々の問題に応じて作る部分である。この部分は別に作った自動編集用 プログラム によつて簡単なコードから編集される。自動編集の手順は大体図3.2に示すようになる。

### 3.2 自動編集法（単アドレス命令形の場合）

ブロック相互接続を示す簡単なコードから、それによって表わされる演算をするためのプログラムを編集する場合に考えなければならない問題は次の二つである。

(1) 必要となる演算のための命令を、単純命令、サブルーチン指令、擬似命令のどれかの形で全部準備する。

ること。

(2) 命令の順序の制御を円滑に行なうこと。

(1) は編集をやる以上当然なことなのではあるが、たとえば演算に伴う数の位取りをどうするかとか、どれだけの サブルーチン を用意してその接続法をどうするかといった問題に注意しなければならない。 (2) は編集でできる プログラム の命令がどういう形であるかによって方法が異なる。

まず、自動編集の実験の第一段階として単アドレス命令形の インタープリータ の用語の プログラム を組みたてる実験をやってみたので、(1)(2)(3)(7) その方法を説明する。

採用したインターフェータは“インターフォーム 1000”と呼ばれるもので、図3.3(a)の形の擬命令でプログラムをすることになっている。擬命令には四則演算のほか判定用の命令、入出力の命令があり、命令体系としてかなり完全なものである。取り扱う数は浮動小数点表示で、図3.3

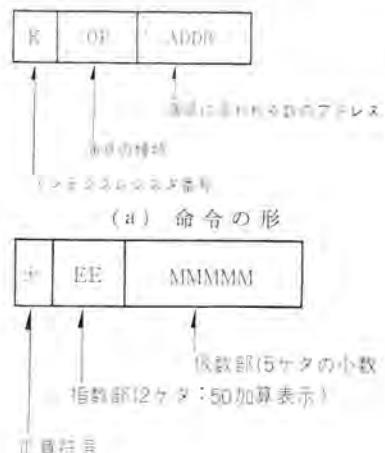


図 3.2 サラーチン自動編集の流れ図

Fig. 3.2 Compiling subroutines automatically.

(b) の形をもつ。浮動小数点表示を用いているから プログラム の際に位取り調節をする必要はなく、また三角関数、指数関数なども サブルーチン 命令で簡単にできるので、(1) の問題は解決する。また、プログラム の流れは命令の記憶番地の順に従ってつきつぎの命令がとられるという進み方をするから、編集に当たっては必要な演算のための命令を次々に作ってつないで行く方法をとればよく、(2) の問題も簡単に解決する。したがって、自動編集用 プログラム では、簡易化 コード から インターコム 命令群を合成するという基本的な仕事だけが問題となる。

前述のように簡易化コードは、着目するブロックの番号とそれへの入力を出している2個のブロックの番号とから成っている。最初の実験では使用する計算機が文字記号を扱えないものであったので、ブロック種別、番号を全部数字で表わさざるを得なかった。着目するブロックの番号をMN、それへの入力を出しているブロックの番号をAB、CDとすると、簡易化コードは原則として図3.4の

MN	AB	CD
----	----	----

図 3.4 簡易化コードの形  
Fig. 3.4 Command form used in the simplified program.

表 3.1 DAS の演算要素とその機能

演算要素	入力	出力	個数
積分器	$y_1, y_2, \dots, y_n; z_1, z_2, \dots, z_n$	$\int (y_1 z_1 + y_2 z_2 + \dots + y_n z_n) dt$	19
加算器	$y_1, y_2, \dots, y_n; z_1, z_2, \dots, z_n$	$y_1 z_1 + y_2 z_2 + \dots + y_n z_n$	20
除算器	$y_1, y_2$	$y_1 / y_2$	10
関数発生器	$y_1$	$F(y_1)$	20
定数発生器	—	$K_1$	33
独立変数置換器	—	$x$	1

表 3.2 DAS の演算コード

操作	演算コード	機能	MNの値
積分	MN, AB, CD ±	(AB) × (CD) を MN で積分する	01~19
加算	MN, AB, CD ±	(AB) × (CD) を MN に加える	20~39
除算	MN, AB, CD	(AB) ÷ (CD) を MN に入れる	40~49
関数発生	K, MN, AB, CD	F(AB) を作って MN に入れる	50~69
		F(y) サブルーチンは [K, CD] からはじまる	
移送	0, MN, AB, CD	(AB) を CD に入れる	50~69
		(AB) ≈ (7N) ならば DAS の順序に従う	
切換	MN, AB, CD	(AB) < (7N) ならば CD からのプログラムに移る	V0~V9
出力	W0, AB, EF	(AB) を EF なる書式でタイプする	
連続	X0, 00, 00	主ルーチンの終了を示すコード	
進行	Y0, AB, CD	(AB) < (CD) ならば次のステップに進む (AB) ≈ (CD) ならば計算を停止する	

独立変数置換器の MN 番号は 00 である。

定数発生器の MN 番号は 70~99 および U0~U7 である。

表 3.3 命令合成表

演算コード種類	操作	合成された命令	命令定数	合成資料
積分 (離続) MN, AB, CD, —	0 + AB*	4210*AB*	421000	0000AB
	× CD*	4410*CD*	441000	0000CD
	+ Yin	4311MN	431100	0000MN
	→ Yin	4911MN	491100	0000MN
	idle	492101	492101	000000
積分 (終了) MN, AB, CD, +	0 + AB*	4210*AB*	421000	0000AB
	× CD*	4410*CD*	441000	0000CD
	+ Yin	4311MN	431100	0000MN
	× Δx	441140	441140	000000
加算 MN, AB, CD, ±	0 + AB*	4210*AB*	421000	0000AB
	× CD*	4410*CD*	441000	0000CD
	+ MN	4310MN	431000	0000MN
	→ MN	4910MN	491000	0000MN
	idle	492101	492101	000000
除算 MN, AB, CD	0 + AB*	4210*AB*	421000	0000AB
	÷ CD*	4810*CD*	481000	0000CD
	→ MN	4910MN	491000	0000MN
	idle	492101	492101	000000
	idle	492101	492101	000000
関数発生 K, MN, AB, CD	0 + AB*	4210*AB*	421000	0000AB
	S, R, K-CD	080KCD	080000	0000KCD
	→ MN	4910MN	491000	0000MN
	idle	492101	492101	000000
移送 0, MN, AB, CD	0 + AB	4210AB	421000	0000AB
	→ CD	4910CD	491000	0000CD
	idle	492101	492101	000000
	idle	492101	492101	000000
	idle	492101	492101	000000
切換 MN, AB, CD	0 + AB	4210AB	421000	0000AB
	→ CD	41107N	411070	0000N
	<0, jump	2218CD	221800	0000CD
	idle	492101	492101	000000
	idle	492101	492101	000000
出力 (Floating, Type & Tab)** W0, AB, 00	Type AB	3210AB	321000	0000AB
	idle	492101	492101	000000
	idle	492101	492101	000000
	idle	492101	492101	000000
	idle	492101	492101	000000
連続 X0, 00, 00	Return	160000	160000	000000
			000000	000000
			000000	000000
			000000	000000
			000000	000000
進行 Y0, AB, CD	0 + AB	4210AB	421000	0000AB
	÷ CD	4110CD	411000	0000CD
	<0, jump	221300	221300	000000
	Halt	670000	670000	000000

\* AB または CD が 積分器を示す番号の場合には 4 テタのアドレス部に 0120 を加える。

\*\* 出力の演算コードは書式の相違によって 4 種類に分れるが、Type AB の命令のオペレーションコードが変わるものには本質的にはなんら異ならない。

ような形をしている。MN によって必要な演算とその結果をたくわえるべきアドレスとがわかる。AB と CD とから演算で使う数値のアドレスがわかる。したがって、各種のブロックについて必要な演算を行なうための命令群の母体 (AB や CD の情報をまだ組みこんでないもの) を表にして記憶しておき、簡易化コードを解読するたびに命令母体に AB, CD および MN の情報を組み込んで完全な命令を作つてつなぎ合わせて行く過程をくり返せば自動編集を進めることができる。

インターコム 1000 用語のプログラムを自動編集するためのプログラム (Differential Analyzer Simulator—DAS と略記する) で採用した要素の種類と機能を表 3.1 に、簡易化コードを表 3.2 に、自動編集の過程を要素の種類別に表 3.3 に示す。同表でわかるように、全種類の要素について合成する命令の個数を一定にしてある。これによって簡易化コードの段数と編集でできるプログラム中それに対応する部分の位置との対応を明確にしてプログラムの点検の便をはかっているのである。

このプログラムの特長は次のとおりである。

(1) 数値積分の基本公式として Runge-Kutta 法を採用した。

(2) 浮動小数点方式を用いたため位取り調節が必要である。

(3) プログラム点検修正がきわめて容易である。

(4) インターコム用語のプログラムを編集するので、できたプログラムの演算速度が速くない。

### 3.3 自動編集法 (2+1 アドレス命令形の場合)

実験の第 1 段階が成功したので、つぎの段階では演算速度をあげることを試みた。

演算速度がおそい理由は、編集の結果できるプログラムが インターコム用語で書かれているため、いわば間接的に機械を使うことになってしまことである。速度をあげるためにには機械を直接的に使う PPR 用語 (機械用語に少しだけ使用便利のために手を加えたもの) のプログラムを編集によって作ることが望ましい。しかし PPR 用語には浮動小数点演算の命令は含まれていないから、固定小数点演算ばかりのプログラムを作ることにするか、浮動小数点演算用 サブルーチン を使うか、適当な方法で前節の (1) の問題を解決しなければならない。浮動小数点 サブルーチン を使うとすれば PPR 用語のプログラムといつても実質上 インターコムと大差ないことになるし、固定小数点方式で押して行くとしても小数しか扱えない機械であるから演算の各過程で数の位取り調整を考えなければならぬのではせっかくの プログラム 簡易化も生きてこない。そこで固定小数点方式ではあるが数の位取り調整に気を使わずにすむ方式を採用することを考えた。

固定小数点方式では、加減算は小数点の位置に無関心に行なえるが、乗除算では小数点の位置の移動を頭に入れて結果を扱わなければならない。これは本来数は小数点の上下に広がっているのに、それを一方へ押し込んで

機械計算をするためである。小数点を中央に置いて整数と小数を同時に扱える装置で計算すれば位取りの心配はなくなるはずである。われわれが使用する機械は小数しか扱えないもので、プログラムによってこれを行なわなければならない。そこで1語の中央に小数点を置いて、演算結果も同じ位取りになるような、乗算および除算のサブルーチンと、入出力の数変換用サブルーチンを用意しておくと、

- (1) 扱える数の範囲は浮動小数点方式よりせまいが実用上十分である。
- (2) 乗除算にはサブルーチンを使うが浮動小数点方式よりはるかに高速に四則演算ができる。
- (3) 機械の基本用語を用いるから機械の機能を十分に發揮できる。

という特長をもつ方式として活用できる。この方針で倍長語中央小数点方式の基本サブルーチンを作成したが、たまたまそのころ Autopoint 方式と称する同じ思想のものが Bendix から得られ、それには三角関数、指數関数などのサブルーチンも準備されていたのでそのほうを利用することにした。

Autopoint 24 と呼ばれるこのシステムプログラムは数として2倍精度の語を扱い、小数点は左から 24 ビットと 25 ビットの間にあるとして乗算、除算、入出力などのサブルーチンを用意してある。したがってこのシステムでプログラムするときには、加減算、置数、転送、判断などの命令は PPR 用語の命令をそのまま使えばよく、小数点の保持に注意しなければならない演算である乗算、除算など、および書式に注意しなければならない入出力の命令としては、すでに備えられているサブルーチンへ飛ぶための命令をそれらの演算の命令とみなして使用すればよい。

Autopoint 24 で用いる命令と数の構造を図 3.5 にあげておく。

この Autopoint 24 用語のプログラムを自動編集するためのプログラム<sup>(6)(7)(8)</sup> (DAS-24G と呼んでいる)について前のもの (DAS) との違いを主にして説明する。プログラム編集の際に考えなければならない問題はこの場合も 3.2 に書いたのと同じである。

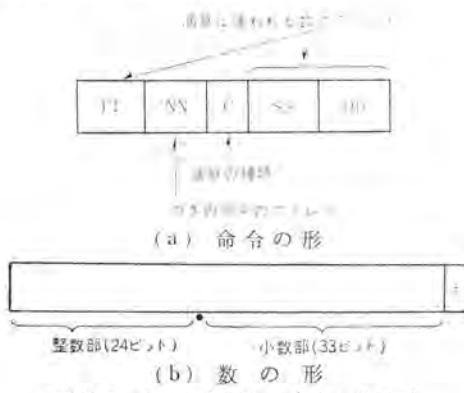


図 3.5 Autopoint 24 の命令と数の形  
Fig. 3.5 Command form and number structure for autopoint 24.

(1) の問題は、ここで使用する Autopoint システムがかなり完備されたものであるので前と同様に解決できる。ただ、Autopoint 24 用語は 2+1 アドレス形の命令を使うために、実際に AB, CD をコード化して命令母体に組み込む過程が单アドレス形の命令を用いる インターコムの場合より複雑になる。

DAS から DAS-24G への改造でもっとも大きな問題点となっているのは (2) の問題である。DAS では編集で作り上げるプログラムが命令のアドレスの順序どおりに進行する形式であったから、ブロックの情報を命令母体に組み込んで命令を作ったものを順に次々の番地に入れて行くだけで命令順序の制御が自動的に行なわれていたのである。DAS-24G では、命令自体の中に、つぎに実行すべき命令はどの位置から読み取ればよいかという情報を抱き込んでいる。したがって命令合成の際には、つぎの命令をどの番地に置くかをきめなければならない。現在作りつつある命令で用いるデータ (operand) の置かれている番地を知り、演算に要する時間を数え、演算終了後できるだけ早く次の命令を読みとるという要求をみたすべく考えた上、つぎの命令を置く番地を決定しなければならない。さらに、この 2+1 アドレス形の命令は一般に続き番号の番地に次々と置かれるということはないから、上の手続きで決定した次の命令の番地が空番地であるとは限らず、もしそこにすでに命令がはいっていればその付近で次善の位置をみつけなければならない。このような事情があるので、つぎの命令の位置を命令自体で指定する形式の用語のプログラムの自動編集には、「番地の予約」という操作が必要になる。DAS-24G では予約サブルーチンと配置サブルーチンを設けて、合成された命令の適当な番地への配置を行なっている。

### 3.4 DAS-24G プログラム

DAS-24G を作るにあたって、設置する演算要素の種類、個数および演算コードの種類などの構成に再検討を加えた。その結果採用したものを表 3.4 および表 3.5 に示す。

DAS-24G の実計算部門をうけもつ数値積分プログラムとしては Autopoint 24 用語で書いた Runge-Kutta-Gill

表 3.4 DAS-24G の演算要素とその機能

演算要素	入力	出力	個数
加算器	$u_1, u_2, \dots, u_k; v_1, v_2, \dots, v_k$	$u_1v_1 + u_2v_2 + \dots + u_kv_k$	19
積分器	$u_1, u_2, \dots, u_k; v_1, v_2, \dots, v_k$	$\int (u_1v_1 + u_2v_2 + \dots + u_kv_k) dx$	20
除算器	$u_1, u_2$	$u_1/u_2$	10
特殊関数器	$u_1$	$F(u_1)$	20
定数置換器	—	$K_1$	40
独立変数器	—	$x$	1

表 3.5 DAS-24G の演算コード

操作	演算コード	機能	MN の値
加算	MN, AB, CD,	$(AB) \times (CD)$ を MN に加える。	01~19
積分	MN, AB, CD,	$(AB) \times (CD)$ を MN で積分する。	20~39
除算	MN, AB, CD,	$(AB) \div (CD)$ を MN に置く。	40~49
特殊関数	MN, AB, SR,	番号 SR のサブルーチンで $F(AB)$ を作って MN に置く。その他選延、リレーなど。	50~69
変域指定	X, nn.*AB, CD	$(AB) \leq (CD)$ ならば次のステップに進み、 $(AB) \geq (CD)$ ならば計算停止。	* 積分器個数
出力	Z, FF, AB, 00	FF=YY ならば $(AB)$ をタイプしてタブ、FF=ZZ ならば $(AB)$ をタイプして改行。	

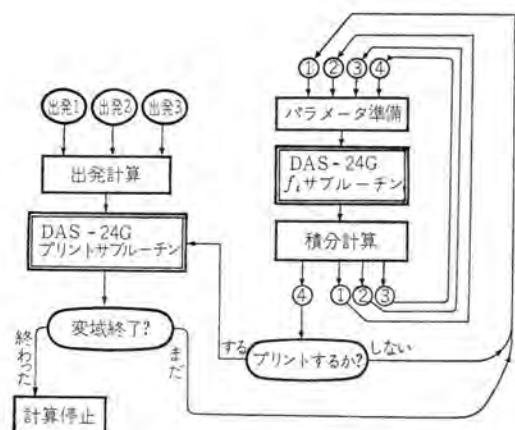
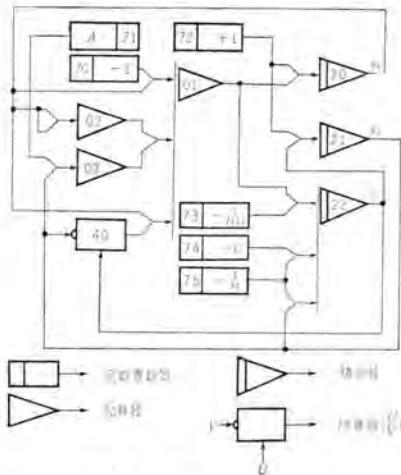


図 3.6 Runge-Kutta-Gill 法 プログラムと DAS-24G で作ったサブルーチンとの組合せ

Fig. 3.6 Basic Ruge-Kutta-Gill program and subroutines compiled by DAS-24G construct whole program for numerical integration of differential equations.



が、これは使用する機械、プログラムシステムによって異なるけれどもかなりうまくできる。

b. 翻訳法によるもの<sup>(13)(14)</sup>

これは各演算コードに対するサブルーチンを数値積分プログラムとともに機械のメモリに入れておき、入力として簡易化コードによるプログラムと各初期条件をともに与える方法である。簡易化コード（擬命令としてメモリに入れておける）を読み取ることにそれを解読してそれに対応するサブルーチンに飛んでその分の計算を行なう。したがってこの方法では数値計算の過程にコード解読などの雑用を抱き合わせてやっていることになるので、数値計算の速度が編集法に比べるとかなりおそくなる。パラメータを変えて多くの場合の計算をする場合には適当な方法ではない、その代わり簡易化プログラムの擬命令の位置と数値計算の過程とが直接対応しているのであるから、プログラムの点検修正が便利である。

(2) ブロックごとに微分方程式を解いて解をつなぐ方法<sup>(4)(10)(11)</sup>

ブロック図を描く場合に、前述のように細かいところまでかみくだいてしまわずに、たとえば自動制御系の大まかなブロック図のように、1階の積分特性を示すブロックとか2階の積分特性を示すブロックとかで分割をとどめて、それぞれ  $K/(S+T)$ ,  $K/(S^2+T_1S+T_2)$  などで表わす。各ブロックのこれらの式がそのブロックへの入力に加えるべき積分操作の階数を表わしていると考えて、ブロックごとに独立に数値積分を1ステップ進めて、その結果をブロックの出力として出す。ブロック間の接続関係は出力が他のどのブロックの入力となるかを全ブロックについて Sweep することで処理する。(1) の方法が微分方程式数値積分プログラムの中にブロック接続関係処理プログラムを埋め込む形式をとるのに対して、(2) の方法はその逆にブロック接続関係処理プログラムの中に微分方程式数値積分プログラムを埋め込む形式をとっているといえる。本質的には同様のことをやらせているのであるが、(2) の方法では全体の手数のうちで雑用処理の占める割合が(1) に比べて大きいから計算速度の点では不利である。また Runge-Kutta 法のように数値積分のきざみの中間点での諸変数の値を出して使う方法を用いる場合、各ブロック内でせっかく計算した値がブロック接続関係処理の段階で利用されないことになることもこの方法の欠点といえればいえよう。その反面、この方法はブロックのとらえ方に特長があるから実用上の系の理解の面では(1) にない利点があると思われる。

## 5. む す び

ブロック図から直接コード化する簡易化プログラム方式について Bendix G-15D を用いて行なった実験を中心として説明した。

常微分方程式を初期条件に基づいて解くための数値計算法はかなりよく検討されていてディジタル計算機の一つ

の大きな利用面となっているが、前述のような方法で簡易化コードによるサブルーチンの作成をやらせてみると今度はさらに数値計算法自体がもっと融通性に富んだものであってほしいという要求が起こってくる。問題にする系の状態に応じて数値積分のきざみを自動的に変更するとか、系の各部分でその変動の度合に応じてきざみの値を変えてもっとも大切な部分に重点を置いて能率的に計算を進行させるとかいった手法が自由に使えると、この種のプログラムもさらに使いやすくなると思われる。また、制御系の問題では取り扱う外乱の形をある程度標準化してそれらにもコードを与えておいて使用するとか、種々実用的な工夫をこらす余地がある。さらに、ブロック図的な考え方の応用として連立方程式であるとか論理回路の解析の問題などにもこの種の手法が使えるだろう。

最後にこの実験の機会を与えて下さった豊田電気第二研究室長ならびに数々の助言をいただいた八島研究員、吉江技師に深謝の意を表する。(36-3-7受付)

## 参 考 文 献

- (1) 八島英之・首藤勝・大伏恭平：原子炉プラントの動特性解析への計数形電子計算機の応用、「日本学術会議第3回原子力シンポジウム報文集」1, 301 (昭34)。
- (2) 八島英之・首藤勝・大伏恭平：原子炉プラントの動特性解析への計数型電子計算機の応用、「日本科学技術連盟プログラム懇談会資料」8-4, (昭35)。
- (3) 玄地宏：UCTによるDDA Codeについて、「日本科学技術連盟プログラム懇談会資料」20-1, (昭35)。
- (4) 田村康男：ブロックダイヤグラムシミュレータ、「日本科学技術連盟プログラム懇談会資料」22-1, (昭35)。
- (5) 高田勝：Digital Differential Analyzer (D.D.A) in JEI DAC 101, (微分方程式の数値計算)「数理科学総合研究第2, 3, 4班合同シンポジウム予稿」22, (昭35)。
- (6) 首藤勝：微分解析ルーチン DASについて、「数理科学総合研究第2, 3, 4班合同シンポジウム予稿」(昭35)。
- (7) 首藤勝：微分解析ルーチン DASについて、「大阪工業会プログラミング研究会資料」(昭35)。
- (8) 八島英之・首藤勝：計数形電子計算機による微分解析機のシミュレーション、「昭和35年電気四学会連合大会講演論文集」, 381 (昭35)。
- (9) 玄地宏・青木克忠：UCTによる微分解析ルーチン「IDC」、「昭和35年電気四学会連合大会講演論文集」, 376 (昭35)。
- (10) 植野一郎・田村康男・宋吉永・高森寛：デジタル計算機の自動プログラム方式による自動制御系の解析、「昭和35年電気四学会連合大会講演論文集」, 844 (昭35)。
- (11) 植野一郎・田村康男・久保田謙治：ブロックダイヤグラム・シミュレータと自動プログラム方式の結合、「昭和35年電気四学会連合大会講演論文集」, 845 (昭35)。
- (12) 田村康男：ブロックダイヤグラムシミュレータと自動プログラム方式の結合、「電気学会雑誌」80, 923 (昭35)。
- (13) 高田勝：プログラムによる Digital Differential Analyzer, 「情報処理」1, 27 (昭35)。
- (14) F. Lesh: Methods of Simulating a Differential Analyzer on a Digital Computer, J.A.C.M., 5, 281 (1958)。
- (15) M. L. Stein, J. Rose: Changing from Analog to Digital Programming by Digital Techniques, J.A.C.M., 7, 10 (1960)。

# サイパックによるダイジェスター制御

神戸製作所 小川裕三\*

## Cypak Control for Rapid Cycle Digester System

Kobe Works Yūzō OGAWA

The static relay "Cypak" is of very wide application in the field of industrial control. The writer reports a case of its adaptation to wood chip chemical digester control which calls for an operation of high reliability under cyclic gruelling conditions subjected to corrosive gases and heavy humidity. This representative installation is in Ishinomaki Works of the Tohoku Pulp Co. where the static control has been demonstrating marked ability since the development in 1958. The Cypak system, unlike other ordinary relay systems, consists of logic elements, featuring no contact system.

### 1. まえがき

製紙製造工程において、材木を碎いたチップに化学処理をおこなうために、ダイジェスター装置が使用される。このダイジェスター装置を用いればかなり粗悪な原料まで利用できるので、各製紙会社において、この装置がよく用いられている。ダイジェスターの制御は、プログラムコントロールに属し、動作頻度が高く、制御系が複雑で、しかも外部環境の悪い状態に置かれるために、従来の継電器では、接点の摩耗、腐食、機械的可動部分の損傷、動作不良が生じ、このためにいろいろな障害が起こるのである。このような諸欠点を解消する無接点方式の「サイパック」が昭和33年秋ごろに開発され、ダイジェスター制御回路に使用し、現在東北パルプ石巻工場において好成績で稼働中であるのでここにその概要を紹介する。

### 2. サイパック論理要素の動作

ここでは、サイパック論理要素の簡単な記述に止め、詳細は本誌昭和34年第33巻第7号に紹介済みであるので、そのほうを参照願いたい。

サイパック論理要素は、RAMEY回路を応用しており、したがって動作は、磁気増幅器形としては高速な1/2サイクルの応答時間となる。また、50%ニッケル鉄合金(ハイパーオイO)の角形ヒステリシスループを持った鉄心を使用しているため、スイッチング特性が非常にすぐれている。

無接点方式は、多入力—1出力であり、従来のリレー方式は、1入力—多出力である関係上、制御回路にも相違がある。前者は要素そのものが論理的な考え方方に立脚していて、通常「AND」、「OR」、「NOT」と呼称されているものを標準要素として制御回路が構成される。無接点方式と接点方式の比較は表2.1にて要約してあるが、その中で「AND要素」(論理積)、「OR要素」(論理和)、と「NOT要素」(否定)が基本的なもので、その他に、時限を含む「MEMORY」、「DELAY」について以下に説明をする。



図2.1 継電器方式とサイパック方式  
Fig. 2.1 Relay system and cypak system.

「AND要素」は、図2.2(a)において、入力A, B, Cが同時にいったときにだけ出力Rを出す。したがって、これをリレー方式で等価的に置き換えると、(b)になる。一般的に入力として与えられるものは、押しボタン、リミットスイッチ、フロートスイッチその他検出器からの電気信号であり、出力は最終的には電磁開閉器、電磁バルブなどを動作させる。

「OR要素」は、図2.3(a)において、入力A, B, Cのうち、どれかの入力がはいると出力Rを出す。これをリレー方式で等価的に置き換えると(b)になる。

「NOT要素」は図2.4(a)において、入力Aがはいると、出力Rがなくなり、入力Aがなくなると、出力Rが出る。これをリレー方式で等価的に置き換えると(b)になる。

「MEMORY」(記憶要素)には、普通のMEMORY、OFF復帰MEMORYと、永久MEMORYの3種類があり、ダイジェスター装置に用いられているMEMORYは、ほとんどOFF復帰MEMORYである。

一般的にMEMORY要素は、入力にはON入力と

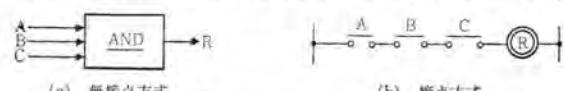


図2.2 AND要素  
Fig. 2.2 AND element.

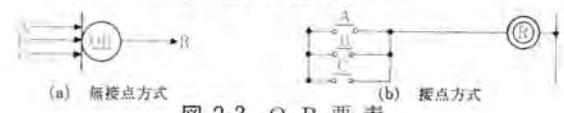


図2.3 OR要素  
Fig. 2.3 OR element.

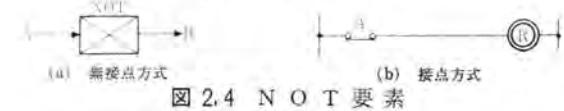


図2.4 NOT要素  
Fig. 2.4 NOT element.

表 2.1

要素名	記 記	線電器等価回路	形	動作
AND				出力がA,B,Cの全入力時Xにかかるため、A,B,Cの全入力が全部はいなければならない。動作時間は1/200秒
OR				出力がA,B,Cのいずれか一つでもいようと出力がかかる。動作時間は瞬時
NOT				入力Aがあるとき出力Xはかかる。入力Aがないとき出力Xは出ない。動作時間は1/200秒
RE-MEMORY (+MEMORY)				入力Aは各回路に投入され、入力Bは相と反対である。動作時間は1/200秒。停電直後も停電前の状態を記憶する
OFF-復帰 MEMORY				出力Xは最初に記憶された入力Aと同相である。動作時間は1/200秒。停電直後は必ずOFF出力(0V)である。
DELAY				出力Xは最初に記憶された入力Aと同相である。動作時間は1/200秒。停電直後は必ずOFF出力(0V)である。
PRE-AMP (半波出力)				入力Aは10VDCと方電圧は半波出力の4倍である。動作時間は1/200秒
PRE-AMP (全波出力)				出力電圧は10VDCと方電圧は半波出力の4倍である。動作時間は1/200秒
$\sim$ -AND		相当するものなし		出力Xは必ずANDまたはPRE-AMPの付加端子に接続し、单性では使用しない
IN-TRANS		同上		入力Aは100VAC 50/60Hz。出力Xは(0)12V全波
POWER-AMP		同上		電磁接触器などを動作させるものに使用する50VA 150VA 300VAがある

OFF 入力があり、出力は最後の入力がはいった状態を保持する。すなわち、ON 入力が最後にはいれば、出力が出ている状態を保ち、OFF 入力であれば、出力が切れている状態を保ち、つぎの入力信号でその状態が変わることになる。サイバック論理要素では、この MEMORY 要素を NOT-1/2 MEMORY 2 個でもって構成する。

制御電源が停電し、復帰して、しかも ON, OFF 両

サイバックによる ダイジェスタ制御・小川

入力がはいってないとき、その出力がどうなるかにより上記の 3 種類の MEMORY ができる。普通の MEMORY では、そのときの電源の状態により、出力が出る場合と出ない場合の二つの不安定な状態が生ずる。このため一般的の制御回路には使用できない。これは無接点繼電器特有の性質であり、制御系を組む場合にはつねにこのことを考慮に入れ、つぎの 2 種類のうちどちらかの MEMORY を選ぶのが普通である。

OFF 復帰 MEMORY は、電源回復後からならず OFF 入力が一時的にはいり、MEMORY の出力としては、必ず出力が出ない状態が保たれる。

永久 MEMORY は、「RE-MEMORY 要素」を 1 個 MEMORY に付加したもので、電源回復後もなおかつ MEMORY の出力は、停電前の状態に戻される。すなわち、停電前に出力を出していれば永久 MEMORY は出力を出し、出力がなければ、出力を出さない。

そのほかに、コンデンサの充電時間を利用した時限要素「DELAY」を加えれば、すべてのリレー制御方式を等価的に無接点方式により組換えることが可能である。

### 3. ダイジェスタ制御

#### 3.1 加工工程

手動、自動運転が可能で自動運転の場合には、つぎの各工程を順序に従って自動的に繰り返す。

##### (a) カマ詰め (LOADING CYCLE)

チップ (原料木材を細く碎いたもの) をコンベヤでダイジェスタ (カマ) の中に入れる工程で、チップの量は時間でもって加減する。(図 3.1)

##### (b) 送液 (LIQUOR TRANSFER CYCLE)

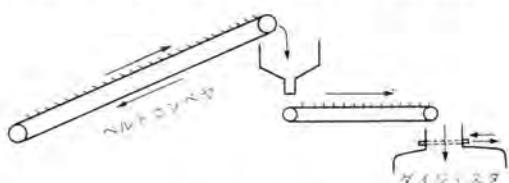


図 3.1 カマ詰め  
Fig. 3.1 Loading cycle.

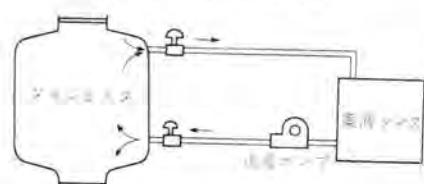


図 3.2 送液  
Fig. 3.2 Liquid transfer cycle.

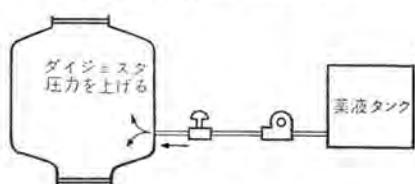


図 3.3 浸透  
Fig. 3.3 Impregnation cycle.

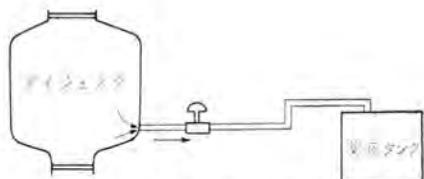


図 3.4 返液  
Fig. 3.4 Liquid return cycle.

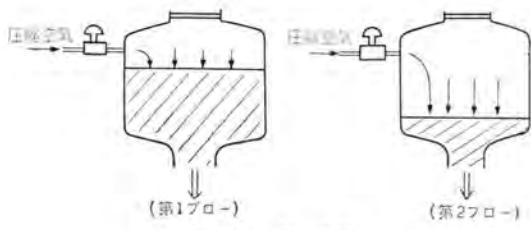


図 3.5 ブロー工程  
Fig. 3.5 Blow cycle.

カマ詰めが終わると、送液ポンプを回わして薬液タンクよりダイジェスターに送液する。(図 3.2)

(c) 浸透 (IMPREGNATION CYCLE)

ダイジェスターの中に薬液が十分はいったら、加圧ポンプを回わし、薬液の圧力を上げてチップに薬液が十分浸透するようにする。(図 3.3)

(d) 返液 (LIQUOR RETURN CYCLE)

ダイジェスターの薬液の圧力が設定した圧力になり、しかもそのときより浸透時間として一定時間放置した後、薬液タンクに返液する。(図 3.4)

(e) 第1ブロー (FIRST BLOW CYCLE)

返液が完全に済むと、圧縮空気によりダイジェスター中のチップを外に放出する。(図 3.5)

(f) 第2ブロー (SECOND BLOW CYCLE)

つぎのとおりである。

(1) サイパック

1-AND 要素	3 個
2-AND 要素	7 個
3-AND 要素	2 個
2 <sub>a</sub> -AND 要素	2 個
NOT-1/2 MEMORY 要素	32 個
DELAY-20 要素	1 個
IN-TRANS 要素	13 個
1-PRE-AMP 要素	14 個
2-PRE-AMP 要素	7 個

(2) サイパック付属品

サイパック用電源端子盤 (15 個用)	6 個
---------------------	-----

(3) 磁気増幅器

50 VA 磁気増幅器	8 個
150 VA 磁気増幅器	2 個

(4) タイマー

180 秒用	3 個
--------	-----

6 分用 2 個

35 分用 1 個

制御盤の寸法は、

高さ 1,950

横 2,000

奥行 533

である。

制御盤には、各コントロールバルブの開閉表示、ポンプ用電動機、ベルトコンベヤの電動機の起動



図 3.8 50 VA 磁気増幅器  
Fig. 3.8 50 VA Magnetic amplifier.

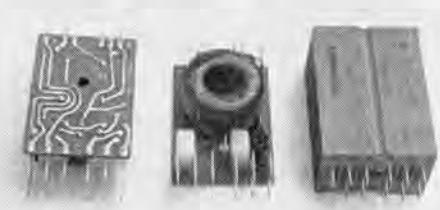


図 3.6 サイパック要素

Fig. 3.6 Cypak elements.

第1ブローだけではダイジェスター中のチップを外に全部放出するわけにいかないので、もう一度圧縮空気で外に放出する。(図 3.5)

これで加工工程が終わりふたたび最初のカマ詰めに移り原料の供給が止まなければ停止の押しボタンを押すまで自動的に繰り返す。停電とか付属機器に故障が起こり加工工程の途中で動作が停止した場合には手動で操作し、最初のカマ詰めで自動に切換える必要がある。

### 3.2 使用機器

ダイジェスター制御に用いた使用機器の代表的なものは、



図 3.7 サイパック電源端子盤

Fig. 3.7 Cypak power channel.



図 3.9 150 VA 磁気増幅器

Fig. 3.9 150 VA Magnetic amplifier.

停止表示各加工工程の進行を示す表示ランプがあり監視が容易になっている。表示ランプはキャップ部分を押せば信号に無関係にランプが点灯するので、電球フィラメントの切断を確認するのに大変便利な構造になっている。

### 3.3 制御回路

カマ詰めにおいて、チップを入れるバルブを開くためには、すべての準備が完了していなければならない。その条件をサイパック回路でどのように実現するかを説明する。

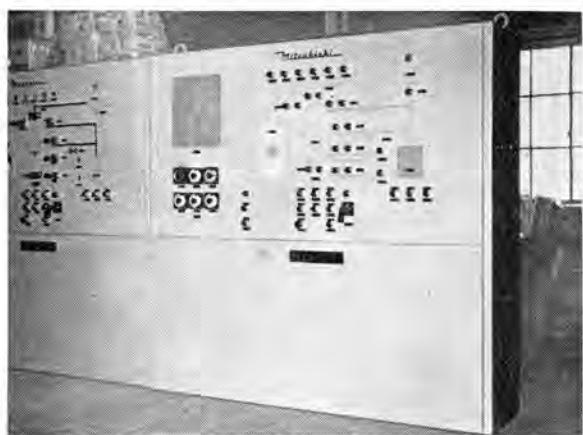


図 3.10 ダイジェスター制御盤  
Fig. 3.10 Digester control cubicle.

- LS-1 送液バルブのリミットスイッチ  
LS-2 圧縮空気バルブのリミットスイッチ  
LS-3 ブローバルブのリミットスイッチ  
LS-4 返液バルブのリミットスイッチ  
LS-5 通気バルブのリミットスイッチ  
LS-6 加圧バルブのリミットスイッチ  
A チップピンにチップがいっぽいはいっている  
という信号  
B 停電回復時、または圧縮空気の圧力が下が  
ったときにこの信号が出る  
C チップを入れるバルブを閉にするときにこ  
の信号が出る

自動の場合、リミットスイッチ LS-1~6 と A 信号は、A ND の入力にはいっているのでこのうち一つの信号でも欠けるとバルブを開けることができない。すなわち通気  
バルブが開でその他のバルブが閉それにチップピンにチップ

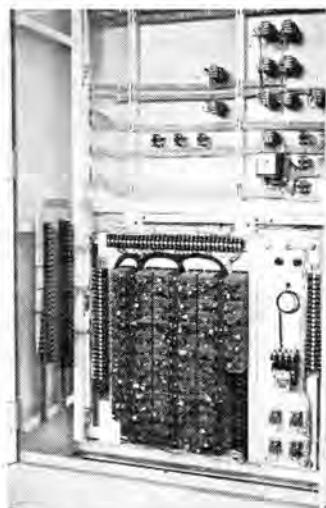


図 3.11 ダイジェスター制御盤内部  
Fig. 3.11 Interior of digester control cubicle.

がいっぽいはいっている条件でバルブが開くことになる。そのときに、B, C の信号がはいっていないことが必要条件である。このバルブが開くと、ベルトコンベヤの電動機が回わりチップピンにあるチップがダイジェスターにはいることになる。各加工工程中に、開、または閉になるべきバルブを、各信号を組合せて、このように組立てていく。つぎに途中の段階を省略して、最終段の第1ブロー、第2ブローの工程を説明する。第1、第2ブローのバルブはタイマの接点で動作させ、タイミングしているとき、

すなわち最終段の 50 VA 磁気増幅器が出力を出している状態が開になる。

- PS-1, PS-2 圧力リミットスイッチで設定した圧力に達すると接点が閉じる。  
T-C 選液用タイマで設定した時間に達すると接点が閉じる  
LS-7 チップピンを入れるバルブのリミットスイッチ

返液が終わり、T-C の接点が閉じ、ダイジェスター中の空気の圧力がある値にまで達すると PS-1 の接点が閉じてタイマ T-A が動作して第1ブローが始まる。

第1ブローが終わると T-A の接点が閉じ、ブローバルブが閉じてダイジェスターの中の空気圧がふたたび上昇し、設定した値に達すると PS-2 の接点が閉じてタイマ T-B が動作し第2ブローが始まる。第2ブローが終わり、ブローバルブが閉じると一工程終了したという D の信号を出して最初の工程に戻る準備をこの信号によりおこなうタイマ T-B の回路で MEMORY の前段に 1-AND が 2 個直列にはいっているのは、約 1 サイクルの遅延時間をかけ、一工程終了の信号 D を確実に出させるためのものである。

#### 4. む す び

この装置は、繰り返し動作を絶えず自動的におこなっている関係上、動作頻度が非常に激しく、環境の悪条件下で保守がやっかいである。これらの点を無接点方式のサイパックを使用そのすぐれた長所を生かしこれを解消した。

これらは今後の制御回路の無接点化の一方向を示しているのではないかと思われる。終わりに各加工工程について種々のご指導、ご鞭撻をいただいた 東北バルブ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ます。  
(36-3-27 受付)

#### 参考文献

- (1) 新谷：サイパック無接点継電方式、「三菱電機」、33, No. 7, p. 875 (昭 34).

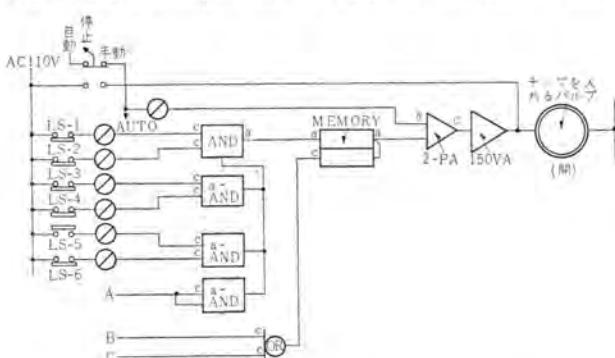


図 3.12 カマ詰め工程における制御回路の一部  
Fig. 3.12 A part of control circuit in the loading cycle.

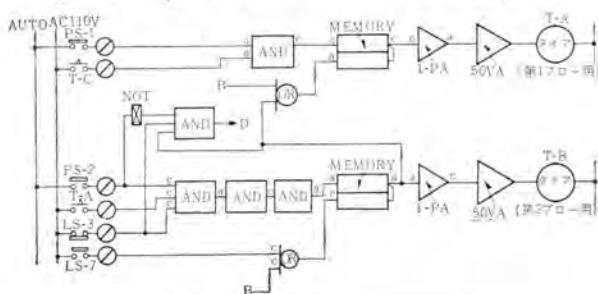


図 3.13 第1, 第2ブローの制御回路  
Fig. 3.13 Control circuit of the first and second blow.



り」の押しボタンをおせば切削送りとなるので、停止は別の「停止」押しボタンによる。速度は200~2,000 mm/min のうち任意でならない切削も可能である。

### (3) 寸行

切削送りを「寸行」の押しボタンをおしている間だけ行なう。

### (4) 早戻し

「後退」の押しボタンによりキャリッジを原位置に戻すもので、停止は別の「停止」押しボタンによる。速度は4,000 mm/min 一定である。

## 3. 構成および特長

制御装置は表 IV. 3.1 に示す。

表 IV. 3.1 制御装置一覧表

機器名	台数	記事
電源開閉器	1	ノーヒューズショット断器
キャリッジ制御箱	1	
周波数変換機制御箱	1	ニアコンプレッサ用およびクラシップ用ボンプを含む
ペシダント操作盤	1	キャリッジ用
ポスト操作盤	1	固定部用
電磁開閉器	1	切くずコシベヤ、エレベータ用
警報盤	1	クーフントおよびオイルミスト用
電力計	2	No. 1 No. 4 カッターヘッド用
速度計	1	バイロット発電機付属キャリッジ速度用 PLS-50 形
リミットスイッチ	9	
圧力スイッチ	7	油圧、空圧用
バルブ用電磁石	2	ク
電子管式直流電動機制御装置	1	キャリッジ用

### 3.1 電源開閉器

スパーミラーの電源を投入、シャットするもので、NFI 形ノーヒューズショット断器を使用した。これは NF-600 形ノーヒューズショット断器を半防ジン形の箱に収めたもので、箱の外部に設けたレバー形ハンドルによって操作できる。取付けは工場内の機械の近くである。

仕様 電圧 600 V (AC) 極数 3

定格電流 600 A (熱動電磁形自動引はずし装置つき)

### 3.2 キャリッジ制御箱

キャリッジ部分に関するすべての電動機用電磁開閉器、

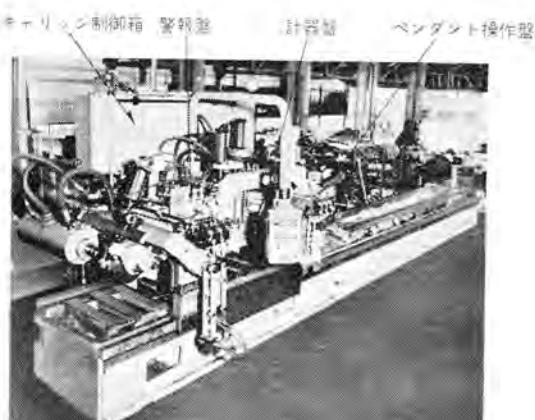


図 IV. 3.1 キャリッジ制御部分

Fig. IV. 3.1 Control devices for carriage.

スパーミラー (ジェット機用ナライケタライス盤) (2)・杉崎・三浦・本間・和田・蟹江・伊藤・武藤

操作用電磁継電器および計器用変流器を収めたもので、図 IV. 3.1 に示すようにキャリッジ上に積載されている。内部器具は EKO 形電磁開閉器および NR 形電磁継電器を使用し万全を期したが、さらに全体を防ジン防湿構造にして保守の手数を省くように努力した。

この制御箱はキャリッジ上部にあるので、とくに寸法を制限され、また動力導入装置の取付面にも当るのでがんじょうさを要求されたが、結局横長な形で前面は4枚扉とし、運転中の点検も割合簡単にできる。

### 3.3 周波数変換機制御箱

No. 2, No. 3 立テ軸 カッタ用電動機は回転数によって 50 c/s のほかに、100 c/s, 150 c/s を使用するので、III. 3 に記述した 30 kW の誘導周波数変換装置があり、これを運転する制御箱である。

3 段の周波数は操作盤で選択されるが、この間のインターロックは電気的および機械的になされており、運転中に周波数を切換えるてもまったく支障がない。

### 3.4 ペンダント操作盤

キャリッジ関係の電気操作はすべてこれで行なう。盤面の配置は図 IV. 3.2 (a) に示すが、スパーミラーでは図 IV. 3.1 に示すように油圧、空圧関係のハンドル類と並置する形となり、実際の運転の中心となる。

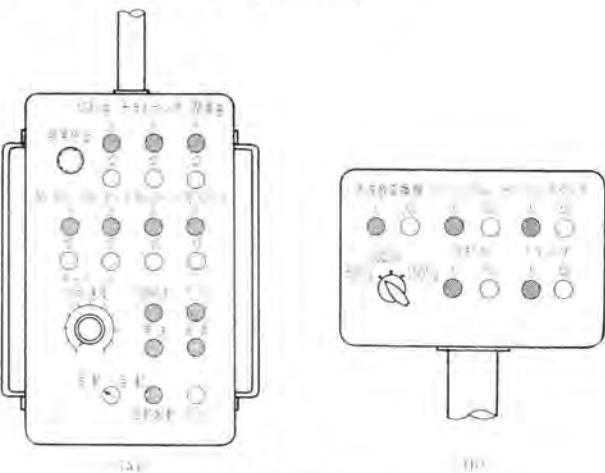


図 IV. 3.2 操作盤

Fig. IV. 3.2 Operating panel.

操作盤の上部は各電動機の起動、停止の押しボタン、下部はキャリッジ送り関係である。押しボタンおよび切換スイッチは、OT 形オイルタイト押しボタンを使用した。キャリッジ切削速度は左下のワムミで直列電動機を電圧制御することによって 200~2,000 mm/min に無段階に選択できる。

キャリッジの速度は計器盤の速度計に表示される。

### 3.5 ポスト操作盤

キャリッジ部分以外の補機用の起動、停止を行なうもので、周波数変換機の操作はこれによる。配置は図 IV. 3.2 (a) に示す。

### 3.6 警報盤

4 個のカッタ用電動機の冷却水の断水および No. 2,

No. 3 立テ軸 カッタ 用電動機のオイルミストの空圧不足時には、電動機の焼損も考えられるが、切込みをかけたままカッターヘッドの回転を停止することはできないので、赤ランプおよびベルによって警報を発する。作業者は警報によって状況を判断して処置することになる。

#### 4. 操 作

スペミラーの電気操作を順を追って説明する。

作業は初め ポスト 操作盤、つぎに ペンダント 操作盤で行ない、作業中は ペンダント 操作盤だけを使う。

まず ポスト 操作盤で、つぎの電動機を起動する。

- (1) エアコンプレッサ「起動」
- (2) クランプ 用油圧 ポンプ「起動」
- (3) カッタ 用電動機冷却水 ソレノイド「入」
- (4) クランプ 油圧ソレノイド「入」
- (5) No. 2, No. 3 カッタ 用周波数変換機「起動」(No. 2, No. 3 カッタ を使用するとき)

つぎに加工物の取付け、フォームドバーの取付けなど一連の準備作業の後、ペンダント 操作盤でつぎの作業にはいる。

- (6) 切削油 ポンプ「起動」
- (7) ナライポンプ「起動」
- (8) 潤滑油 ポンプ「起動」  
(機械全体は強制潤滑であるから、規定圧力以上でないといキャリッジの操作はできない。)
- (9) 4 個のカッターヘッド のうち所要の電動機「起動」
- (10) キャリッジ 切削速度を決定後、自動または手動により キャリッジ を移動させて切削作業。
- (11) 切くず コンベア、切くず エレベータ「起動」(この関係の押しボタンは電磁開閉器にとりつけてある。)
- (12) 全停止は、つぎの場合に行なわれる。
  - a. 「非常停止」の押しボタンをおしたとき。
  - b. エアコンプレッサ が過負荷になったとき。
  - c. クランプ 用油圧 ポンプ が過負荷になったとき。
  - d. 周波数変換機が過負荷になったとき。
  - e. カッタ 用電動機が過負荷になったとき。

切削中は、計器盤にキャリッジの速度、および No. 1, No. 4 カッタ 用電動機の入力を表示する。

また、冷却水の断水、オイルミストの空圧不足には、警報盤で警報が発せられる。

### V. キャリッジ送り用電子管式 直流電動機制御装置

#### 1. 概 要

工作機械に使用する電動機は一般に小形のものが多く、また速度変化範囲の広いことを要求される場合は一般に直流電動機が便利であるが、小形電動機に対して普通採用されている速度制御のように、個々の電動機に直流電源を供給するための発電機を設けることは非常に不経済となる場合が多い。

この装置は交流電源より直接 サイラトロン を介して直流出力を取出して直流電動機に供給し、押しボタン、リミットスイッチ および リレー などからなる制御回路と並用して サイラトロン の格子制御を行ない、あらかじめ決められた工程に従って自動的に電動機速度を制御する電子管式直流電動機制御装置である。

#### 2. 動 作

この装置は、フライス盤の切削速度を予定した指令に基づいて変化させるためのもので、加工物をとりつけたベッドの上を走行するキャリッジの速度を直流電動機によって変化させるものである。キャリッジの送りもどし、あるいは速度制御はすべて リミットスイッチ による信号をこの装置に供給することによって自動的に行なわれる、図 V.2.1 に示すような工程によっている。



図 V.2.1 切削工程図 (自動操作の一例)

Fig. V.2.1 Sequence diagram of cutting work.

早送り 早もどし はいずれも 1,750 rpm 一定で、このときは切削は行なわれない。切削速度は ペンダント 操作盤の ツマミ の操作で、85~850 rpm の間の任意の速度で運転することができ、速度変動率は任意の速度においていずれも ±1.5 % 以内に維持することができる。

#### 3. 定 格

この装置およびこれに使用された直流電動機の仕様はつぎのとおりである。

##### 電子管式直流電動機制御装置

交流入力電源 AC 220 V 50 c/s 単相

直流出力電圧および電流 DC 550 V 5 A

直流電動機 1.5 kW 440 V 4.3 A 850/1,750 rpm

サイラトロン を能率よく使うために小容量であるが、高い電圧とし、リップル に対して整流よくまた低慣性とするため特殊の設計を行なった。

#### 4. 回路および構成

この装置は、サイラトロン、増幅用真空管、調整抵抗、コンデンサー および 決められた工程に従って信号を供給するための補助 リレー などからなり、図 V.4.1 にその回路を示す。図 V.4.2 はこの装置の外観写真である。

#### 5. 動 作 原 理

##### 5.1 サイラトロンの電流制御

サイラトロンの制御方式には位相制御、パルス制御、電圧制御など種々の方式があるが、本器では直流電圧に交流電圧を重畠し、直流電圧を制御することによって サイラトロン の出力電流を制御するいわゆる電圧制御方式を採用

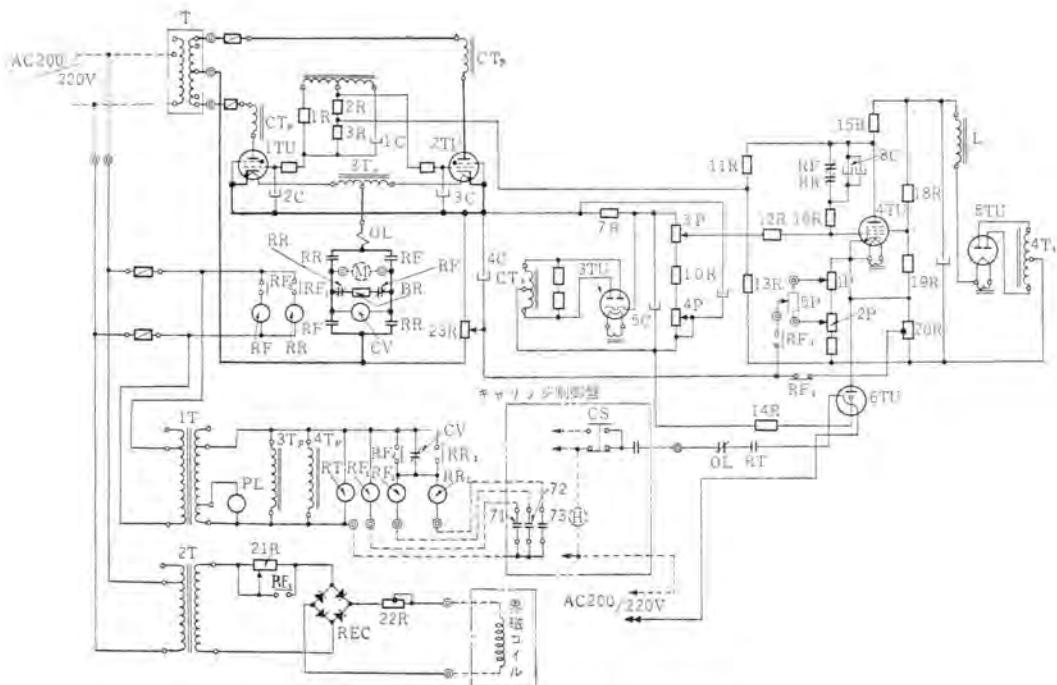


図 V.4.1 電子管式直流電動機制御装置回路図

Fig. V.4.1 Connection diagram of electronic motor control device.



図 V.4.2 電子管式直流電動機制御装置  
Fig. V.4.2 Electronic motor control device.

している。

## 5.2 電動機の定速度運転

界磁電流を一定にしておいた場合、直流電動機の速度を一定に保つためには電機子誘起電圧を一定に維持すればよい。この装置では電機子誘起電圧と基準電圧とを比較し、その差を增幅してサイラトロンの格子制御を行ない、つねに一定速度をうるようしている。設定速度は図V.4.1における5Pを調整、基準電圧を変えることによって85~850 rpm間の任意の速度に調整することができる。

### 5.3 起動電流抑制

小容量のコンデンサと高抵抗を使用し、電動機の起動時サイラトロンの格子電圧を低電圧に保ち、プレート電流を制限することにより起動電流を抑制している。図V.4.1における38Cおよび16Rより成る回路がこれである。

## 5.4 過電流制限

変流器 CT と定電圧放電管 6 TU によって增幅管 4 TU の クリッピング電圧を制御し、一定電流値以上が流れようとした場合定電圧放電管の放電により 4 TU を経てサイラトロンの格子電圧を下げ、過電流を制限している。過電流制限値の調整は 4 P によって 100~250% 程度行なうことができる。

## 5.5 IR 降下補償

增幅管 4 TU のグリッド回路に、負荷電流の値に比例して電圧降下を生ずる抵抗器 3 P を挿入し、負荷電流の増大に従って生ずる速度降下を補償している。

## 5.6 界磁電流

電動機界磁としては、速度変化範囲が 20 対 1 程度以下の場合は定励磁方式、制御範囲がそれ以上にわたる場合は電機子電圧とともに界磁電流制御が並用される。この装置ではスパーミラーのキャリッジ運転の都合上 85~850 rpm の範囲では定励磁として電動機の電圧制御を行ない、キャリッジの早送り早もどし時は電動機電圧を一定とし、界磁を一定の弱め界磁にする方式を採用している。界磁電流は交流電源より整流器を介して供給している。

## 6. 操作回路の動作

キャリッジ 送り用電動機の運転は図 V.2.1 に示すような工程により行なわれる。すなわち、キャリッジ の動きによってある決められた位置に取付けられたリミットスイッチを働かせ、リミットスイッチ の開閉による信号を補助 リレー を介して前述の電子管装置にみちびき、所要の運転を自動的に行なわせるものである。操作方法は手動と自動に分けられている。

## 6.1 手動操作 (寸行)

(1) 自動一手動切換スイッチを手動にした後、前進押しボタンを押すと補助リレーが働き、接点71, 72が閉じRF<sub>1</sub>, RF<sub>2</sub>を付勢し、界磁回路の抵抗を短絡して強め界磁とし、速度設定の基準回路を閉じ自動速度調整回路を形成、同時にRFが付勢し電動機は正転起動し、85~850 rpmの間の決められた速度で前進運転を行なう。

(2) 早送り押しボタンを押すと72だけが付勢し、電子管装置の速度設定基準回路が20 R側に切換えられると同時に界磁回路の21 Rが挿入され、電動機電圧が一定で弱め界磁状態になり、RFの付勢により電動機は前進高速度運転し、キャリッジは早送りされる。

(3) 後退押しボタンを押すと73だけが付勢し、電子管装置の制御回路は前進早送りの場合とまったく同一で、RRの付勢によって電動機は逆転し、キャリッジは後退、早戻しされる。

(4) 前後進とも、キャリッジが終端に達するとリミットスイッチの信号によって自動的に停止する。

## 6.2 自動操作

(1) 自動一手動切換スイッチを自動に切換え、自動起動押しボタンを押すと72が付勢し、RFが付勢され電動機は正転し、6.1の(2)と同様にキャリッジは前進早送り運転をする。

(2) キャリッジがある位置まで達するとリミットスイッチおよび補助リレーの動作によって71が付勢され、RF<sub>1</sub>によって電子管回路の基準回路が5 P側に切換えられると同時に、強め界磁となり電動機は85~850 rpmの範囲内で5 Pによって決められた任意の速度で運転し、キャリッジは切削速度で前進する。

(3) 切削を行ないつつある位置まで達するとリミットスイッチと補助リレーの動作により71が消勢し、電子管回路は6.2の(1)と同様な回路に切換わり、電動機は一

定電圧で弱め界磁となり、キャリッジを早送りする。

(4) 早送り→切削→早送りを繰り返しキャリッジが終端に達するとリミットスイッチおよび補助リレーの動作により電動機を制動停止し、逆起電力が減じた後ふたたび電動機を逆転起動し、キャリッジを早戻しする。

(5) キャリッジが早戻しで最初の出発位置に達すると、リミットスイッチと補助リレーの動作により73が消勢し電動機を停止する。

(6) (1)~(5)の動作は最初起動押しボタンを操作するだけで自動的に行なわれるが、一工程を終了すると(5)項で述べたようにキャリッジは出発位置に復帰して停止するから、再起動する場合はふたたび自動起動押しボタンを操作すればよい。

## VI. む す び

以上、各担当ごとに分けて概略を説明したスパーミラーは、ジェット機翼ケタのライ切削専用工作機械として国産第1号機になる画期的なもので、精度、出力、切削速度、コンパクトな構成、操作の容易な点など、総合的に高性能を誇るに足るものである。

それだけに製作上、機械的にも電気的にも幾多の予期しない困難を伴ったが、使用者富士重工のご理解をはじめ関係者一同の積極的な協力と努力により、無事完納して実用運転にはいり所期の成果をあげることができたことを深く感謝するものである。

また、本機が多くの困難を解決して完成したように、今後この種の機械が飛躍的に発展し、航空機工業に貢献するところ大ならんことを望む次第である。

## 参 考 文 献

- (1) 武藤：電子管式直流電動機制御装置、「三菱電機」、30, No. 3, pp. 35~39 (昭31)。

# MELCOM 精密低速度形アナログコンピュータ (3)

無線機製作所

馬場文夫\*・大鳥羽幸太郎\*\*・柴谷浩二\*\*\*  
桑田博\*\*\*・多田淳\*\*\*

## MELCOM Precision Low Speed Type Analog Computers (Part 3)

Electronics Works

Fumio BABA・Kōtarō OHTOBA・Kōji SHIBATANI  
Hiroshi KUWATA・Atsushi TADA

Analog computers developed by Mitsubishi are of the highest class in the point of their size and scale among home built machines. Non-linear elements involved in them also stand out with their varieties. The field of adaptation of the analog computer is widening year after year. As simulators of various processes and also as precision control devices their applications are highly valued. Newly-developed low-speed medium scale analog computers EA-7303 are for general use, designed based on the experience of the predecessors of EA1 and EA-7100 series. The present aim is to transistorize the electron tube computing elements so as to elevate the reliability and efficiency. It will not be long before new products will be introduced to the market.

### 1. まえがき

当社で完成した精密低速度形アナログ計算機 EA-7100 シリーズについて、先に表題 (1), (2) として、装置の特長、総合性能、構成、線形演算要素、非線形演算要素および解記録装置などについて紹介してきたが、本文ではこれに引き続きその後開発された特長ある非線形演算要素の概要紹介を行なうとともに、アナログ計算機（以下アナコンという）の使い方の一助とするため演算例を付記した。

### 2. 非線形演算要素の概要（続）

アナコンが自動制御におけるアナリシスおよびシミュレーションに有力な手段を与えることはいうまでもない。しかし実在する系は単純な線形要素だけから構成されるものはほとんど皆無であり、それぞれなんらかの非線形特性を持っている。アナコンでは所要の非線形特性を持つ演算要素を用意することにより、非線形問題をきわめて容易に解くことができる。

一般に非線形演算要素で問題になるのは、静的精度、応答速度および取扱いの便利さであり、とくにアナコンの一つの特長である実時間模擬（real time simulation）を行なうときには正しい演算要素の選定が必要である。たとえば、プロセス制御における模擬では比較的応答速度が遅いため、静的精度、取扱いの便利さなどから、サーボ演算器を使用するほうがのぞましく、かかる点から非線形演算要素として電子管式とサーボ式とを隨時使いわけることが、解の信頼度を高める上にもぜひ必要である。

先に表題 (2) においては、非線形演算要素として比較的 popular な関数乗算器、関数発生器などを紹介したが、

今回はやや特殊なものとしての関数乗除算器・三角関数発生器・対数関数発生器・サーボ乗算器・任意むだ時間発生器などについてのべる。

#### 2.1 関数乗除算器

この関数乗除算器は原理的には関数乗算器と同様時分割方式を採用しており、とくに演算速度の点においてはサーボ乗除算器をはるかにしのぐ高性能低速度形アナコン用乗除算器である。高精度の電子管スイッチ、スイッチ駆動回路および補助演算増幅器などから構成され、その外観を図 2.1 に示す。

原理は表題 (2) でのべた関数乗算器とまったく同様であるから詳細は省略し、ここでは主として乗算と除算がいかに行なわれるかについてのべる。

この関数乗除算器の動作原理をしめすブロック図は図 2.2 である。乗算のときは図 2.2 (a) で時分割チャネルの電子管スイッチ  $k_1$  は両極性で基準電圧  $\pm K$  をおののの  $t_1$ ,  $t_2$  時間だけオン・オフして、入力変数電圧  $U$  とともに積分器に加える。この積分器の入力電流の時間的平均値  $\bar{I}_1$  が 0 になるよう  $t_1$ ,  $t_2$  がきめられているから

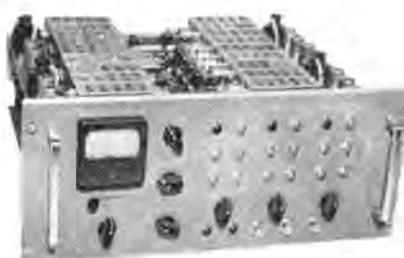


図 2.1 関数乗除算器

Fig. 2.1 Appearance of the function multiplier/divider panel.

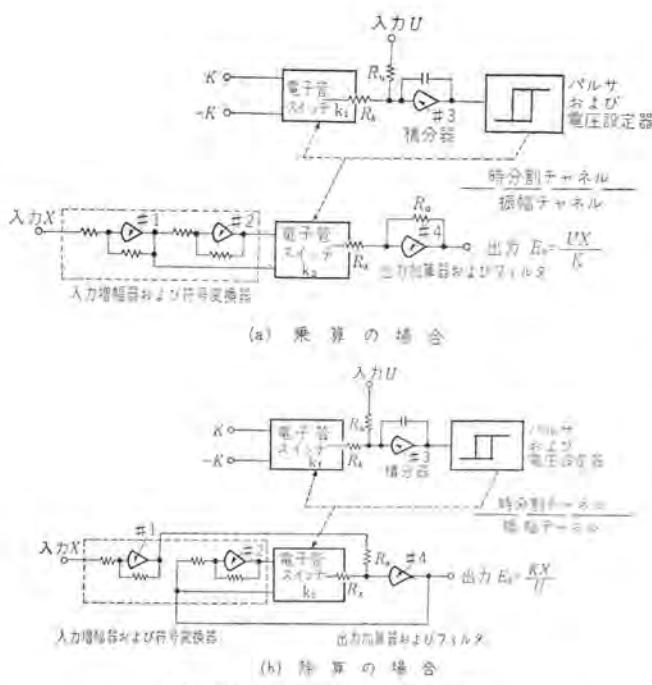


図 2.2 関数乗除算器ブロック図

Fig. 2.2 Block diagram of the function multiplier/divider.  
(a) case of multiplication, (b) case of division.

$$\bar{E}_I = \frac{K t_1 - t_2 + U}{R_k t_1 + t_2} = 0 \quad \dots \dots \dots (2.1)$$

すなわち

$$\frac{t_1 - t_2}{t_1 + t_2} = - \frac{R_k U}{R_u K} \quad \dots \dots \dots (2.2)$$

一方振幅チャネルの電子管スイッチ  $k_2$  は時分割チャネルと同一のもので、かつ連動されているから出力加算器の入力電流の時間的平均値  $\bar{E}_A$  は

$$\bar{E}_A = \frac{X t_1 - t_2 + E_0}{R_x t_1 + t_2} = 0 \quad \dots \dots \dots (2.3)$$

すなわち

$$E_0 = - \frac{R_x t_1 - t_2}{R_x t_1 + t_2} X = \frac{R_u R_x}{R_u R_x} \frac{UX}{K}$$

$R_u = R_a$   $R_x = R_k$  とすると

$$E_0 = \frac{UX}{K} \quad \dots \dots \dots (2.4)$$

となり乗算がなされたことになる。一方除算のときは図 2.2 (b) で時分割チャネルは乗算のときと同一であるから、式 (2.1), (2.2) は成立する。振幅チャネルにおいては乗算のときと同様に出力加算器の入力電流の時間的平均値  $\bar{E}_A'$  は

$$\bar{E}_A' = \frac{E_0 t_1 - t_2 + X}{R_x t_1 + t_2} = 0 \quad \dots \dots \dots (2.5)$$

すなわち

$$E_0 = - \frac{R_x t_1 + t_2}{R_x t_1 - t_2} X = \frac{R_u R_x}{R_u R_k} \frac{KX}{U}$$

$R_u = R_a$   $R_x = R_k$  とすると

$$E_0 = \frac{KX}{U} \quad \dots \dots \dots (2.6)$$

となり除算がなされたこととなる。

なお除算のときは  $U$  に対して制限がある。すなわち

$U$  が正・負両符号でなく、正または負符号でなくてはならない、図 2.2 (b) で電子管スイッチ  $k_2$  は出力加算器に対しては feed back impedance として挿入されているので、この feed back impedance element のうちで符号が変化することは正帰還をかけるに等しく、演算増幅器を負帰還をかけた状態で使用されているという原則よりはずれる。また出力は  $\pm 100$  V というように最大最小電圧が制限されているので、 $U$  と  $X$  の間にも制限があり、さらに精度よい計算を行なう意味より、 $10 \text{ V} \leq U \leq 100 \text{ V}$  で  $\left| \frac{X}{U} \right| \leq 1$  の範囲で使用しなくてはならないことが了解される。

使用状態で回路オーブンバランスチェックおよびリセットのとき、 $U = 0$  になることを防ぐために  $U$  の入力回路にリセッタリレーを挿入して、動作の安定化をはかっている。

この関数乗除算器の特長を列記すれば

(1) 電子管式時分割形であるから、演算速度がきわめて早い。

(2) リード乗除算器に匹敵する静的精度を有する。

(3) 同一時分割チャネルに対して 3 個の振幅チャネルを設け、また乗算・除算がおのおの独立に切換えられるので、入力変数電圧  $U, X, Y, Z$  に対して、独立に出力電圧  $UX, UY, UZ$  および  $\frac{X}{U}, \frac{Y}{U}, \frac{Z}{U}$  が与えられる。

この装置のおもな性能は次のとおりである。

(1) 静的精度

乗算器として使用のとき入力変数電圧の全範囲に対して  $\pm 0.5\%$  以内 (ただし精密調整により  $\pm 0.3\%$  以下となる) 除算器として使用のときは入力変数電圧  $U = 100$  V のとき  $\pm 0.5\%$  以内。

100 c/s まで  $\pm 3$  dB 以内。

(2) 周波数特性

(3) 入力

$U, X, Y, Z$  いずれも  $0 \sim \pm 100$  V ただし除算器として使用するとき、 $U$  だけ  $10 \text{ V} \leq U \leq 100 \text{ V}$ 。

(4) 出力

$$UX, \frac{UY}{100}, \frac{UZ}{100}$$

$$\text{または } \frac{100X}{U}, \frac{100Y}{U}, \frac{100Z}{U}$$

$$\text{ただし } \left| \frac{X}{U} \right| \leq 1, \left| \frac{Y}{U} \right| \leq 1, \left| \frac{Z}{U} \right| \leq 1$$

いずれも  $0 \sim \pm 100$  V

(5) 最大出力電流

$$10 \text{ mA}$$

(6) ドリフト

乗算器として使用のときは入力電圧が  $0 \text{ V}$  のとき  $50 \text{ mV/h}$  以内、除算器として使用のときは入力電圧が  $100 \text{ V}$  のとき  $50 \text{ mV/h}$  以内。

なお関数乗除算器を使用した二、三の応用例を述べる。これに先だって図 2.3 のように記号化する。

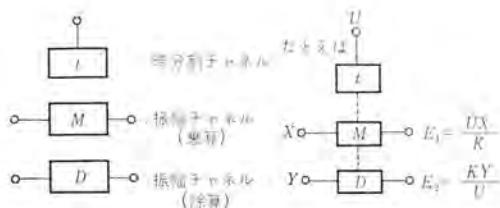


図 2.3 関数乗除算器の記号化  
Fig. 2.3 Symbolization of the function multiplier and divider.

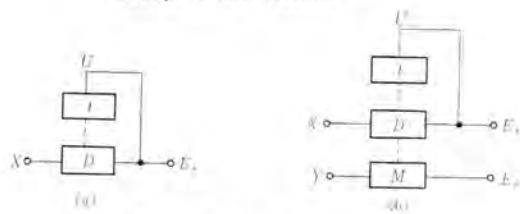


図 2.4 開平の計算

Fig. 2.4 Calculation of a square root using the multiplier and divider.

(a) 開 平

図 2.4 (a) のような接続を行なうと

$$E_A = \frac{XZ}{U} \quad U = E_A$$

したがって

$$E_A = \sqrt{KX} \quad \text{ただし } 0 < X \leq 100 \text{ V} \quad \dots (2.7)$$

図 2.4 (b) のような接続を行なうと

$$E_B = \frac{UY}{K} = Y \frac{\sqrt{KX}}{K} = Y \sqrt{\frac{X}{K}}$$

$Y = K$  とすれば

$$E_B = \sqrt{KX} \quad \text{ただし } 0 < X \leq 1,000 \quad \dots (2.8)$$

$Y = -K$  のときは  $E_B = -\sqrt{KX}$  をえる。

(b)  $n/m$  乗

開平の考え方を拡張して行くと  $n/m$  乗が求められることが容易に想像される。図 2.5 にその一例をしめした。

## 2.2 三角関数発生器

アナコンの非線形要素の一つとして三角関数発生器（入力変数電圧  $X$  に対して出力電圧として  $\sin X$ ,  $\cos X$  を発生する装置）は重要な要素であり、従来まで種々な方法が考案され、実用に供されている。たとえば サーボ方式、折線近似方式、サンプリングホールド方式がある。サーボ方式は一般に Resolver とよばれ、原理的にはサーボ乗算器と同様で正弦波状のポテンショメータを使用して

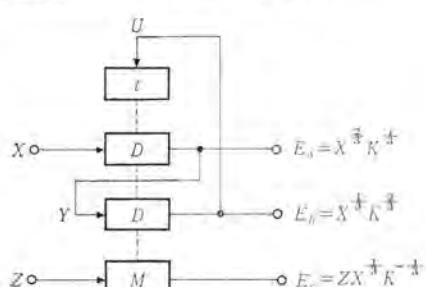


図 2.5  $n/m$  乗の一例

Fig. 2.5 An example for  $n/m$  th powers' calculation.

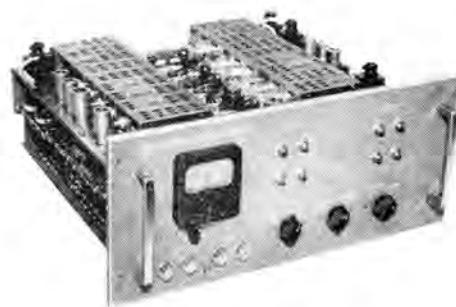


図 2.6 三角関数発生器

Fig. 2.6 Appearance of the trigonometric function generator panel.

発生しており、機械系を導入しているのでサーボ乗算器と同じく演算速度においていちじるしい難点を示す。

サンプリングホールド方式について詳細は省略するが  $\sin X$   $\cos X$  をえるのに  $\sin \omega t$  なる標準正弦波を直接直流電圧に変換するため、使用する標準正弦波の高調波ヒミを極度におさえる必要があり、精度・安定度に難点が残る。この三角関数発生器は積分方式を採用して、入力  $X$  の角度範囲  $\pi \sim +\pi$  までの  $\sin X$  および  $\cos X$  を同時に発生するものでその外観を図 2.6 に示す。

この方式は三角関数の積分値はまた三角関数によって変化するという数学的な関係に立脚している。すなわち

$$\left. \begin{aligned} \int_{t_0}^t E \cos \omega t dt &= \frac{E}{\omega} (\sin \omega t - \sin \omega t_0) \\ \int_{t_0}^t E \sin \omega t dt &= \frac{E}{\omega} (\cos \omega t - \cos \omega t_0) \end{aligned} \right\} \dots (2.9)$$

であることを利用し、 $t_0$  を  $\cos \omega t$  (または  $\sin \omega t$ ) に同期させて一定とし、 $t$  を  $X$  に比例させて変化させることにより入力変数  $X$  の三角関数  $\sin X$  および  $\cos X$  をえようとするもので、その原理を図 2.7 の回路ブロック図および図 2.8 の各部電圧波形にもとづいて順次説明する。

まず発振部で基本正弦波  $\sin \omega t$  を発生させ [発振周波数約 5 kc] (図 2.8 (a))、移相部で  $\pi/2$  進相させて

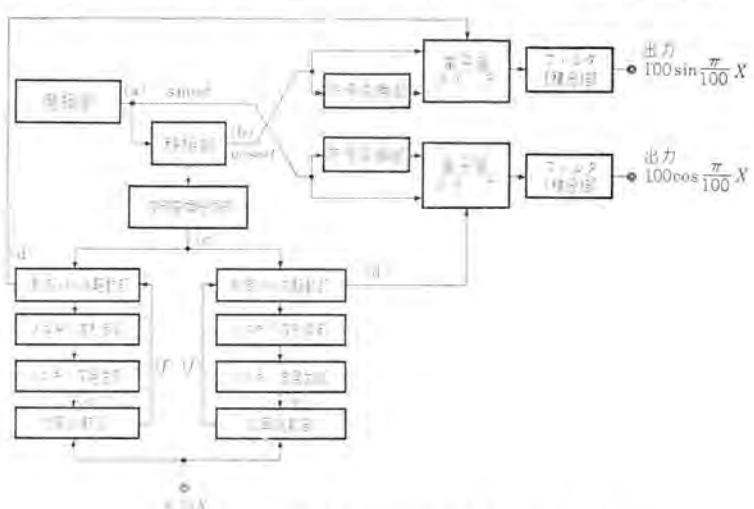


図 2.7 三角関数発生器ブロック図

Fig. 2.7 Block diagram of the trigonometric function generator.

$\cos \omega t$  を作る (図 2.8(b)). 波形変換分周部は移相部の出力  $\cos \omega t$  を入力として、この入力の 2 周期目ごとに立下がり点を持つような  $\lambda$  形波を発生する. (図 2.8(c)). すなわちここで基本正弦波の周期の 2 倍の周期をもつような  $\lambda$  形波に変換したことになる. つぎに制御パルス駆動部では正負対称の二つの  $\lambda$  形波をつくる. この一方の変換点 (パルスの立上がり、立下がり点) は波形変換分周部の出力  $\lambda$  形波の立下がり点で制御され、他方の変換点は加算比較部の出力パルスの立下がり点で制御されて電子管スイッチに与える. この出力制御  $\lambda$  形波のパルス幅は入力  $X$  に比例している. さらにノコギリ波制御部はつぎのノコギリ波発生部の初期値設定とノコギリ波の起動、停止を行なうスイッチよりなる. ノコギリ波の起動は基本正弦波の 2 サイクルに同期して行なわれ、基本正弦波の周期  $T$  とするとノコギリ波の傾斜は  $3/4T$  に対して  $75V$  变化するように設定されている. 加算比較部はこのノコギリ波 (図 2.8(e)) と入力  $X$  が加算され、これを比較弁別する (図 2.8(f)). この出力は制御パルス駆動部に帰還されてノコギリ波をリセットすると同時に前述のように  $X$  に比例した制御パルスを発生させる. 符号変換部は電子管スイッチが両極性のため挿入され、このスイッチで制御された基本正弦波 ( $\sin \omega t$  および  $\cos \omega t$ ) はつぎのフィルタ部で積分されて、出力として  $100 \sin \frac{\pi}{100} X$  および  $100 \cos \frac{\pi}{100} X$  を与える. なおこのフィルタ部は緩衝增幅器としても動作する. 図 2.8(g) は  $\cos \frac{\pi}{100} X$  の例で斜線の部分を積分していることを示す.

式 (2.9) の数学的関係をさらに詳しく書くと以下のようにになる. ただし時間原点は図 2.8 のように取る.

$$\left. \begin{aligned} & \frac{1}{2T} \int_{-\frac{T}{2}}^{\frac{T}{2}} -E_i \sin \frac{2\pi}{T} t dt + \frac{1}{2T} \int_{\frac{T}{2}-\frac{X}{2}}^{2T-\frac{T}{2}} E_i \sin \frac{2\pi}{T} t dt \\ & = \frac{-E_i}{2\pi} \cos \frac{\pi}{100} X \\ & \frac{1}{2T} \int_{\frac{T}{2}}^{\frac{T}{2}-\frac{X}{2}} -E_i \cos \frac{2\pi}{T} t dt + \frac{1}{2T} \int_{\frac{T}{2}-\frac{X}{2}}^{2T-\frac{T}{2}} E_i \cos \frac{2\pi}{T} t dt \end{aligned} \right\}$$

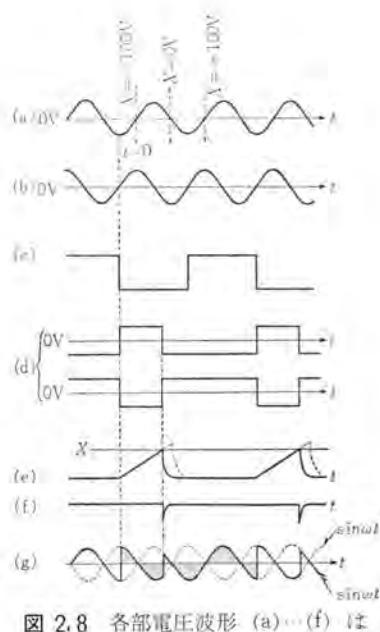


図 2.8 各部電圧波形 (a)…(f) は図 2.7 と応対している.  
ただし (g) は  $\cos \frac{\pi}{100} X$  の例

Fig. 2.8 Voltage wave forms for elements of the trigonometric function generator.

$$= -\frac{E_i}{2\pi} \left( \sin \frac{\pi}{100} X + 1 \right)$$

(注 1)

ただし  $E_i$ : 基本正弦波の振幅

$T$ : 基本正弦波の周期

式 (2.10), (2.11) とも符号が負となっているが、これはフィルタ部で符号が逆転され、また出力電圧の極値が  $\pm 100V$  になるようゲイン調整を行なっている.

この三角関数発生器の特長を列記すれば

- (1) 電子管式であるから演算速度がきわめて早い.
- (2) 入力角度が  $-\pi \leq X \leq +\pi$  までの三角関数を発生することができるので、使用範囲の有用性がいちじるしく増加した.
- (3) 入力変数電圧  $X$  に対して出力電圧  $\sin X \cos X$  を同時に取り出すことができる.

この装置のおもな性能は次のとおりである.

- (1) 静的精度  $\pm 1\%$
- (2) 周波数特性  $100 \text{ c/s}$  まで  $3 \text{ dB}$  以内
- (3) 入力  $-\pi \leq X \leq +\pi$   $0 \sim \pm 100V$
- (4) 出力  $\sin X \cos X$   
いずれも  $0 \sim \pm 100V$

- (5) 最大出力電流  $10 \text{ mA}$

### 2.3 対数関数発生器

対数関数発生器とは、入力変数電圧  $X$  に対し出力電圧  $\log X$  を発生する装置であるが、アナコンではどちらかといえば特殊関数発生器に属するものであり、折線近似による関数発生器を用いるのが普通である. しかし、最近のようにアナコンが非常に広い分野で使用されるようになると、専用の対数関数発生器に対する要望をもはや見過すことはできなくなってきた. 原子炉制御および起動特性の解析、サーボアライザへの応用などはその隣近な一例である.

ここに紹介する対数関数発生器は、 $\lambda$  形波パルスのパルス幅を入力変数電圧の対数によって変調しその平均面積を出力電圧とする分割方式を採用しており、折線近似の場合とは異なり解析的に厳密な対数関数電圧を発生することができる. 装置への入力変数電圧  $E_i(V)$ 、出力電圧  $E_o(V)$  の関係式は次のとおりである.

- 4 ディケード ( $10^{-2} \leq E_i \leq 10^2$ ) の場合:

$$E_o = 25 \log_{10}(kE_i) + 50 \quad (2.12)$$

- 2 ディケード ( $1 \leq E_i \leq 10^2$ ) の場合:

$$E_o = 50 \log_{10}(kE_i) \quad (2.13)$$

ただし  $k = 1, 2, 5, 10$

$k$  は倍率をあらわし、入力を  $k$  倍した電圧の対数を得ようとする場合、この装置の前に係数用演算增幅器を用いてその目的を達することができる. 装置の外観を図 2.9 に、対数関数を発生する原理を図 2.10 に示す.

対数関数発生器の原理は、コンデンサを充放電する際の端

注 1 式 (2.11) にでてくる定数項はフィルタ部にバイアスをかけて打ち消している.



図 2.9 対数関数発生器

Fig. 2.9 Appearance of the logarithmic function generator panel.

子電圧が時間  $t$  に関して指數関数的であるという事実に基づいている。図 2.9(a)の回路で  $t_1$  なる時間 S を閉じ、 $t_2$  なる時間 S を開くという操作を繰り返すとコンデンサの端子電圧  $V$  は図 2.9(b) のように変化する。S を開く瞬間を時間原点 ( $t=0$ ) にとれば S を開いているときの  $V$  は式 (2.14) で表わすことができる。

$$V = -E \cdot \exp\left(-\frac{t}{RC}\right)$$

…… (2.14)

$V$  が  $-E$  より上昇して比較レベル  $-E_i$  (入力電圧を符号反転したもの、ただし  $|E_i| < |E|$  とする) に達した時刻を  $t_x$  とすると、

$$t_x = RC \cdot \log_e(E/E_i) \quad \dots \quad (2.15)$$

いま別の回路により、各周期  $T$  ごとに  $(t_1 - t_x)$  なる期間だけ電圧  $E_s$  が「フィルタ」の入力端子に印加されるようにしておけば「フィルタ」の出力  $E_o$  は

$$E_o = \frac{E_s}{T} (t_1 - t_x) = \left( \frac{E_s RC \cdot \log_e 10}{T} \right) \log_{10} E_i + \left( \frac{E_s t_1 - E_s RC \cdot \log_e E}{T} \right) = a \log_{10} E_i + b \quad (2.16)$$

$$\text{ただし } a = \frac{E_s}{T} RC \log_e 10, \quad b = \frac{E_s t_1}{T} - \frac{E_s}{T} RC \log_e E$$

したがって  $a, b$  を適当に選ぶことにより式 (2.12), (2.13) のような入力の対数関数を発生させることが可能である。この装置では以上の原理に基づく回路構成がなされており、そのブロック線図を図 2.11 に、各部波形を図 2.12 に示した。

動作の概略は下記のとおりである。「トリガ発生回路」で作られるパルス図 2.12 ① は繰り返し周期  $T$  (図 2.10(a)) を決定するもので直接「制御回路」へ伝えられる。パルス ⑤ は「指數関数波発生回路」へ送られ、図 2.10(a) の S に相当するスイッチ管をオン・オフして図 2.12 ② のような波形を発生させる。指數関数波 ⑦ は「電圧比較回路」へ送られてここで入力の符号反転した電圧  $-E_i$  と比較され、両者が一致したときに負のステップ ④ を生ずる。パ

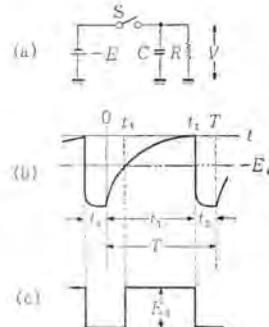


図 2.10 対数関数発生器の原理図

Fig. 2.10 Principle of the logarithmic function generator.

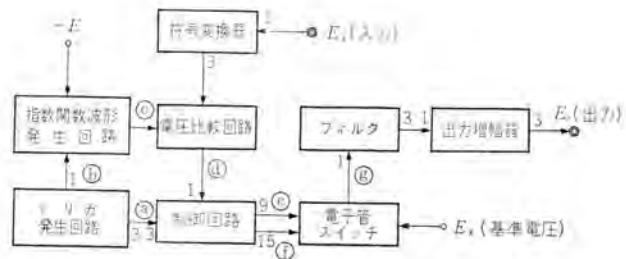


図 2.11 対数関数発生器ブロック線図

Fig. 2.11 Block diagram of the logarithmic function generator.

ルス ④ は ① とともに「制御回路」にはいりここで微分されて負のスパイク波だけが取出され (④ は ④' に、① は ①' になる) これによって「制御回路」にある リップ・フロップ回路をトリガしてパルス幅 ( $t_1 - t_x$ ) をもつパルス列 ④ ⑤ を得る。この幅変調されたパルスによって「電子管スイッチ」を制御し ⑥ のように  $(t_1 - t_x)$  なる期間だけ基準電圧  $E_s$  が「フィルタ」に加えられる。最終段の「出力増幅器」は式 (2.16) における定数  $a, b$  式 (2.12), (2.13) における倍率  $k$  を決定する条件を課すとともに緩衝増幅器としての役割を果たすものである。

この装置のおもな性能は次のとおりである。

(1) 入力	4 ディケード (10 mV~100 V) および 2 ディケード (1 V~100 V) の切換可能
(2) 出力	0~100 V
(3) 最大出力電流	10 mA
(4) 倍率	1, 2, 5, 10 倍に切換可能 (2, 4 ディケードとも)
(5) 静的精度	4 ディケードの場合 $\pm 5\%$ 以内 ただし 入力 1~100 V で $\pm 2\%$ 以内、入力 50 mV~1 V で $\pm 5\%$ 以内 2 ディケードの場合 $\pm 2\%$ 以内
(6) 周波数特性	100 c/s まで $\pm 3$ dB 以内
(7) ドリフト	100 mV/h 以内 (入力 1 V のとき)

#### 2.4 サーボ乗算器

関数乗算器については、すでに時分割方式による高精度の電子管式関数乗算器を開発し好評を博していること

は表題(2)にも述べたとおりである。しかし、あらゆる用途に対して電子管式のものがつねにサーボ式より優秀であるとは断言できない。たとえば、プロセス制御などのように信号周波数が比較的低い場合にはほとんど無調整で使用できるサーボ式のほうが便利であろうし、さらに原子炉の炉心部を模擬する場合のように演算時間が比較的長く、しかも $0 \times 0$ 、定数 $\times 0$ の演算を確実にドリフトなく行なう必要があるときには、本質的にドリフトの避けられない電子管式のものよりもサーボ式のほうがむしろ有利となってくる。またポテンショメータ次第で電子管式をはるかにしのぐ高精度のものも製作可能である。

以上の例からも推察されるように実は電子管式、サーボ式のいずれにも優劣はつけにくいのであって、使用条件を考慮して適宜選択するのが賢明である。このような観点から、当社では各分野にわたる広い要望に応じるためにサーボ式乗算器をも製作している。動作原理の点では従来のものとなんら変わりはないが、周波数特性を向上させるために400 c/s サーボ系を採用したこと、サーボ増幅器に独自のくふうをこらし過渡特性向上のため一種の非線形最適制御機構を付加したことなどはこの装置の大きな特長といえる。装置の外観を図2.13に、サーボ方式による掛算の原理を図2.14に示す。

図2.14によってサーボ方式による掛算の原理を説明する。サーボ増幅器は入力変数電圧  $X$  と、フィードバック・ポテンショ  $P_1$  からの帰還電圧 ( $kE_r$ ) との差電圧 ( $X - kE_r$ ) を増幅して差電圧が0になる方向にサーボモータを回転させる。(ただし、 $k$  はポテンショメータの分圧比、 $E_r$  は基準電圧とする) 差電圧がなくなつてモータが停止したときの  $k$  の値は

$$k = X E_r \quad (2.17)$$

である。このときポテンショメータ  $P_2$  も  $P_1$  と連動していることを考えれば、出力電圧  $Z$  は  $Z = kY$  となる。 $k$  に式(2.17)の値を代入すれば、



図2.13 サーボ乗算器

Fig. 2.13 Appearance of the servo multiplier panel.

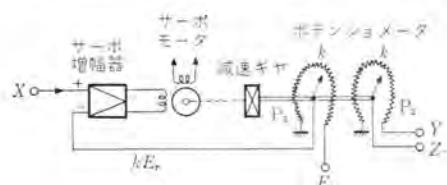


図2.14 サーボ乗算器の原理図

Fig. 2.14 Principle of the servo multiplier.

$$Z = XY E_r \quad \dots \dots \dots \quad (2.18)$$

となり出力として入力変数電圧  $X, Y$  の積に比例した電圧が得られる。この装置では4連のポテンショメータを使用しており、 $U, X, Y, Z$  の4入力変数電圧に対し  $UX, UY, UZ$  の3出力電圧を同時に取出すことができる。

図2.15に装置の回路構成を示した。

図2.14のサーボ増幅器に相当する部分は、この装置ではDC増幅部、チョッパ部、AC増幅部の3要素で構成されている。とくにDC増幅部は、①誤差電圧の検出、②PID制御、③ループ利得調整などの役割を同時に果たす

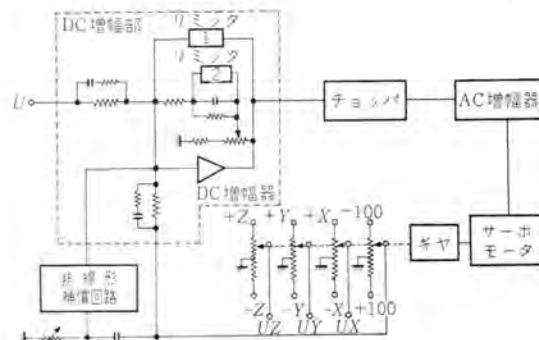


図2.15 サーボ乗算器回路図

Fig. 2.15 Circuit of the servo multiplier.

すものであり、小信号に対する伝達関数は近似的に次式で表わされる。

$$G(S) = A(1 + T_1 S) + \frac{B}{1 + T_2 S} \quad \dots \dots \dots \quad (2.19)$$

式(2.19)の第1項は進相作用を示し系全体の位相遅れを補償する。第2項は積分制御作用を示しており、リミッタ2、非線形補償回路(帰還電圧の微分に関する自乗関数発生回路)などとあいまって大信号に対する応答を最適制御することができる。装置のおもな性能は下記のとおりである。

- |               |   |
|---------------|---|
| (1) 入力        | $U, X, Y, Z$ いずれも $\pm 100 \text{ V}$                                     |
| (2) 入力インピーダンス | $U: 1 \text{ M}\Omega, X, Y, Z: 25 \text{ k}\Omega$                       |
| (3) 出力        | $\frac{UX}{100}, \frac{UY}{100}, \frac{UZ}{100}$ いずれも $\pm 100 \text{ V}$ |
| (4) 出力インピーダンス | 最大 $6.25 \text{ k}\Omega$   |
| (5) 静的精度      | 0.5%以内  |
| (6) 応答速度      | 振幅 $100 \text{ V}$ の階段状入力に対し、 $0.3 \text{ sec}$ 以下                        |
| (7) 飽和折点周波数   | $2 \text{ c/s}$ 、ただし $200 \text{ V}$ (P-P) の正弦波入力に対する折点周波数                |
| (8) 線形折点周波数   | $20 \text{ c/s}$ 、ただし飽和がない場合の折点周波数  |

サーボ・モータおよびチョッパを駆動するための400 c/s 電源は、磁気増幅器によって制御される安定化直流電源と、角形ヒステリシスを有する磁心を用いた可飽和リアクトル、2コの電力用トランジスタの組合せによる400 c/s インバータと



図 2.16 サーボ用 (400 c/s) 電源盤

Fig. 2.16 Appearance of the 400 c/s square wave generator panel.

で構成され、移相回路を接続すればたがいに 90 度の位相差をもつ d, q 2 相の 400 c/s ク形波を別々に取出すことが可能である。容量は d 相 75 W 650 mA, q 相 7.5 W 65 mA でサーボ乗算器 3 台を同時に駆動できる。装置は他の要素と同様、標準パネルに収容されており、その外観は図 2.16 に示すとおりである。

## 2.5 任意むだ時間発生器

むだ時間発生器は、入力変数電圧  $E_i(t)$  に対して、

$$E_o(t) = \begin{cases} 0, & (t < \tau) \\ E_i(t - \tau), & (t \geq \tau) \end{cases} \quad (2.20)$$

のような出力電圧  $E_o(t)$  を発生する装置で、むだ時間  $\tau$  はあらかじめ設定された一定値をとるものである。このようなむだ時間要素が各種プロセス制御系の解析などに広く用いられていることは表題 (2) でも述べた。

ところがさらに特殊な場合——たとえばガス冷却形原子炉における冷却材流量変化の動特性におよぼす影響を模擬的に解析する場合——には拡張されたより一般的なむだ時間要素を使用しなければならない。すなわち、他の制御信号に応じて時間的に変化するむだ時間——“任意むだ時間”あるいは“可変むだ時間”——を導入する必要が生ずる。ここに紹介する“任意むだ時間発生器”はこの目的に合致した装置で、むだ時間  $\tau(t)$  が他の制御信号  $T(t)$  に比例して変化し、出入力電圧の関係式は次式で示されるようなものである。

$$E_o(t) = \begin{cases} 0, & (t < \tau) \\ E_i[t - \tau(t)], & (t \geq \tau) \end{cases} \quad (2.21)$$

ただし  $\tau(t) = k \cdot T(t)$ ,  $k$  は比例定数

むだ時間  $\tau$  を模擬するのに、この装置では伝達関数近似方式を採用した。一般にむだ時間  $\tau$  を有する系の伝達関数は

$$\frac{E_o(S)}{E_i(S)} = e^{-\tau S} \quad (2.22)$$

で表わされる。ところが  $e^{-\tau S}$  はラプラス演算子  $S$  に関する超越関数であり、アコシ要素では厳密に模擬することができない。それでこの装置では Padé の 4 次の近似式を基とし、回路構成から受けける制約を考慮して式(2.23)のように Padé の式に非常に近い近似式を採用している。

この装置の式：

$$e^{-\tau S} \approx \frac{1 - 0.5(\tau S) + 0.1125(\tau S)^2 - 0.0125(\tau S)^3 + 0.000625(\tau S)^4}{1 + 0.5(\tau S) + 0.1071(\tau S)^2 + 0.0119(\tau S)^3 + 0.000595(\tau S)^4} \quad (2.23)$$

Padé の式：

$$e^{-\tau S} \approx \frac{1 - 0.5(\tau S) + 0.1071(\tau S)^2 - 0.0119(\tau S)^3 + 0.000595(\tau S)^4}{1 + 0.5(\tau S) + 0.1071(\tau S)^2 + 0.0119(\tau S)^3 + 0.000595(\tau S)^4} \quad (2.24)$$

式(2.23)の模擬回路については種々考案されているが、単能器として使用する場合には調整が簡単で、むだ時間  $\tau$  の変更が容易であり、増幅器台数が少なくて高階の近似ができ、位相特性も良好なものが望まれる。そこでこの装置では増幅器 2 台で 2 階の近似式を作り、これをカスケード接続して 4 階の近似を行ない、 $\tau$  の変更は抵抗およびコンデンサで行なう方式を用いた。装置の外観を図 2.17 に、回路構成を図 2.18 に示す。

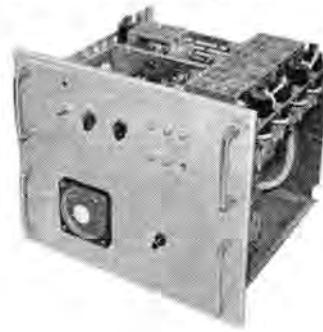


図 2.17 任意むだ時間発生器

Fig. 2.17 Appearance of the variable transport delay panel.

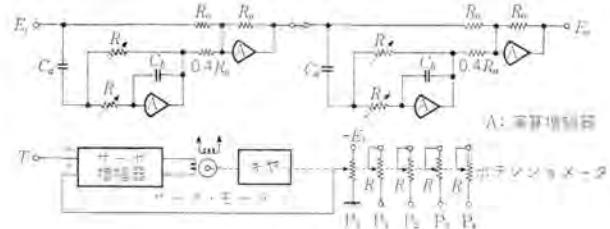


図 2.18 任意むだ時間発生器回路図

Fig. 2.18 Circuit of the variable transport delay.

つぎにこの回路によって“可変むだ時間”が得られることを述べる。図 2.18 の入力対出力の伝達関数は

$$\frac{E_o(S)}{E_i(S)} = \left[ \frac{1 - 0.25(8\eta\zeta S) + 0.025(\eta\zeta S)^2}{1 + 0.25(8\eta\zeta S) + 0.025(\eta\zeta S)^2} \right] e^{-(8\eta\zeta S)} \quad (2.25)$$

ただし  $\eta = R\sqrt{C_a C_b}$ ,  $\zeta = \sqrt{C_b/C_a}$

となるから

$$\tau = 8\eta\zeta = 8RC_b \quad (2.26)$$

なる“むだ時間”が得られる。したがって  $R$  を他の制御入力変数電圧  $T$  に比例するように変化させると“任意むだ時間”を発生することができる。 $R$  を可変にする操作は図 2.18 のような位置サーボ機構により達成される。サーボ増幅器は制御入力変数電圧  $T$  とポテンショメータ  $P_3$  からの帰還電圧 ( $-kE_r$ ) の和を増幅してこれが 0 になる方向にサーボ・モータを回転させるから、モータが停止した状態を考えると  $k = T/E_r$  (ただし  $k$ : 分圧比,  $E_r$ :

基準電圧) が成立する。したがって  $P_5$  と連動になっている ポテンショメータ  $P_1 \sim P_4$  (全抵抗値を  $R'$  とする) の端子間抵抗値  $R$  は次式であたえられる。

$$R = kR' = \left( \frac{R'}{E_r} \right) \cdot T \quad \dots \dots \dots (2.27)$$

これを式 (2.26) に代入すれば

$$\tau = \left( \frac{8R'C_b}{E_r} \right) \cdot T \quad \dots \dots \dots (2.28)$$

となりむだ時間  $\tau$  が制御入力変数電圧  $T$  に比例して変化することが理解される。なお、むだ時間可変範囲の変更は  $C_a, C_b$  の切換によって行なうことができる。

装置のおもな性能は下記のとおりである。

- (1) むだ時間可変範囲 0.5~5 sec (連続可変) および 0.05~0.5 sec (連続可変)  
の切換可能

- (2) 入力電圧 -100 V ~ +100 V  
(3) 制御信号入力 +10 V ~ +100 V  
(4) 出力電圧 -100 V ~ +100 V  
(5) 最大出力電流 10 mA

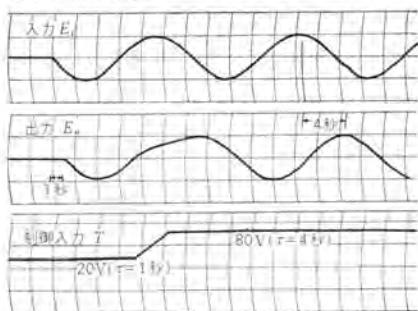


図 2.19 正弦波に対する応答 ( $\tau=1$  秒 → 4 秒)

Fig. 2.19 Response for sine-wave. ( $\tau=1$  sec → 4 sec)

表 2.1 低速度アナコン用非線形要素一覧表

パネル名	演算要素名	備考	パネル内要素数
関数乗算器盤 A	時分割形関数乗算器	4出力 $UX, UY, UZ$	1
" B	"	1出力 $\times 2 UX, VY$	2
" C	"	3出力 $UX, UY, UZ$	1
サーキット乗算器盤	サーキット関数乗算器	3出力 $UX, UY, UZ$	1
関数発生器盤 A	任意関数発生器	1出力 $F(X)$ 13折線 $X$ 座標可変 時分割形	1
" B	簡易関数発生器	3出力 $F(X)G(X)H(X)$ 5折線 時分割形	1
" C	任意関数発生器	1出力 $\times 2 F(X)G(Y)$ 5折線 $X$ 座標可変 時分割形	2
自乗平方根発生器盤	自乗平方根発生器	折線近似形 自乗平方根切換式	3
自乗発生器盤	自乗発生器	"	3
平方根発生器盤	平方根発生器	"	3
三角関数発生器盤	三角関数発生器	正弦および余弦	1
対数関数発生器盤	対数関数発生器	2ディケード 4ディケード 切換可能	1
むだ時間発生器盤	むだ時間発生器	関数近似形 (4次)	2
任意むだ時間発生器盤	任意むだ時間発生器	"	1
関数乗除算器盤	時分割形関数乗除算器	3出力 乗算および除算切換式	1
関数除算器盤 B	時分割形関数除算器	1出力 $\times 2 UX, VY, V$	2
正弦波発生器盤	正弦波発生器	正弦および余弦 1サイクル連続切換可能	1
電圧比較器盤	電圧比較器	電圧および時間に対する ON-OFF動作切換可能	6
リミッタ盤	リミッタ	汎用 正バイアスおよび負バイアス	各 7
特殊非線形盤	特殊非線形	不感帯 複合 バックファシング切換可能	1

(6) 静的精度

(7) 動的精度

(8) サーキットの特性

±0.5 %以内

入力波形、制御入力波形の時定数とむだ時間との比に関係する

50/60 c/s サーキット、応答速度 0.6 sec, 飽和折点周波数 0.3 c/s, 線形折点周波数 3 c/s

むだ時間  $\tau$  を 1 sec から 4 sec まで 3 sec 間にわたって直線的に変化させたときの正弦波の応答を図 2.19 に示す。

## 2.6 非線形要素一覧表

以上で精密低速度形アナコン EA-7100 シリーズの非線形要素について概要を説明したが、まとめとして表 2.1 に非線形要素の一覧表をかけた。

## 3. 演算例

このアナコンを用いて解析できる問題は非常に多種多様であるが、ここでは最近解いた特長ある実際問題について述べる。

### 3.1 船用加圧水形原子炉 (PWR) の動特性

中規模の船用加圧水形原子炉の動特性の解析である。このような動力炉の動特性を論ずる場合には、負荷の変化に対して炉がいかに追従するかという点が重要であり、算定された諸定数が適当なものであるかどうかを通常シミュレータでチェックするわけである。解析にあたって問題を簡単化するため、つぎのような仮定を設ける。

- 定格負荷から 20% 負荷の間を主として取扱う。
- 炉および熱交換器内での冷却材の流れ方向の温度コウ配を直線と考える。
- 燃料棒温度は一様であるとする。
- 反応度は冷却材の平均温度および燃料棒温度で変わるとする。

- 遅発中性子は等価な 1 群だけで表わす。
- 熱交換器内の水は飽和水で、蒸気も水も一様な温度をもつものとする。

- 熱交換器より蒸気が持ち去る熱量の変化を系への入力信号 (負荷変動) と考える。

以上の仮定を用いれば原子炉と熱交換器を含めた系の応動を示す方程式は次のようになる。

中性子系:

$$Q_p = \frac{1}{S \left( l + \frac{\beta/\lambda}{1 + S/\lambda} \right)} L (Q_p \cdot \delta K) \quad \dots \dots \dots (3.1)$$

$Q_p$ : 炉心熱出力、定格出力  $Q_0$  を基準とする。

$\delta K$ : 反応度

$l$ : 中性子平均寿命 [sec]

$\beta$ : 遅発中性子の割合 [%]

$\lambda$ : 遅発中性子の崩壊定数 [sec<sup>-1</sup>]

サフィックス  $\circ$  は定格値、 $L ( )$  は  $( )$  のラプラス変換を表わす。

炉心熱系:

$$Q = \left[ \frac{A_1}{1 + \tau_1 S} + \frac{A_2}{1 + \tau_2 S} \right] \cdot Q_\varphi \quad \dots \dots (3.2)$$

$$T_f = \frac{T_{f0}}{1 + \tau_1 S} Q_\varphi \quad \dots \dots (3.3)$$

$Q$ : 冷却材への熱出力  $Q_\varphi$  基準

$A_1$ : 定数

$A_2$ : "

$\tau_1$ : 時定数 [sec]

$\tau_2$ : " [sec]

$T_f$ : 燃料棒温度, 冷却材平均温度基準

$T_{f0}$ : 定格出力時の燃料棒温度 [°C]

$$T_{cav} = \frac{1}{1 + \frac{\tau_e}{2} S} [T_{cav} Q + T_{ei}] \quad \dots \dots (3.4)$$

$$T_{ce} = 2T_{cav} - T_{ci} \quad \dots \dots (3.5)$$

$$T_{re} = \beta T_{ce} + \frac{(1-\beta)}{1 + \tau_e S} T_{ei} \quad \dots \dots (3.6)$$

$\tau_e$ : 冷却材炉心通過時間 [sec]

$T_{cav}$ : 冷却材平均温度 [°C],  $T_{cav0}$  原点

$T_{ci}$ : 炉心入口冷却材温度 [°C],  $T_{cav0}$  原点

$T_{ce}$ : 炉心出口冷却材温度 [°C],  $T_{cav0}$  原点

$T_{cav} = T_{cav0} - T_{ci0}$  [°C]

$T_{re}$ : 炉心容量出口冷却材温度 [°C]

$\beta$ : 炉心部を流れる冷却材の割合

配管系:

$$T_{bi} = e^{-\tau_{br} S} T_{rv} \quad \dots \dots (3.7)$$

$$T_{ei} = \frac{1}{1 + \tau_{br} S} T_{be} \quad \dots \dots (3.8)$$

$T_{bi}$ : 热交換器入口冷却材温度 [°C]

$T_{be}$ : 热交換器出口冷却材温度 [°C]

$\tau_{br}$ : 炉心  $\rightarrow$  热交換器間配管冷却材通過時間 [sec]

$\tau_{br}$ : 热交換器  $\rightarrow$  炉心間配管冷却材通過時間 [sec]

热交換器系:

$$T_{bas} = \frac{1}{1 + \frac{\tau_s}{2} \frac{T_{bas}}{T_{bas} S}} \left[ \left( \frac{T_{bas}}{T_{bia}} \right) T_{bi} + \left( \frac{T_{bia}}{T_{bas}} \right) T_s \right] \quad \dots \dots (3.9)$$

$$T_s = \frac{1}{1 + \tau S} [T_{bas} - T_{bas} Q_s] \quad \dots \dots (3.10)$$

$$T_{be} = 2T_{bas} - T_{bi} \quad \dots \dots (3.11)$$

$T_{bas}$ : 热交換器冷却材平均温度 [°C],  $T_{cav0}$  原点

$T_{cav0}$  原点

$T_s$ : 蒸気温度 [°C],  $T_{cav0}$  原点

$T_{bas} = T_{bas0} - T_{s0}$  [°C]

$T_{bia} = T_{bia} - T_{s0}$  [°C]

$T_{bia} = T_{bia} - T_{bas0}$  [°C]

$\tau_s$ : 冷却材热交換器通過時間 [sec]

$\tau$ : 時定数

$Q_s$ : 蒸気出力 [Mcal/sec],  $Q_0$  原点

反応度系:

$$\delta K = \delta K_{rod} + \alpha_f T_f + (\alpha_f + \alpha_c) T_{cav} \quad \dots \dots (3.12)$$

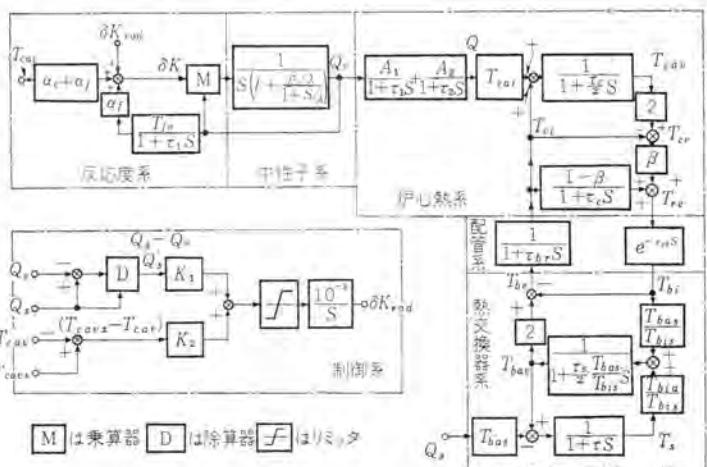


図 3.1 加圧水形原子炉のブロック線図

Fig. 3.1 Block diagram of the PWR.

$\alpha_c$ : 冷却材温度係数 [δK/°C]

$\alpha_f$ : 燃料棒温度係数 [δK/°C]

$\delta K_{rod}$ : 制御棒による反応度

制御系:

$$\delta K_{rod} = \frac{10^{-3}}{S} \left[ K_1 \left( \frac{Q_s - Q_\varphi}{Q_s} \right) + K_2 (T_{cav0} - T_{cav}) \right] \quad \dots \dots (3.13)$$

冷却材平均温度一定のプログラムを採用する

$T_{cav0}$ : 冷却材平均温度設定値 [°C],  $T_{cav0}$  原点

$K_1, K_2$ : 定数, アナコンにより最適値を算定

以上の諸式を用いてこの系のブロック線図をかけば図 3.1 のようになる。またあたえられた諸定数を用いて実際にアナコン演算回路を組むと図 3.2 のようになる。

定常状態から負荷が急激に変化した場合、

(1) 100%  $\rightarrow$  20%, (10 秒間, ランプ状)

(2) 20%  $\rightarrow$  90% (20 秒間, ランプ状)

の系のおもなパラメータの応動を図 3.3, 3.4 に示す。ただし、演算にあたっては各パラメータに適当な係数変換を施

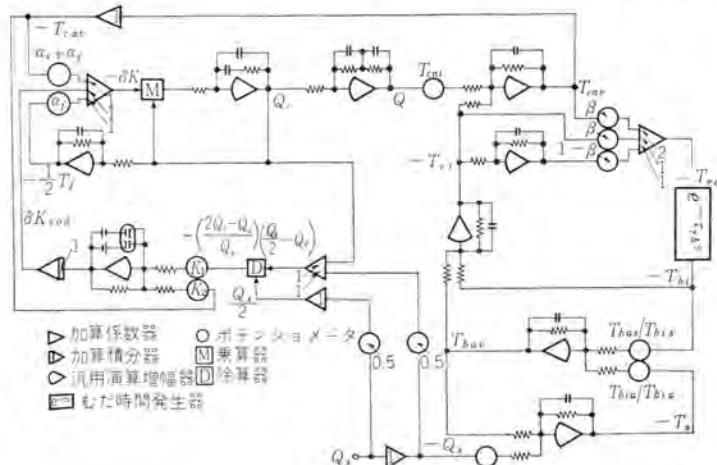


図 3.2 加圧水形原子炉の動特性を解析するアナコン接続図

Fig. 3.2 Connection diagram for solving the dynamic response of the PWR.

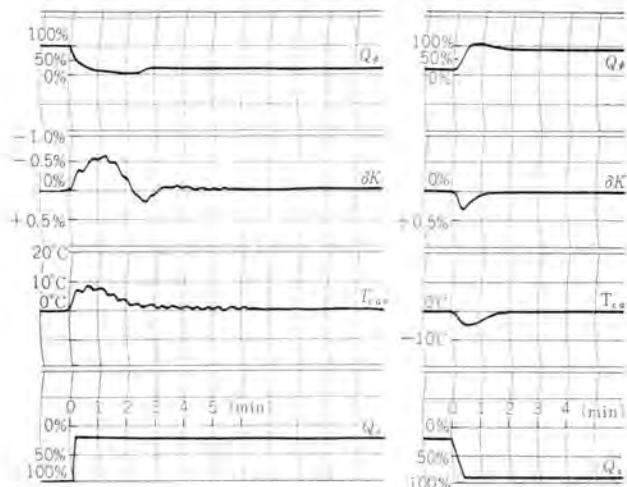


図 3.3 加圧水形原子炉の動特性  
負荷変動 100%→20% (10  
秒間)

Fig. 3.3 Dynamic response of the PWR for load change from 100% to 20%.

し、演算速度を 10 倍にスピードアップした。

### 3.2 ベッセルの微分方程式(ベッセル関数)の一解法 例

工学上とくに電磁界、熱伝導の問題などでよくあらわれるペッセルの微分方程式の一般形は

$$\frac{d^2z}{dt^2} + \frac{1}{t} \frac{dz}{dt} + \left(1 - \frac{n^2}{t^2}\right)z = 0 \quad \dots \dots \quad (3.14)$$

でこの一般解は 通常ベッセル関数  $J_n(t)$  となる.

普通実際の物理系にあらわれるのは式 (3.14) で指数  $n=0$  のとき、すなわち

$$\frac{d^2z}{dt^2} + \frac{1}{t} \frac{dz}{dt} + z = 0 \quad \text{--- (3.15)}$$

でこれを初期条件  $\left[ \frac{dz}{dt} \right]_{t=0} = 0, [z]_{t=0} = 1$  で解くと

$$z = J_0(t) = 1 - \frac{t^2}{2^2(1!)^2} + \frac{t^4}{2^4(2!)^2} - \frac{t^6}{2^6(3!)^2} + \dots \quad (3.16)$$

$$-\frac{dz}{dt} = J_1(t) = \frac{t}{2} - \frac{t^3}{2^3 1! 2!} + \frac{t^5}{2^5 2! 3!} - \frac{t^7}{2^7 3! 4!} + \dots \quad (3.17)$$

となる。式(3.15)をアナコンで解くとき、左辺第2項に  
対し、つぎのような考慮がいる。

(1)  $t$  なる時間を電圧量に変換する必要があり、これより取るべき  $t$  が制限される。これは物理的意味より決定される。

(2) 式 (2.15) より  $t=0$  で  $\frac{1}{t} \frac{dz}{dt} = \frac{1}{2}$  となり式 (2.15) は  $t=0$  で確定特異点をもつ. このような  $\frac{0}{0}$  の極限値が有限値をもつものに対し, アナコンの除算器では実現できない. したがって回路上特殊なくふうが必要となる.

### スケール変換として

$Z=z$  テナコンの基準電圧 100 V を 1 per unit (以下 1 p.u と略す) とする.

$$\left\{ \begin{array}{l} T = \alpha t \quad \text{時間変換} \end{array} \right.$$

$$K = \alpha_{kl} \text{ 時間電圧変換 } 0 \leq l \leq \frac{1}{\alpha_k} \quad \therefore \quad K \geq \frac{\alpha_k}{\alpha_l} T$$

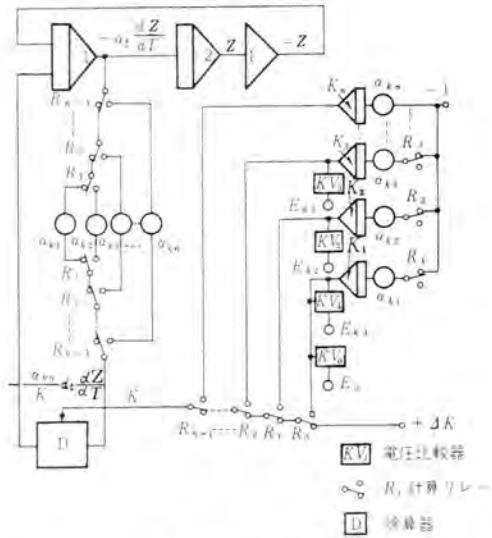


図 3.5 アナコン接続図

Fig. 3.5 Connection diagram of the analog computer for solving Bessel's equation.

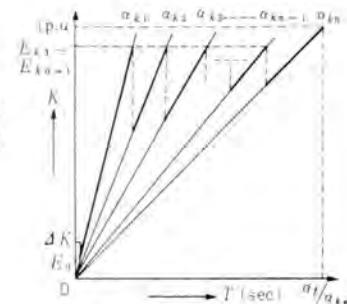


図 3.6  $K$  と  $T$  との関係

Fig. 3.6 Relation of  $K$  to  $T$ .

とすると

$$\alpha' \frac{d^2 Z}{dT^2} = - \frac{Z}{\alpha'} - \frac{\alpha_k}{K} \frac{dZ}{dT} \quad \dots \quad (3.18)$$

除算器の性質上演算初期において  $K=0$  は与えられないから、 $K=\Delta K$  なる微小電圧を与え積分器・電圧比較器・計算リレーを多段並列に組合せて、係数  $\alpha_k$  を切換える方式をとる。そのアナログ接続図を図 3.5 に演算時の電圧  $K$  の動作レベルを図 3.6 に示す。 $\alpha_{kn}$  は所要の時間電圧変換係数を選ばなくてはならない。

さらに  $t (=T)$  の広範囲にわたって精度よく計算するため、並列接続段数  $i$  をふやし、 $\Delta K$  (0.1 p.u.~0.05 p.u.) の保持時間をできるだけ短くするため、 $\alpha_{ki}$  を大きくえらび、比較レベル  $E_0$  を低くとる (0.05 p.u.~0.02 p.u.)。

また除算器の性質上  $K$  の動作レベルを高くなるよう

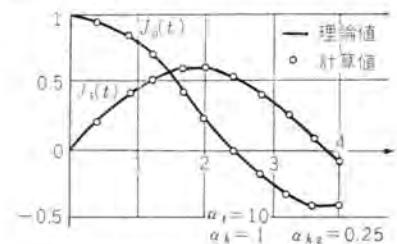


図 3.7 理論値と計算値の比較  
Fig. 3.7 Comparison between theoretical and calculative  
values of Bessel's function  $L_1(t)$ ,  $\tilde{L}_1(t)$

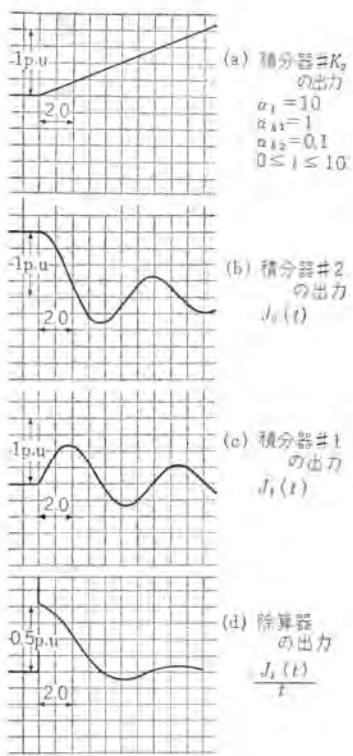


図 3.8 アナコン演算より得られたオシログラム

Fig. 3.8 Oscillograms of solutions for Bessel's equation solved by the analog computer.

$E_{k1} \sim E_{kn-1}$  をえらぶ (0.9 p.u. ~ 0.95 p.u.)。

実際の計算値と理論値の比較を図 3.7 に、オシログラムを図 3.8 に示す。このような確定特異点をもつ微分方程式も演算回路に特殊なくふうをすると アナコンでも十分解くことが可能で精度としては 1% 以下が期待できる。この方式は自動電圧変換係数切換えなどに応用面をもつ。

#### 4. む す び

以上 MELCOM 精密低速度形アナログ計算機 EA-7100 シリーズについて、3 回にわたりその概要を説明してきたが、紙面の関係上詳細な解析にまで及べなかつたのはまことに残念である。

この アナログ計算機は国産の大形アナログ計算機では性能の点においても、規模の点においても最高級であるといつても過言ではない。さらに特長ある種々の非線形演算要素が用意されているのも他に例をみない。

アナコンの応用分野も年々きわめて広範囲に達している。たとえば各種プロセスのシミュレータとして、また精密制御用計測装置としても有用で、このため当社は汎用の低速

度形中規模アナコン EA-7303 の製品化を完了した。これは当社が最初製作した EA1 形と EA-7100 シリーズの両者の長所を十分もりこんで生れたものである。一方計算機規模の増大とともに高信頼化と高能率化がさけばれている。高信頼化にあたっての一つの方向は電子管式演算要素の全トランジスタ化である。当社はこれらの開発研究に努力を払っており、製品化される日もそう遠くはない。

高能率化に関しては演算の自動化があげられる。デジタル技術をアナコンに導入して、デジタル入出力装置、自動プログラミング装置、およびパラメータ修正のための自動反復計算装置をアナコンに付加すること、さらに進んでデジタル計算機との結合が問題となる。これらの点についても現在鋭意開発研究中である。またこれらのアナログ技術およびデジタル技術を応用して、自動制御における統計的処理およびサンプル値制御用としての相関器、D.L.S (Delay Line Synthesizer) の製品化を急いでいる。

一般にアナコンに対する認識不足がなきにしもあらずといった状態であるが、3 回にわたり本稿がいくらかでもアナコンに対する理解を深めるのに役立てば幸甚である。

終わりに種々ご指導をいただいた当社研究所電気第一、第二研究室の各位に対して謝意を表する。

#### 参 考 文 献

- (1) G. K. Korn and T. M. Korn: Electronic Analog Computers, 2nd Edition McGraw-Hill Book Co. Inc., (1956).
- (2) C. L. Johnson: Analog Computer Techniques, McGraw-Hill Book Co. Inc., (1956).
- (3) S. Fifer: Analogue Computation, Vol. I, II, III, IV, McGraw-Hill Book Co. Inc., (1961).
- (4) Stubbs, G. S. and Single, C. H.: Transport Delay Simulation Circuits, Westinghouse Electric Corp., Atomic Power Division, Report WAPD-T-38, (1954).
- (5) 山下他: 電子計算機アナログ計算機編, 日科技盟, オーム社.
- (6) 大鳥羽・柴谷・桑田: アナコンによる Bessel の微分方程式の解法, 電気四学会連合大会 299 (昭 36).
- (7) 馬場・大鳥羽・柴谷・松本: MELCOM 精密低速度形アナログコンピュータ (1), 「三菱電機」, 33, No. 12 (昭 34).
- (8) 馬場・大鳥羽・柴谷・松本・桑田: MELCOM 精密低速度形アナログコンピュータ (2), 「三菱電機」, 34, No. 3 (昭 35).

## 将来の電力源 (1)

### — 热電子発電と热電気発電 —

研究所 岡田武夫\*・藤林肇次\*\*・今村元\*\*\*

#### 1. まえがき

わが国で第3の火が点火されたのもつい最近のことである。人類が自然の火から原子力を利用できるような状態に至るまでは非常に長い期間を必要とした。今世紀にはいってから原子核の研究が急速に発達し、核分裂という新しい現象の発見によって原子核のエネルギーを熱エネルギー、さらに電気エネルギーとして取り出すことができるようになった。一方、最近原子核融合反応によって原子核のエネルギーを取り出すために各国が衆知を集め、高温プラズマを研究中であるが、この方法で動力を得るには数多くの問題点があり、今後かなりの期間が必要であろう。

核分裂反応によれば核分裂生成物からの放射線による障害を防止する必要があるが、核融合反応ではその心配が少なければなく燃料である重水資源が無尽蔵である点に利点があるといわれている。現在は核分裂反応を利用する方法でも一度熱エネルギーとして取り出した後、熱交換器、タービンおよび発電機によって電気エネルギーに転換している。

現在大容量のものにもっとも広く用いられている蒸気タービン発電プラントは、蒸気条件やサイクルの改善および発電機設計の進歩によってまだ開発の余地は残っている。全熱効率はこれらの開発によってわずかではあるが増加するであろうが、材料の問題とか、高温、高圧運転のためにおこる資本費の増加、またはサイクル改善によっておこる複雑化が伴う。

もし利用できるエネルギーが熱エネルギーである場合、これを電気エネルギーへ転換するときの効率はカルノ・サイクル効率をこえるとはできず、現在の蒸気サイクルでは約65%であり、今後の開発によっては70%より若干上回る程度に達するであろうと考えられている。これに対応する発電所の全熱効率は40ないし50%である。一方熱エネルギーを熱交換器やタービンおよび発電機を用いることなく直接電気エネルギーに転換する方法はないかという問題は古くからの夢として知られている。熱エネルギーを電気エネルギーに転換する場合に、熱交換器およびタービンなどの効率には現在ある限界があるが、熱交換器およびタービンなどを全然使用しないでさらに効率の高い新しい転換方法、または熱交換器およびタービンなどと新しい転換方法とを併用して全体の効率を高める方法が考えられている。これらの新しい転換方法が直接発電と呼ばれているものである。この問題を解決する方法は昔から考えられてきたが、科学と技術との進歩が伴わなかったため、古人のえがいたこの夢をこれまで実現することはできなかった。しかし最近の科学と技術との進歩はめざましく、宇宙旅行の夢が実現するのも間近いほどにまでなっている。このような時代に熱エネルギーを直接電気エネルギーに転換できるということはあるいは当然のことかも知れないが、従来の発電方法に代わって今ただちに大容量の直接発電ができるというものではない。現在の段階ではまだ実験段階であるが、しかし近い将来には核分裂反応、核融合反応、それに加えて直接発電の

それぞれの長所が総合されて、将来の動力源を形成するのではないかと考えられる。

現在この直接発電では次に示す4種類の方法について研究開発が行なわれている。すなわち

- (1) 热電子発電装置 (Thermionic Generators)
- (2) 热電気発電装置 (Thermoelectric Generators)
- (3) 電磁流体力学発電装置 (Magnetohydrodynamic Generators)
- (4) 燃料電池 (Fuel Cell)

これらの方はそれぞれ特長があり、あるものは小形の動力源として特殊用途に、あるものは熱エネルギーとして従来の火力または原子力を利用して大形の動力源としての発展の可能性を持っている。

エネルギー変換装置の形式いかんによらず、2,000ないし3,000°Cの温度が利用できれば、カルノ・サイクル効率は75ないしは90%まで上昇し、これに伴って全熱効率もかなり増加するであろう。もし燃料の化学的エネルギーを電気化学的に直接発電できれば、カルノ・サイクルの制限はなく、100%に近い効率が得られるであろう。

これらが従来の動力源にとって代わるためにには、その効率が従来の形式のものより高く、しかも経済的であることが必要であるのはもちろんである。そのためには今後効率を高めるために直接発電の機構そのものを改善するばかりでなく、新しい材料の開発という問題をも解決しなければならない。

本稿ではこの方面でとくに研究を進めているW社の<sup>(1)-(5)</sup>報告を主とし、一部は他の著書<sup>(6)</sup>あるいは文献<sup>(7)-(12)</sup>を参照して、直接発電の概要を紹介する。

#### 2. 热電子発電装置

熱電子発電は、後述の熱電気発電とくらべ熱電子を媒体とするという点では同一であるが、後者は熱電子が固体内を通るのに対して、前者は真空中に放出されるという点に相違がある。この装置は真空二極管構造であり、最大出力電圧としては原理的には陽極、陰極に相当する物質の仕事関数の差まで出しうるので、小形、軽量、簡易さ、高効率などの特長を要求される軍事用、人工衛星用電源などにすぐにでも利用できる。

また原子炉などで従来使用できなかった高い温度範囲の熱エネルギーを利用しての道を開くものである。その効率は熱源の温度が1,100°C以上である場合は25~30%といいもので、実用の熱エンジンの効率にも匹敵しうるものである。

この装置を現在実用化されている他の熱エンジン、たとえばターボ発電機などと組合すことによって50~60%の熱効率を得ることができるようになるであろう。

##### 2.1 热電子発電の原理

熱電子発電装置とは、高温に加熱された物質の表面から放出される電子から、電気エネルギーを取り出す方法であるが、物質の

表面から熱電子が空間に放出されるためには、仕事関数に相当する電位差を飛び越えるだけの 热エネルギーを持たなくてはならない。この装置は空間に放出された熱電子が陽極に達して外部回路の負荷を流れ、たびに陰極に帰る間に、その電子の得た熱エネルギーを電力に変換するのである。もっとも簡単な熱電子発電装置は真空中にある二つの電極から成り立っている。一つの電極（エミッタ）は十分な熱電子を放出しうるような高温度を保たれるが、いま一つの電極（コレクタ）は低温に保たれる。だからこの装置はエミッタが高接点、コレクタが冷接点に相当する熱電対で、真空は二つの接点の間の熱電気材料と考えてもよい。

一般に熱電気材料としては高い電気伝導度と低い熱伝導度とが要求される。真空中の熱伝導度は原理的には零であり、たゞ熱輻射による損失があるだけであるが、適当な熱シャハイによりこの損失は減少させうる。またこの空間は良好な電気伝導度を持つ。ただし真空空間特有の空間電荷効果は電流を制限する作用をするけれども、これは後で述べるように、これを打ち消す方法が種々考えられている。このことから真空空間は熱電気材料としては理想的な特性を持っているから、この装置が本質

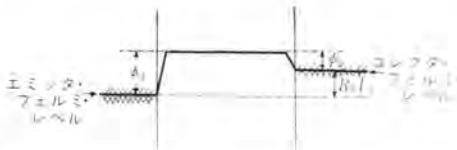


図 2.1 热電子発電装置のポテンシャル・ダイヤグラム

的に高効率であるという理由は理解できる。

図 2.1 は熱電子発電装置の原理を定量的に説明するためのポテンシャル・ダイヤグラムである。ここではエミッタ内部の電子のフェルミ・レベルを基準にすると、このレベルに存在する電子は、 $\phi_1$  というエミッタの仕事関数に相当する電位の壁により、外部に飛び出すことができない。

しかしエミッタが加熱されると、熱電子がこの電位の壁をこえて真空中に放出され、それがコレクタに達したとき、コレクタの仕事関数  $\phi_2$  に相当する電位だけ低いレベルになる。このときのエネルギー  $e\phi_2$  は熱損失として放出される。残りのエネルギー  $e(\phi_1 - \phi_2)$  は外部回路で有効な働きをする。

空間電荷効果のない場合は電気的にみるとこの装置は外部回路の負荷  $R_L \leq (\phi_1 - \phi_2)/I_2$  (ここで  $I_2$  はコレクタ電流) の範囲で、定電流発電機のような動作をする。この場合コレクタ電流はエミッタからの飽和電流に等しくなる。そこでその装置で最大の効率を得るためにには出力電圧は  $(\phi_1 - \phi_2)$  すなわち接触電位差とちょうど等しいように調整しなくてはならない。この関係を図 2.2 に示す。

図からわかるように負荷  $R_L > (\phi_1 - \phi_2)/I_2$  に対してはコレクタ電流は指数関数的に減少する。

## 2.2 効率

熱電子発電装置で真空空間が空間電荷効果を持たないとき、熱エネルギーの最大変換効率は次の式で示される。

$$\eta_{\max} = \frac{\phi_1 - \phi_2}{\phi_2 + P_L/I_2} \quad (2.1)$$

ここで  $P_L$  はエミッタからの熱損失の総和である。

この熱損失としてはエミッタからの熱輻射が圧倒的である。

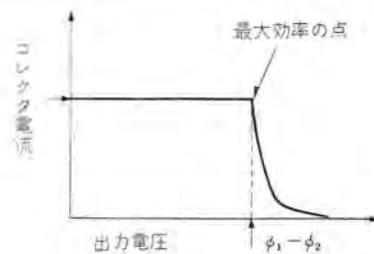


図 2.2 热電子発電装置の出力電圧とコレクタ電流特性

エミッタから外部負荷への熱損失は考えられるが、導線の太さを適当にすると熱伝導もジュー損失も最少になる寸法があり、二次以下の損失になる。また熱電子がエミッタから飛び出すときの初速度のエネルギーの平均として、 $2kT_1/e$  を持っているが、これも二次以下の損失である。エミッタと熱源とに完全にシャハイが行なわれている場合はコレクタに面しているエミッタの面での熱輻射の単位面積当たりの損失は

$$T_L \approx \sigma (T_1^4 - T_2^4) \left( \frac{1}{\epsilon_1} + \frac{1}{\epsilon_2} - 1 \right)^{-1} \quad (2.2)$$

となる。

ここで  $\sigma$  : Stefan-Boltzmann 定数

$\epsilon_1$  : エミッタの熱放射率

$\epsilon_2$  : コレクタの熱放射率

$T_1$  : エミッタの温度

$T_2$  : コレクタの温度

式 (2.2) を式 (2.1) を代入し、負荷電流  $I_2$  はエミッタからの飽和電流に等しいとすると、効率としては次の式で与えられる。

$$\eta = \left( 1 - \frac{\phi_2}{\phi_1} \right) \left[ 1 + \frac{\sigma}{A_1} \left( \frac{1}{\epsilon_1} + \frac{1}{\epsilon_2} - 1 \right)^{-1} \frac{T_1^4 - T_2^4}{T_1^2} \phi_1^{-1} \exp \left( \frac{e\phi_1}{kT_1} \right) \right] \quad (2.3)$$

ここで  $A_1$  はエミッタの熱電子放射定数である。

式 (2.3) をみると変換効率  $\eta$  を大きくするためには、 $\phi_1$ 、 $\epsilon_2$  が小さいコレクタ材料を選ぶことが必要になる。コレクタとしてふさわしい材料を表 2.1 に示す。

エミッタ材料としては  $\phi_1$  に最適値があるが、エミッタ温度  $T_1$  に対してほとんど指数関数的に効率は上昇する。これは放射電流もエミッタ温度とともに指数関数的に上昇するが、一方輻射損失のほうは、それよりゆるやかに増加するからであり、熱エネルギーの変換器としても本質的に非常に大切なことである。

そこでエミッタとしては耐熱性の材料が要求される。表 2.1 に  $1,000^{\circ}\text{C}$  から  $2,000^{\circ}\text{C}$  で使用しうるエミッタ材料を示す。 $2,000^{\circ}\text{C}$  から  $3,000^{\circ}\text{C}$  の範囲になると、タンタル、タンゲステン、 $ZrC$ 、 $(ZrC) : (UC)$  のような材料になる。エミッタ材料としては、単結晶構造を必要としないから放射線損傷は問題にならない。

## 2.3 材料

このように効率は仕事関数、熱電子放射定数、熱放射率のような物質の性質と、その動作温度とによって定められる。また

表 2.1 热電子発電装置の材料

コレクタ材料	仕事関数 $\phi_2$ (V)	温度範囲 ( $^{\circ}\text{C}$ )
BaO-SrO (Ni ベース)	1	
Cs (AgO ベース)	0.75	
Cs (WO ベース)	0.71	
エミッタ材料	仕事関数 $\phi_1$ (V)	
Ba インプレグネイト W	1.7	900~1,200
Th (W ベース)	2.55	1,800~2,000
Cs (W ベース)	1.7	1,400~1,600

# 技術解説

動作温度はエミッタの溶融温度や蒸発速度によって制限される。

図2.3は各種エミッタ材料について、その温度の関数として効率を計算した図である。この計算においてはコレクタからの実効熱放射率を0.5とし、かつその仕事関数を1.8Vとしている。各曲線の終端は1,000時間の使用でエミッタの材料の表面が0.1mm蒸発してしまう温度を示し、これを寿命終了温度と考える。各材料の動作温度を見ると多くの材料は良好な効率に達する前に過大な蒸発率になってしまふ結果になる。

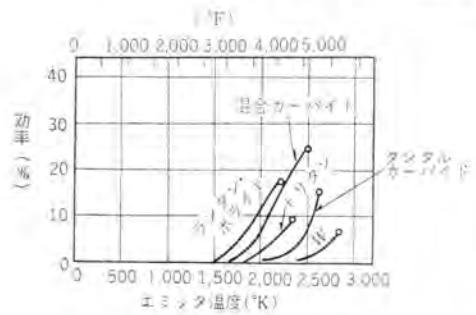


図2.3 各種エミッタ材料とその効率

## 2.4 空間電荷の減少方法

二つの電極間に存在する電子群は互いに反発し合う性質を持っているので、実際のポテンシャルは図2.4のように空間電荷の障壁 $\delta$ が存在する。この空間電荷をなんらかの方法で中和しないと、エミッタからコレクタに流れる電子を妨げることになる。熱電子発電の機構としてはこの空間電荷の中和方法によって幾種類かにわけられる。すなわち

- (1) エミッタとコレクタ間の距離を小さくして空間電荷効果を減らす方法。これはもちろん真空二極管において採用される。
  - (2) 電界と磁界とを利用して、マグネットロンの原理を応用した真空磁気三極管。
  - (3) たとえばイオン化電圧の低いセシウム蒸気を用い、セシウム・イオンによって空間電荷効果を中和する低圧二極管。これにはイオンの発生方法によって異なる実験が行なわれているが、これまでに実験された方法について述べる。
- まずエミッタとコレクタ間の距離を小さくする方法は従来の真空管技術において採用されている熱電子放射の原理に基づくものであって、無負荷で空間電荷最少の条件のもとでは電流密度 $I_m$ 、エミッタ温度 $T$ 、電極間距離 $W$ の間には次の式が成立する。

$$I_m = 7.729 \times 10^{-12} \frac{T^{3/2}}{W^2}$$

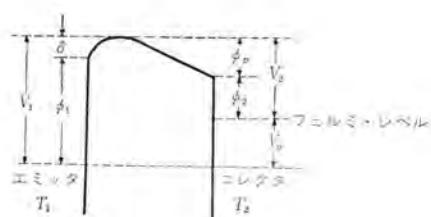


図2.4 热電子発電装置の空間電荷の影響を示すポテンシャル図

$$= 9.664 \times 10^{-9} \frac{V T^{3/2}}{W^2} \text{ amp/cm}^2 \quad (2.4)$$

ここで $V_T = T/11,600$ で温度を電子ボルトで表示したものである。式(2.4)より明らかのように $W$ が小さいほど電流密度が大きくなる。一方外部回路で最大負荷をとった場合においても、最大出力は $1/W^2$ に比例するので電極間距離をできるだけ小さくすることが必要である。一般に電極間距離は少なくとも0.01mm以下にする必要があるといわれている。この方法はMITで開発されている。

磁気三極管の原理図とそのポテンシャルは図2.5に示すようなものである。高温エミッタと低温コレクタは同一平面内にあってその距離は小さく、エミッタ電極板の幅の1/8以下にしてある。

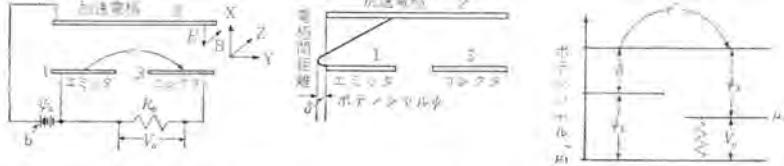


図2.5 磁気三極管の原理図とポテンシャル

加速用陽極はエミッタおよびコレクタと平行の位置にあり、その距離は小さくとてある。電極間空間に電界を加えるための電池 $b$ と同じ領域で紙面に垂直な $Z$ 方向に外部磁界が加えられる。エミッタから放出された電子は電界で加速されて陽極の方向へ進むが、磁界によって電子の速度に応じた曲率半径でコレクタ表面に集められ、その軌道はサイクロイドを引き延ばしたような形になる。ここで電子は電界中を往復し、磁界の方向が電子の運動方向に対し垂直であるから、電界および磁界からエネルギーをもらうことなく、エミッタを離れたときに持っていたエネルギーでコレクタ表面に達する。

加速電極のため空間電荷の障壁は最小になり、この最小の障壁は十分大きなエネルギーを持った電子だけがエミッタ・陽極領域に飛び出しができるようなエネルギー選択器の役目をしている。空間電荷の障壁の大きさは陽極電圧で決まるので、任意に変えることができる。この最小のポテンシャルを飛び越えた電子はすべてエミッタのフェルミ・レベルとこの最小のポテンシャルとの間に相当するポテンシャルすなわちコレクタの仕事関数と外部負荷に加えられる出力電圧との和に等しいポテンシャルを飛び越えてコレクタに集められる。二極管との差は互いに直交する電界と磁界の影響でポテンシャルに谷ができることがある。ここで図2.5を参照して出力と効率を示すと次の式のようになる。

$$J_e = J_s \exp(-\delta/kT_1) \quad (2.5)$$

$$P_0 = J_e (\phi_1 + \delta - \phi_3) \quad (2.6)$$

$$\eta = \frac{J_e(\phi_1 + \delta - \phi_3)}{q_r + q_e + J_e(\phi_1 + \delta + 2kT_1)} \quad (2.7)$$

ここで

$J_s$ ：飽和電流密度 (amp/cm<sup>2</sup>)

$J_e$ ：エミッタからの電流密度 (amp/cm<sup>2</sup>)

$\delta$ ：空間電荷によるポテンシャルの障壁 (V)

$T_1$ ：エミッタの温度 (K)

$P_0$ ：理想的模型での出力 (watt/cm<sup>2</sup>)

$\phi_1$ ：エミッタの仕事関数 (V)

φ<sub>3</sub>: コレクタの仕事関数 (V)

η: 熱効率

q<sub>r</sub>: 単位放射面積当たりの輻射による熱流束 (watt/cm<sup>2</sup>)

q<sub>d</sub>: 単位放射面積当たりの伝導による熱流束 (watt/cm<sup>2</sup>)

エミッタとコレクタとの距離を 10 mm, コレクタ温度 100°C, エミッタの仕事関数 2.15 V, コレクタの仕事関数を 1.85 V, エミッタおよび加速陽極電極の熱放射率をそれぞれ 0.3 および 0.03 とした場合, エミッタ温度と効率および出力との関係を図 2.6 と図 2.7 に示す。最大効率はエミッタ温度 1,600 K で 22% になる。一方これと同じ条件で 0.01 mm の間隔の二極管の効率は 12% になる。最高出力については実際に実験した結果では理想的な場合に比較してかなり低いようである。これはコレクタ面からの電

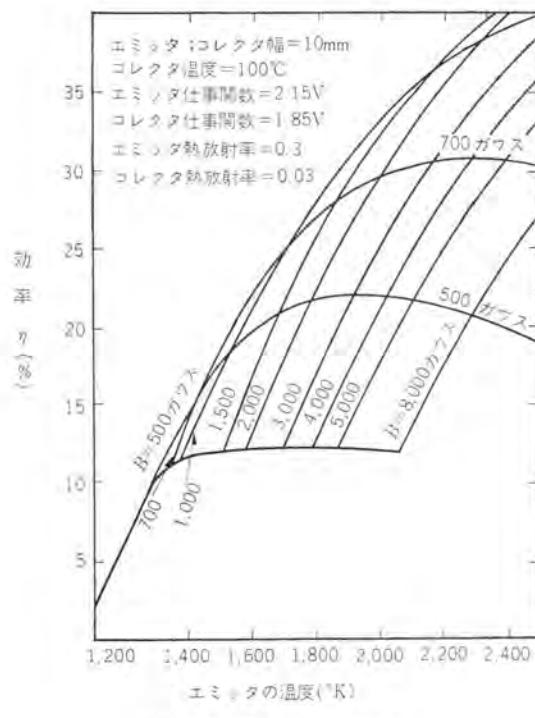


図 2.6 磁気三極管の効率

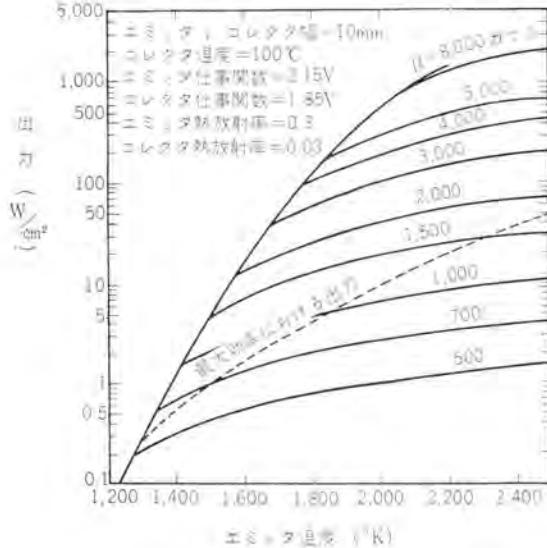


図 2.7 磁気三極管の出力

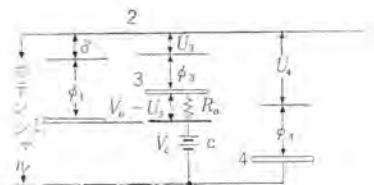
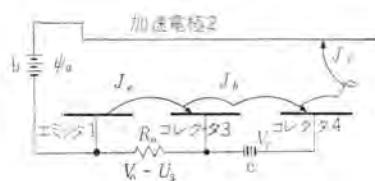


図 2.8 磁気三極管の改良形の原理図とポテンシャル

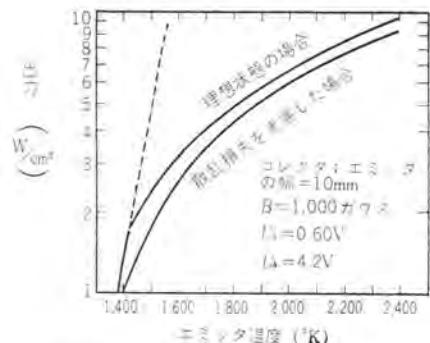


図 2.9 磁気三極管改良形の出力

子の反射、ガス分子との電子の散乱、電子と電子との散乱、電界と磁界の不均一性によるものと考えられており、この中で電子と電子との散乱効果以外はあまり大きな影響はなく、電子と電子との散乱効果をさけるためにコレクタを 2 個にする案が提出されている。図 2.8 にその原理図とポテンシャルとを示す。いま電極 1 と 2 との距離を 10 mm, 磁束を 1,000 ガウス,  $U_a = 0.60V$ ,  $U_A = 4.2V$  としたときのエミッタ温度と出力との関係を図 2.9 に示す。このように磁界三極管方式もまだ研究すべき問題点がある。今後原理的にも実験的にも研究が進められることであろう。

最後に、低圧二極管方式は低圧のセシウム・イオンを電極間に充填して空間電荷を制御することができる。イオン化の方法として、エミッタを外部より加熱して負のアーカ・ドロップを作る Ball-of-Fire 方法、プラズマトロンに用いられる原理を用いた補助放電によってイオン化する方法があるが、これらはイオン化に要するエネルギーが大きいので効率が悪く、ここでは第 3 の方式であるセシウム蒸気を用いた共鳴イオン化方式について述べる。

セシウム蒸気を低圧にして両電極間に充填すると、空間電荷効果を制御することができる。セシウム分子のイオン化は、高温エミッタの仕事関数がセシウムのイオン化ポテンシャルより大きいとき起こり、その状態でセシウム原子がエミッタに衝突すると陽イオンとなって電極間にね返される。このようにして両電極間にプラズマ・ビームが形成される。プラズマが熱電気材料としてすぐれていることは既述のとおりである。\*

セシウムの蒸気圧が開回路電圧と短絡電流密度とに及ぼす影響をエミッタ(タルタル)温度を横軸にして実験的に求めたのが図 2.10 および図 2.11 である。これからわかるようにセシウム蒸気が

\*このときの効率は式 (2.3) で示される

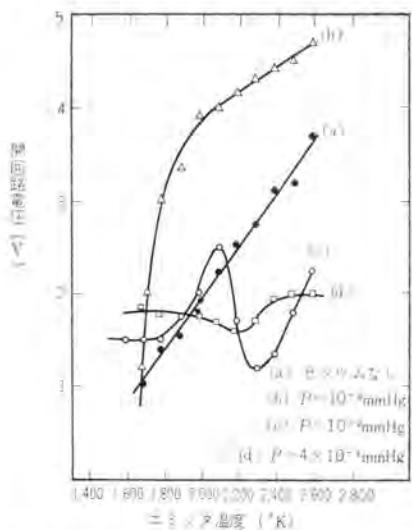


図 2.10 低圧蒸気入り二極管の開回路電圧

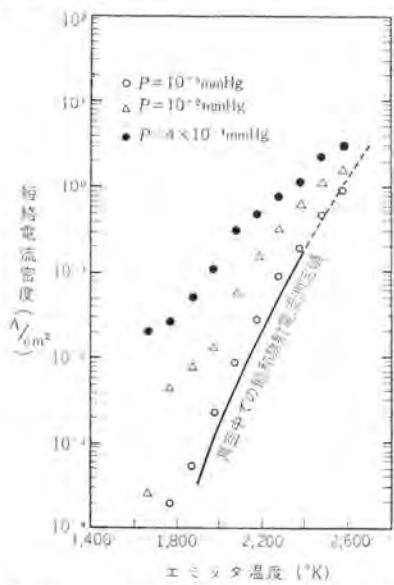


図 2.11 低圧蒸気入り二極管の短絡電流密度

$10^{-2}$  mm Hg のときは開回路電圧は中位であるが短絡電流密度が大きいので、結果的にはもっとも良好な圧力であることを示している。

セシウム蒸気を用いると、エミッタから必要な電子放射を行なわせるためにエミッタ温度を高くしなければならない点が欠点といえるかもしれない。しかしエミッタとコレクタとの仕事関数

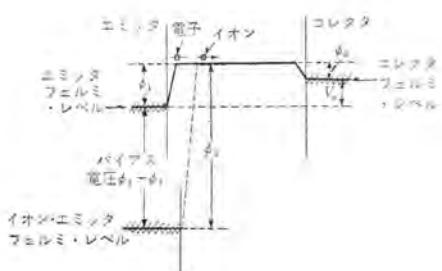


図 2.12 低圧蒸気入り二極管改良形のポテンシャル

が小さいときに、図 2.12 に示すように、少し複雑にはなるがエミッタとコレクタに対して三番目のイオン放射電極表面に電気的にバイアスを加えることによって解決する方法が提案されており、必ずしも高温を必要としなくなる可能性も残されている。

空間電荷を制御するのに、二極管構造にセシウム蒸気を加えるとともに両電極間距離をいくぶん小さくしてその効果を増す方法も検討されていることを付記する。

両電極間にプラズマを作る他の方法は放射線を利用するものである。放射線といえばすぐ原子炉が思い出されるが、熱源として原子炉の熱を用い、プラズマを作るのに原子炉の放射線を利用すればよく、まさに一石二鳥である。\*

## 2.5 出力電圧

これまでにも述べたように熱電子発電装置の出力電圧は低いからたとえば 1 kW の出力のもので出力電圧 1 V、電流 1,000 A という定格の場合は、 $10^{-5} \Omega$  以下の負荷抵抗でなくてはならない。大きな負荷抵抗にも使用できるためには、各ユニットを直列にする方法が考えられる。いま一つの方法は出力電流を交流にして変圧器で上昇させる方法である。この変換装置は本質的に真空管または放電管であるから、エミッタとコレクタの間に格子を備えることにより交流出力電圧を出しうるわけである。

その他交流出力を出す方法としては、外部磁場による制御方法またはイオン注入量の変化で空間電荷効率率を変化させる制御方法なども考えられる。

## 2.6 設計例

具体的な変換装置の設計の例を以下に示してみる。概略の構造を図 2.13 に示す。コレクタはエミッタと熱源を包んでおり、小出力のものでは円筒形熱源は放射性同位元素か小形原子炉の炉心を用いることができる。大出力のものでは燃料棒のまわりに集電器をまるく配置すれば良い。この変換装置のエミッタ材料としてはパリウムを多孔質タンクステン内に充填したいわゆるイン

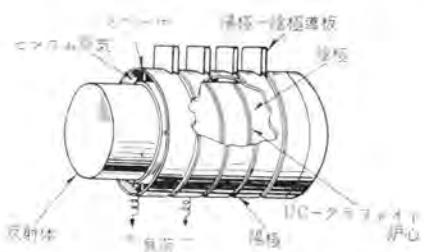


図 2.13 原子炉に応用した熱電子発電装置

ラジオネイティ・カソードを使用する。これの仕事関数  $\phi_1$  は 1.7 V である。

コレクタ材料としてはパリウムを塗布したニッケルを使用する。これの仕事関数  $\phi_2$  は 1.0 V である。

これらの材料は現在使用されているものから選んだので将来より良好な材料が見出されることも期待される。エミッタ温度とそれの放射電流密度は発表値を参照し、熱損失は式 (2.2) から計算し、効率は式 (2.3) から計算して、これらの結果をまとめると表 2.2 のようになる。

\*一般に正イオンで空間電荷を打ち消すのに特別な理論的制限ではなく、2,000°C 以上の熱源の場合には解決されているが、低温の場合にはまだ解決されていない。

表 2.2 低圧蒸気入り二極管の設計例\*

エミッタ温度 (°C)	電流密度 (A/cm <sup>2</sup> )	熱入力 (W/cm <sup>2</sup> )	熱放散 (W/cm <sup>2</sup> )	電気出力 (W/cm <sup>2</sup> )	能率 (%)
900	0.1	2.32	2.25	0.07	3.02
936	0.5	3.26	2.91	0.35	10.7
965	1.2	4.68	3.84	0.84	17.9
1,020	2.6	7.92	5.96	1.96	24.7
1,070	5.2	12.52	8.88	3.64	29.1
1,130	9.0	19.69	13.39	6.3	32.0

(注) \* エミッタは Ba インプレグネイト W, コレクタは BaO-SrO (Ni ベース)

ここで  $\epsilon_1, \epsilon_2$  は  $1/3$  とし、コレクタ温度は  $500^\circ\text{C}$  とした。ここに示した程度の装置はすぐにでも製作しうるはずである。 $1,100^\circ\text{C}$  で  $25\sim30\%$  という数字はあまり感心できないが将来より高温で動作し、より高能率のエミッタ材料が見出されることは確実である。この装置でもコレクタに生じる  $500^\circ\text{C}$  の温度をフーラントによって取り出し、ターボ発電機を回転させるのに使用すると、全効率は  $50\sim60\%$  になる。つぎに Los Alamos で研究されているプラズマ熱電対について簡単に紹介する。前述のとおり、熱電子発電は原理的にいって熱電気発電の一種と考えることができる。すなはちエミッタとセシウム・ガスとの境界面が高温端であり、コレクタとセシウム・ガスとの境界面が低温端に相当する。Los Alamos では電子銃からのビームでタンタル・エミッタを間接的に加熱する方法と Omega West Reactor の炉心内でエミッタとして ZrC:UC を用いる方法について研究が

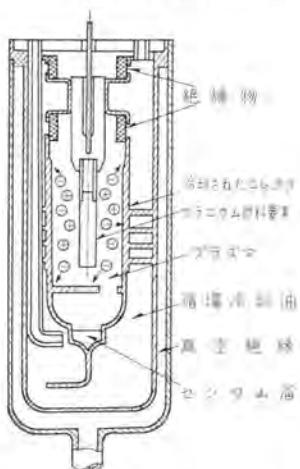


図 2.14 Los Alamos の熱電気発電装置の原理図および電流、電圧特性

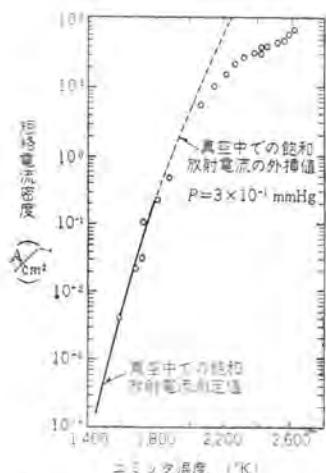


図 2.15 ZrC:UC エミッタの短絡電流密度

行なわれたが、ここでは後者について述べる。装置の断面およびその電流、電圧特性を図 2.14 に示す。まずエミッタとして UC, ZrC で研究した結果、UC は  $1,400\sim1,800^\circ\text{C}$  の温度範囲で優秀なエミッタであるが、熱的衝撃に弱く、一方 ZrC は熱的衝撃および熱サイクルに強いことが判明し、最終的には熱的衝撃および熱サイクルにも強く、熱電子放射も優秀

なエミッタとして固溶体である  $(\text{ZrC})_{0.8}(\text{UC})_{0.2}$  を使用している。 $1,800^\circ\text{K}$  における  $(\text{ZrC})_{0.8}(\text{UC})_{0.2}$  の真空中での電子放射特性はタンタルの約 1,600 倍であることが判明している。これをセシウム・ガス中で動作させたときの特性は図 2.15 に示すところである。 $2,000^\circ\text{K}$  において、電流密度はタンタルに比較して 40 倍も大きい。一方  $2,100^\circ\text{K}$  以上になると短絡電流はプラズマによって制限を受けることが判明した。 $2,620^\circ\text{K}$  での短絡最高電流は  $62 \text{ A/cm}^2$  で、効率は  $15\%$  と評価されている。

プラズマ熱電対に関して、さらに電流を多量にとりだすために今後解決すべき問題点として(1)エミッタの放射電流の増加、(2)プラズマ・イオンと電子との多重散乱によるプラズマのオーム抵抗の減少(3)エミッタ表面近傍における空間電荷領域の減少、(4)コレクタ表面近傍におけるイオン濃度の増加、があげられている。

最後に結論としては熱電子発電装置が他の発電機と競合しうるか否かは、エミッタ、コレクタ材料の進歩にかかっているといふ。今後この方面の研究が着々進められ、優秀な材料が見出されることが期待されている。

### 3. 热電気発電装置

熱電効果には Thomson 効果、Peltier 効果および Seebeck 効果がある。Peltier 効果は電子冷凍の基礎になるもので、最近注目をあびているものである。しかしここで問題にするのは Seebeck 効果である。

約 150 年前、ドイツの物理学者 Thomas Johann Seebeck は、一つの金属片を通る熱流によって、その高温端と低温端の間に電位差が発生することを発見した。Seebeck 効果はその後計測器用として使用されてなじみ深いものであったが、その電圧と電気出力が低いために応用分野は非常に制限をうけ、その後発展しなかった。

トランジスタをうみだした半導体の研究が進むとともに、半導体が大きな熱電効果を有することが発見された。最近新しい半導体の熱電気物質が開発され、熱電気装置の出力と効率との両方が実用的に熱電可能な水準まで上昇して、これまでの状況は好転した。たとえば、W 社は 1 年前には出力  $1 \text{ W}$  をわずかこえる装置を動かしていたが、現在では  $5,000 \text{ W}$  の発電装置を完成している。とくに軍事用として開発を推進してきた熱電気装置の特色は、じょうぶなこと、小形であること、および当然のことであるが動く部分がないことである。この動く部分がないということは、防衛上非常に重要な意味をもっている。たとえば、軍事用の発電設備において、騒音をたてることなく熱を電気に転換することができる。人工衛星やミサイルにおいて、この特長によって回転機器の場合に発生するジャイロスコピックな力を除去することができ、したがって軌道中への誘導と安全性を簡単

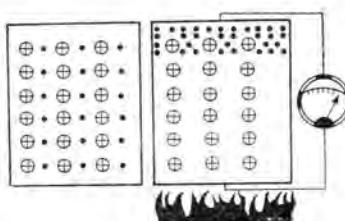


図 3.1 热電気物質内の電荷分布

化することができる。なおいっそ重要な利点は、熱電気発電装置が本質的に回転機器より確実であり、最終的には原価がより低くなるであろうということである。

## 3.1 基礎的現象

一様に加熱された熱電気物質ペレットでは、図3.1のように正と負の電荷が一様に分布する。しかし一方の表面だけを加熱すると、この分布は変化する。正に帶電したイオンは固定したままであるが、負に帶電した電子は低温端に動く傾向がある。そのため電荷のコウ配、すなわち高温端と低温端の間に電位差を生じ、その結果外部負荷に電流が流れる。実際の熱電気発電装置は熱電対を直列結合で一列に配置してあるので、熱電対素子の電圧が加算される。素子は積み重ねて組み上げることで発電に必要な電圧出力が得られる。

1組の半導体熱電対の高温側  $T_1$ 、低温側  $T_0$  のときの効率  $\eta$  は次式で与えられる。

$$\eta = \frac{T_1 - T_0}{T_1} \cdot \frac{\frac{m}{m+1}}{1 + \frac{m+1}{ZT_1} - \frac{T_1 - T_0}{2T_1} \frac{1}{m+1}} \quad (3.1)$$

ここで

$Z$  : 熱電メリット指数

$m$  : 外部負荷抵抗  $R$  と内部抵抗  $r$  の比

負荷に最大の出力を与えるときは式(3.1)において  $m=1$  とおけばよい。すなわち

$$\eta = \frac{T_1 - T_0}{T_1} \cdot \frac{1}{2 + \frac{4}{ZT_1} \frac{T_1 - T_0}{2T_1}} \quad (3.2)$$

となる。しかし最大効率  $\eta_{\max}$  に対しても

$$\eta_{\max} = \frac{T_1 - T_0}{T_1} \cdot \frac{M-1}{M + \frac{T_0}{T_1}} \quad (3.3)$$

ここで

$$M = (R/r)_{\text{opt}} = \left[ 1 + \frac{Z}{2} (T_1 + T_0) \right]^{\frac{1}{2}}$$

で最大効率のときの  $m$  の値である。

これらの効率の式において、最初の因子  $(T_1 - T_0)/T_1$  はカルノ・サイクル効率であり、第2の因子はジュール熱および伝導による熱損失によるものである。カルノ・サイクル効率からのはメリット指数に大いに関係する。メリット指数は素子の電気的および熱的性質に左右される量で、最適寸法のP形およびN形半導体からなる発電用熱電対の場合には次式で与えられる。

$$Z = \frac{\alpha^2}{\left[ \left( \frac{K_p}{\sigma_p} \right)^{\frac{1}{2}} + \left( \frac{K_n}{\sigma_n} \right)^{\frac{1}{2}} \right]^2} \quad (3.4)$$

ここで

$\alpha$  : Seebeck 係数

$K$  : 热伝導率 (添字  $p$  および  $n$  はP形、N形を示す)

$\sigma$  : 電気伝導度 (  $\sigma_p$  および  $\sigma_n$  )

## 3.2 物質とそのパラメータ

Peltier効果とSeebeck効果との相違は入力と出力との関係が前者は電気と熱であり、後者は熱と電気である。一方前者の熱は電子冷凍または暖房では温度が常温に近いかせいぜい-30°C くらいまでである。ところが後者は前述の効率との関係もあって高温を使用するために非常に複雑になり、電子冷凍用材料よりさらに研究を要することが理解できると思う。

熱電気技術を発達させた一つの重要な要因は、半導体物質内

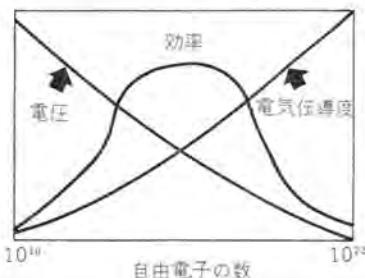


図3.2  
熱電気発電効率

の自由電子の数を調節できるようになったことである。この重要性は二つの基礎的な関係に基づくものである。第1に熱電気物質の出力電圧はその物質中の自由電子の数に逆比例する。第2に、物質の伝導度は自由電子の数に比例する。そこで、 $10^{10}/\text{cm}^3$  の電子を含んでいる絶縁物は高温端と低温端の間で温度差1°C 当たり約 10,000 μV の Seebeck 出力電圧を生ずる。しかしながら、この大きな出力電圧も絶縁体が非常に高い内部抵抗を持つことによって打ち消されてしまう。他方、金属では約 5 μV/°C の低い Seebeck 出力電圧を生ずるが、この場合の内部抵抗は非常に低い。このような理由で、熱電気物質から最大の出力を得るために、Seebeck 出力電圧も高くしかも電気伝導度も大きく、したがって最適の効率が得られるように電子密度を調節しなければならない。このことは有効な電力の発生には非常に重要なことである。というのは高電圧と小電流、あるいは低電圧と大電流の組合せでは結果としてわずかの電力しか得られないからである。図3.2の効率曲線から上述のことがよくわかる。なおこの効率曲線からわかるることは、最適電子密度は  $10^{10}/\text{cm}^3$  の自由電子であり、良伝導性半導体の範囲内にあって、

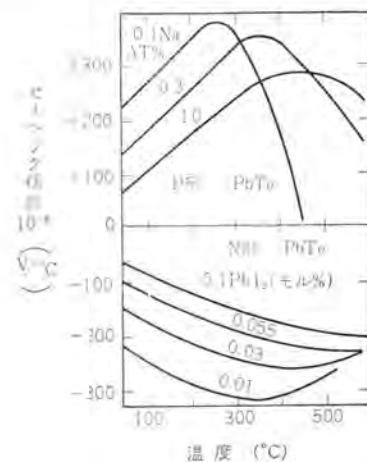


図3.3 鉛・テルラードの Seebeck 係数

しかも約 175 μV/°C の Seebeck 出力電圧を持つような物質が望ましいということである。実用化可能な効率を示す代表的物質としては、亜鉛・アンチモナイト、鉛・テルラード、ビスマス・テルラードおよびゲラニウム・テルラードがある。図3.3には鉛・テルラードの Seebeck 係数を示す。

実際の熱電気発電装置においては、多数の種類の熱電気物質を使用できること、またその物質によって最適の動作温度範囲があることを考慮することが望ましい。効率のところで述べたカルノ・サイクル効率からもわかるように、発電装置を高温で運転すれば効率を高めることができる。低い温度、たとえば 600°C

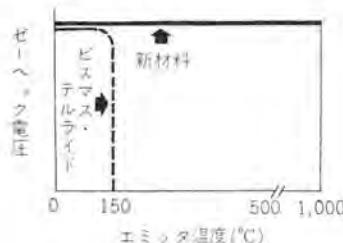


図 3.4 ビスマス・テラライドの Seebeck 電圧

までの範囲にわたって、いくつかの半導体が使用可能であることが立証されている。しかしながら、より高温すなわち  $1,000^{\circ}\text{C}$  の範囲にはいると、半導体は“真性”になるから適当でなくなる。すなわち熱入力によって正と負の両方の電荷が同数移動できるようになり、このために出力電圧が低下してしまう。極端な例として、図 3.4 はビスマス・テラライドの Seebeck 出力電圧が  $150^{\circ}\text{C}$  で 0 になることを示している。高温でこのような動作をしない物質が望ましい。将来有望と思われるものは、すぐれた熱電気物質になるように改良を加えた絶縁物を利用することができる。というのは  $1,000^{\circ}\text{C}$  の領域で、多数の絶縁物は真性導体にならないからとくに興味深いものがある。この改良の一例として、純粋のニッケル酸化物は普通絶縁体であるが、もし 3% のリチウムを加えるとその抵抗は約  $0.01 \Omega \text{ cm}$  に減少する。その理由は、普通のニッケル酸化物では、ニッケルは +2 の原子価をもっているが、リチウムを添加すると +1 の原子価をもったニッケルが生ずるからである。この物質の電気伝導度は +1 の原子価のニッケルと +2 の原子価のニッケルとの間の電荷の交換によって非常に増加する。同様な改良を加えることによって、他の物質についても高温用としての開発が続けられている。たとえば、この改良により  $1,100^{\circ}\text{C}$  の高温で良好な性能を有する

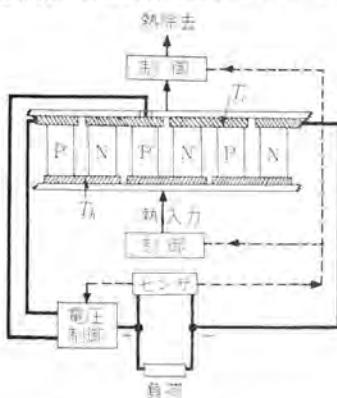


図 3.5 热電気発電装置の原理図

まず第 1 に熱源としては次の 4 種類が考えられる。(1) 高エネルギー密度の白熱燃焼系、(2) 高温、閉サイクルの蒸気ボイラ系、(3) 煙道ガスによる燃料・空気(廃熱)熱交換器系、(4) 原子力エネルギー熱源。

(1) は高温端を対流、伝導によらず主として輻射によって加熱する方法で燃焼効率、最大エネルギー密度の点でも理論的にすぐれており、対流、伝導では困難な高温端の温度の一様性が得られるという利点がある。図 3.6 に簡単な模型を示す。

(2) は液体の伝導または対流による場合より低温で熱交換率が高く、高温端の温度の一様性も良いという利点がある。また

直接炎を熱電気物質にあてると事故の際破損しやすいが、この場合にはその心配がない。

(3) の煙道ガスによる燃料・空気(廃熱)混合物との間の熱交換に関して、もし 煙道ガスが熱交換器に必要な圧力を与えてくれる場合には非常に有利である。

(4) は熱電気発電にとって魅力ある熱源である。これには放射

性同位元素の崩壊からのエネルギーと原子炉での核分裂からのエネルギーのいずれでも利用でき、全効率を低下させる煙道ガス損失の問題がない。原子力熱源は寿命が長いので遠隔地で利用するのに便利であり、また空気の利用できない空間でも利用でき、しかも単位重量当たりのエネルギー量も非常に大きい。しかし現在ではまだ価格が高いことが欠点といえる。

つぎに、半導体あるいは混合原子価物質についての知識が増しても、熱電気発電のすべての問題が解決できる訳ではなく、これらの材料を用いて熱電対用に加工し、さらに完全な装置に組み上げる必要がある。ここで問題になるのは、(1) 安定性と

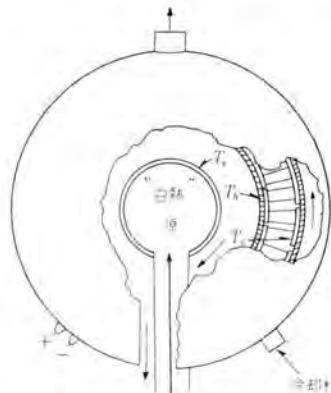


図 3.6 白熱燃焼系熱源による球形の模型



図 3.7 热電素子の組立方法

機械的強度、(2) 接触抵抗、(3) 升華、(4) 酸化と汚染である。

(1) は設計の際ぜひ考慮すべき点で、とくに衝撃や振動に耐えるように組み立てる必要がある。このための一つの方法は、図 3.7 に示すようにスプリングをとりつけて、これによる圧縮力を利用することである。

(2) が大きい場合には、その物質の内部抵抗が高いと同じ効果をもち、効率を低下させる原因になる。一般には、低温端ではハンダ付を利用し、高温端は(1)で述べたように圧縮力を利用するのが現在の技術ではもっとも信頼性がある。

(3) はスプリングの圧縮力を利用すれば、高温端での升華が起こったにしても、電気的接触は保たれる。しかし升華を最少限におさえるにはスプリングの圧縮力を利用するとともに高温端から拡散するのを防ぐために表面をなんらかの方法でおおう必要がある。升華は  $1,000^{\circ}\text{K}$  以上の温度で動作させるとき、熱電気材料の寿命に大きな影響を及ぼすことを注意しなければならない。

(4) は  $300^{\circ}\text{C}$  以上で使用する際接合部の酸化を防ぐためには、熱電気物質を空気から保護しなければならない。そのためには熱電気物質を真空中で動作させるのがもっとも近道であるけれども、(3)で述べた升華は逆に増加する。しかしたとえば鉛・テラライドの場合には、水素またはメタンを充填することによって、酸化を防ぐだけでなく汚染をも防ぐこともできるといわれ

ている。高温部の構造材料としては、鉄、モリブデン、アルミ、炭素および雲母は良好な物質であり低温部での材料としては固体またはガスの拡散が少ないとアルミニウム、スズ、銅、鉄がよい。結局酸化および汚染を防ぐためには、不活性ガスで熱電気材料をおおうことが重要である。

理論的に求めた効率と実際の装置の効率とでは、まだかなりの差がある。現在使用できる物質そのものの効率は約17%であるが、発電装置として組合せた場合の全体の効率は約6%に

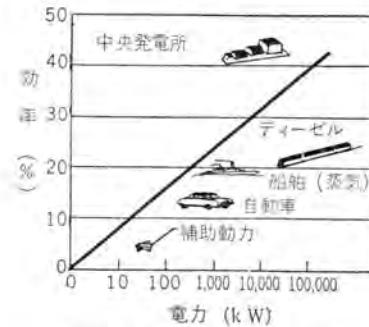


図 3.8 各種動力の効率

なるといわれている。この損失の大部分は、火力発電所の場合において煙突から熱を運ぶガスを放出するために生ずる損失および煙突の壁を通して運ばれるエネルギーが利用されずに逃げてしまふためにおこる損失と同じように考えられる。この点から考えても原子炉からの熱源を利用する場合は、熱源を完全に熱電気素子でおおうことができるので、いわゆる火力発電所での煙突損失を除くことができ有利である。

熱電気発電装置の効率について興味ある点は、その効率が電力定格と無関係であることである。すなわち、普通の機器の出力-効率の関係とはいちじるしく異なっている。図3.8に示すように、普通の小形動力源は、約5%，自動車・エンジンは約15%，一方大型のディーゼル・エンジンと船舶用蒸気タービンは約20%の効率をもっている。もっとも効率の高いものの例としては、中央発電所の大発電プラントが約40%の効率をもっている。現在の熱電気発電装置の効率は、電力定格と無関係に約6%であるから、効率だけの観点からすれば約10馬力までの動力源に匹敵する。

今後約5年間のうちに、30%の効率で使用できる物質が現われるであろうし、その後もこれ以上の効率のものが画期的な研究によって出現する可能性がないわけではない。1965年に30%の効率をもつ物質が現われるとすれば、全効率20%の発電装置を作ることが可能になるであろう。この程度の効率水準になれば、1,000 kW級の熱電気発電設備として、その応用面も大きくなるであろう。

実際に稼働する熱電気発電装置の例として、人工衛星用に利用できることを示すために試作されたSNAP IIIについて述べる。これは熱源として傾斜状の円筒形の放射性同位元素ポロニウム・210を用いたもので図3.9にその構造の略図を示す。熱除去は輻射だけによっている。この装置の仕様は表3.1に示すとおりである。現在7%の全効率を有する装置を製作中である。

図3.10にW社で研究中の熱電気発電用燃料要素の構造を

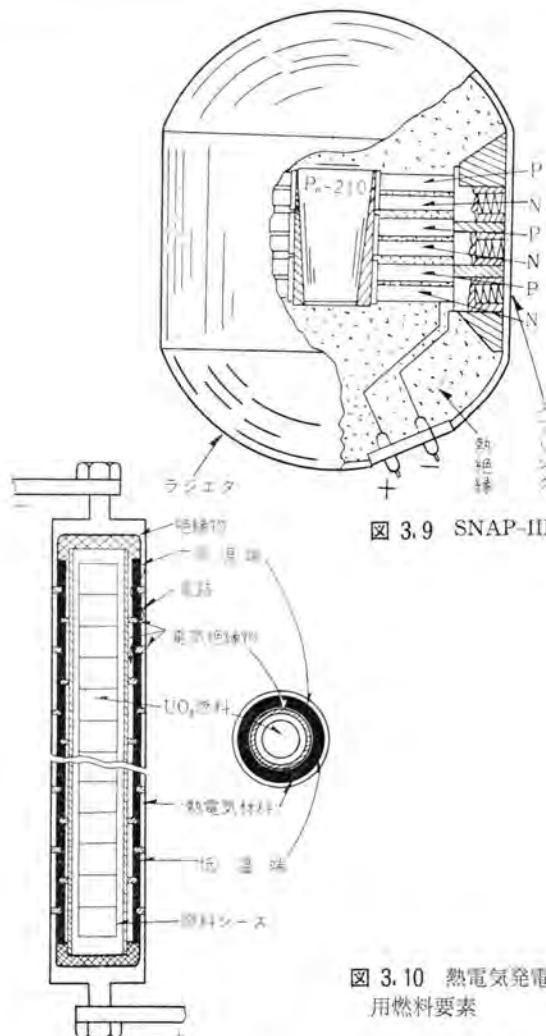


図 3.9 SNAP-III

図 3.10 热電気発電用燃料要素

表 3.1 SNAP-III の仕様

熱電素子	p 形および n 形の鉛・テルライド	
材 料	u 形と p 形の断面積の比	
u 形と p 形の断面積の比	0.89	
集子の長さ (in)	1.0	
熱電対の抵抗 (Ω)	0.07526	
熱電対の電圧 (mV)	190	
セグメントーション	p 形あり, n 形なし	
熱電堆		
高温端温度 (°F)	1,100	
低温端温度 (°F)	400	
出力 (W)	5	
最大効率のときの出力電圧 (DC V)	2.8	
内部抵抗 (Ω)	2.03	
最大効率のときの負荷抵抗 (Ω)	2.12	
熱電対の数	27	
熱 源	Po-210, 半減期 138 日	
直 径 (in)	4.75	
高 さ (in)	5.5	
重 量 (ポンド)	5	
動作特性	荷重時	138日後
熱出力 (W)	96	48
熱源の量 (ギュリー)	3,000	1,500
装置表面での輻射率 (mr/h)	700	350
1 m 離れたところでの輻射率 (mr/h)	7	3.5
高温端温度 (°F)	1,100	720
低温端温度 (°F)	400	170
電気出力 (W)	5.3	2.4
最大効率のときの電圧 (V)	3.0	2.4
全効率 (%)	5.5	5.1
W-h (最初の半減期) = 8,000		
W-h/lb (最初の半減期) = 1,600		

示す。

#### 3.4 計画中の応用面

実現可能と考えられている軍事用熱電気発電装置に加えて、近い将来、産業面に利用できるものも実現するであろう。そのうちの一つは、輸送管と送電線との距離が遠く離れている数多くの地方の天然ガスの輸送管に沿った場所において、通信用および計測器用に熱電気電力を供給することである。油田や輸送管装置の電食防止用に熱電気電力を供給することも可能性が大きく、それらに必要な電力は数ワットから100Wまでの範囲であって、現在の技術で十分実現可能である。

もっと大電力を必要とする場合は、発電装置の効率の増加によってはじめて可能になることはもちろんあるが、外部に冷却用のループを備えた原子炉を熱源とし、しかも原子炉内に組込まれた熱電気発電設備によって全効率20%程度で、電力定格MW級の熱電気発電装置を実現させることも可能であろう。しかしそれまでにはなお多くの構造、材料などの開発研究が必要である。



図3.11 热電気一热電子発電装置

#### 3.5 热電気一热電子発電装置

原子炉内の熱源から熱電気発電と熱電子発電との両方を組合せて直接電気出力を得る方法がある。すなわち図3.11に示す熱電気および熱電子発電装置を燃料棒中に組込み、原子炉内にそう入して電気出力を得る方法である。

この実験はW社の実験炉であるWTRで実施されたもので、約1Wの出力が得られている。もちろん実験であるから最適効率または高電気出力などは考慮せず、両用発電装置の可

能性をしらべるために設計されたものである。

原子炉の燃料棒中では4,000°Fに達するものもあり、冷却水温度は約600°F程度である。このことが燃料棒から取り出しうる熱量を制限している。ところがこの莫大な熱損失を利用するため、できるだけ高温度での熱エネルギーを利用できるように、中心に熱電子装置をおき、そのまわりに熱電気装置を取付けた。熱電子装置は約3,500°Fで運転させ、熱電気装置は600~1,800°Fの温度範囲で運転させた。このように2形式の発電装置を串形につなぐことによって、熱電子装置を通った熱は熱電気装置を通るので、各素子を直列に接続することによって非常に広い温度領域にわたって電気出力を得ることができることを立証した。

#### 参考文献

- (1) Stephen J. Angello: "Thermoelectric Generators—Appling the Seebeck Effect to Power Generation—" Westinghouse Engineer pp. 99~101 (July 1960).
- (2) John Coltman: "Thermionic Generators—Materials are the Key to their Development—" Westinghouse Engineer pp. 102~104 (July 1960).
- (3) Stewart Way: "Magnetohydrodynamic Generators—Power from High-Temperature Gas—" Westinghouse Engineer pp. 105~107 (July 1960).
- (4) J. Weissbart and R. Ruka: "Fuel Cells—Electrical Energy from an Electrochemical Process". Westinghouse Engineer pp. 108~110 (July 1960).
- (5) "What's New in Engineering—Thermoelectric-Thermionic Generator", Westinghouse Engineer pp. 159~160 (Sept. 1960).
- (6) Joseph Kaye and John A. Welsh: "Direct Conversion of Heat to Electricity" John Wiley and Sons, Inc. (1960).
- (7) Karl G. Hernquist: "Thermionic Converters" Nucleonics 17 No. 7 pp. 49~53 (1959).
- (8) G. M. Grover: "Los Alamos Plasma Thermocouple" Nucleonics, 17, No. 7, pp. 54~55 (1959).
- (9) B. C. Lindley: "The Direct Generation of Electricity-1" Nuclear Power, 5, No. 6, pp. 100~103 (1960).
- (10) B. C. Lindley: "The Direct Generation of Electricity-2" Nuclear Power, 5, No. 7 pp. 80~83 (1960).
- (11) Power Reactor Technology: "Thermionic Energy Conversion" 3, No. 1 pp. 6~14 (1959).
- (12) Stewart Way: "Magnetohydrodynamic Power Generation" Westinghouse Research Laboratories, Scientific Paper 6-40509-2-P2, (April, 1960).

## 発電用ガスタービン

## 1. まえがき

最近急増するピーク時の電力需給に対して、いかに対処するかは、きわめて大きな問題である。揚水式水力発電および貯水池式水力発電はこのような目的に供してきわめて合理的ではあるが、これら水力の開発には多額の資金を必要とし、利用率が低い場合には経済性をそこなうおそれがある。したがってわが国においてはピーク時の電力供給は

- (1) 老朽火力の廃止時期の延長
- (2) 中圧火力の新規建設

などの経済性を比較しつつ開発を進めているようである。

また工場自家発電においては、ガロセス蒸気量に比して電力の需要が急増し、従来の背圧蒸気タービンでは、まかない得ないアンバランス状態に達している。

一方欧米においては、ガスタービンプラントをピーク負荷用、送電線の末端用、あるいは自家発電用などに使用した場合の利点が認識され、その信頼性の増加とともに盛んに建設されている。

本文には、ガスタービンをこのような発電目的に使った場合の利点、その現状および将来の動向について述べる。

## 2. ガスタービンによる発電の利点

まずガスタービン原動機の長所としてはつぎのことがあげられる。

- (1) 軽量小容積にして据付所要面積が少ない
- (2) 比較的安価である
- (3) 迅速起動ができる
- (4) 冷却水所要量が少ない
- (5) 回転運動だけであるから往復機関に比し振動が少ない
- (6) 低発熱量ガスの使用が可能である
- (7) 運転操作が簡単で、かつ維持費が少ない

一方その欠点としてはつぎのことがあげられる。

- (1) ディーゼル機関あるいは新鋭火力に比して効率が低い
- (2) きわめて高級な耐熱材料を必要とする。したがって材料面より大容量のものはむつかしい
- (3) 既存の原動機に比べて歴史が浅く信頼性に対する実績が少ない

(4) 性能が外気温度に大きく左右される。たとえば単純オーブンサイクルでは気温1°Cの変化は約1%の出力変化を伴う

(5) 取扱う空気量が多いため大きなダクトを必要とする

(6) 騒音度が高いためきわめて大きな消音器を必要とする

このようなガスタービンプラントの利害得失を認識しその特長を生かすことにより、蒸気タービンとは異なった多くの有利な面のある経済的なプラントを得ることができる。すなわち欧米においては発電用としてピーク負荷用、送電線の末端用、基負荷用、休電時用、給水加熱および蒸気タービンとの複合サイクル用として128台、1,140,000kWが操業にはいっている。なおこれに工業用ガスタービンを加えれば477台、2,660,000kWに達する。

表 2.1 世界における発電所用および工業用ガスタービン生産量

	発電所用	工業用	合計			
1952年	44台	316,000kW	66台	235,000kW	110台	551,000kW
1957年	128台	1,140,000kW	349台	1,520,000kW	477台	2,660,000kW

工業用とは自家発電ガスラインポンプ、油田再加圧油送管ポンプ、化成工場、石油精製と石油化学、溶鉱炉送風用などが含まれている。

(ASME 1958 Gas Turbine Progress Report)

つぎにガスタービンを発電に供する場合の性質について考案を進める。

## (1) 建設費

ガスタービン発電プラントの建設費の実体をつかむことはきわめて困難であるが、"Power" Feb., 1960に代表的なもの18例がある。これらはそれぞれ発電所としての特殊性と採用されたサイクルの複雑性(熱効率が異なる)によりきわめて相違しているが、おおよそ15~30MW級で144\$/kW 5MW級で170\$/kW程度の値を示している。これらは比較的熱効率に重点をおき複雑なサイクルを採用したものが多いか、より低利用率のものに対しては単純サイクルとしてさらに建設費を下げることができる。

最近米国の大容量気力発電所の建設費は140\$/kW 20~30MWの小出力のものでは180\$/kWといわれている。

## (2) 迅速起動

容量形式により起動時間は種々であるが、普通10~20分で行なわれる。したがってピーコードに使用するときには起動ローディングに数時間を必要とする蒸気タービンに比べて運転準備費を節約することができる。発電用ガスタービンの起動特性の一例を図2.1に示す。図は二軸再熱オーブンサイクル12,000kW機に関するものであるが冷機から全負荷まで8分で起動を完了している。

## (3) 設置場所

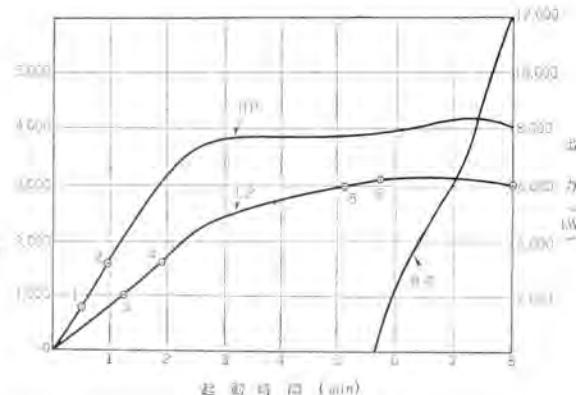


図 2.1 二軸再熱オーブンサイクル12,000kWガスタービン起動特性

1. HP燃焼器着火
2. HP起動モータ停止
3. LP燃焼器着火
4. LP起動モータ停止
5. 定格速度到達
6. 負荷開始
7. 全負荷到達

表 2.2 ガスタービン 運転要員

出力 (kW)	年間稼働時間 (h)	運転要員稼働時間 (h)
17,500	8,760	10,000
	2,000	4,000
	103	500

オーブンサイクルガスタービンでは冷却水は単に潤滑油の冷却だけに使用され、その量は復水器を有する蒸気タービンの1/10以下ですむ。したがって冷却水による制限は少なくてすみ、かつ小形軽量であるから建設用地などが小さくてすむ。

#### (4) 運転操作

構造が簡単で補機類も少ないので運転操作はきわめて簡単である。たとえば米国 Westinghouse 社の標準による運転要員は表 2.2 のとおりである。

#### (5) 維持費

構造が簡単で部品の数がきわめて少ないゆえ、維持費が少なくてすむ。Westinghouse 社標準によれば基負荷用、ピーク負荷用、危急用に対してそれぞれ約 3, 2, 1 \$/kW-year である。

### 3. ガスタービン発電の現状と将来

ガスタービンが上述の利点を持っているにもかかわらず、わが国内で伸び悩んでいる原因としては

(1) ガスタービンを直ちに既存の原動機と比較し、ガスタービンの長所欠点を理解した有効適切な使途を見いださない。

(2) 歴史が浅く、信頼性に対する実績が少ないため、使用者側に新機種採用の意欲が少ない。

などのことが考えられる。とくに電力用としては容量的制限があり、世界の実状を見ても単機 30 ないし 40 MW が限界のようである。

すなわち現在稼働中の大容量ガスタービンとしては STAL 社の 40 MW, Westinghouse 社の 30 MW, B.B.C 社の 30 MW, にすぎず、蒸気タービンにははるかに及ばない。現在世界最大とい

表 3.1 わが国における発電用ガスタービン

容量 (kW)	台数	用途	使用者	製作者	備考	サイクル
2,000	1	自家発電	丸善石油	石川島芝浦	既設	オーブン
2,000	1	電力供給	北海道電力	富士電機	〃	クロースド
5,000	1	自家発電	松島炭鉱	石川島芝浦	製作中	オーブン
12,000	1	〃	日本鋼管	富士電機	〃	クロースド
3,000	2	〃	日本鋼管	〃	フリービストン	
6,000	1	〃	〃	〃	〃	
10,000	2	〃	旭硝子	新三菱重工	〃	オーブン

われる British Columbia Electric Co. の 100 MW ガスタービン発電所でも 25 MW 機を 4 台併置している。これはガスタービンがきわめて高級な耐熱材料を必要とするためこの方面的制約によるものである。

しかし最近になってその特長が認識されて、一般産業および電力発生の分野に次第に利用されつつある。すなわち従来はサイクル形式を複雑にして熱効率の高いものをねらったケースが多かったが、最近の行き方としては構造はできるだけ簡単化して信頼性を高め、かつインシャルコストを安くする方向に向かってきた。

構造を簡単化すれば当然熱効率は下がる。そこでガスタービン自体の効率の低下はガスタービン排気によって排ガスボイラを運転するとか、あるいはガスタービン排気を蒸気タービンプラントのボイラ

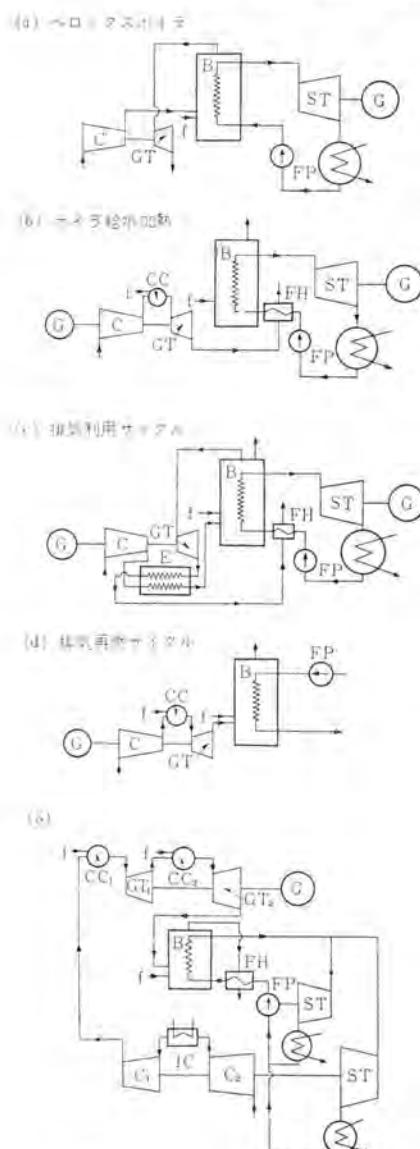


図 3.1 蒸気-ガス複合サイクル系統図

G 負荷  
B ボイラ  
ST 蒸気タービン  
C 圧縮機  
FP 給水ポンプ  
FP 給水加熱器  
GT ガスタービン  
FH 給水加熱器  
CC 燃焼器  
IC 中間冷却器  
E 脱炭器

の燃焼空気として使うとか、または給水の加熱に使用するとか、換言すればガスタービンを蒸気プラントと結合して総合プラントとして熱効率の上昇を図る傾向が目だってきている。このような Cosag サイクルによればガスタービン装置単独としては、排ガスを利用するための複雑かつ高価な再生装置を必要とせず、きわめて軽量安価なガスタービン本来の特長を發揮することができる。

オーブンサイクルガスタービンの熱効率は単純サイクルでは 18~22 % で、その排ガス温度は 400°C にも達する。この排気を蒸気タービンサイクルを利用して熱回収を計れば、総合熱効率は飛躍的に上昇する。それにはつぎのような方法がある。(図 3.1 参照)

#### (1) ベロックスボイラ

ベロックスボイラは高温高圧強制循環のボイラであるが、ボイラの燃料燃焼も高圧強制通風で行なっている。

この燃焼の加圧燃焼の排気をガスタービンに導いて、このタービンにより空気圧縮機を駆動し、ボイラに高圧強制通風を行なう

わけである。

このボイラは従来のものに比し高圧燃焼によって燃焼ガスの密度を高め、また強制通風によってガスの流動を速め、給水をも強制循環させることと相まって、伝熱負荷をいちじるしく高め、ボイラの大きさを非常に小さくし、しかも高圧高温蒸気を大量に得られるのが特長である。これはB.B.Cにおいてすでに多数機が製作されている。

### (2) ボイラ給水加熱

前項は高圧高温空気を供給するのがガスタービンの目的であったが、ガスタービンで出力を得た排ガスによってボイラの給水を加熱して余熱を回収する方法で、既存蒸気タービン発電所の出力増加、効率改善に役だつ。米国のOkulahoma Gas and Electric Co.ではこの方法で好結果を得ている。

### (3) 排気利用サイクル

バロックスボイラ式と給水加熱の両方式を採用したものである。たとえばWestinghouse社では1,350°F 17.5 MW ガスタービンによりボイラを加圧し、1,800 psi, 1,000/1,000°F の蒸気を発生させて、150 MW 蒸気タービンに供給することにより、全装置の効率を約6%向上することができ、さらにまた給水の加熱に必要な蒸気量が少なくなる結果、蒸気タービンの出力を約5 MW増加できるものを研究しており、この結合タービン装置によると運転コストは、蒸気タービンによるコストと比較して約6%割安になっている。同社においては、このタイプの発電装置を目前製作中である。

### (4) 排気再燃サイクル

ガスタービン排気中には、なお多量の過剰空気を含んでいるから、これを排ガスボイラに導き、再熱して蒸気を発生させる。この蒸気は蒸気タービンの駆動または工場用プロセス蒸気として使用される。ガスタービンを自家発電に使用した場合には、この方式がしばしば採用されている。

### (5) 蒸気タービン送風方式

前項は空気圧縮機をすべてガスタービンにて駆動したが、これを蒸気タービンで駆動し、ガスタービン出力を発電だけに供する方式である。この場合にもガスタービン排気は蒸気ボイラの燃焼用空気として使用される。たとえばオランダのラトフ工科大学で実施した300 MW のこの種発電装置では、正味熱効率44%を上げ、蒸気タービンおよびガスタービン単独プラントに比してそれぞれ約10%および約30%の効率上昇を報じている。

この蒸気ガス併用サイクルのTS線図は図3.2のとおりである。座標の縦軸は温度(絶対温度)、横軸はエントロピーである。DAはサイクルのガス部分の等圧線、4, 5, 1は蒸気部分の等

圧線、GC 67はガスの排出による熱損失、2, 3, 7, 10は蒸気タービンの凝縮器中の熱損失、BG 7, 8は4, 5, 9, 7と等積で、ガスタービンから排出するガスの中で蒸気サイクルに利用される部分を示している。

以上のような各種Cosagサイクルの組合せがすでに実用に供せられているが、それぞれ一長一短があり、一概に優劣を判断することはできない。すなわち使用される燃料、容量、負荷の状態、起動頻度および老朽プラントの若返り策の場合には、既設プラントの状況などによってそれぞれ選択されなければならない。

つぎにこれら組合せサイクルのプラント熱効率は個々の条件によって計算を要するが、その中の一例として前項排気再燃サイクルにて蒸気タービンを駆動する場合を示せば図3.3のようになる。

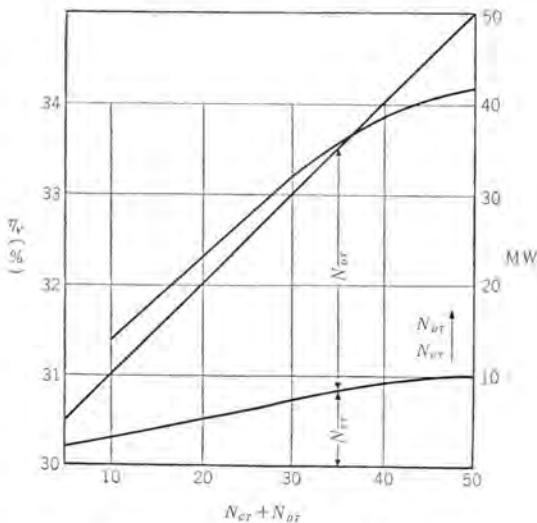


図3.3 組合せサイクル効率曲線

計算の条件としては下記によった。

総出力	$N_{GT} + N_{ST}$	50,000 kW
内蒸気タービン	$N_{ST}$	40,000 kW
ガスタービン	$N_{GT}$	10,000 kW
蒸気条件	圧力	90 atm
	温度	530°C
	給水温度	220°C
ガス条件	圧縮比	6
	温度	732°C

## 4. 燃 料

ガスタービン発電の経済性は使用燃料によって大きく左右され

表4.1 燃料別ガスタービン製作表

	燃 料	台数		出力(kW)	効率(%)
		台数	(%)		
気 体	ガス体燃料	112	34.38	960,335	43.62
	溶融炉ガス	22	6.75	190,160	8.64
	プロセス反応	22	6.75	20,820	0.94
液 体	蒸留油	58	17.81	388,370	17.60
	重油A	5	1.35	7,310	0.33
	重油B	89	27.28	581,295	26.36
	重油C	9	2.75	28,380	1.28
固 体	石炭	9	2.75	27,350	1.23
	合計	326	100	2,204,020	100

“POWER 1956 MODERN PLANT SURVEY”による。

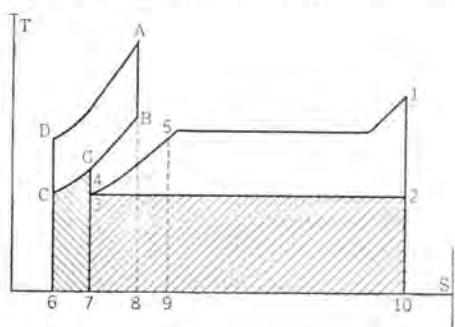


図3.2 CosagサイクルT-S線図

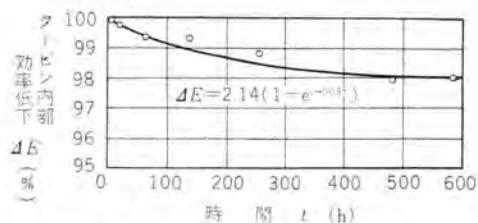


図 4.1 粗悪重油使用によるタービン内部効率の低下

る。古いデータであるが1956年におけるガスタービンを燃料別に分類したものを表4.1に示す。

オーブンサイクルでは燃焼ガス中のイオウ、パナジウム、ソジウム、カルシウム、灰分等が直接燃焼器、タービン翼の腐食、浸食、堆積の原因となり、性能の低下さらには破壊の原因となっている。すなわちイオウは  $\text{SO}_2$ 、 $\text{H}_2\text{SO}_4$  としてニッケル基耐熱合金を腐食し、パナジウムは  $\text{V}_2\text{O}_5$  としてタービン翼を浸食し、また灰分はタービン動静翼に付着して翼間面積をせばめる。このためのタービン内部効率低下の一例を図4.1に示す。

図は比較的低ソジウム、カルシウム系の粗悪重油を使用したGEガスタービンの試験成績であるが、600h運転により2.1%低下し、ほぼ飽和状態に達している。これは熱効率にして5.7%、出力にして7%低下の原因となる。したがってこれらの不純物を含まない燃料がもっとも望ましい。天然ガスなどのガス体燃料、蒸留油、良質重油が圧倒的に多いのもこのためである。また燃焼はきわめて高い空燃比で行なわれるゆえ、低発熱量ガスたとえば溶鉱炉ガスなども好適といえる。

しかしながらその経済性を論ずる場合低質重油の採用可否は重大な問題である。最近に至って各社ともこの分野の開発に努力し、運転実績も漸次増大の一途をたどっている。

たとえばW社ではC級重油を使用し、ソジウム、カルシウムその他の灰分を除去するのに水洗を、パナジウムアタックには融点上昇のためマグネシウムを添加剤として使用し(Mg/V重量比3)、表4.2のような処理油にすることによって一応長時間の連続運転に成功している。しかし燃料処理だけではタービン翼汚染の

表 4.2 処理重油性状

粘度	SSF122°F SUV210°F	<300 <150
灰分	重量 %	<0.2
イオウ	重量 %	<4
カルシウム	ppm	<10
ソジウム	ppm	<10
灰分融点	°F	>1,400

問題は完全には除去されず若干の効率低下は免れがたい。このため操業中定期的に圧縮機入口からスペントキャット(Si粉)またはリバール液を投入し、圧縮機、タービン翼の付着物を清掃し、効率低下を防止している。一方クローズドサイクルではタービン翼に関してはこの問題は起ららないが、大容量の空気加熱器に同じ問題が起っている。いずれにしても粗悪重油の燃焼は燃料事情の悪いわが国においてはとくに解決を待たれる問題である。

## 5. Westinghouse社のガスタービン

### (1) W社ガスタービン製作経歴

表 5.1 W社ガスタービン製作経歴(1960年2月)

用途	台数	出力
石油工業用	28	224,000
電力	26	220,500
天然ガス輸送用	14	69,300
石油精製用	10	44,600
船舶用	7	65,000
石油化学校用	5	38,000
原油輸送用	3	24,000
高炉送風用	1	15,000
化学生産用	1	1,800
移動発電用	1	7,000
移動送風用	1	1,800
合計	97	711,000

表 5.2 契約対象品目

モデル符号	出力(kW)	回転数(rpm)	圧縮比	タービン入口温度(°F)	熱効率(%)
W-21	1,250	8,750	5	1,250	16
W-21-R	1,150				—
W-31	2,500	8,500	5	1,350	18
W-31-R	2,350				—
W-52	4,500	6,500/6,200	4	1,350	18.2
W-52-R	4,000				23.5
W-81	5,500	5,740	6	1,350	18.6
W-81-R	5,000				24.5
W-82	5,500	6,050/5,240	6	1,350	—
W-82-R	5,000				—
W-92	6,300	5,900/5,100	6	1,350	—
W-92-R	5,700				—
W-102	7,000	5,700/4,950	6	1,350	—
W-102-R	6,500				—
W-122	10,000	4,940/4,300	6	1,350	—
W-122-R	9,500				—
W-121	10,000	4,700	6	1,350	20.8
W-121-R	9,500				—
W-201	18,500	3,600	—	1,350	21.2
W-201-R	17,500				—
W-402-IRH	30,000	HP 4,600 LP 3,600	12	1,350 1,350	32.2

モデル符号中 R は熱交換器付、I は中間冷却器付、H は再熱、1. 2 は 1 軸、2 軸を示す。

W社では陸、船用ガスタービンにおいては1952年に1,250kW機を製作以来総台数97台総出力711,000HP(1960年2月までの実績)を製作している。その販路も発電用、化学工業用、石油工業用、ガス輸送用、鉄鋼業用等の多分野にわたっている。(表5.1参照)

なお、表5.2は契約対象機種であり、1,250kW機より30,000kW機までの11機種に分類されている。

### (2) W社ガスタービンの構造

W社のガスタービンはジェットエンジンから出発したもので軽量、小容積にして安価なことを最大の特長としている。すなわち図5.1、5.2にみられるように燃焼器は内筒を6個の罐状とし、こ

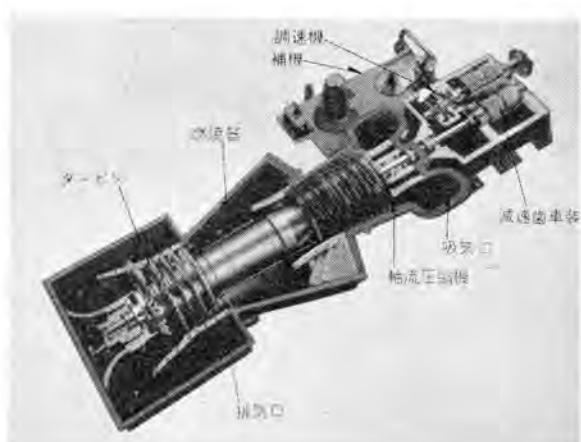


図 5.1 10,000 kW ガスタービン

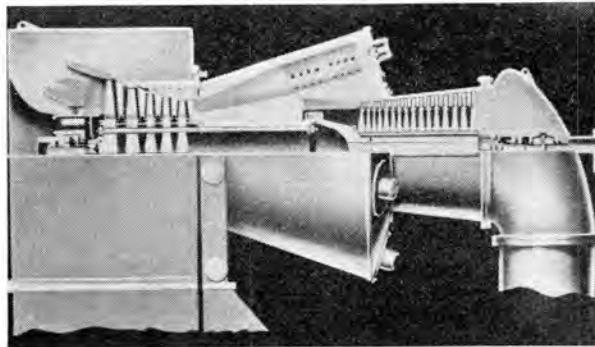


図 5.2 組立断面図

れを環状の外筒内に装備したいわゆる Cannular Type が採用されている。

この形式によると燃焼器は圧縮機とタービンとの間にコンパクトに収まり、この間を連結する巨大なダクトを必要としない。したがってこの間の圧力損失もきわめて少ない。

また圧縮機 ロータは多数の円板を軸に焼メしたものであり、タービンは耐熱鋼製円板を Curvic Coupling と長い Tension Bolt とで結合したものである。この構造は熱変形に対して自由であって、運転中熱変形による狂いがなく、急速起動を約束することができる。

しかしこれら圧縮機およびタービンを一体として 2 軸受で支持した簡単な構造は諸外国においてあまりみられず、わずかに GE 社だけが採用している特異な構造である。この構造では高圧側のラビリンスを必要とせず、またロータ外周に空気を流すことにより、燃焼器からの輻射熱を防ぐとともにタービン円板の冷却が行なわれる。

#### (a) タービン車室 (図 5.3 参照)

タービン車室は不銹鋼製の内部車室および耐熱鋼製外部車室より成る。内部車室は反動静翼を保持する翼環で外部車室に直接取付けることなく両者互いに自由に膨脹収縮のできる構造とし、また内外車室間には圧縮空気を流して、外部車室の温度上昇を極力防止する。

また排気側ケーシングは Diffuser 形にして排ガスの速度水頭を圧力水頭に回収する構造となっている。

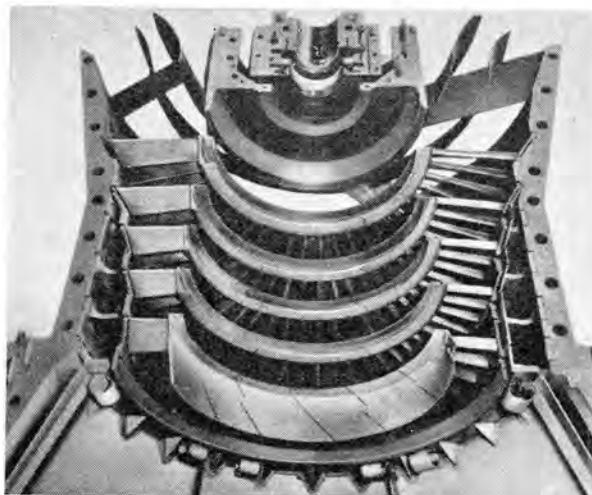


図 5.3 タービン車室

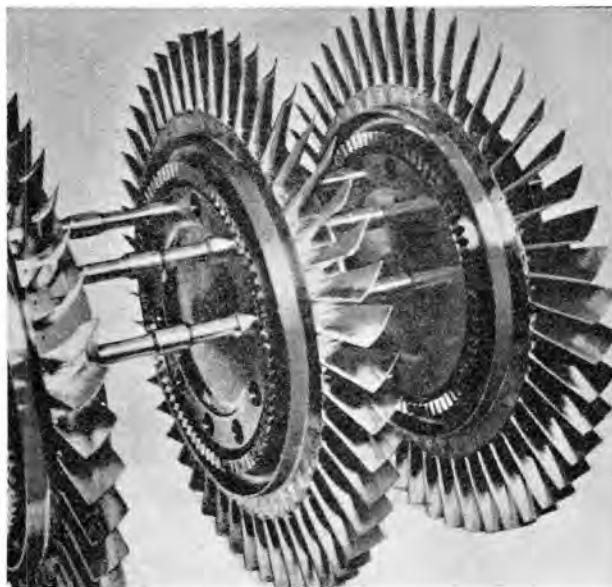


図 5.4 タービン翼車

#### (b) タービン翼 (図 5.4 参照)

タービン動翼は特殊耐熱鋼の精密鍛造品にして、動翼根本のロータ植込部は X-mas-Tree 形とし、タービン円板と同系統材を使用することにより、負荷変動に伴う急激な温度変化に対し取付部のゆるまない構造となっている。翼断面の形状は Airfoil 形としそれぞれ出入口角度を半径方向に変化させた特殊傾斜ねじり翼を採用しており、精密鍛造にて高精度を与えることとともに高効率が得られるものである。

翼先端と車室との間隙はクリープによる動翼の伸びを考慮して十分にすきまを与えるとともに翼先端部 Sealing を行なって漏洩損失を極力減少させる構造となっている。

#### (c) タービン翼車 (図 5.4 参照)

タービン翼車は耐熱鋼製の中実円板形である。タービン翼車の高圧側は中空 ドラム 状の特殊鋼軸にボルトにて締結され、低圧側は一体軸構造で軸受 ジャーナル 部となっている。

またタービン円板は Curvic Coupling により中心が保たれ、これを長い Tension bolt によって締結した構造である。

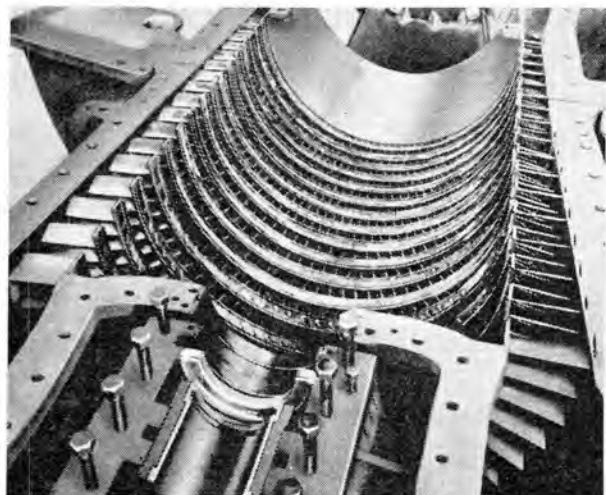


図 5.5 圧縮機車室

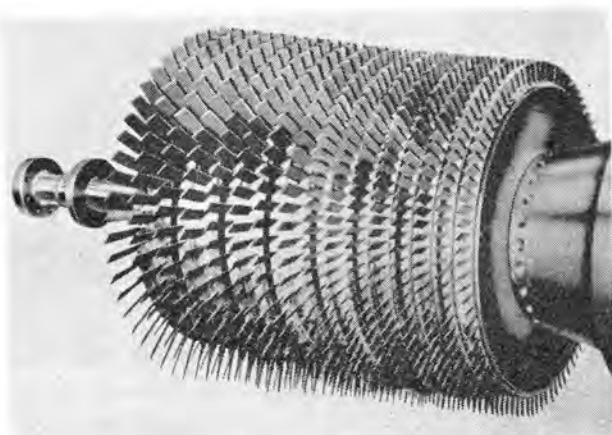


図 5.6 圧縮機翼車

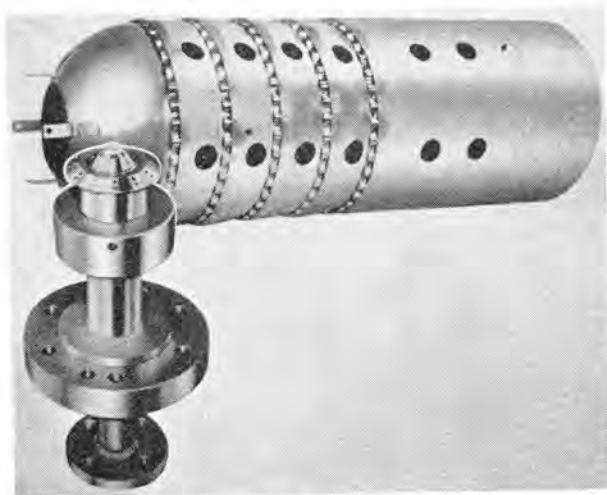


図 5.7 燃焼器外筒および燃料噴射弁

はめ込み翼車がないゆえはめ合部がタービンの起動時または負荷変動時に温度差により弛緩する心配がない。

(d) 圧縮機車室 (図 5.5 参照)

鋳鋼および鋼板溶接製にして吸込部、前部翼車洞、後部翼車

洞に 3 分割し、おのものは水平中心線にて上下に二分され、吸込部は軸受台を形成しており、後部翼車洞は直ちに燃焼器外筒をも形成している。

なお、吸込および吐出部は diffuser 形構造とし速度水頭を有效地に圧力水頭に回復する。

(e) 圧縮機翼車 (図 5.6 参照)

動、静翼とも不銹鋼製の鍛造翼とし、翼配列は内径一定、外径傾斜式が採用されている。

(f) 圧縮機翼車 (図 5.6 参照)

特殊鋼製車軸に円板を焼バメした構造であり、高圧側はガスタービンの中空軸とフランジで締結し、低圧側はジャーナル部を形成し、さらに推力軸受 カラーが設けてある。

(g) 燃焼器 (図 5.7 参照)

圧縮機出口側とタービン入口側との間に 6 個の内筒を持った Cannular Type の燃焼器が設けられる。その構造は軸流圧縮機外側を巧妙に利用することにより燃焼器全長がきわめて長いにもかかわらず、軸受間隔にはさほど影響を与えていない。

## 6. むすび

発電用を主体としてガスタービンの利害得失に関して述べたが、その他石油工業、パイプライン、船舶用などその長所を生かすべき分野はきわめて広い。

しかるにわが国においては戦後各メーカーがこそって試作研究を行なったにもかかわらず、いまだにその成果は見るべきものが少なく、実用に供されているものにいたっては数指を屈するにすぎない。このことは使用者側の先物買いという冒険に対する逡巡もさることながら、製作者側の生産態勢の整備と使用者への説得の面において消極的に過ぎた点は責められるべきであろう。

この間欧米諸国が自国内はもちろん、輸出面においても着々実績を作り、輸出市場の拡大に努めている現状をみると、もはやこれ以上の拱手傍観は企業ならびに国民経済発展の面からも許されない。

(新三菱重工業株式会社神戸造船所 平井 晴美)



## 文献抄訳

## 金 電 化 住 宅

Total Electric Home (Westinghouse Engineering, Vol. 20, No. 6, Nov. 1960, the inside of a cover)

ここに示されているのは、オハイオ州 キャントンの全電化住宅第2号の昼景および夜景である。この住宅は、5人の米国一流の住宅設計技師によって設計された16種類の全電化住宅の第2番目のものである。この住宅は、新しい機器や、娯楽器具、空気調和装置、とくに電気暖房を実際に説明するために、全電化展示場として設けられたものであって、このような全電化住宅は、年間約30,000 kWhの電力を必要とする。

1959年1月に、ウエスチングハウスは全電化住宅計画を発表したが、このときには、ごく少数の需用者が、電気住宅暖房を進んで実際に採用するに過ぎなかった。今日では、ウエスチングハウスは85の米国一流の電気需要業者に、電気住宅暖房について協力している。

EEI の予想によれば、10,000 戸の電気暖房住宅が今年中に、米国の電気需要に加えられるだろうとのことである。

(商品研究所 安部井榮三郎訳)



## 正確で信頼性ある遠隔測定装置

Measurement, Dispatch, Protection (Westinghouse  
Engineer, Vol. 21, No. 1 Jan. 1961, p. 10)

W社では、電力会社その他で採用される自動配電方式に必要な高精度、高信頼度 テレメータの送量器と受量器を開発した。

送量器は、一次変換器からある物理量を数ミリボルトの直流電圧に変換してもらい、この電圧と比例関係にある  $15 \sim 35$  c/s の周波数に変換して送出し、遠隔地にある受量器では、この信号周波数を直流電流または直流電圧の信号として、元の形にかえすものである。自動配電方式に必要なテレメータで送量される代表的なものとしては、発電所の制御信号、電力、VAR出力、母線電圧である。母線電圧は 25% の電圧範囲のものがフルスケールに拡大されて読み取れるようになっている。

この新しいテレメータ方式は非常に正確で安定で信頼性があり、送量器と受量器を合わせた総合精度は1%である。

送量器と受量器は完全にトランジスタ化され、複雑な回路部品はすべてプリント配線された基板に取付けられている。プリント配線は基板の表と裏の両側になされていて、片側の配線に事故が起きたてもだいじょうぶなようになっている。この装置はスイングラックに取付けられ、フルスケールの10%と90%の点でテストができるように校正回路が組み込まれている。

この新しいテレメータの送量器と受量器は、クリーブランド電灯照明会社の自動配電方式に設置される。(無線機製作所 上田重夫記)

## 交流駆動系設計への融通性

N. Onjanow: A-C Drive Offers System Design Flexibility (ELECTRO-TECHNOLOGY Dec. 1960, pp. 131~137)

標準形誘導電動機をさらに広範なる速度制御用として使用する方式が研究され、多くの機械的、電気的、無段可変速制御法が考えられた。この制限条件というべきものは誘導電動機の定速度性である。本文は W 社の レクティフロー 方式とよぶ誘導電動機制御法の一般的特性と方式とを設計的見地から論じたものである。誘導電動機の二次出力端子に調整変圧器、クリープ変圧器を介して半導体整流器を接続し、直流電動機を駆動するもの、巻線形誘導電動機を並列に接続した方式、制御用整流器を並置してダイミックブレーキをかける方式、界磁切換法またはトルク制限リレーを入れて空トルク駆動を行なう方式などがそれぞれ特性曲線をあげて解説してある。レクティフロー駆動法の経済性はその速度範囲と直流電動機の大きさにより決定される。図 1 はこの関係を示したものである。3 対 1 の速度変化範囲のものは他の制御方式のものと経済的に競争でき、さらに電圧変化に等価な接続変更を行なえば 6 対 1 の範囲まで適用できうる。レクティフロー駆動は回生制動は特定の形式のものを除いて本質的にできないう。

急速に停止を必要とする場合は図2に示すようにブレーキ用抵抗器Rのほか、QSリレーを取付けて直流E.M.Fと整流AC電圧との差で動作させてDBを動かし制動をする。さらに一定の条件下でQSリレーが開放され、DBがもとへもどり制動作用はなくなって新しい速度で運転される方式である。

このほか直流電動機の界磁と交流入力線を切換えて逆転を実施する方式、定トルク 加速方式などの新様式の発表が掲示されている。(伊丹製作所 加藤又彦訳)

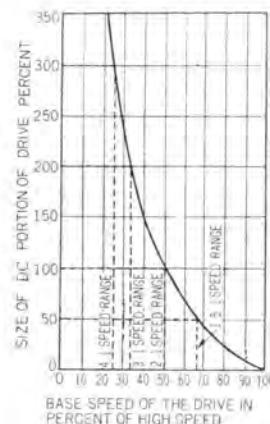


図1 速度範囲と レクティフロー  
駆動の直流モータの大きさ

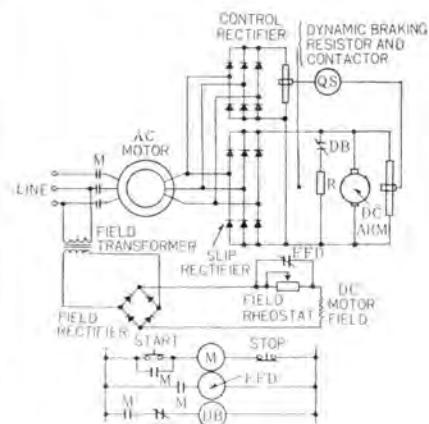
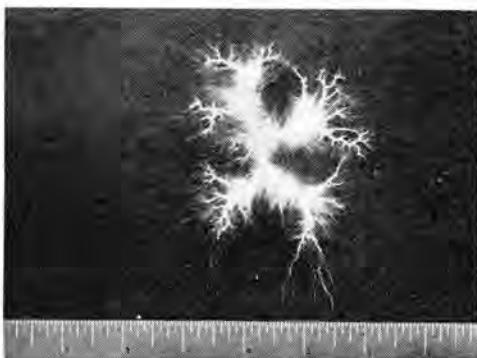


図2 レクティフロー駆動に対する  
急速減速方式

## 雷 現 象 の 評 価

Estimating Lightning Performance (Westinghouse Engineer, Vol. 21, No. 1, Jan. 1961, p. 32)

送電線の雷撃による効果を徹底的に研究し、観測結果に良く一致する理論に到達した。雷撃による事故に関して、345kV 線



1,000 V/cm の電界強度

路の従来の計算結果と運転実験による結果の間に、大きな相違があったため雷撃事故を予測する新方法が必要となった。計算によればこの線路は、1年間に 100 マイル当たり 0.3~0.5 の事故率となるが、最近数年間の運転中の事故率は平均 7.2 であり、鉄塔雷撃時に懸垂 ガイシ 連に生じる端子電圧を、従来の方法で計算すれば誤差が非常に大きいことがわかった。

この複雑な問題を解決するため、マックスウェルの電磁方程式と他の電界理論を併用して新しい計算を行なった。この方法で雷撃電流の波頭を  $2.0 \sim 4.0 \mu\text{s}$  と仮定すれば、事故率は  $8.2 \sim 6.6$  となり観測結果の 7.2 と良く一致する。新旧両方法の最大かつ唯一の相違は、鉄塔上空の雷電荷の効果を含めたことで、従来の計算法では省略されていた。

電界理論による計算法は複雑すぎて、一般に適用しにくいのでさらに使用しやすい形にされつつある。普通の回路理論と簡単な静電場の理論とを用いて、それぞれ雷撃時に流れる電流による電圧の影響および鉄塔上空の電荷の変化の影響を計算して求めた結果は、電界理論による計算結果とよく一致した。

### 雷撃の特性

1960 年以前には雷撃特性に関して本当に信頼しうるデータはなかった。1960 年の雷雨期間中にウェスティングハウスの技術者達は、80 個のキネ・クリドグラフを 4 電力会社の系統の鉄塔に取り付けたが、雷雨発生回数が非常に少なかったため、三つの記録を得ただけであった。

統計的にこの記録数は不十分であるが、どの記録も主雷撃電流の立ち上がり時間は、比較的長いもののはかに、数分の一マイクロ秒程度の波頭急峻なものがあることを示している。

雷雲によって蓄積される電荷量にも未知の部分があり、雷雲による電界強度測定のため新装置を設計した。これによる測定データは限られているが、前途有望なことを示した。記録の一つ(写真)は 1,000 V/cm の電界強度を示し、従来の測定値の約 3 倍である。雷撃の特性を調べるため、今後数年間研究を続けることを計画している。(研究所 長田富男訳)

## 鉄 サ ビ に 関 す る 基 础 理 論

A Basic Theory About Rust (Westinghouse Engineer, Vol. 21, No. 1, Jan. 1961, p. 27)

鉄の腐食はきわめて大きなダメの一つであるが、その根本的な原因についてはまだ詳細に知られていない。最近 W 社の

科学者によってこの問題に関する新しい考え方が発表されたが、この理論では、水蒸気中に存在する水素イオンが、酸素と鉄の反応する個所を拡大して破壊的なさびに至らせるとしている。これは乾燥酸素中あるいは水蒸気中で純鉄線を  $835^{\circ}\text{F}$  に加熱しその酸化現象を調査した結果から得られた。

その結果、乾燥酸素中で加熱した純鉄表面には防護性酸化被膜が形成せられ、その上の特定の位置から直径が  $10^{-6}$  インチ、高さ  $3 \times 10^{-5}$  インチ 程度の小さいまるい酸化物のひげがそれぞれ無数に成長することが知られた。乾燥酸素の代わりに水蒸気が存在するときは薄い葉状の酸化物の薄片(厚さ  $10^{-6}$  インチ、幅  $3 \times 10^{-5}$  インチ、高さ  $3 \times 10^{-4}$  インチ)が成長し、乾燥酸素中の同条件下と比較して約 50 倍の面積に拡大し、その個数は 1 平方インチあたり 10 億近くにまで至った。またその鉄サビの量は水蒸気が反応にあずからない場合の 250 倍であった。

このような結果をもととした考え方は電気化学的な一般的な解説にさらに基本的な反応の存在することを暗示するものであり、また鉄サビの防止のためには鉄への水素の侵入を防止し、かつ適当な添加元素によって反応個所の拡大を抑制すべきであることを教えている。

(研究所 実博司訳)

## “Kromac”

### (新しい可溶接性ステンレス鋼)

Kromac - A New Weldable Stainless Steel (Westinghouse Engineer, Vol. 21, No. 1, Jan. 1961, p. 31)

ステンレス鋼製の製品の溶接時における熱亀裂は重要な問題とされているが、最近 Cr-Ni 系ステンレス鋼の熱亀裂にあたえる合金元素の影響に関する研究の結果、“Kromac”と称する溶接に適したステンレス鋼が開発された。この鋼は W 社金属製造部門においてすでに 1 トンスケールの試作が幾度か行なわれ、また各種特性の試験、ならびに溶接棒や真空装置部品としての試用が実施されており、将来大きい複雑な形をした製品への用途が期待されている。

熱亀裂性の判断には W 社で考案された “Cast pin tear” (CPT) と称する試験法が採用されているが、これは金属が凝固するときの収縮による铸造割れは溶接時の熱亀裂性に対応するという考えに基づいておいたものであり、まず約 20g の試料を高周波コイル中に浮揚溶融せしめ、これをわずかにテーパのついたピン形の銅製鋳型に鋳込んだ。この際ピンの上下端を固定することによって冷却収縮時に内部に引張応力が生ずるようにし、またその鋳型を種々の長さや直径に設計して熱亀裂性を測定しやすいようにしている。この研究に用いられた基礎合金は  $16\%$  Cr,  $20\%$  Ni のオーステナイト・ステンレス鋼であり、16 種の添加元素を変えた 100 種以上の合金組成で約 1,200 の試片について試験された。

“Kromac” の開発に至った試験結果を要約すると、Mn はステンレス鋼の熱亀裂性を効果的に減少させるので、その含有量は一般の Cr-Ni 鋼より大にすべきである。Mo および W はステンレス鋼の強度を増加するが、あわせて熱亀裂性の改良にも効果がある。V は強度を増すが熱亀裂性には影響がない。Ti あるいは Nb は熱亀裂性をいちじるしく助長するので、さらに強度の増加をはかるならば熱亀裂性への影響が比較的少ない Ta をむしろ用うべきである。ステンレス鋼および耐熱合金の強度、伸び、加工性などの改良には一般に B あるいは Zr を添加するが、熱亀裂性にはいちじるしい悪影響のあることがわかった。また窒素は比較的影響がないが炭素および Si の含有量は小にすべきであった。

(研究所 実博司訳)

# NEWS FLASH!

## ■ 近畿興産納め誘導加熱用大容量高周波発電機完成

かねて近畿興産向けとして製作を進めてきた誘導加熱用 250 kVA 10,000 c/s 高周波発電機 2 台はこのほど完成し、工場試験も優秀な成績で無事終了、関西高周波株式会社に納入設置された。同社で各種の焼入れに利用される。

### 仕様

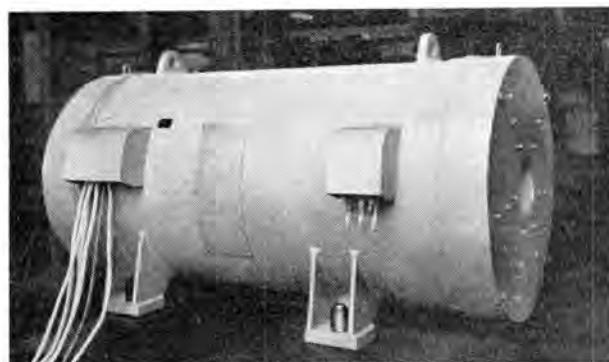
高周波発電機 250 kVA 10,000 c/s 400/800 V 単相 力率 1.0 3,600 rpm 336 極 SJM 形全閉内冷空気冷却器付 H 種絶縁

駆動用誘導電動機 入力 320 kW 3,300/6,600 V 三相 60 c/s 2 極 3,600 rpm MK 形 カゴ形回転子 B 種絶縁 10,000 c/s 3,600 rpm 高周波発電機としては世界的にも最大級のものであろう。

この発電機は誘導電動機と共に軸、共通ワク いわゆる モノブロック構造となっており、軸受はコロガリ軸受で、潤滑には油潤滑法を採用している。空気冷却器は両ラケット外方に取り付けられている。

### 特記すべき点

- かかる大容量高周機をモノブロック構造とした。
- 全閉形としてきわめて静粛な運転を行なう。
- 簡単に開放形としても運転ができる。
- 防振ゴム付とすることによりがんじょうな基礎工事は不要となる。
- 定油面給油器を使用し、潤滑管理がきわめて容易となつた。
- 発電機固定子温度および軸受温度保護装置などをもち、安心して使用できる。
- さらにこの装置の最大の特長は、この 2 台を並行運転することによって 500 kVA 10,000 c/s 電源として使用することである。高周波発電機はこの  $GD^2$  が大きくまた同期リアクタンスが大きいので従来並行運転が困難ともいわれていたが、本機の並行運転に当たっては、単に出力端子を並列に結ぶことだけで、両機の端子電圧、負荷のいかんにか



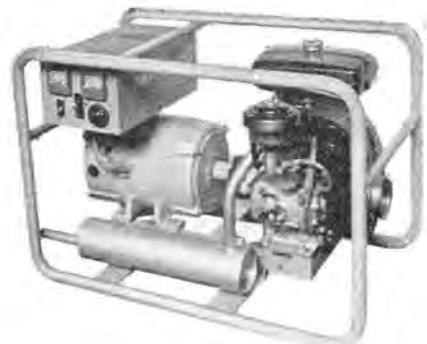
近畿興産(関西高周波)納め 250 kVA 10,000 c/s  
高周波発電機

かわらず並列に投入、切換がきわめて容易に行なうことができた。したがって大電力を必要とするときは数台の高周波発電機を並行運転させればよく、製作困難な大容量機を使用する必要はない。

## ■ DP 形ダイヤパワー発電機

DP 形ダイヤパワー発動発電機は、新三菱重工業会社とタイアップしてダイヤパワー A 形として製作されてきたが、このたびさらに改良を加えた新形式のものを B 形として開発した。電気的特性については A 形と同等であるが、外観、形式がつぎのように改良されている。

- 小形コンパクトで重量が軽い。
- エンジンと発電機とは相互に分離して組み立ててあり、たわみ式ゴムカッピングを使用しているため分解組立が容易である。
- 保守の必要なエンジンは新三菱重工標準メイエンジンと同一仕様のものを使用しているため交換が容易にできる。
- エンジンは消音効果のよいマフラー(消音器)を使用している。
- 発電機は SB-A 形スパーライン A モード(三相誘導電動機)と類似の外観となっており、美しい外観、完全な保護形式となっている。
- ブラシ保持器は取り扱い容易なカートリッジ形としてあるため保守点検が容易にできる。
- 負荷接続用のコンセント(1 kW は 15A2 個、2 kW は 20A 2 個)はラッチ付のため抜ける心配がない。
- フィルタがつけてあるので雑音がない。
- 励磁装置(変流器、リアクトル)は多数のタップ付であるため必要な特性が容易に得られる。また、50 c/s, 60 c/s の切換もこのタップで容易にできる。



ダイヤパワー DP 1 B 形  
仕様 1 kW, 100 V, 10A, 3,000/3,600 rpm  
50/60 c/s, 2P

## ■ 照明普及賞を受賞した当社関係の設施

照明学会照明普及会では毎年、優秀な照明施設に対し照明普及賞を授与しているが本年は下記の当社関係の照明施設が受賞した。

1. 飯野ビルディングの全高出力ケイ光灯による事務所照明（東京都千代田区内幸町）

受賞者…竹中工務店東京支店 設計第9課長 西村治一郎氏  
同上 設備主任 里深 昇氏



飯野ビル玄関ホールの照明

近代的事務所ビル（貸事務所が主体）に高出力ケイ光灯 110.80, 60 W および高出力 11 イルックス回路の 40 W を多数使用し高照度を得ている。一般事務室には 110 W×1 灯×2 連灯具を天井直付とし、安定器および灯具の大部分は天井裏に隠された特殊な構造のものであるほか、ホール、廊下などの照明も高出力ケイ光灯にふさわしい施設が施されている。



大船観音像

2. 大船観音像の水銀灯照明（鎌倉市大船）

受賞者…東京芸術大学教授  
山本豊市氏

大船駅の西側山上の観音像はその大きさは国内有数のもので仏像の表面は淡いクリーム色のためその照明もとくに演色性を考慮してデラックス・ケイ光 水銀灯 (HF-1000 SD×1 台, HF-400SD×2 台 および HF-300SD×1 台)



桂 浜

計 4 台を使用し、さらに立体感が得られるように投光器の位置を定め照明効果を上げている。

3. 桂浜の水銀灯による観光照明（高知市桂浜）

受賞者…当社特約店 不二電気工芸株式会社

専務取締役 堀川幸家氏

月の名所として名高い桂浜の水銀灯による投光照明で前面よりの投光と背景よりのシルエット効果をねらった投光による観光照明は陰陽の幻想と華麗を表現した見事な照明技法となっている。光源としては水銀灯 (H-1000×3 台, H-200×3 のほか H-300 および 400×5 台) を使用している。

## ■ 日新製鋼市川工場納め連続亜鉛メッキ用誘導炉

三菱造船が日新製鋼に納入する連続亜鉛メッキ設備のうち誘導炉を三菱造船より受注した。これは前回、日新製鋼大阪工場に納入した容量 120 t 電力 1,200 kW の亜鉛溶解炉（本誌第 34 卷第 3 号参照）に次ぐ 2 基目である。今回の容量は 100 t 880 kW で加熱装置は炉の周囲に 110 kW を 8 台つける。元来、溶けた亜鉛は非常に漏れやすく、このように大形となり、加熱装置が多くつくと、すべての加熱部が故障なしに運転されることは、非常にむずかしく、外国の例でもときどき湯漏れをおこしているようであるが、前回の第 1 号炉は 33 年 10 月に運転を開始して以来、全然湯漏れがなく、まだ今後かなりの長期間、連続使用が可能のようである。

この種の炉は、日新製鋼以外にはドイツから輸入された 20 t 540 kW 程度のものが 2 基あるだけである。また、今回受注したものは、何年ごとかに予想される誘導加熱部の取り換えを速かに行なって、炉の休止期間を最短に止めるために炉体は四方に傾動できるようになっている。

## ■ 国有鉄道・貨車操作場納めカーリターダ自動制御装置等受注

国鉄では、かねて貨車操作場の全自動化を研究中で、当社はこの自動化装置の一部であるレーダ・スピードメータ（わが国第 1 号機）を去る昭和 33 年 3 月国鉄技術研究所へ試作品として納入するなど協力して研究を続けてきたが、いよいよ国鉄では本格的な実用化を図ることとなり、当社ではこのほど通称「YAC (Yard Automatic Control)」と呼ばれる磁気コアーメモリを内蔵した電子計算機（演算制御装置）、磁気ドラム記憶装置、テープリーダなどのほか、トラッラーレーダを中心としたスピードメータなどカーリターダ自動制御装置 1 式を受注した。

操作場では、ここに集結した多数の貨車を上り・下り各列車線の行く先別に振り分ける操作をするため、貨車を坂阜 (Hump) と称する小高いところを通過させ、コウ配を利用してカーリターダにより貨車を減速し、貨車の連結仕分けをさせるが、現在は制御塔からカーリターダを通過中の貨車を看視し、手動で貨車の速度を加減しているが、適当な速度を与えることが困難なため途中で作業員が貨車に同乗して手動ブレーキにより減速調整を行ない、前方の貨車に連結させている。

この作業は、貨車の運転能率を向上するため 24 時間作業、天候にかかわらず実施しているが、その労力は非常に大きいも

ので、今回の装置は安全の上からもこれを自動化せんとするものである。

受注した全自動化装置の主要機器は次のとおりである。

YAC 計算機演算制御装置	1組
同上用電源	1組
磁気ドーム記憶装置	1組
制御機	1組
レーダ・スピードメータ	3組

おもな機器の仕様の概略・構造などは次のとおりである。

#### 演算制御装置

これは操車場自動制御の中枢機関として働く制御用の高速度電子計算機で 256 語の磁気コア記憶装置を内蔵し、毎分 1,500 の命令を実行するもので、演算方式は並列・スタティック式である。

#### レーダ・スピードメータ

このメータは、ドップラ効果を用いて移動目標の速度を測定するもので、空中線 (460 mm パラボラアンテナ) から 9.375 Mc の連続電波を発射し、具体的には、パラボラアンテナから目標物である移動する貨車に電波を反射し、反射して帰ってくる電波の周波数偏移によって毎秒 1~10 m という低速度の貨車の速度を測定するものである。

### ■ 国有鉄道・技術研究所納めわが国最初の“列車運行シミュレータ装置”1式受注

国鉄では、近代化 5 カ年計画事業の一環として、各種の自動化装置を計画し、さきほど当社では貨車操車場向きの「カーリータム自動制御装置」を受注現在無線機製作所で製作中であるが引き続いて国鉄技術研究所から、いわゆる“T.T.S 装置 (Train Traffic Simulator の略)”と呼ばれる「列車運行シミュレータ装置」1式を受注した。

この装置は、一言にすれば科学用計算機 (Digital Computer) と計数形微分解析器 (Analog Computer) の両者の特長を兼ね備えてシミュレーション法により「列車群や貨車群の制御なし」列車ダイヤの編成」「変電所負荷容量の問題」その他たとえば「新形式の機器を採用した場合の予想実測置の推定ならびにその影響の測定」「新機関車の採用による運転特性」などについてすく容易に計算値を求めるものである。

この「列車運行シミュレータ装置」は、計数形微分解析機の部分で線路状態・列車の運転特性などの入力条件を受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る役割をし、一方計数形電子計算機の部分では実際の制御機器もしくはシミュレーションの対象となる制御機器の中の論理的な部分をシミュレートする役目をする。

したがって計数形電子計算機はコントローラと呼び、計数形微分解析機の部分はトレイン・シミュレータと呼称される。

#### コントローラ (計数形電子計算機部)

当社 MELCOM-1101 計数形電子計算機に割込方式を付加したもの。

#### トレイン・シミュレータ (計数形微分解析機部)

##### 方式 直列二進数方式計数形微分解析機

(主要論理回路はトランジスタおよびゲルマニウムダイオードを使用)

プログラム プログラムパッチパネル使用  
記憶方式 磁気円筒を数値の記憶に使用

#### その他

トレイン・シミュレータ・プログラム・パネル  
コウ配用メカニカル・テーブ・リーダ  
トレイン・シミュレータ出力表示装置  
撮影装置  
磁気テープ記憶装置

### ■ 北陸トンネル用試作 EF70 形交流機関車受注

国鉄北陸線における唯一の難所である敦賀・今庄間は、福井まで伸びる交流電化の一貫工事として本年初秋に竣工予定の北陸トンネル (全長 13.9 km) 開通により格段の緩和がなされることになるが、この北陸トンネルといえどもなお 11.5/1,000 のコウ配が 13.5 km も続く (一部は 12/1,000) ので、けん引荷重 1,000 t の貨物列車を運転するため 6 動軸をもつがん強な交流専用機関車が出現することとなり、今回国鉄より試作車 1 両を受注し製作中である。この機関車は引き続いで量産に移るので間もなく合計 18 両が就役する予定になっているが、その要目とおもな新設計電気品はつきのとおりである。

#### 要目

用途	主として貨物用 (客車用暖房電源付)
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	96 t (運転整備)、B-B-B
形式	箱形両運転室
全長	16,800 mm (連結器面間)
全幅	2,805 mm
全高	4,240 mm (パンタ折りたたみ)
固定軸距離	2,800 mm
動輪径	1,120 mm
連続定格出力	375 kW × 6 = 2,250 kW
連続定格引張力	17,600 kg
連続定格速度	46 km/h
最大運転速度	95 km/h

けん引荷重	コウ配	ツリ合速度	主電動機歯盤
貨車 1,100 t	12 <sup>0</sup> /99	45.5 km/h	全界歯盤
客車 600 t	11.5 <sup>0</sup> /99	65.5 km/h	70%界歯盤

#### 主要電気品

主電動機 MT52 形、四極、丸形  
連続 375 kW、750 V、540 A、920 rpm  
強制通風、最大弱め 40% 界磁、F 種絶縁

駆動装置 ツリ掛式、1 段減速、パンタ入歯車使用  
モジュール 12、歯車比 70:17=4.12

シリコン整流器 強制通風、單相ブリッジ結線  
連続 750 V、3,240 A

主変圧器 外鉄形、フォーム・フィット式、送油風冷式  
鉛油使用

電圧 20 kV/1,080~65 V/476 V/1,560 V

容量 2,580 kVA/2,450 kVA/130 kVA/420 kVA

高圧タップ切換器 円筒形油入選択開閉器付電動機操作  
13,000~780 V、25 タップ

## 立テ軸電機の軸受装置

考案者 三浦 宏

立テ軸発電機などにおいては、立テ軸から推力軸受装置、上部振止軸受装置、上部ブラケット、固定子ワクを通り大地を経て下部ブラケット、下部振止軸受装置を経てまた立テ軸に帰る循環回路に軸電流が流れ、この電流により軸受部を損傷するので、この電流を阻止しようとして、上部ブラケットと固定子ワク間を絶縁することが行なわれているが、ハシゴ、風胴および水や油の管の絶縁のため、絶縁が困難でかつ絶縁不良の検出がむずかしかった。

この考案はかかる欠点を補おうとするものである。

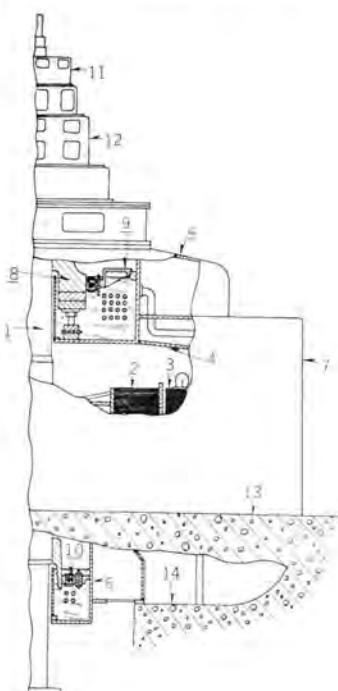


図 1

図1において(1)は立テ軸発電機の立テ軸、(2)は回転子、(3)は固定子、(4)は上記固定子を有する固定子ワク、(5)、(6)は上記固定子ワクの上下両側に定着した上下ブラケット、(7)は固定子ワクの外周を包囲する風胴、(8)は上部ブラケット(5)に設けられた上記立テ軸の推力軸受装置、(9)は上記推力軸受装置の軸受金を介して立テ軸の横振れを阻止する上部振止軸受装置、(10)は立テ軸の下部横振れを防止する下部振止軸受装置、(11)、(12)は上記発電機の上部に、これと同軸に設けられた副励磁機および励磁機である。

図2に示すように推力軸受装置(8)は油そう(45)の内底部に上下に重合して載置した支持台(18)と調節台(24)、この調節台に螺合す調節ネジ(23)、立テ軸鍔金(15)の下端に定着されたランナ(16)、上記ネジ(23)により減摩合金(47)を介しランナを支承するパット(17)より構成され、とくに支

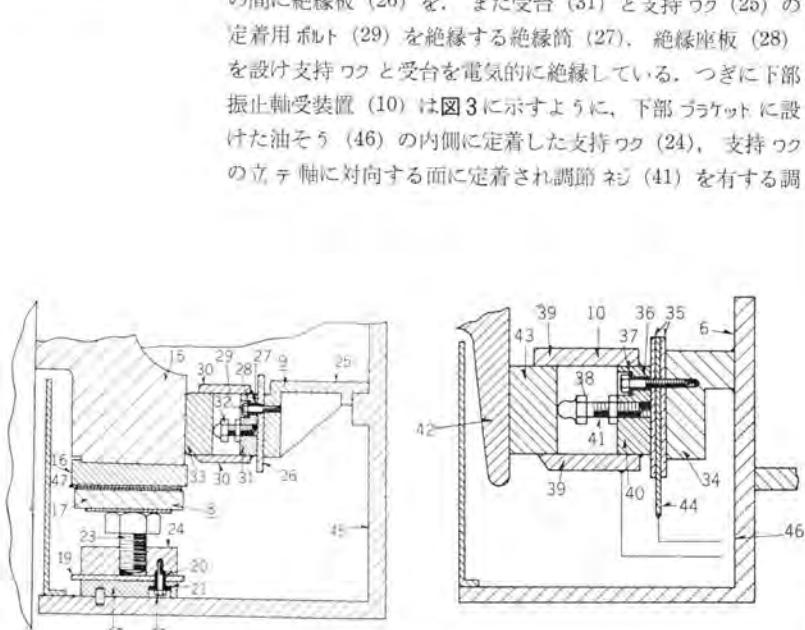


図 2

図 3

節受台(40)、この受台に定着した一対の支持板(39)、および両支持板間に挟持され立テ軸下部に嵌合定着される下部振止軸受用筒軸(42)に調節ネジ(41)により押圧接触する振止受金(43)から構成され上記上部振止軸受装置と同様、支持ワク(34)と調節受台(40)間に絶縁板(35)を、また受台と支持ワクの定着用ボルト(38)を絶縁する絶縁筒(36)、絶縁座板(37)を設け、支持ワクと受台間を絶縁している。なお(44)は上記絶縁板(35)、(36)間にそう入された絶縁測定用端子板である。

この考案の軸受装置は上述のように推力軸受装置と固定子間および上部、下部振止軸受装置と上、下両ブラケット間を絶縁することにより軸電流を阻止するはもちろん、その絶縁がきわめて簡単になしいうるばかりでなく、軸電流を上記端子板(44)と受台(40)間の絶縁測定により容易に測ることができる。(実用新案登録第495274号)

(小林記)

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 営業所	東京都千代田区丸の内2丁目20番地 (三菱商事ビル3階) (電) 東京 (211) 代表 2511
大阪 営業所	大阪市北区堂島北町8番地1(電) 大阪 (34) 代表 5251
名古屋 営業所	名古屋市中区広小路通り2の4 (電) 本局 (23) 代表 6231
福岡 営業所	福岡市天神町58番地(天神ビル内) (電) 福岡 (75) 代表 6231
札幌 営業所	札幌市大通西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) 中 (2) 2211
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 (5) 8234
静岡 出張所	静岡市七間町9番地10(電) 静岡 (2) 2595(3) 2962
金沢 駐在員	金沢市田丸町55番地1(電) 金沢 (3) 6213
岡山 駐在員	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
商品 研究 所	神奈川県鎌倉市大船782番地(電) 大船 代表 3131
神戸 製作 所	神戸市兵庫区和田崎町3丁目(電) 兵庫 (6) 代表 5041
伊丹 製作 所	兵庫県尼崎市南清水字中野80番地(電) 大阪 (48) 8021
長崎 製作 所	長崎市平戸小屋町122番地(電) 長崎 (3) 代表 3101
無線 機製作 所	兵庫県尼崎市南清水字中野80番地(電) 大阪 (48) 8021
名古屋 製作 所	名古屋市東区矢田町18丁目1番地(電) 名古屋 (73) 1531
静岡 製作 所	静岡市小鹿110番地(電) 静岡 (3) 0141~0145
中津川 製作 所	岐阜県中津川市駒場(電) 中津川 2121~8
和歌山 製作 所	和歌山市岡町91番地(電) 和歌山 (3) 代表 1275
福岡 製作 所	福岡市今宿青木690番地(電) 福岡 (82) 代表 1568
福山 製作 所	福山市沖野上町6丁目709番地(電) 福山 代表 2800
姫路 製作 所	姫路市千代田町840番地(電) 姫路 代表 6900
大船 製作 所	神奈川県鎌倉市大船800番地(電) 大船 代表 2121
世田谷 製作 所	東京都世田谷区池尻町437(電) 東京 (414) 代表 8111
郡山 製作 所	福島県郡山市字鏡橋町1番地(電) 郡山 1220~1223
北伊丹 製作 所	伊丹市大鹿字主ヶ池1番地(電) 伊丹 代表 5131
無線 機製作 所	東京都世田谷区池尻町305(電) 東京 (414) 代表 8111
東京 工場	札幌市北二条東12丁目98番地(電) 札幌 (2) 3976

次号予定

三菱電機 Vol. 35 No. 7

- 電弧炉による電力動搖およびつりかの統計的解析
- 静止レオードによる直流電動機の可逆運転
- 直列2進計数形電子計算機におけるインデックスレジスタの一方式
- 超高真空用質量分析計
- 電信電話公社納め2,000 kVA 自励交流発電機
- ケイ素鋼帯の磁気特性自動記録装置
- DB-75 100形低圧気中シャンク
- 読書第二発電所 80,000 kVA 発電機用推力軸受の研究試験
- 5,800 kW 二極巻線形誘導電動機
- 航空機用アクチュエータ
- KB形離相母線
- 低圧配電線用柱上電圧調整器(ポールレグ)
- MELCOM EA-8302形線形(非線形)アナログ計算機
- 技術解説: 将来の電力源(2)
- 火力発電 シリーズ統編(3)
- 超臨界圧力タービン

雑誌「三菱電機」編集委員会

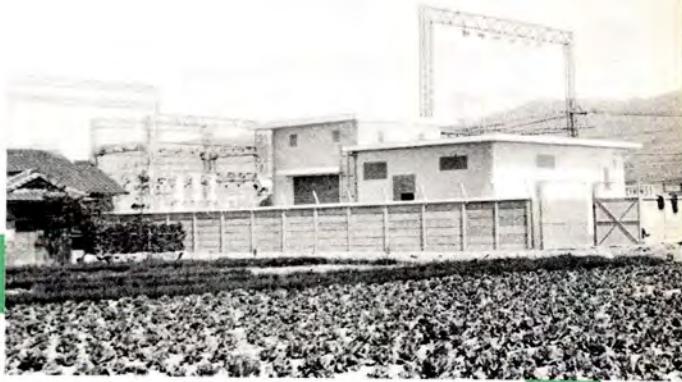
委員長	吉村 誠一郎	常任委員	宗山 片 榎	平一示
常任委員	浅井 徳次郎	委員	岡本 麻	弥助 博
〃	荒井 潔	〃	崎野 関	雄彦 郎
〃	安藤 安二	〃	前田 仁	祐俊 八
〃	小川 清	〃	米井 上	
〃	小堀 富次郎	〃		
〃	高井 得一郎	幹事		
〃	中野 光雄	(以上 50 頁)		
〃	馬場 文夫			
〃	船橋 正信			

昭和36年6月22日印刷 昭和36年6月24日発行  
「禁無断転載」 定価1部 金100円(送料別)

編集兼発行人	吉村 誠一郎
印 刷 所	東京都千代田区丸の内2丁目3番地 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
發 行 所	三菱電機株式会社内 「三菱電機」編集部 電話 東京 (201) 1611
發 售 元	東京都千代田区神田錦町3の1 株式会社オーム社書店 電話 (291) 0915・0916 摂替 東京 20018

# 私鉄変電所として わが国最初の1,500V シリコン整流器運転開始

恩智変電所全景

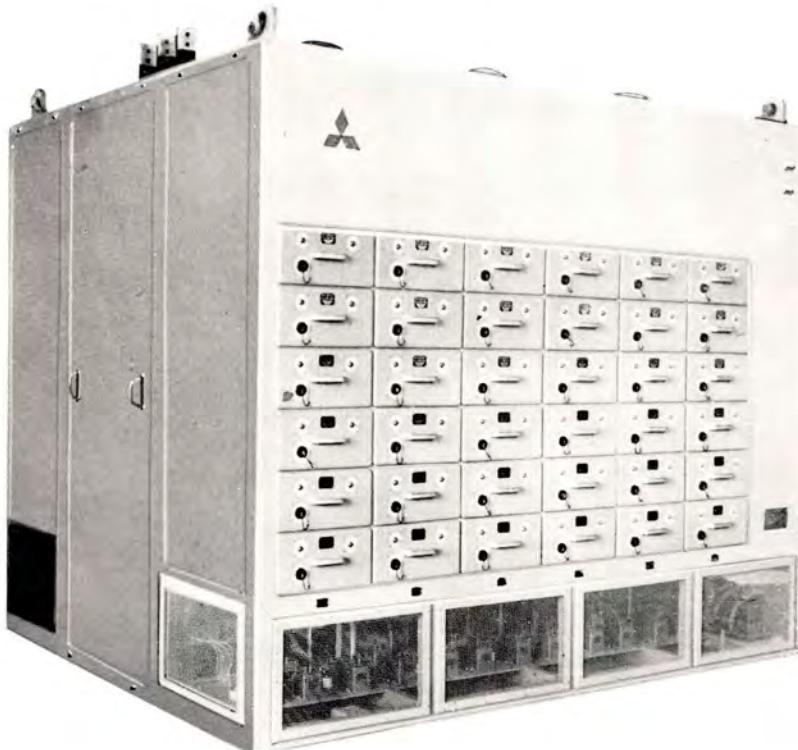


直流変換装置としてシリコン整流器は、その優位性と実用性を認識され、開発されてより日浅きにかかわらず、化学工業界の低電圧分野においてはすでに確固たる地位を築きあげ、さらにシリコン整流体の製作技術の長足の進歩により、電鉄用としても水銀整流器にとって変わりつつある。

このたび近畿日本鉄道恩智変電所納め 3,000 kW 1,500 V シリコン整流器は当社伊丹製作所で鋭意製作中であったが、本年 4 月現地据付けを終わり運転を開始した。

このシリコン整流器はわが国私鉄変電所として最初の 1,500 V を採用したものであり、容量 3,000 kW も私鉄業界として最大容量のものである。この変電所は遠方制御方式の無人変電所で 6.3 km はなれた弥刀変電所より遠方制御している。

シリコン整流器  
容量 3,000 kW  
直流電圧 1,500 V  
直流電流 2,000 A  
超重負荷公称定格



主変圧器  
三相屋外用超 D 種定格、  
油入自冷式  
電圧 22,000 1,170 V  
容量 3,300 kVA, 60 c/s  
(右側は直流リアクトル)