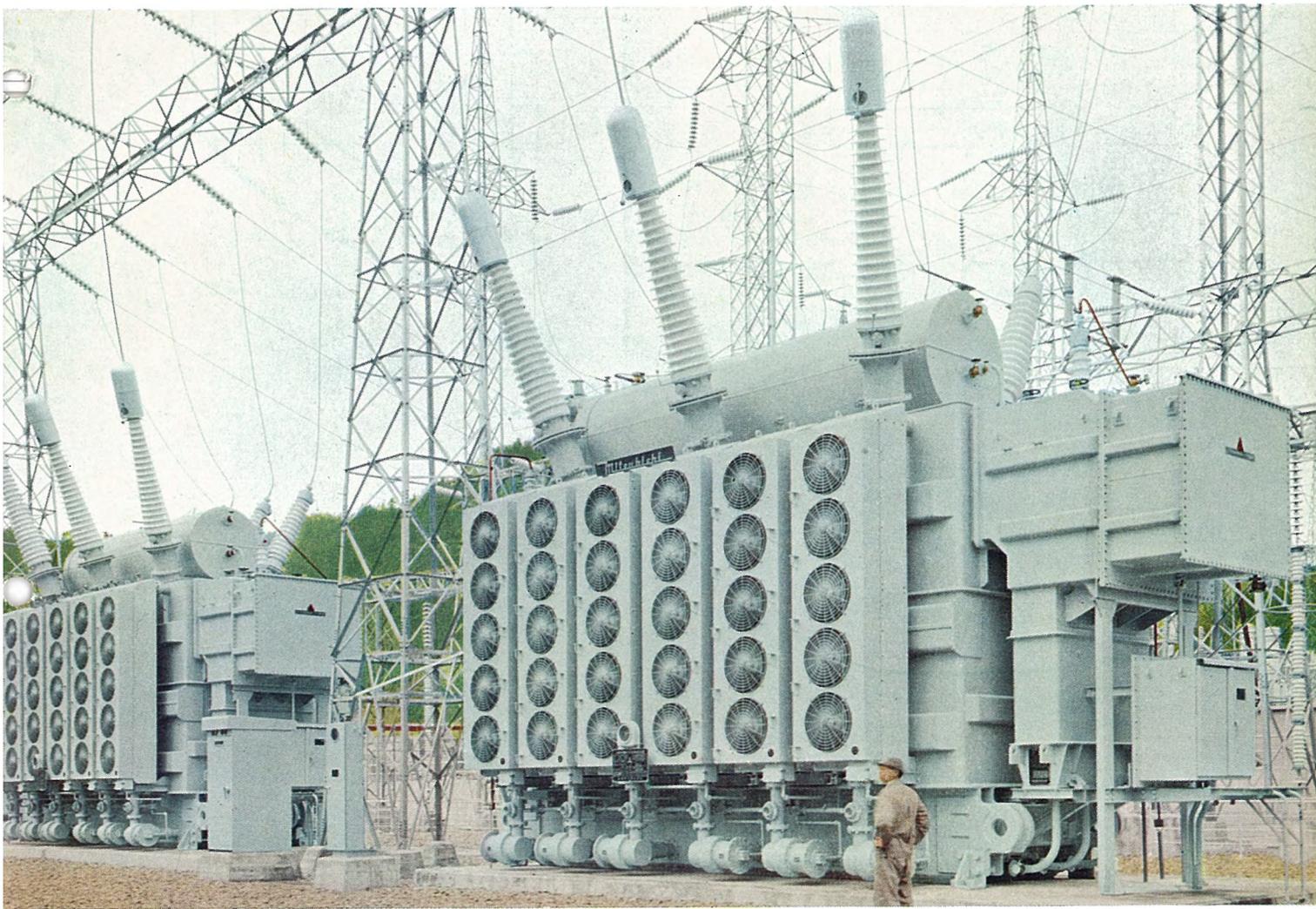


**MITSUBISHI DENKI**

# 三菱電機



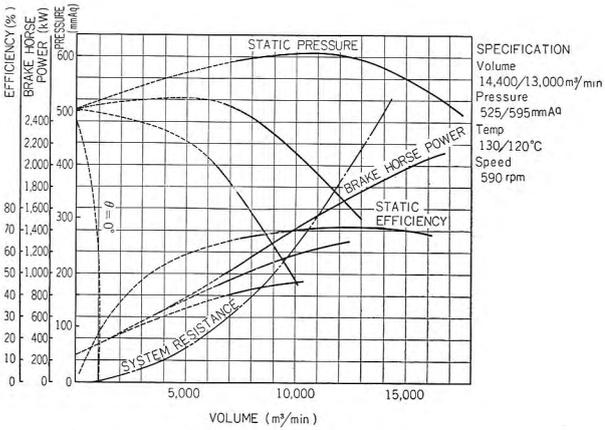
東北電力本名変電所納入 120 MVA 変圧器

**11**

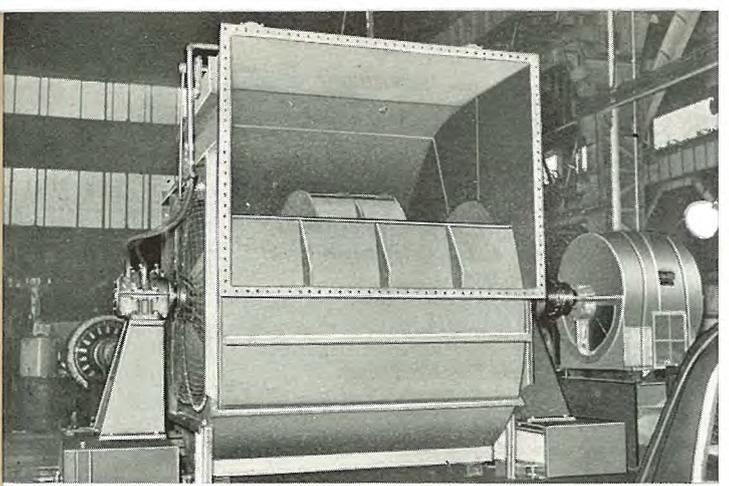
**VOL33 1959**

# 大形高性能 通風機 完成

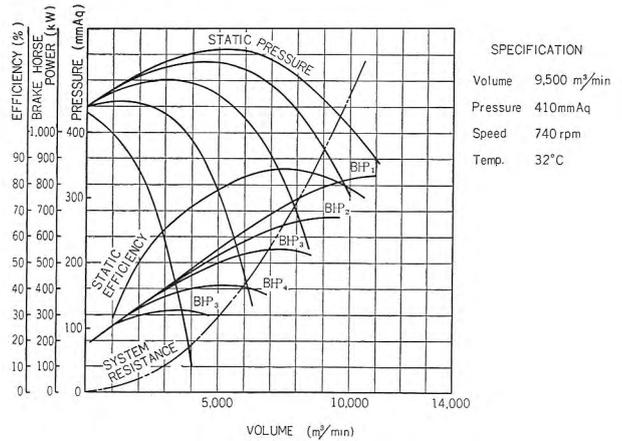
東京電力横須賀発電所向け 908 t/h ボイラ用通風機として、誘引・押込およびガス再循環通風機を製作中であつたが、今回誘引通風機および押込通風機が完成した。



ID-1015 誘引通風機



FA-4089 押込通風機

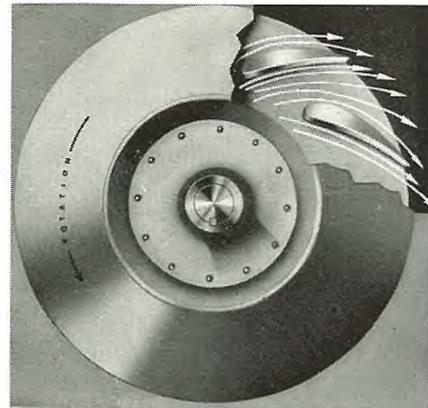


FA-4089 押込通風機

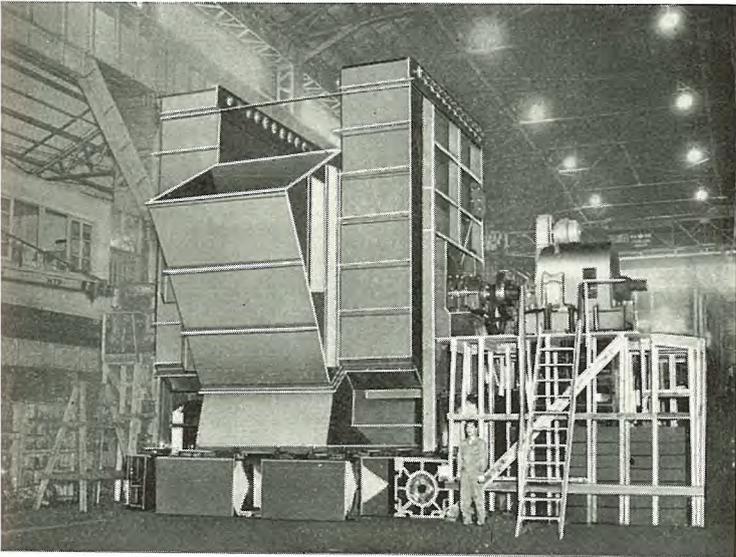
押込通風機は扇車の羽根を飛行機翼形にした翼形遠心通風機であり、このため騒音が低く、効率は全圧効率で90%の好成績を得た。将来の通風機はボイラ用などの大容量のものはいうまでもなく、一般換気用の通風機もこの翼形通風機に変わっていくことと信じている。

## 押込通風機仕様

形名	FA-4089 2台
構造	両吸込形、空冷スリーブ軸受 インレットベーンコントロール付
風量	9,500 m <sup>3</sup> /min
風圧	410 mm 水柱
回転数	740 rpm
駆動電動機	820 kW



翼形通風機

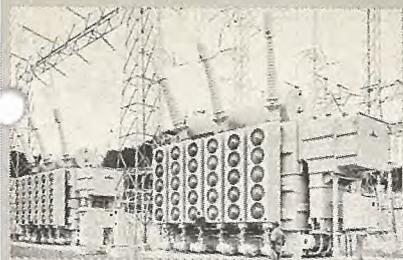


ID-1015 誘引通風機

誘引通風機はわが国としては最大の1機 2,000 kW の大容量のものであり、回転部分の振動および耐摩性にはとくに意を用いて製作し、風量制御は入口ダンパコントロール方式を採用した。

## 誘引通風機仕様

形名	ID-1015 2台
構造	両吸込、水冷スリーブ軸受 入口ダンパコントロール
風量	14,400/13,000 m <sup>3</sup> /min
風圧	525/595 mm 水柱
ガス温度	130/120°C
回転数	590 rpm
駆動電動機	2,000 kW



MITSUBISHI DENKI

# 三菱電機

表紙説明

東北電力株式会社 本名変電所に納入した120 MVA 変圧器は、負荷時電圧調整装置を直接本体に設置した超高压変圧器としては、わが国最大の記録品である。この変圧器は本体重量 189 t であるが普通三相式であるため、三相一括（輸送重量 180 t）のまま輸送することになり、狭軌では世界一の記録をもつシキ400形大物貨物車に乗せて輸送したものである。

主要変圧器 2台  
 屋外用三相三巻線外鉄形送油風冷式  
 負荷時電圧調整装置付 SU-B-UT 形  
 一次 287.5-284.4-281.3-278.1-275-271.9-268.8-265.8-262.5 kV  
 二次 161 kV  
 三次 21 kV (無負荷)  
 結線 一次星形 (直接接地) 二次星形 (抵抗接地) 三次三角 (首巻線)



三菱電機株式会社

本社 東京都千代田区丸の内 (東京ビル)  
 (電) 和田倉(20) 代表 1631・2331  
 神戸製作所 神戸市兵庫区和田崎町  
 伊丹製作所 兵庫県尼崎市南清水  
 長崎製作所 長崎市平戸小屋町  
 無線機製作所 兵庫県尼崎市南清水  
 名古屋製作所 名古屋市中区矢田町  
 静岡工場 静岡市東小 鹿 110  
 中津川工場 岐阜県中津川市駒場町  
 和歌山工場 和歌山県今宿青木町  
 福岡工場 福岡市今宿青木町  
 福山路工場 福山路市沖野上町  
 姫路工場 兵庫県姫路市千代田町  
 大船工場 神奈川県鎌倉市大船町  
 世田谷工場 東京都世田谷区池尻町  
 郡山工場 福島県郡山市境橋町  
 研究所 兵庫県尼崎市南清水  
 無線機製作所 東京都世田谷区池尻町  
 東京工場 東京都世田谷区池尻町  
 札幌修理工場 札幌市北二条東 12  
 東京商品所 東京都千代田区丸の内 2-20  
 (三菱商事ビル 2 階)  
 (電) 東京(21) 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  
 (電) 本局(23) 代表 6231  
 福岡営業所 福岡市渡辺通り 2 丁目 (電気ビル内)  
 (電) 福岡(2) 代表 6031  
 札幌営業所 札幌市大通り西 1 丁目 (大通ビル)  
 (電) 札幌(2) 代表 7236  
 仙台営業所 仙台市大町 4-175 (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 の 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 (第一生命ビル)  
 (電) ビル代表 2-5021  
 直通代表 2-4416  
 小倉出張所 小倉市京町 10 丁目 (五十鈴ビル)  
 (電) 小倉(5) 8234  
 静岡駐在員 静岡市呉服町 2 丁目 1 番地  
 (電) 静岡(2) 2595 (3) 2962  
 岡山駐在員 岡山市浜田町 20 番地  
 (電) 岡山(3) 2098  
 金沢駐在員 金沢市田丸町 55 番地  
 (電) 金沢(3) 6213

昭和 34 年 第 33 卷 第 11 号

目次

ED 713 形交流機関車……………待鳥 正・小原太郎・北岡 隆… 2  
 ED 713 形交流機関車用主変圧器……………  
 ………………田村良平・坂田邦寿・米沢克昌・米沢輝雄…13  
 ED 713 形交流機関車用イグナイトロン整流器および制御、保護装置…  
 ………………塚本昭三・田口 堅・室賀 淳・藤井重夫…23  
 287.5 kV 120 MVA 超高压負荷時タップ切換変圧器……………  
 ………………村上 有・谷中頼朝・田村良平・沖本邦夫・印藤義雄…31  
 3,450 V 3,000 A 用メタルクラッド配電盤……………清水良夫…42  
 3.6 kV 300 MVA 3,000 A 新形磁気シャ断器……………  
 ………………五十嵐芳雄・田中静一郎・富永正太郎・桜井武芳…48  
 吸湿プレスボードの誘電率と絶縁抵抗の関係……………白井万次郎…56  
 富士製鉄 1,860 kW 同期電動機の絶縁破壊試験……………  
 ………………阿部哲郎・菅原健一・大町久次・原 仁吾・津島 桂…60  
 高炉巻上機のリアクトル制御……………武田英夫…70  
 WT-R 形スベリ調整器……………木内 修…77  
 ドック照明の一方法……………佐々木武敏…82  
 OP 磁石磁気特性の温度変化……………中村 弘・河合 登…85  
 ジルコニウムとハフニウムの分離に <sup>181</sup>Hf の利用……………  
 ………………石橋 勝・今村 孝・小卷 仁…90

技術解説

メーザ・メーバの雑音……………喜連川隆・白幡 潔 106  
 火力発電シリーズ：電気室(1) 火力発電所用配電盤…………… 121

W社文献抄訳

大電流用トリニスタ・負荷に適合した運転・配電用変圧器の負荷管理・普通  
 白熱電球ソケットに使用できるケイ光ランプ・平面形ケイ光ランプ…………… 130

ニュースフラッシュ

九州電力 220 kV 北九州幹線の人工故障試験は好成績で完了・140 V 8,000  
 A 1,120 kW 江戸川化学山北工場向け風冷式シリコン整流器 3 組完成す・  
 電車用小形単位スイッチ完成す・低圧プラグイン・ブスダクト用 NFP 形ノ  
 ーヒューズシャ断器・MF 形および MU 形広範囲積算電力計…………… 132

特許と新案

(特) 内燃機関着火自動進角装置・(新) 伸縮管内の電線支持装置…………… 135

最近における当社の社外寄稿一覧

…………… 136

最近登録された当社の特許および実用新案

…………… 47, 69, 81

次号予定

…………… 136

# ED 713 形 交 流 機 関 車

伊丹製作所 待鳥 正\*・小原 太郎\*・北岡 隆\*

## Type ED 713 AC Locomotives

Itami Works Tadashi MACHIDORI・Tarō OHARA・Takashi KITAOKA

AC electrification by commercial frequency power of the Japanese National Railways on the Senzan Line has been so successful that the authorities made it their regular plan in the promotion of the railway facilities on various sections. AC locomotives, types ED 451 and ED 70, once carried laurel, have to admit their inferiority to type ED 713 newly designed for Tohoku Line based on the past experience. The new locomotives are intended to haul particularly heavy trains, weighing 64 tons and rated at 1,900 kW continuous. There are many slopes on the Tohoku Line and the locomotive is to haul 1,200 ton train for both passenger and freight use.

### 1. ま え が き

国鉄の商用周波数による本格的な交流電化は、仙山線の経験に基づいて北陸線において第一歩がふみ出されたのであるが、これに引きつづいて東北線黒磯以北も同方式で電化されることになった。

今回、国鉄当局ご指導のもとに当社が試作した幹線用 ED 713 形交流機関車は、これに応ずるもので客貨両用として、とくに重量列車をけん引するため機関車出力を大幅に増大するとともに、粘着性能を向上したほか今後の量産を考慮して交流機関車として、はじめて統一設計が行なわれている。

以下、この機関車の総合的な性能を紹介しご参考に使いたいと思う。

### 2. 設 計

#### 2.1 条 件

国鉄当局より指示された設計条件の主要点はつぎのと

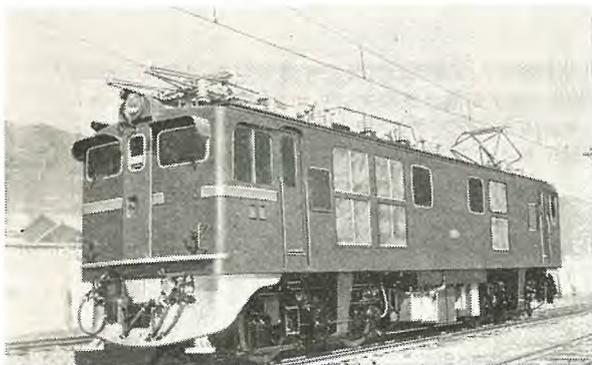


図 1.1 機関車外形

Fig. 1.1 Locomotive.

おりである。

- (1) 電気方式 単相交流 20 kV 50 サイクル
- (2) 軸 配 置 B-B
- (3) 軸 重 16 t 以下
- (4) 形 式 箱形・両運転台
- (5) 方 式 整流器式
- (6) 起動性能
  - a. 10% コウ配で、1,200 t (定数は 1,100 t) 貨物列車引出し可能なこと。
  - b. 25% コウ配で単機のばあい 650 t (定数 600 t)、重連のばあい 1,200 t (定数 1,100 t) 貨物列車の引出し可能なこと。
- (7) 速度性能(各コウ配における必要つりあい速度)
  - a. 旅客列車 10% で 70 km/h 以上  
25% で 60 km/h 以上 (重連)
  - b. 貨物列車 10% で 40 km/h 以上  
25% で 40 km/h 以上 (重連)
- (8) 最高運転速度
  - a. 旅客列車 100 km/h, 常用 95 km/h
  - b. 貨物列車 100 km/h, 常用 75 km/h

#### 2.2 問 題 点

上記の条件を満足するため、設計上とくに留意した点はつぎのとおりである。

(1) 東北線は 10% の連続コウ配が相当あるので、この区間において 1,200 t けん引するばあいの所要けん引力を連続定格とする必要がある。

すなわち、主電動機の定格はこの困難な条件に見合う熱容量とする必要があった。

(2) 10% コウ配における 1,200 t の引出しを確実にするためには見掛けの最大粘着係数を 40% 以上必要とした。このため、軸重補償、バーニヤ制御、空転検知などの種々な粘着増大方式を考慮しなければならなかった。

(3) 客貨両用であるため速度比を大にする必要があった。

(4) 一方、軸重面から機関車重量が制限されたため、上記の性能を落さずその軽量化を図る必要があった。など。

### 3. 特 長

(1) 単相交流でしかも商用周波数であるため、従来の直流式に比べ変電所や電車線などの地上設備が安価となり、きわめて経済的である。

(2) 4 動軸、64 t 機関車にもかかわらず連続定格出力 1,900 kW という狭軌用としては記録の容量を有し、主変圧器、イグナイトロン整流器などもこれに応じた大出力のものとなっている。

(3) 速度比が大きく客車・貨車両用の機関車として所定の運転ができる。

(4) 主変圧器は車両用として小形・軽量とするほか大容量であること、また将来乾式整流器が採用されたばあいなどを考慮してタップ切換えは高圧制御となっている。

(5) イグナイトロン整流器は車の振動に対しても十分な防振装置が施してあり、水冷式で適切な温度調整を行なうほか格子制御が可能となっている。

(6) 主電動機は、わが国最大の出力を誇り 1 時間定格出力 510 kW で 1,870 kg という軽量であり十分な耐脈流性を有している。

(7) 動力伝達方式はスプリングドライブ式で揺れまくら台車とともに、すぐれた走行特性を有している。

(8) 速度制御は超多段式を用い、起動時などにおける空転の発生を防止している。すなわち

a. 低速ノッチ (1~10 ノッチ) はイグナイトロン整流器の位相制御を大幅に採用し

b. 高速ノッチ (11~34 ノッチ) は高圧タップ切換器により多段式タップ制御を行なっている。

(9) とくに位相制御は、主幹制御器による基準電圧と主電動機の端子電圧を比較しながらその偏差により制御するいわゆる定電圧制御で超多段式となるほか、再粘着特性がきわめて良好である。

(10) 一方、コウ配起動における期待粘着係数 40% に対処するため、上記の超多段式制御のほか主電動機の回転力を真の軸の軸重に応じた値に制御するよう電氣的な軸重補償も行なっている。

(11) 空転を生じたばあいには各動軸に取付けた空転検知装置により

a. 小空転のばあいは、空転した主電動機用整流器の格子制御を行ない

b. 大空転のばあいは、同様整流器の消弧によりすみやかに空転を停止するようになっている。

(12) 重連総括制御が可能であって、コウ配の大きい区間やケン引荷重の多い区間で便利である。とくに、この総括制御は磁気増幅器を用いた特殊なもので、主幹制御器の操作により得られる信号電圧と位相制御器およびタップ制御器の信号電圧を比較し、その偏差により磁気増幅器を介して制御する画期的なもので機関車間の引通し線がきわめて少なくすみ合理的なものである。

(13) 交流補助回転機は従来と同じく構造簡単な三相誘導電動機を用いたほか、とくに専用の相変換機を設け各相の不平衡率を少なくしてある。

(14) 東北線用客車には電気暖房器が設けられるので機関車もこれに応じて主変圧器に 1,500 V 420 kW の四次巻線が設けてある。

(15) 台車は心皿位置をとくに低くした揺れまくら台車で軸重移動量が少なく、かつ走行特性がすぐれている。

(16) 各機器は、数個に分割したキャビネットに納め点検保守を容易にしてある。

### 4. 性能要目

この機関車の性能要目は表 4.1 のとおりで参考用として北陸線用 ED 70 形および ED 451 形交流機関車の性能を併記してある。とくに、速度比は ED 70 形の 2.53, EF 15 形 (直流機関車) の 1.7 に比べ ED 71 形は 2.64 という値が示すように広い速度範囲で使用でき客貨両用として満足すべきものである。

引出し特性およびつりあい速度は図 4.1 の速度—ケン引力曲線ならびに表 4.1 に示すとおりで図 4.2 に機関車ノッチング曲線を示してある。

そのほか、機関車重量も各機器をコンパクトに設計し図 4.3 に示すように合理的に配置することによって軽減を図ってある。

表 4.1 ED 71 形交流機関車主要性能要目

項番	項目	ED 71 形	ED 70 形 (北陸線用)	ED 451 形 (仙山線用)
1	電気方式	単相交流 20 kV 50 サイクル	単相交流 20 kV 60 サイクル	単相交流 20 kV 50 サイクル
2	方式	イグナイトロン 整流器式	イグナイトロン 整流器式	イグナイトロン 整流器式
3	軸配置	B-B	B-B	B-B
4	用途	客貨両用	客貨両用	客貨両用
5	運転整備時重量 (t)	64	62	60
6	主要寸法 (mm)			
	連結器間長さ	14,400	14,260	14,200
	車体高さ	3,550	3,527	3,440
	車体幅	2,800	2,800	2,800
7	機関車性能			
	連続定格出力 (kW)	1,900	1,500	1,000
	引張力 (kg)	16,000	14,700	10,600
	速度 (km/h)	42.5	36.5	34
8	主変圧器式	フォームフィット 外鉄形・送油風冷式	フォームフィット 外鉄形・送油風冷式	フォームフィット 外鉄形・送油風冷式
	容量 (kVA)	連続定格 2,200	連続定格 2,840	連続定格 1,510
	イグナイトロン 整流器式	単極封ジ切り・ 水冷式	単極封ジ切り・ 水冷式	単極封ジ切り・ 水冷式
	容量	660V 775A 8 タンク	570V 710A 8 タンク	500V 550A 8 タンク
10	主電動機			
	連続定格出力 (kW)	475	375	250
	電圧 (V)	660	570	500
	電流 (A)	775	710	550
11	動力伝達方式	一段歯車減速可とう 駆動式	一段歯車減速可とう 駆動式	一段歯車減速可とう 駆動式
	歯車比	15 : 82 = 1 : 5.47	16 : 91 = 1 : 5.69	16 : 91 = 1 : 5.69
	歯車輪径 (mm)	1,120	1,120	1,070
	制御方式	高圧タップ切換え・ 位相制御	低圧タップ切換え・ 弱界磁制御	低圧タップ切換え・ 弱界磁制御
12	ノッチ数	10ノッチ (実際は30ステップ)	34ノッチ	35ノッチ
	重連制御方式	24ノッチ 位置追従方式 (磁気増幅器使用)	可	能
	制御電圧 (V)	DC 100	DC 100	DC 100
	交流補助回電機	AC 三相50サイクル 400V カゴ形	AC 三相60サイクル 400V カゴ形	AC 三相50サイクル 400V カゴ形
13	起動方式	誘導電動機 相変換機使用 抵抗起動	誘導電動機 起動電動機と自 動順序起動	誘導電動機 起動電動機と手 動順序起動
	集電装置	PS 100A パンタ グラフ 2 台	PS 100A パンタ グラフ 2 台	S-650 パンタグラフ 2 台
15	ブレーキ装置	EL14AS 空気ブ レーキと手ブレーキ	EL14AS 空気ブ レーキと手ブレーキ	EL14AS 空気ブ レーキと手ブレーキ

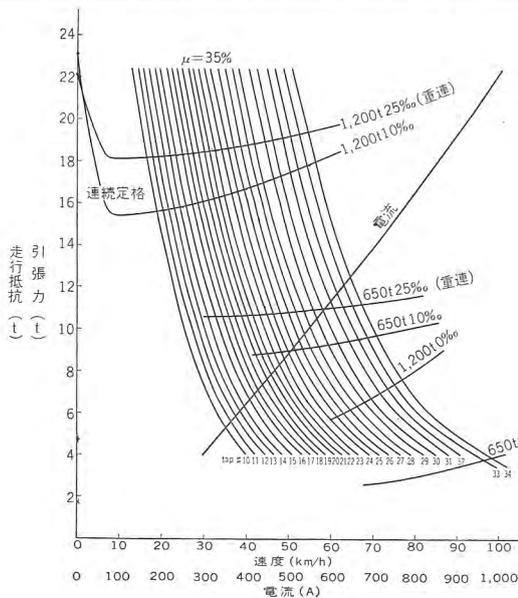
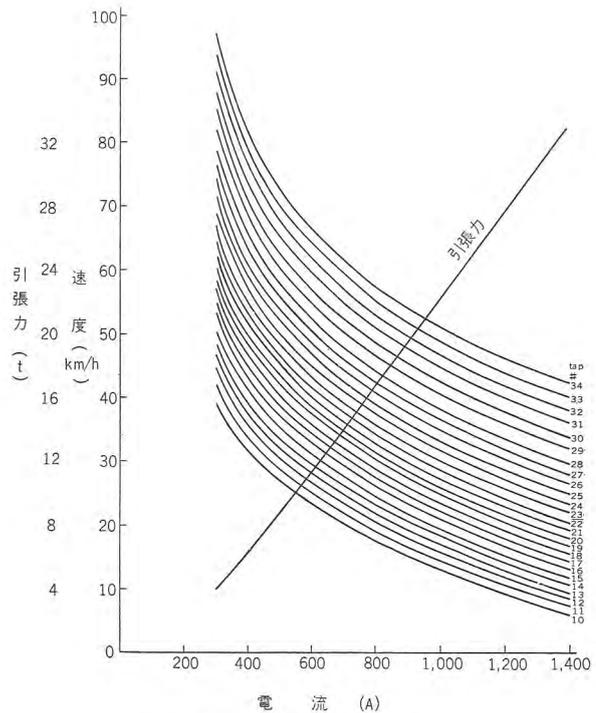


Fig. 4.1 Speed-tractive effort curves.



線電圧 AC 20 kV 1φ 50 c/s  
機関車重量 64 t  
主電動機 MT 101 (475 kW) × 4

Fig. 4.2 Notching curves.

表 4.2 つりあい速度一覧表

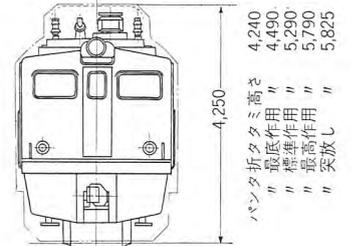
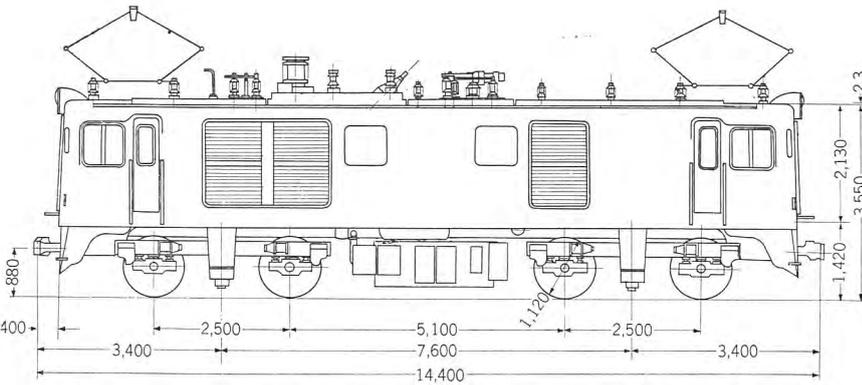
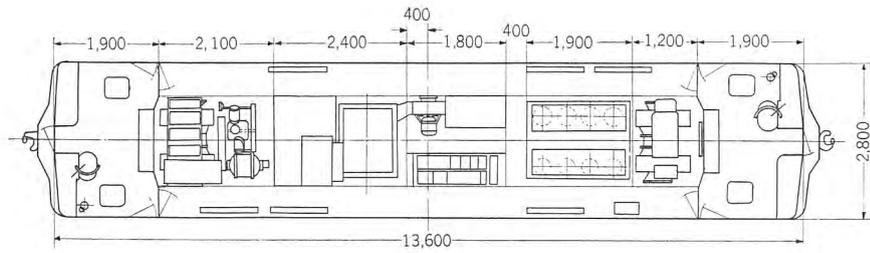
コウ配 (0/00)	荷重 (t)	速度 (km/h)	ノッチ	主電動機電流 (A)	連続定格に対する %	記事
0	650	83 (98)	27 (34)	250 (290)	32 (37.5)	
0	1,200	64.5 (76.6)	27 (34)	390 (450)	50 (58.0)	
10	650	55 (70.3)	27 (34)	510 (535)	66 (69.0)	
10	1,200	42.3 (56)	27 (34)	810 (850)	104 (110)	
25	650	55 (66.9)	27 (34)	510 (590)	66 (76)	重連
25	1,200	40 (54)	27 (34)	880 (900)	114 (116)	重連

注: ( ) 内はオーバタップ 34 ノッチの場合を示す。

## 5. 制御方式

この機関車は幹線用として重量列車をケン引する目的により設計されたものであり、したがって粘着性能を向上させ、機関車の出力も ED 70 形より大幅に増大し、さらに必要ならば重連を行なうことによってケン引力を倍加するといった性能が要求されたのである。

このために、制御方式は ED 70 形とは大幅に異なり、とくに低ノッチではイグナイトロンの格子制御による超多段制を、また中ノッチ以上では高圧側タップ切換方式を採用した。前者は起動時のケン引力を粘着限界いっぱい利用する目的のものである。高圧側タップ切換方式は低圧側タップ切換方式に比べて、操作上のむだ時間が大きいのが欠点であるが、これはイグナイトロンの格子



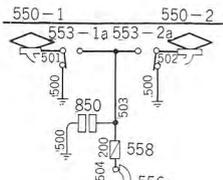
1. 電気方式 単相交流 50 サイクル 20 kV
2. 形 式 水銀整流器式
3. 軸 配 置 ED 形 (B-B)
4. 用 途 客貨
5. 機関車重量 64,250 kg
6. 機関車寸法  
連結器面間距離 14,400 mm  
車 体 長 13,600 mm  
心ザラ間距離 7,600 mm  
車体高 (レール面上) 3,550 mm  
パンタグラフ折タミ高 (レール面上) 4,250 mm  
車 体 幅 2,800 mm  
固 定 距 離 2,500 mm
7. 機関車性能

8. 主変圧器  
様式 外鉄形、送油風冷式フォームフィット  
容量 連続定格 2,200 kVA
9. 整流器  
様式 イグナイトロン液冷式 30 cm  
容量 DC 660 V 775 A (2 タンク)  
8 タンク
10. 主電動機  
連続定格出力 475 kW  
連続定格引張力 16,000 kg  
速 度 42.5 km/h  
最大運転速度 90 km/h  
最大引張力 25,600 kg

11. 駆動装置  
様式 1 段歯車減速クイル式  
歯車化 82 : 15 = 5.47  
車輪径 1,120 mm
12. 制御装置  
様式 主変圧器一次側制御およびイグナイトロン格子制御重連総括制御
13. 集電方式 PS100A 形パンタグラフ空気上昇自重下降式
14. ブレーキ装置 EL14A 空気ブレーキおよび手ブレーキ

図 4.3 ED 71 形機関車外形

Fig. 4.3 Outline of Type ED 71 locomotive.



タップ切替器カム軸接触器動作順序表

タップ	T <sub>1</sub>	T <sub>2</sub>
1	○	○
	○	○
	○	○
2	○	○

軸重補償カム軸接触器動作表

接触器	C							
	1	2	3	4	5	6	7	8
平常	○	○	○	○	○	○	○	○
前進				○				
後進	○				○			

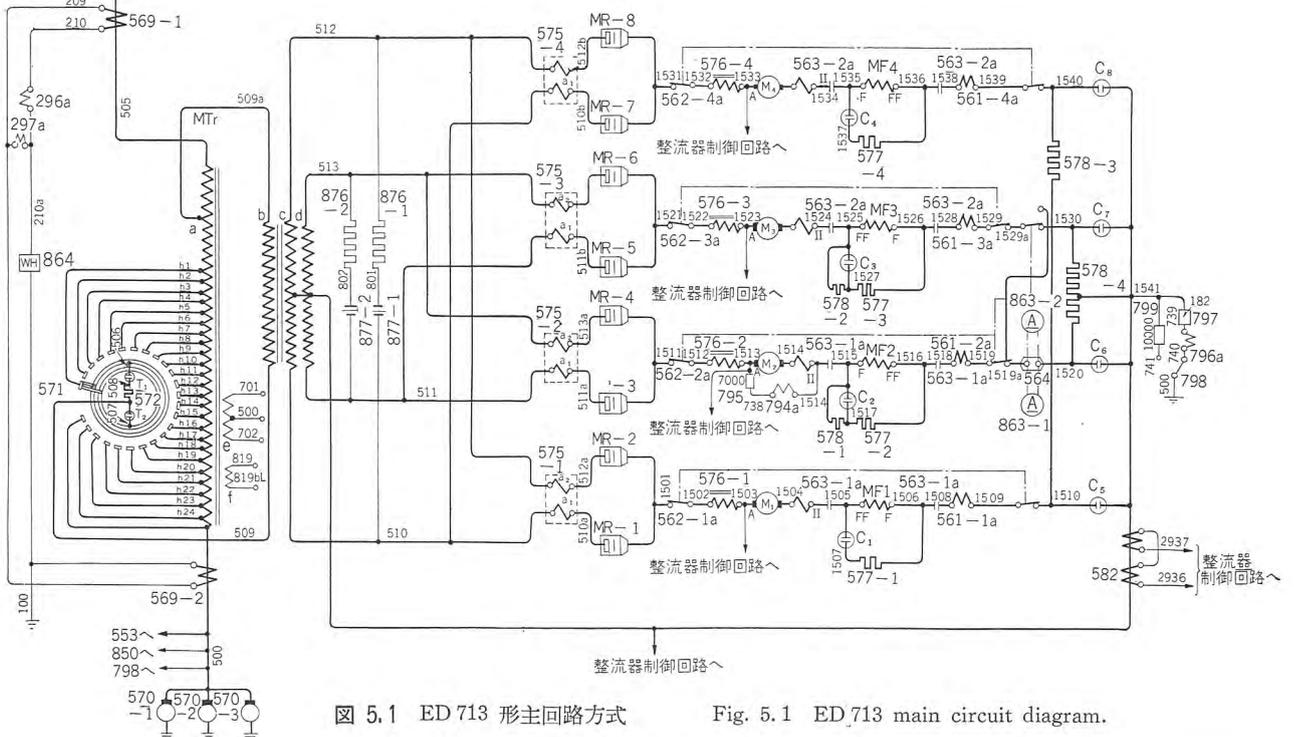


図 5.1 ED 71 形主回路方式

Fig. 5.1 ED 71 main circuit diagram.

制御を低ノッチで併用する方式によって重量の点で楽にしている。そのほか ED 70 形に比べ制御方式がかなり相違しているの、それらについて次に述べよう。

### 5.1 主回路関係

電圧制御の方式は1ノッチから10ノッチまでは30段階のイグナイトロン格子制御によるノッチレス方式でノッチアップの際のピーク電流を実用上無視できる程度まで少なくし起動時の空転の誘発を防いでいる。

11ノッチから最終ノッチまでは高圧側タップ切換器による電圧制御である。したがって主変圧器は調整変圧器と整流器変圧器があり、一次切換えを容易にするとともに、整流器変圧器の二次巻線は2組に分け、イグナイトロン逆弧時の逆弧電流を少なくするよう考慮されている。

主電動機回路は各回路に直流リアクトルを入れ脈率を下げるようになっている。リアクトルを各回路に分離したのは空転の際、各回路が影響しあって空転を誘発することを防ぎかつ逆弧時の悪影響を考慮したためである。

また重量ケン引の際の軸重移動による見掛上の粘着性能の低下を、電気的軸重補償により防止している。これは低速では主電動機回路に挿入された直列抵抗により、また中速以上では界磁分路率の調整により軸重の減った軸の主電動機トルクを減らすよう前後進に応じて回路を

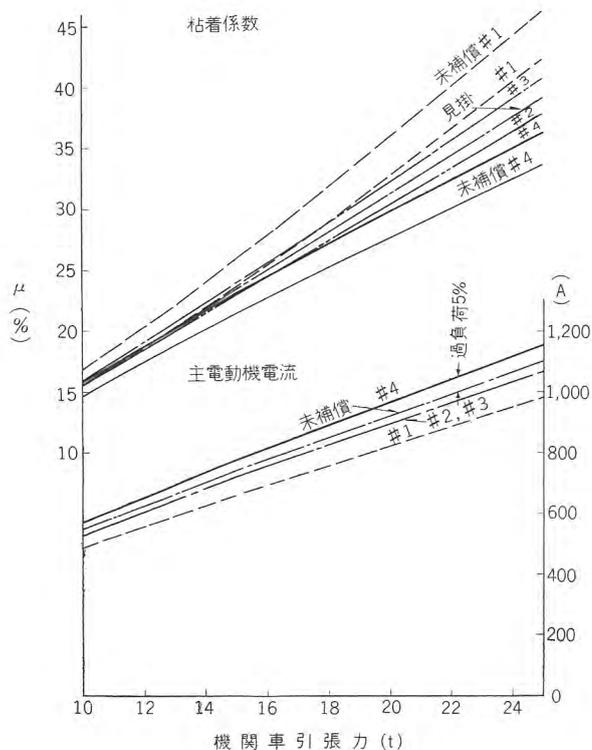


図 5.2 軸重補償効果  
Fig. 5.2 Weight transfer compensating effect.

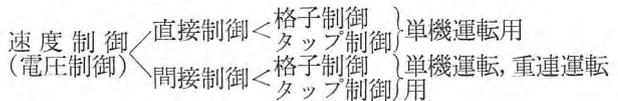
切替えるようになっている。

そのほか直流区間冒進の際の保護用主ヒューズ、交流事故電流シャ断用の空気シャ断器、避雷器、フィルタコンデンサ、など ED70 形同様取付けられている。

主回路保護用継電器として、一次側タップ切換えにしたための接地故障検出用差動継電器と、逆弧検出用高速度過電流継電器がつけられているので保護は万全である。

### 5.2 制御回路関係

制御回路中おもなるものは、主電動機電圧を制御するタップ切換器の制御およびイグナイトロンの格子制御をするための位相制御器の制御であって、これは重連総括制御をする目的から磁気増幅器を用いた間接制御と、単機運転専用の直接制御の双方によって制御される。



直接制御方式とは、従来の電気車に使用されていた方式で、操作すべき電磁弁とか、リレーなどを直接主幹制御器から送られた電源により励磁するもので、多段制御をするためには多くの制御配線を必要とする。したがって重連総括制御する場合には車間の引通線の数が多く不便である。

間接制御方式とは、主幹制御器からは各ノッチを電圧に置換えた基準電圧を出し、これにより制御される機器すなわち位相制御器、タップ切換器が磁気増幅器を介

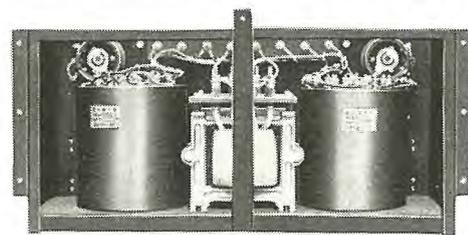


図 5.4 間接制御用磁気増幅器  
Fig. 5.4 Mag. amp. for indirect control.

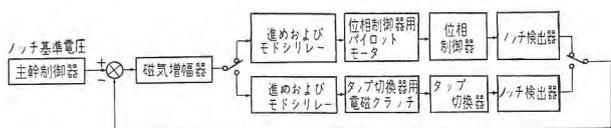


図 5.5 間接制御説明図  
Fig. 5.5 Instruction diagram for indirect control.



図 5.3 主幹制御器  
Fig. 5.3 Master controller.

して位置制御されるもので、わずかに2本の制御配線により54のステップが制御される。したがって重連の際の引通線が格段に少なくなり非常に便利となる。このため間接制御をするための磁気増幅器が必要になるが、これは進めおよびもどし用継電器を励磁する程度でよく、小形である。この直接間接の切換は直間切換スイッチにより運転台で簡単に切換えられるようになってい

(1) イグナイトロン格子制御による電圧制御(速度制御)

図5.6に示すように10ノッチまではタップを切換えることなくイグナイトロンの格子制御によって定格775

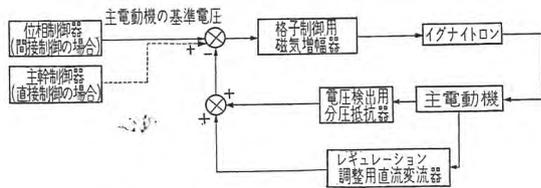


図 5.6 主電動機電圧制御回路説明図  
Fig. 5.6 Sequence diagram for traction motor voltage control circuit.

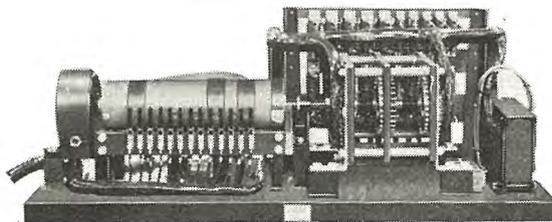


図 5.7 位相制御器  
Fig. 5.7 Ignitron phase shifting controller.

A×4回路で300Vまで定電圧制御を行なう。これは位相制御器により発生された基準電圧により主電動機電圧が制御されるものでタップ制御段の電圧変動率にあわせるためIR補償回路が付加され適当な変動率が得られるようになっている。

この位相制御器は主幹制御器のノッチ基準電圧によりそのノッチ位置が制御されるもので、主電動機の基準電圧を発生するタップトランスおよびシユウ動抵抗、補助セグメント、駆動用パイロットモータ、ノッチ位置検出用シユウ動抵抗よりなっている。このように位相制御器を格子制御の中間的介在物として設けたのは次のためである。

- 試作3両の整流器制御方式の差異を位相制御器でカバーする。
- 主幹制御器を急激にノッチアップしても主電動機電圧が適当な速さで上昇するように制御される。

この位相制御器による10ノッチまでの上昇時間は約7秒に調整されている。なお直接制御の場合は主幹制御器より直接主電動機基準電圧が出るようになっている。

(2) タップ切換器による電圧制御(速度制御)

格子制御により10ノッチまで制御されたあとは、調整用主変圧器のタップ切換えにより電圧が制御される。間接制御の場合タップの位置は主幹制御器のノッチ基準電圧により制御されるのは位相制御器と同様である。ただしタップ制御器は必ず正規のノッチ位置で停止しなければならないのでタップ移行途中は停止しないよう送りドラムで停止位置を補正している。

直接制御の場合は従来の機関車と同様な制御方法になっている。

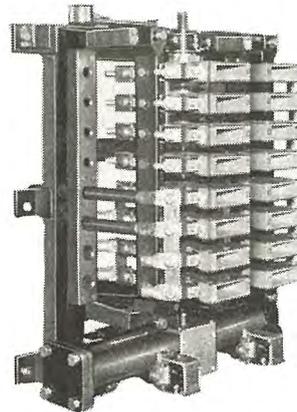


図 5.8 軸重補償転換機  
Fig. 5.8 Change-over switch for weight transfer compensation.

タップ切換器はマグネットクラッチを介してパイロットモータにより駆動され、これの制御は小形の補助リレーにより簡単に行なうことができ、しかも動作がはやい特長を有している。

(3) 空転対策

交流機関車はその再粘着の優秀性が大きな特長の一つであるが空転対策



図 5.9 空転検知用磁気増幅器  
Fig. 5.9 Magnetic amplifier for slip detection.

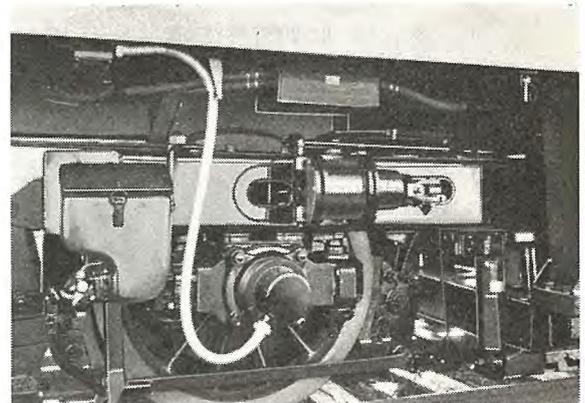


図 5.10 空転検出用車軸発電機  
Fig. 5.10 Axle generator for slip detection.

としては、この再粘着特性のほかに次の装置を有している。

空転の発生をできるだけ押えるために機械的軸重の不均衡を電気的補償法で補償し見掛上の粘着係数を向上する軸重補償装置が設けられている。

このほかに、空転発生の場合これをいち早く検出して空転した軸の電動機回路のイグナイトロンの位相制御により電流をしぼり再粘着を容易にしている。空転の検出は各車軸につけた車軸発電機の電圧をおのおの比較しこれを磁気増幅器により増幅して空転継電器を動作させるようにしてあるので検出感度は非常に高い。このほかに他の機関車同様空転時砂をまく装置も有している。

### 5.3 補助回路関係

補助回路関係は大体次のものから成っている。

相変換機と補助回転機類

同上起動装置と保護装置

直流発電機と蓄電池および充電回路

補助空気圧縮機

補助回転機類は 440 V 三相の誘導電動機で、それには専用の相変換機を有し、単相を三相に変換して補機電源としている。補機類の起動は限時継電器による順序起動であり、電磁接触器を用いているが各回転機回路にはノーヒューズシャ断器がはいており、これを保護している。補機回路の保護は2種類の過電流検出器すなわち回路短絡のような大電流事故のときただちに動作する過電流継電器と、起動が円滑に行なわれず起動時の過電流が持続したときに動作する熱動過電流継電器とが設けられている。

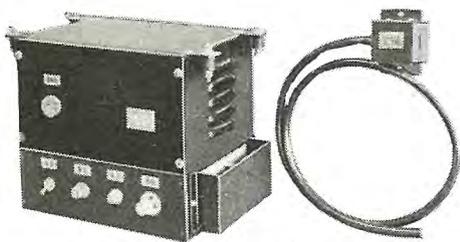


図 5.11 架線電圧検知装置

Fig. 5.11 Line voltage detecting device.

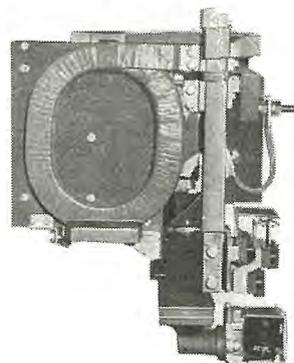


図 5.12 SR 1007 形単位スイッチ 1,500 V 300 A

Fig. 5.12 Unit switch.

補機のうち、空気圧縮用電動機は容量も大きく起動停止をひんぴんと繰り返すので起動条件が悪いときはアンローダをきかせて負荷を軽くして起動を容易にするようになっている。

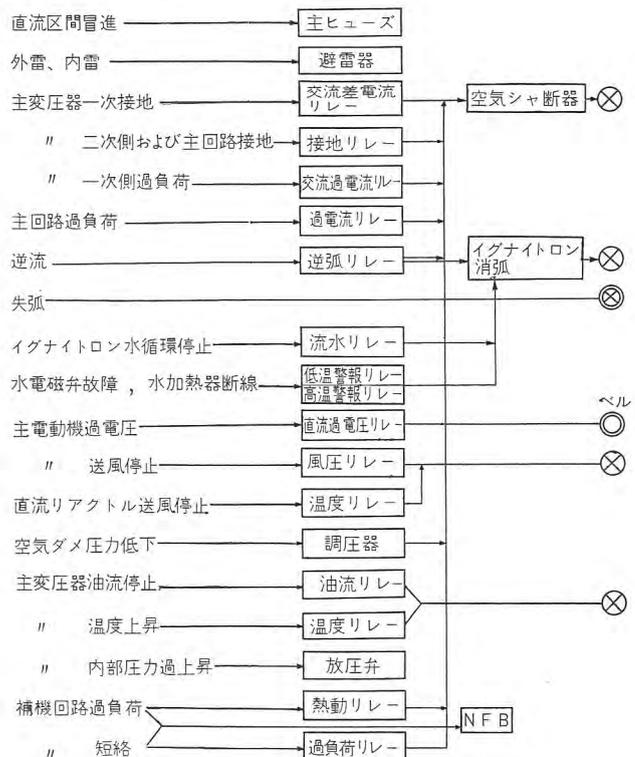
そのほか運転室の暖房用ヒータ、制御装置用交流電源などは 440 V タップより取っている。

またパンタグラフを上げなくても架線が加圧されていることを検出する架線電圧検知装置がついている。

客車の暖房は従来の蒸気式に代って電気式になり 1,500 V 交流電源より取っている。容量は 420 kW であって回路の開閉は空心形単位スイッチで行なっている。

### 5.4 保護装置

交流機関車は直流機関車と異なり変電所に相当する部分まで車内に装備しているので保護装置は当然複雑となるが運転手がこれを素早く確実に認められるようにしておかなければならない。したがって保護系統は非常に簡潔化されていて不必要な表示は運転室内には行なわず車庫に帰ってからでも確認できるようになっている。すなわち保護継電器はそのほとんどが自由復帰機構となっていて、必要なものには動作表示ターゲットがついている。保護を行なう元締は、空気シャ断器により、そのほかの部分的保護は各回路ごとに行なうようになっている。この保護系統は次のようである。



⊗: 機械室表示灯

⊗: 運転室表示灯

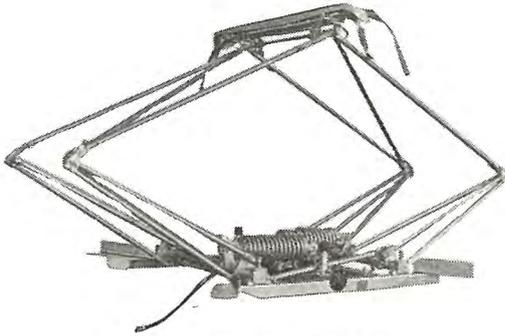


図 6.1 パンタグラフ外形  
Fig. 6.1 Pantograph.

## 6. 主要機器

この機関車は、試作の意味もあり東芝・日立および当社の3社による統一設計であるため、主変圧器、整流器を除く各部品はそれぞれ分担して集中生産することになった。その主要機器の概要はつぎのとおりである。

### 6.1 パンタグラフ

交流電気機関車用として架線に対する高度の追従性と必要にして十分な集電容量を有する空気上昇・自重下降式で、今後の標準形式の一つとして設計したものである。外観は図 6.1 に示すとおりで定格集電容量 300 A、最大運転速度 100 km/h で押上力は  $4.5 \pm 0.4$  kg である。

なお、パンタグラフは機関車屋上に2台装備してあるが、集電容量が直流に比べ少ないため進行方向に対しつねに後方の1台を使用するとともに、相切換セクション通過時の問題や、また万一パンタグラフが破損しても他の屋上機器が影響をうけないよう考慮してある。

### 6.2 パンタグラフ断路器

定格電圧 23kV、電流 200A の単極双投のスイッチで各パンタグラフ回路に1台ずつ屋上に設け、屋根を貫通したハンドルによって車内から手動により開閉操作を行なうようになっている。この操作はつねに無負荷で行なうよう主幹制御器の補助ハンドルで解錠することによって可能としてある。

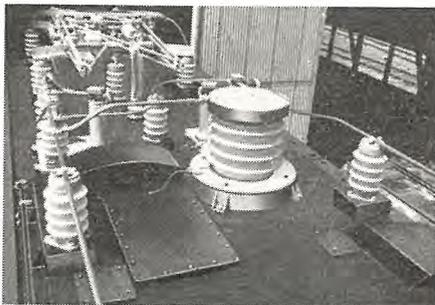


図 6.2 交流避雷器外形  
Fig. 6.2 Arrester.

### 6.3 避雷器

磁気吹消形交流避雷器で、車両用として耐振構造や高さに特別の考慮を払ってあるほか、とくに発電所用と異なるところは常規対地電圧が約 1.7 倍であるため分路抵抗値を高くし漏洩電流値を発電所用と同程度にしてある。その要目はつぎのとおりである。

商用周波許容端子電圧	28 kV
商用周波放電開始電圧	50 kV
衝撃放電開始電圧	$1 \times 40 \mu\text{s}$ 80 kV 以下
波頭放電	85 kV 以下
制限電圧	1.5 kA で 74 kV 以下
	5 kA で 84 kV 以下
衝撃放電耐量	100 kA
長波尾放電耐量	300 A 2 ms 20 回
動作責務試験時の衝撃電流	10 kA

### 6.4 交流側フィルタ

整流器で交流を直流に変換するとき、交流側の電流波形は正弦波でなく基本波のほか高調波を含むため線路近傍の通信線に雑音電圧を生じる。この影響を除くため主変圧器の整流器巻線にコンデンサおよび抵抗よりなるフィルタ回路を設けてある。

### 6.5 主ヒューズ

機関車が誤って直流電化区間に冒進したばあい、ただちに動作して主変圧器の焼損事故を防止するためと、交流 20 kV 短絡事故のばあいの空気シャ断器の Back up として車両屋上にパンタグラフと空気シャ断器間に設けてある。外観は図 6.3 に示すとおりで定格および直流シ

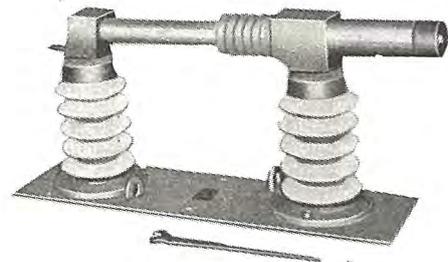


図 6.3 主ヒューズ  
Fig. 6.3 Main fuse.

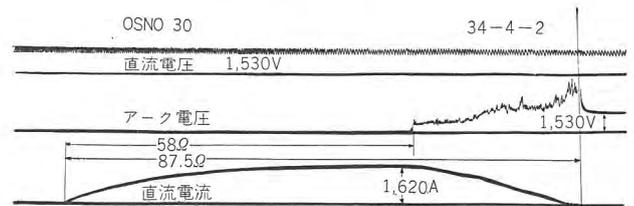


図 6.4 主ヒューズ直流シャ断試験  
Fig. 6.4 DC rupturing test of main fuse.

シャ断容量はつぎのとおりで代表的なオシロを図 6.4 に示してある。

定格	単相交流 20 kV 50 サイクル 200 A
直流シャ断容量	1,500 V 5,000 A (20 mH で)
交流 3,000 A の短時間許容時間	0.039 sec
交流 3,000 A の溶断時間	0.08 sec
直流シャ断時間	
ED 711 形用	最大 1,490 A 1.5 sec
	最小 755 A 14.0 sec
ED 712 形用	最大 1,680 A 1.0 sec
	最小 760 A 14.0 sec
ED 713 形用	最大 2,260 A 0.4 sec
	最小 1,280 A 2.4 sec

### 6.6 空気シャ断器

外觀は図 6.5 に示すとおりで機能は直流機関車の高速度シャ断器に相当する。すなわち一次側、二次側の過負荷や短絡事故のばあい、圧力空気によって迅速に一次側の交流電流をシャ断し主回路を開くもので、機関車屋根をかねるベースの上方にはシャ断部、断路部および非直線並列抵抗を設け、下部には空気ダメ、操作機構などが配置されている。

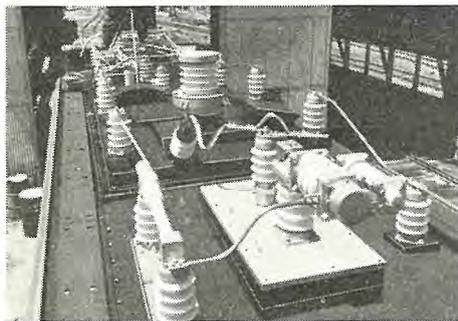


図 6.5 空気シャ断器外形  
Fig. 6.5 Air blast breaker.

閉路動作は同用ならびに開用電磁弁を励磁したのち、前者を消磁することによって可能であり、開路動作は同用電磁弁を消磁することによってシャ断器はただちに開路し、ポンピング動作は制御回路によって電氣的に防止してある。要目はずぎのとおりである。

電気方式	単相交流 23 kV 50 サイクル 200 A
定格シャ断容量	100MVA (1.8kc 気圧 5.6~7kg/cm <sup>2</sup> )
	50 MVA (1.8 kc 気圧 5 kg/cm <sup>2</sup> )
定格シャ断電流	4,400 A
定格短時間電流	4,400 A 2 秒
定格動作時間	開極: 0.065 秒
	シャ断: 5 サイクル

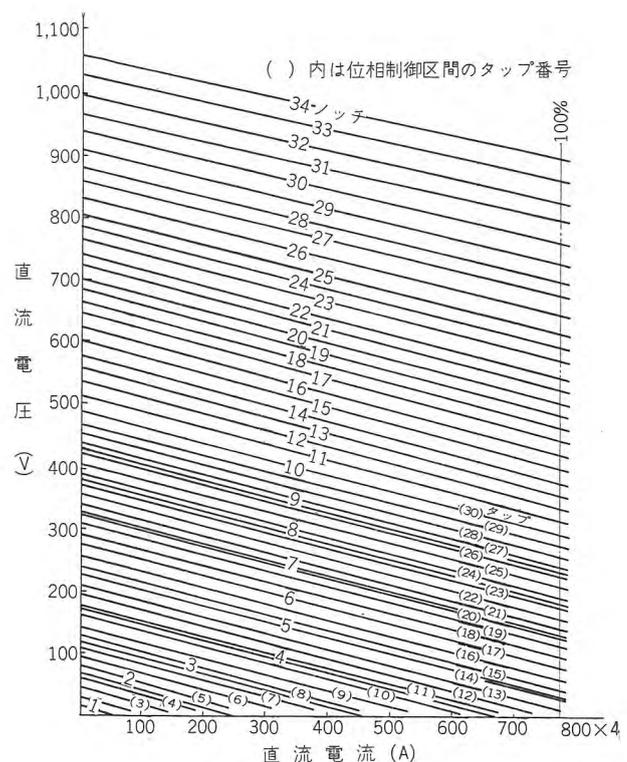


図 6.6 電圧変動率曲線  
Fig. 6.6 Voltage regulation curve.

### 6.7 主変圧器およびタップ切換器

主変圧器はフォームフィット外鉄形で、電圧調整用の単巻変圧器と整流器用変圧器ならびに補機、列車暖房用巻線からなり中性点接地を施してある。

また、この機関車は高圧タップ切換方式を採用しているため、新たに設計した円筒形油入タップ切換器を主変圧器と一体に組立ててあり各ノッチにおける電圧—電流曲線は図 6.6 に示してある。なお、性能・構造などについては後に詳述してある。

### 6.8 イグナイトロン整流器装置

単極封ジ切り水冷式イグナイトロン整流器および付属装置よりなり、主電動機 1 台に対し 2 タンクの整流器をもって単相全波回路を形成している。したがって、イグナイトロン整流器は 8 タンクを有しそれぞれの制御装置と車体通風窓に 6 分割して取付けられた再冷器を付属している。

とくに、イグナイトロン整流器は主幹制御器による定電圧制御を行なうため格子制御が可能でありまたそれに必要な制御回路を有している。性能・構造の詳細については後述してある。

### 6.9 直流リアクトル

外觀は図 6.7 に示すとおりで主回路が単相全波回路であるため電流波形はいちじるしい交流分を含んだ脈流で

あるので、これのできるだけ直流波形とするため各主電動機回路にこの直流リアクトルを挿入してある。なお、インダクタンスを規定値におさえ重量軽減を図るため偏分導磁率の大きい冷間圧延ケイ素鋼帯を使用し鉄心には巻鉄心を用い、4 台の直流リアクトルを 1 箱に納め強制通風とし床下に取付けてある。

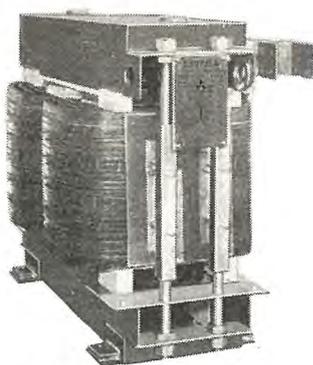


図 6.7 直流リアクトル  
Fig. 6.7 DC reactor.

定 格	連続定格
形 式	内鉄形・H 種乾式
冷却方式	強制通風式
インダクタンス	4mH ±15% (定格 775 A で)

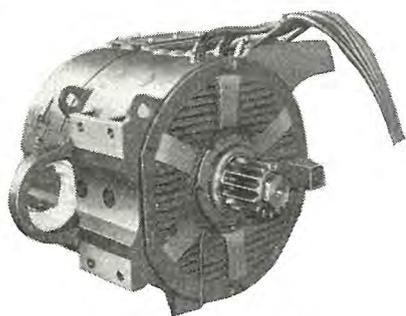


図 6.8 主電動機外観  
Fig. 6.8 Traction motor.

### 6.10 主電動機および駆動装置

機関車の心臓部ともいべき主電動機の外観は図 6.8 に示すとおりで、バネ上台車装架式とし動力伝達は一段減速固定クイル可とう駆動方式となっている。

この主電動機は要求される機関車特性に応じ、連続定格出力 475kW という狭軌用としては驚異的な大出力で、一昨年製作した ED 70 形用主電動機 (連続定格出力 375 kW) の設計を骨子とし若干の高速化とわずかの外形・重量の増加により大幅の出力増大を可能としたもので、従来の MT 42・43 に比べ 1.57 倍の出力にもかかわらず重量はわずかに 54% と軽量化されている。

しかも、大容量に見合う強制通風を行なっているがどうしても熱容量が小さくなるため H 種絶縁を豊富に用いた特 B 種絶縁を採用し、直巻界磁は常時 15% 分流を行なって図 6.9 に示すオシロのように界磁電流の平滑化を行なうほか、コウ配起動など

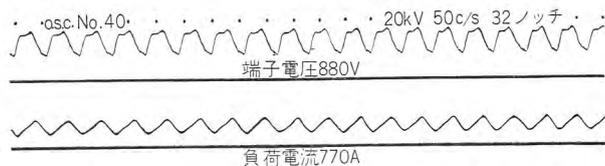


図 6.9 組合わせ試験, MT 101 形主電動機 100% 界磁  
Fig. 6.9 Combination test, type MT 101 traction motor 100% field.

のため分流率を変えて軸重補償も行なっている。要日はずぎのとおりである。

方式 直流直巻補極付・常時 15% 分流  
形式 閉鎖他力通風形

定 格	連続定格	1 時間定格
出力 (kW)	475	510
電 圧 (V)	660	660
電 流 (A)	775	832
回転数 (rpm)	1,140	1,110
風 量 (m <sup>3</sup> /min)	80	80

駆動装置は当社独特のいわゆるスプリングドライブ式で主電動機とともに台車ワクに装架されるため軸箱・輪軸だけがバネ下重量となり、振動性能は向上し高速車用としては好個のものである。このほか従来のツリ掛式、中空軸式と異なり大歯車がコロ軸受を介して主電動機に固定された形となるため大小歯車の中心間距離はいかなるばあいでも一定で、つねに円滑なかみ合いが確保されこれと動力伝達バネの緩衝作用力により歯車のモジュールを大幅に小さくでき大きな歯車比にもかかわらず小車輪径に納めることができた。

また、可とう伝達部分とはくに摩耗の少ない材料 (バ

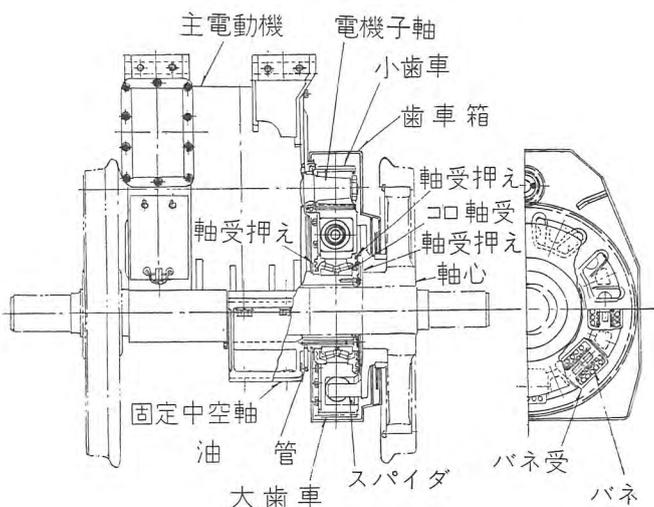


図 6.10 駆動装置構造図  
Fig. 6.10 Construction of driving mechanism.

表 6.1 交流補助回轉機一覽表

項番	品名	形式	電 動 機				機 械 部 分		記 事
			台数	電氣方式	出力 (kW)	回轉数 (rpm)	台数	風量 (m <sup>3</sup> /min)	
1	相 変 換 機	DM56	1	連続 三相 50c/s 440V	100 kVA	1,500			2.5kW 直流発電機 同
2	主 電 動 送 風 機	MH1007 -FK35	2	"	13	1,500	4	80	200
3	直 流 リ ア ク ト ル 用 電 動 送 風 機	MH1008 -FK36	1	"	2.2	1,500	1	60	60
4	主 変 圧 器 用 電 動 送 風 機	MH1011 -FK38	1	"	6.7	1,500	1	120	100
5	主 変 圧 器 用 電 動 油 ポンプ	MH1013	1	"	2.2	1,500	1	揚油量 0.4	揚 程 2.75m
6	イ グ ナ イ ト ロ ン 整 流 器 用 電 動 水 ポンプ	MH1017	1	"	2.2	1,500	1	揚水量 0.24	揚 程 21m
7	電 動 空 気 圧 縮 機	MH1009 C3000	1	30分	"	15	1,500	1	吐出量 2.954 l/min 圧 力 6.5~8 kg/cm <sup>2</sup>

ネ受にアームスブロンズ使用など) を使用しており潤滑もギヤオイルによる方式を採用したため、とかく問題となっていた部品摩擦はいちじるしく改善され高速運転を十分保証することができた。

### 6.11 補助回轉機

#### (1) 交流補助回轉機

電源が単相交流であるため交流補助回轉機としては専用の相変換機を設けたほかは、標準の三相カゴ形誘導電動機を用い表 6.1 に示すようにそれぞれの用途に用いてある。

#### (2) 直流補助回轉機

直流補助回轉機としては制御・および灯回路、蓄電池充電用として相変換機に内蔵した直流分巻発電機のほかパンタグラフ上昇用の補助空気圧縮機用電動機ならびに位相制御器、タップ切換器用の各駆動電動機がある。

### 6.12 制御器具

制御器具としては4項で述べたように制御方式がイグナイトロン整流器の位相制御と主変圧器の高圧タップ制御であるため、従来の機関車に比べ単位スイッチなどが省略でき回路はもとより、制御器具も非常に簡略化でき図 6.11 に示すようにキャビネットに納めることができた。

主要品としては、主幹制御器、位相制御器、タップ制御器および補助継電器類であり、とくに、整流器の制御方式を当社方式のいわゆる Closed Loop System にすると位相制御器も省略できる利点がある。



図 6.11 制御箱

Fig. 6.11 Control cabinet.

### 6.13 車 体

車体は箱形両運転台で極力軽量化を図り、車体の重量はまくらバリの左右に設けた車体足により台車の揺れまくらに直接結びつけた完全な側受支持構造で、屋根は取はずし式として機器の取付け、取はずしを容易にし通路側通風窓には十分な面積をもつエアフィルタを両側に計16個設けジニアイの吸込を防止してある。

### 6.14 台 車

台車は揺れまくら式二軸ボギーで鋼板を主材としたプレス一体構造で横バりを1個にするほか各所に防振ゴムを使用し、構造の簡素化と軽量化を図り防振特性を向上してある。

心ザラは台車ワクの下面に突出して揺れまくらにはまり込み引張力を伝達する構造としたため、引張力の作用点がレール面上334mmというきわめて低い位置になり、起動時の軸重移動が少なく電氣的補償とともに機関車の引張特性を良好にしてある。

### 6.15 空気ブレーキ装置

この機関車は前に述べたように重連運転を行なうため空気ブレーキも一人の機関士によりブレーキ制御ができる EL14AS 空気ブレーキ装置となっている。この方式が従来品と異なる点はおもにつぎのとおりである。

- 元空気ダメ管、つりあい管を引通し
- 2番切換弁、供給空気ダメ、E吐出弁(急動用)を設け
- 溶接構造の新形脚台 KB7 を用い
- 引通し管に応急締切コックを設ける

など細心の注意を払うほか、空気圧縮機には完全な起動用アンロード装置を設け、万が一にも起動困難を生じないようにしてある。

## 7. む す び

ED 713 形交流機関車は去る5月完成以来、東北線にあって各種の性能試験をうけたのち、目下営業運転をつづけているがいずれも好成績で所期の性能を発揮していることはまことに喜ばしい。

ただ、今後における量産化に対しこの試作機関車をもとに、あらゆる面においてさらに優秀な機関車の設計を約し交流電化の発展に微力をささげることが誓いたい。

稿を終るにあたり、ご指導下された国鉄関係当局の各位ならびに社内各関係者に深く感謝の意を表する次第である。

# ED 713 形 交 流 機 関 車 用 主 変 圧 器

伊丹製作所 田村良平\*・坂田邦寿\*・米沢克昌\*・米沢輝雄\*

## Type ED 713 AC Locomotive Main Transformer

Itami Works Ryōhei TAMURA・Kunikazu SAKATA  
Katsumasa YONEZAWA・Teruo YONEZAWA

AC electrification of National Railways had its birth in Senzan district with type ED 45 AC locomotives built by Mitsubishi. Close on the heels of the accomplishment, Hokuriku Line took part in the electrification and 18 type ED 70 AC locomotives were built by the company, leaving a mark in the history of AC electrification in this country. Now, type ED 713 units have been newly introduced with increased output under unified design. Then transformers used with them are of a large capacity, too, and provided with a tap changer and a high voltage change-over device for the sake of a multi-stage speed control system.

### 1. ま え が き

国鉄の商用周波交流による電化は仙山線においてその第一歩をふみ出し、当社としては ED 45 形交流電気機関車を製作した。これに引続いて北陸線向け ED 70 形交流電気機関車 18 両を当社単独で製作納入し、わが国交流電化の歴史に輝ける一ページを画したことはすでに承知のことと思う。

今回の東北線向け ED 713 形交流電気機関車は重量列車をケン引する幹線用であり、上記 ED 70 形よりも出力は増大し、さらに統一設計のもとで製作を行なった点は注目に値する。したがって変圧器容量も増大し、とくに多段式速度制御方式のためにタップ切換器としては高圧切換方式を採用している。

以下当社で製作した ED 713 形交流電気機関車用の変圧器ならびにタップ切換器について詳述することにする。

### 2. 変 圧 器

#### 2.1 設計条件

##### (1) 変圧器の構造

低速ノッチでは水銀整流器の位相制御を大幅に使用し、高速ノッチでは高圧タップ切換器により多段式タップ制御を行なうこととしたためにタップ変圧器と整流器用変圧器を組合わせた構造とする。

##### (2) 絶縁階級

変圧器交流側の絶縁階級は、いわゆる国鉄車両用とし

表 2.1 絶 縁 階 級

加 圧 部	加 圧 試 験		衝 撃 電 圧	
交 流 側	50 kV	1 分間	120 kV	FW
直 流 側	10 kV	"	140 kV	CW
三 次	4 kV	"		
四 次	10 kV	"		

て衝撃電圧全波 120 kV サイ断波 140 kV とし、他の直流巻線、三次（補器回路用）および四次（冬季暖房用）の絶縁階級は表 2.1 に示すとおりである。

##### (3) 温度上昇限度

機関車内積載であるため周囲温度は 20°C とする。三次補器回路の容量 100 kVA を含めた場合の変圧器定格容量における巻線の温度上昇限度（抵抗法）は 75°C とする。さらに暖房方式として電気暖房を採用することになり、このため四次巻線容量 420 kVA が加算されるが、冬季だけであることを考えこのときの周囲温度を 10°C とし巻線温度上昇限度はそれだけ高くする。

##### (4) 直流電圧の範囲

直流電圧としては表 2.2 のような電圧が出せることが

表 2.2 直 流 電 圧

タップ番号	Ed (V)	タップ番号	Ed (V)	タップ番号	Ed (V)
1	300	10	480	18	660
2	320	11	500	19	685
3	340	12	520	20	720
4	360	13	540	21	755
5	380	14	560	22	790
6	400	15	585	23	825
7	420	16	610	24	860
8	440	17	635	25	895
9	460				

\* 技術部

必要である。表 2.2 のように直流電圧範囲が広範囲にわたっているのは交流架線電圧の定格は 20 kV であるが、実際には 18~22 kV までの変動があることを見込んだことと、主電動機を 900 V まで使用することを考えたためである。

(5) 逆弧時の短絡電流を押えること

整流回路としては二相半波整流回路を採用するが、図 2.1 に示すように直流巻線を 2 群として整流器 4 台を使用することになった。これら整流器のうち 1 台が逆弧を起しても短絡電流を極力小にし、他方常規運転時には直

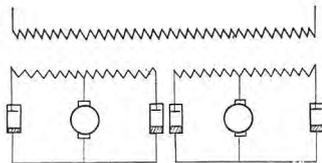


図 2.1 整流回路  
Fig. 2.1 Rectifier circuit.

流レギュレーションが悪くならないような特別な巻線配置を考えることとする。

(6) 重量、寸法の制限

機関車全重量 64 トンとするため変圧器重量をできる限り小とし、また車内積載上他の機器との配置をも考えて変圧器寸法を床面積 1,830 × 2,465 mm, 高さ 2,680 mm 以内に制限する必要がある。

2.2 変圧器仕様の決定

前に述べたようにタップ変圧器と整流器用変圧器を組合せた方式であるから、整流器用変圧器の容量を決定しこれに三次または四次の容量を加えれば交流側から見た変圧器の容量が決定される。

整流回路は二相半波整流回路であるが、このときの電

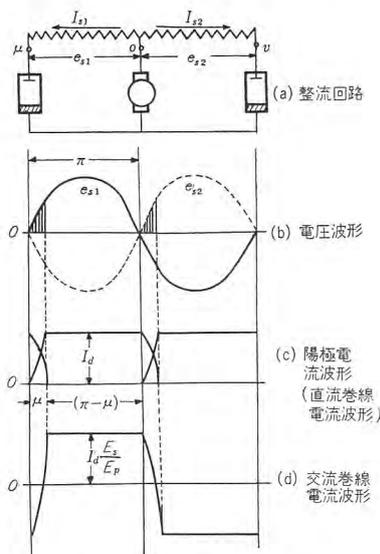


図 2.2 電圧電流波形  
Fig. 2.2 Voltage-current waveforms.

圧、電流の関係を図示すると図 2.2 のようになる。直流電圧  $E_d$ 、直流電流  $I_d$  と直流巻線の電圧  $E_s$ 、電流  $I_s$  との関係を求めると次のようになる。

$$\left. \begin{aligned} e_{s1} &= \sqrt{2} E_s \sin \theta \\ e_{s2} &= \sqrt{2} E_s \sin (\theta - \pi) \end{aligned} \right\} \dots (2.1)$$

図 2.2 (b) より負荷の両端にかかる無負荷時の直流電圧の平均値  $E_d'$  を求めると

$$\begin{aligned} E_d' &= \frac{1}{\pi} \int_0^{\pi} e_{s1} d\theta = \frac{1}{\pi} \int_{\pi}^{2\pi} e_{s2} d\theta \\ &= \frac{\sqrt{2} E_s}{\pi} [-\cos \theta]_0^{\pi} = \frac{\sqrt{2} E_s}{\pi} [-\cos(\theta - \pi)]_{\pi}^{2\pi} \\ &= \frac{2\sqrt{2}}{\pi} E_s \dots (2.2) \end{aligned}$$

また直流巻線電流の実効値  $I_s$  は図 2.2 (c) のような陽極電流波形から求まる。すなわち各通電期間中の電流の瞬時値と積分範囲を考えれば

$$\begin{aligned} I_s &= \sqrt{\frac{I_d^2}{2\pi} \int_0^{\mu} \frac{(1 - \cos \theta)^2}{(1 - \cos \mu)} + (\pi - \mu) + \int_0^{\mu} \frac{(\cos \theta - \cos \mu)^2}{(1 - \cos \mu)} d\theta} \\ &= \frac{I_d}{\sqrt{2}} \times \sqrt{1 - 2\phi(\mu)} \dots (2.3) \end{aligned}$$

ただし

$$\phi(\mu) = \frac{(2 + \cos \mu) \sin \mu - (1 + 2 \cos \mu) \mu}{2\pi(1 - \cos \mu)^2} \dots (2.4)$$

また交流巻線電流の実効値も図 2.2 (d) の波形より同様に求めることができる。

$$I_p = \frac{I_d}{a} \times \sqrt{1 - 4\phi(\mu)} \dots (2.5)$$

ただし  $a$ : 整流器用変圧器の変圧比

式 (2.2) で示されたものは無負荷時の直流電圧であるから、全負荷時の直流電圧  $E_d$  は次のようになる。

$$E_d = \frac{2\sqrt{2}}{\pi} E_s - (e_a + e_r + e_x + e_m) \dots (2.6)$$

ただし

- $e_a$ : 整流器のアーキドロップ
- $e_r$ : タップ変圧器、整流器用変圧器および直流リアクトルの抵抗による全電圧降下
- $e_x$ : タップ変圧器、整流器用変圧器の全転流リアクタンスによる 1 陽極あたりの全電圧降下
- $e_m$ : 配線類のリアクタンス、抵抗分による電圧降下

ここでタップ変圧器、整流器用変圧器および直流リアクトルの銅損失の総和を  $W_i$ 、またタップ変圧器、整流器用変圧器の全転流リアクタンスを直流巻線に換算した値を  $X_i$  とすれば  $e_r, e_x$  は次式で示される。

$$\left. \begin{aligned} e_r &= \frac{W_t}{I_d} \\ e_x &= \frac{X_t I_d}{\pi} \times \frac{1}{2} \end{aligned} \right\} \dots\dots(2.7)$$

式 (2.6), (2.7) より所定の直流電圧に対して直流巻線電圧  $E_s$  が求まる。

つぎに交, 直流巻線の電流は式 (2.3), (2.5) で示したが, 第2項はそれぞれ1にきわめて近い値であるからこれを省略して交, 直流巻線の容量は次のようになる。

$$\left. \begin{aligned} \text{直流巻線容量} &= 2 \times E_s \times \frac{I_d}{\sqrt{2}} \times 10^{-3} \text{ kVA} \\ \text{交流巻線容量} &= E_p \times \frac{I_d}{a} \times 10^{-3} \text{ kVA} \\ &= \frac{1}{\sqrt{2}} \times (\text{直流巻線容量}) \end{aligned} \right\} \dots(2.8)$$

上に述べた種々の数式を用いて変圧器の仕様を決定すると次のようになる。

まず直流巻線電圧の決定であるが, これには上記  $e_a, e_r, e_x, e_m$  の値を算定して式 (2.6) を用いればよい。このうち  $e_m$  の値としては, 北陸線 ED 70 形交流電気機関車の経験にもとづいて  $e_m = 50 \text{ V}$  とし, 全銅損失  $W_t$  のうちの直流リアクトルの全銅損失は  $(600 \times 4) \text{ W}$  とすることにした。他の整流器のアークドロップ, タップ変圧器と整流器用変圧器の銅損失, および全転流リアクタンスは各社それぞれの値を採用することにした。

各タップごとの全銅損失  $W_t$ , ならびに全転流リアクタンスを step by step に求めて  $E_s$  を算出したものが表 2.3 であり, 図 2.3 はこのときの (直流電圧—電流) 特性を示す。

上記計算では主電動機の連続定格電流が 775 A であるから,  $I_d = 775 \text{ A} \times 4$  を用いなければならないが, 変圧器の定格容量を求める場合には多少考えを異にする。

すなわち主電動機の温度上昇の時定数に比べれば一般に油入変圧器の時定数は数倍程度大きい。さらに実際の

表 2.3 直流巻線電圧 ( $E_s$ )

タップ番号	$E_s$ (V)	タップ番号	$E_s$ (V)	タップ番号	$E_s$ (V)
1	560	10	773	18	966
2	585	11	795	19	995
3	609	12	816	20	1,025
4	634	13	837	21	1,058
5	659	14	862	22	1,092
6	684	15	887	23	1,125
7	708	16	912	24	1,159
8	731	17	938	25	1,190
9	753				

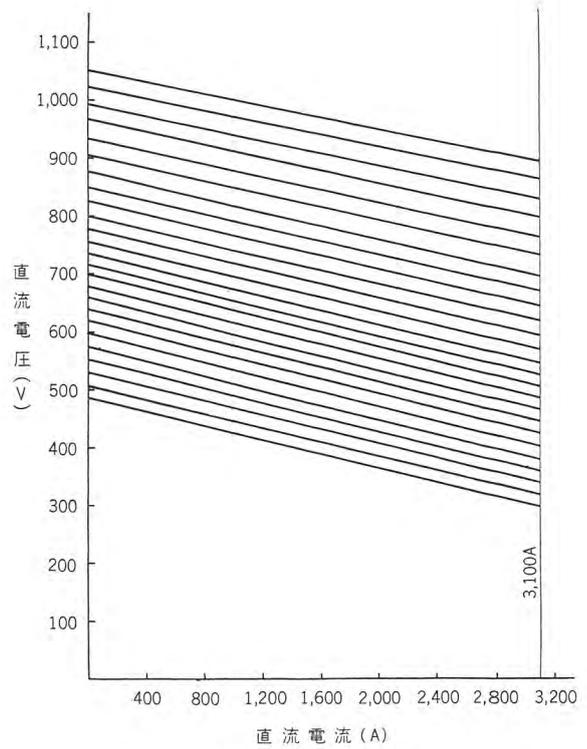


図 2.3 (電圧—電流) 特性  
Fig. 2.3 Voltage-current characteristics.

列車運転の場合, 線路上のりあるいは下りのコウ配, 停車時間などを考えれば直流巻線を通れる直流電流としては RMS 値で考えたほうが変圧器としては, はるかに経済的, いいかえれば小形軽量化することができる。

そこで統一設計としては RMS 値変換定数として (0.7) なる値を決定した。

すなわち直流巻線電流  $I_s$  は式 (2.3), ならびに 図 2.1 に示したような結線から次のようになる

$$I_s = \frac{755 \text{ A} \times 2 \times 0.7}{\sqrt{2}} = 766 \text{ A} \dots\dots(2.9)$$

また直流巻線定格電圧は  $E_a = 660 \text{ V}$  に相当する 966 V であるから式 (2.8) 交流側から見た変圧器容量は次のようになる。

$$\begin{aligned} \text{変圧器容量} &= \frac{1}{\sqrt{2}} (2 \times 966 \times 766) \times 2 \times 10^{-3} \\ &= 2100 \text{ kVA} \dots\dots(2.10) \end{aligned}$$

これに前述したように三次巻線容量 100 kVA を加えたものが定格容量となる。下記にその仕様を記す。

- 定 格 連続定格
- 周 波 教 50 c/s
- 定 格 容 量 2,200 kVA
- 定 格 電 圧 交流側 20,000 V
- 直流側 966 V

三 次	224 × 2 V
(四次)	(1,500 V)
定 格 電 流 交 流 側	110 A
直 流 側	766 A
三 次	223 A
(四次)	(280 A)

### 2.3 構 造

2.1 項で述べたような種々の条件、とくに車両積載用として軽量、小形化の条件を示すに非常に製作容易な送油風冷式外鉄形フォームフィット変圧器を採用しているが、以下特長について述べることにする。

#### (1) 巻線構造と配置

外鉄形であるのでタップ変圧器、整流器用変圧器ともク形板状コイルを採用し、図2.4のような巻線配置を行っている。

一般に外鉄形変圧器はコイルの数が少なく、コイル幅が大きく、コイル間の対向面積が大きく、合成直列静電容量が大きく、コイル内での大地への静電容量が小さい。したがって衝撃電圧侵入に対して巻線内の初期電位分布が本質的に良好であり、したがって電位振動もわずかである。そこで線路端子から接地端に至るに従って次第に絶縁を低下させた段絶縁方式を採用することが容易である。

図2.4のタップ変圧器巻線配置図でわかるようにコイルの大きさは高圧端子より接地端子に至るほど大きくなり、取り囲まれた鉄心との間の絶縁距離を小さく、合理的に設計を行っている。

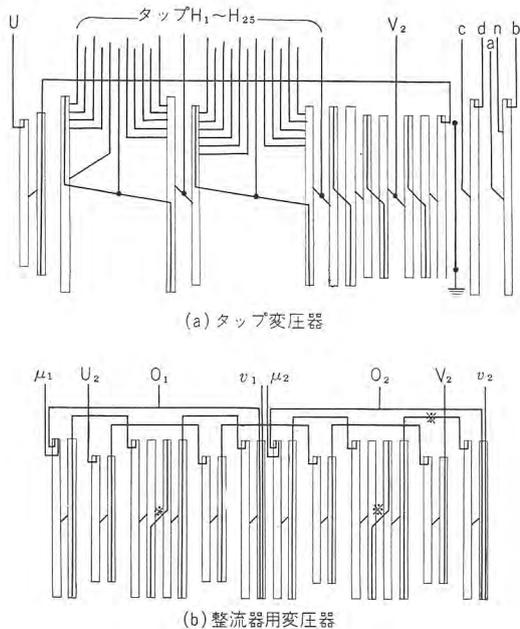


図 2.4 コイル配置図  
Fig. 2.4 Coil arrangement.

また各タップは接地端子側より順次コイル間油げきによって出している。このようなタップの出し方では最高タップの大地間電位は印加電圧の 70% 程度までしか上昇せず、タップ切換器の絶縁階級を 10 号相当で設計できるといふ利点を有している。

さらにタップを有する共通巻線の両側に直列巻線を 2 分割して、いわゆる 2H-L の配置を採り転流リアクタンスを小にするよう考慮してある。

整流器用変圧器の交流側は 20 号の Full Insulation を行なっている。ただここで巻線配置が交流巻線は 2 群直列であるのに対し、直流巻線は 2 群並列となっている。そして各群の直流巻線では 2 相の直流巻線が巻き合わされている。このような配置のため直流巻線の転流リアクタンス抵抗値はすべて相等しく、これらの直流巻線に接続される整流器の陽極電流は完全に平衡することになる。

いまもしなんらかの原因で 4 台の整流器のうちどれか 1 台が逆弧を起した場合を考えて見るに、このときの交、

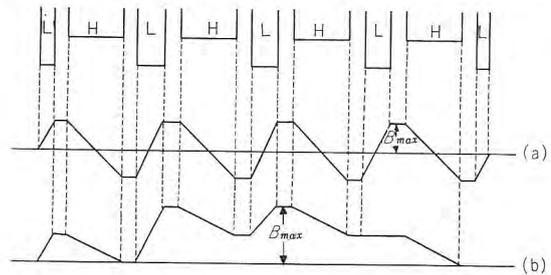


図 2.5 磁束密度分布  
Fig. 2.5 Flux density distribution.

直流巻線間の磁束密度分布が図2.5 (b) のようになり、逆弧電流を通ずる直流巻線の転流リアクタンスは常時の場合の 2 倍以上となり事故電流もそれだけ小になる。

内鉄形変圧器でこれと同じことを行なうためには、円板コイルを外鉄形と同じように交互配置にするか、図2.6のような配置をすればよい。ただ交流機関車用のように変圧器容量も大きく、しかも軽量小形化する必要に迫られた場合には送油風冷式とするのが一般であるから、コイルの冷却条件から考えて水平油げきを有する交互配置は好ましくない。この点外鉄形ではコイル間油げきは垂直であるのとまったく同じであるから冷却の点からもまったく好都合である。

図 2.6 内鉄形コイル配置(その 1)  
Fig. 2.6 Core type coil arrangement.

この点からいえば内鉄形では図 2.6 のような配置が好ましいの

であるが、常時の転流リアクタンスが大きくなり過ぎる(図2.5(a)と比較)きらいがあり変圧器の容量も必要以上に大きくしなければならない。また直流巻線の電流容量いかなでは、リード線の引き出しがなかなか困難となる。

上述したように常時の転流リアクタンスを小さくするために図2.7のような巻線配置にしたとすれば、陽極電流を平衡させるため

2相の直流巻線の転流リアクタンスはもちろん、抵抗値をもまったく等しくしなければならないから、内外の直流巻線は必ず直列に接続しなければならない。このとき1相の直流巻線に逆弧電流が流れても、その転流リアクタンスはほとんど変化しない。それは半径方向の磁束密度分布はなんら変化せず、ただ軸方向の磁束密度分布が他相直流巻線の導体の幅だけの変化を受けるだけであり、これがほとんどなんらの影響を与えないためである。

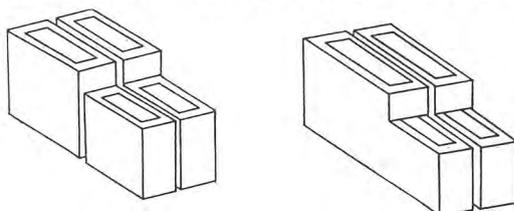
すなわち図2.5に示したように磁束密度分布の山形の個数を変更することが2.1(5)の条件を満たす根本条件となる。このように巻線群の数を容易に変えて任意に転流リアクタンスを調整できる点は外鉄形独自のものである。

### (2) 鉄心構造

鉄心には冷間圧延ケイ素鋼帯  $Z_{13}$  を使用している。これがため磁束密度を従来のものより20%程度高く採ることができ、それだけ鉄心重量も少なく、またコイル寸法も当然小さくなって変圧器全体としても軽量化できる。

冷間圧延ケイ素鋼帯を使用しているため、鉄心構造は額縁構造を採っているが、このため磁束の方向はつねに圧延方向と一致し鉄損も少なく、冷間圧延ケイ素鋼帯の特色を十二分に発揮している。

フォームフィット変圧器であるからタンクは上、下部に分割され、中身全重量を支持する台ワクを兼ねた下部



(a) 分離形 (b) 共通形  
図2.8 鉄心構造図

Fig. 2.8 Sheel type core construction.

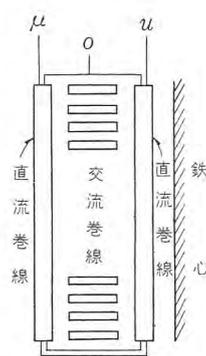


図2.7 内鉄形コイル配置(その2)

Fig. 2.7 Core type coil arrangement.

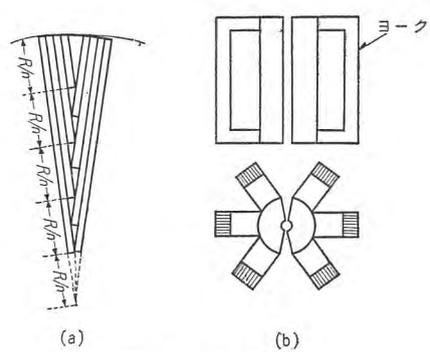


図2.9 放射状鉄心  
Fig. 2.9 Radial core.

タンク上縁四周に鉄心が積れる。また上部タンクにも鉄心締付金がタンク四周に溶接されており、この上、下部タンクを溶接することによって鉄心はもちろん巻線もタンク全周面によって強靱に締付けられている。

タップ変圧巻、整流器用変圧器鉄心は図2.8のような方式が考えられるが、図(b)はタップ変圧器を整流器用変圧器の鉄心を一部共通にした方式でインド国鉄向け交流機関車用に採用している。このほうが(a)方式に比べ重量、スペースの点では一段とすぐれている。

いま B. B. C 社の文献に見られるように、車両積載用としてのいわゆる放射状鉄心構造を見るに次のようなことが考えられる。

巻線の納まる中央鉄心脚は放射状のため図2.9(a)のようにケイ素鋼板を配置しなければならない。このような鉄心セクタを作成するには恐らく接着構造にしなければならない。この接着鉄心の lamination factor と、次式で示す幾何学的占積率の積が実際の占積率となる。lamination factor を95%と仮定しても、幾何学的占積率積を1にすることは実際には不可能であるから実際の占積率は95%以下になる。

$$\text{幾何学的占積率} = \frac{2n^2 - 2 - n}{2n^2} \dots\dots(2.11)$$

すなわち外鉄形の占積率95%に比べて劣る。また図2.9(b)のような鉄心構造であるために中央鉄心脚をヨークのジョイント部は当然バットジョイントとなり、このため鉄心は両者とも精密な機械仕上が必要と思われる。さらにヨーク部は機械力の点からラップジョイントとするとすれば、この部分はもちろん中央鉄心脚との接合点では磁束は圧延方向と直角になり方向性ケイ素鋼帯を使用したのではその特色が薄れるのではないと思われる。

### (3) 冷却構造

絶縁冷却油は図2.10に示すように油ポンプ三相440V 50 c/s 2.2 kW 油量600 l/min 揚程 2.75 m 1台によって

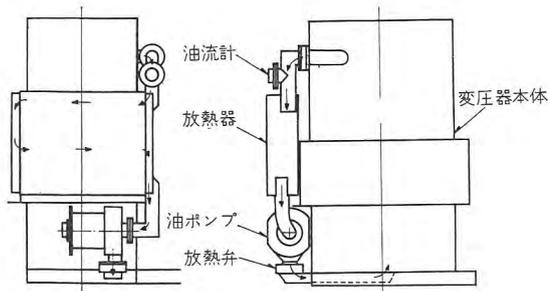


図 2.10 冷却油通路  
Fig. 2.10 Cooling oil passage.

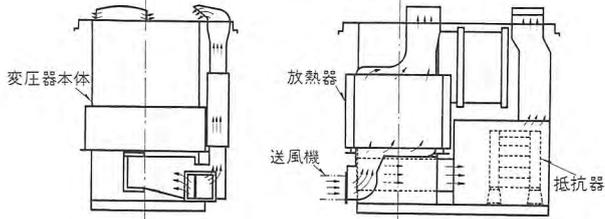


図 2.11 冷却風通路  
Fig. 2.11 Cooling air passage.

変圧器本体の下部に圧入され、コイル間を通過してタンク上部から放熱器にはいる。放熱器内では油はエロフィン管（冷却管に放熱フィンを巻付けたもの）で形成された放熱器を通して冷却される。放熱器の内部は2区画に区分され、その間を直列に循環して冷却されたのちふたたび変圧器に送り込まれる。

つぎに図 2.11 に示すように、送風機（風量 120m<sup>3</sup>/min, 静風圧 100 mmAq 同電動機三相 440 V 50 c/s 6.7 kW）1 台で送り込まれた風は風道によってそれぞれ放熱器、タップ切換器用限流抵抗器に導かれる。この場合エロフィン管は送風機より送り込まれる風がすべて冷却に対し有効に働くよう効果的に冷却作用を行ない小容量で大きい冷却効果をあげている。

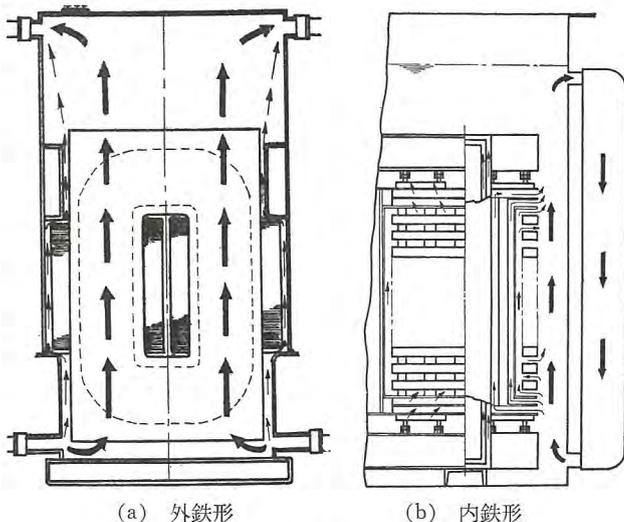


図 2.12 変圧器油の通路  
Fig. 2.12 Transformer oil passage.

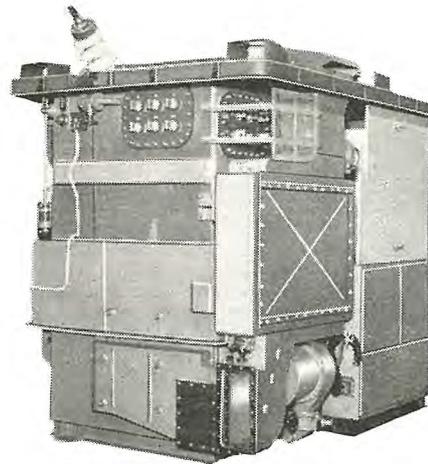


図 2.13 ED713 形用変圧器外形  
Fig. 2.13 Transformer for type ED713 locomotive.

上記コイル間を油が通る状態を考えるに外鉄形フォームフィットでは図 2.12 (a) のように油の対流が非常に効果である。これはコイル数が少なくその間隔が大きくて、油げきが垂直方向であるためである。

図 2.12 (b) は自冷式内鉄形変圧器の通油状況を示すものであるが、送油式とした場合になおさらコイルとタンク間を主として油が通る恐れがあり、このため放熱器接続パイプの開口を鉄心下部に設けるなどの配慮がなされるのが普通であり、とくに前記放射状鉄心ではヨーク部の面積がコイル間の通路に対して占める割合が非常に大きくなるから、コイルとタンク間に油のガイドを設けるなどの必要が生ずるように思われる。

上述したように外鉄フォームフィット変圧器は、巻線構造、鉄心の構造、その締付け、通油方式いずれの点から見ても車両積載用変圧器として幾多のすぐれた点を有していることは特筆に値するものとする。

終りに変圧器の諸元を示す。

重量	
本体（電動油ポンプ、送風機、放熱器付）	7,100 kg
タップ切換器	1,280 kg
総重量	8,380 kg
寸法	
床面積	1,830 × 2,465 mm
高さ	2,680 mm

### 3. タップ切換器

#### 3.1 概略

タップ切換器は図 3.1 に示すように選択開閉器(1)、移転開閉器(2)、抵抗器(3)、駆動機構(4)、制御円筒(5)、風洞(6) などから構成されており、選択開閉器(1) およ

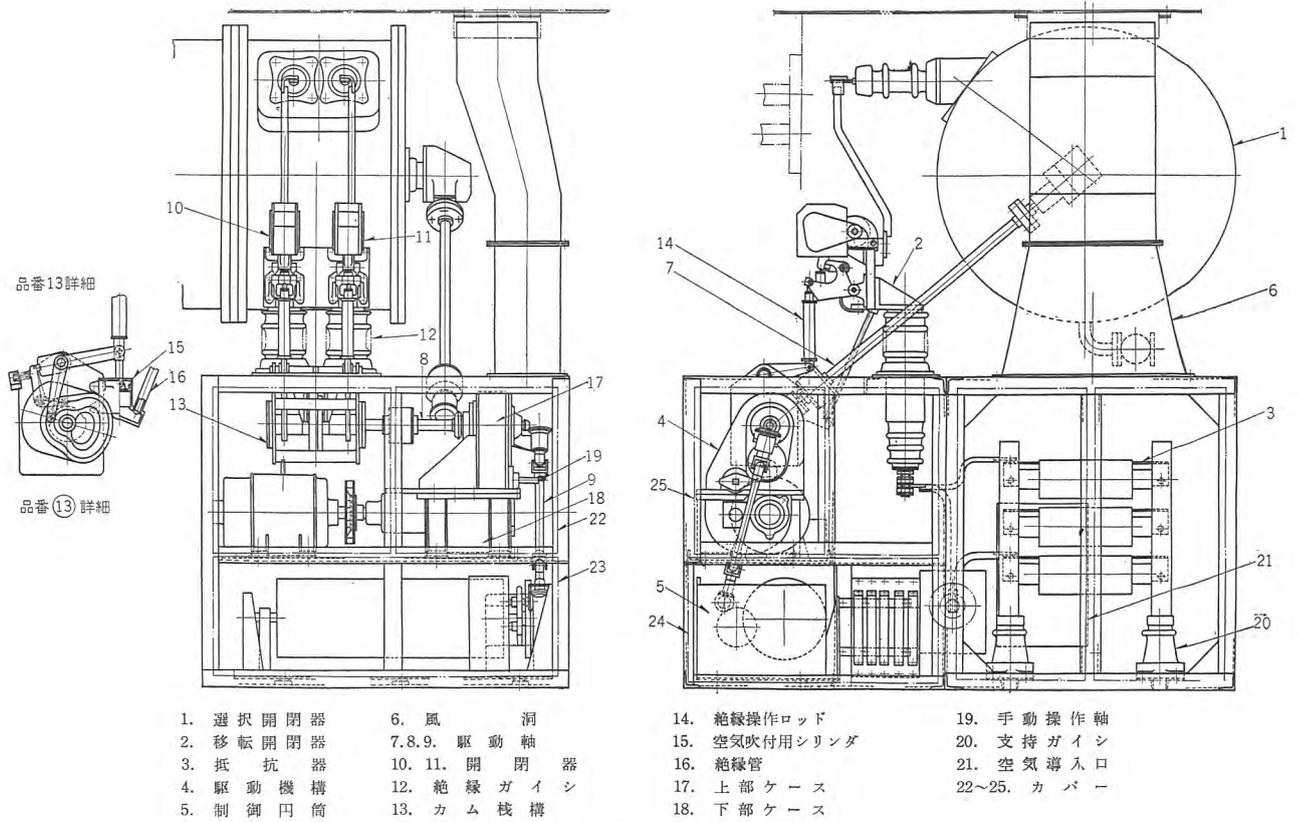


図 3.1 タップ切換器

Fig. 3.1 Tap changer.

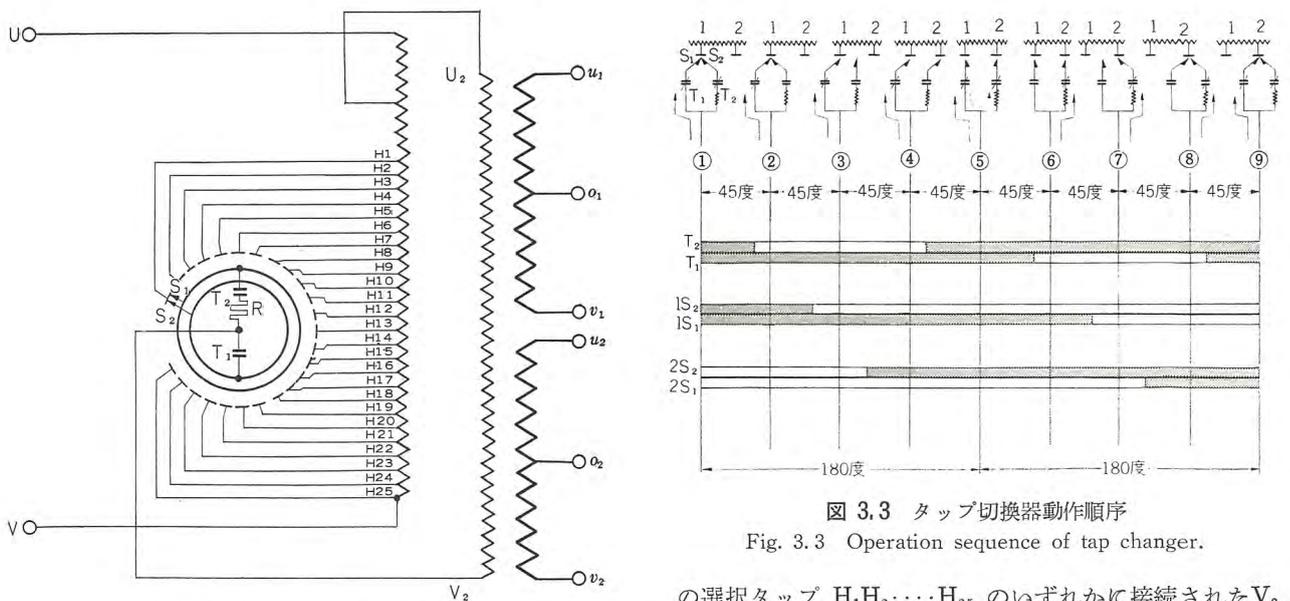


図 3.2 タップ切換器ツナギ図

Fig. 3.2 Wiring diagram of tap changer.

び移転開閉器(2)および制御円筒(5)は駆動軸(7)(8)(9)により駆動機構から操作される。選択開閉器(1)だけが油入りで変圧器タンクに直接取付けられる。

### 3.2 動作

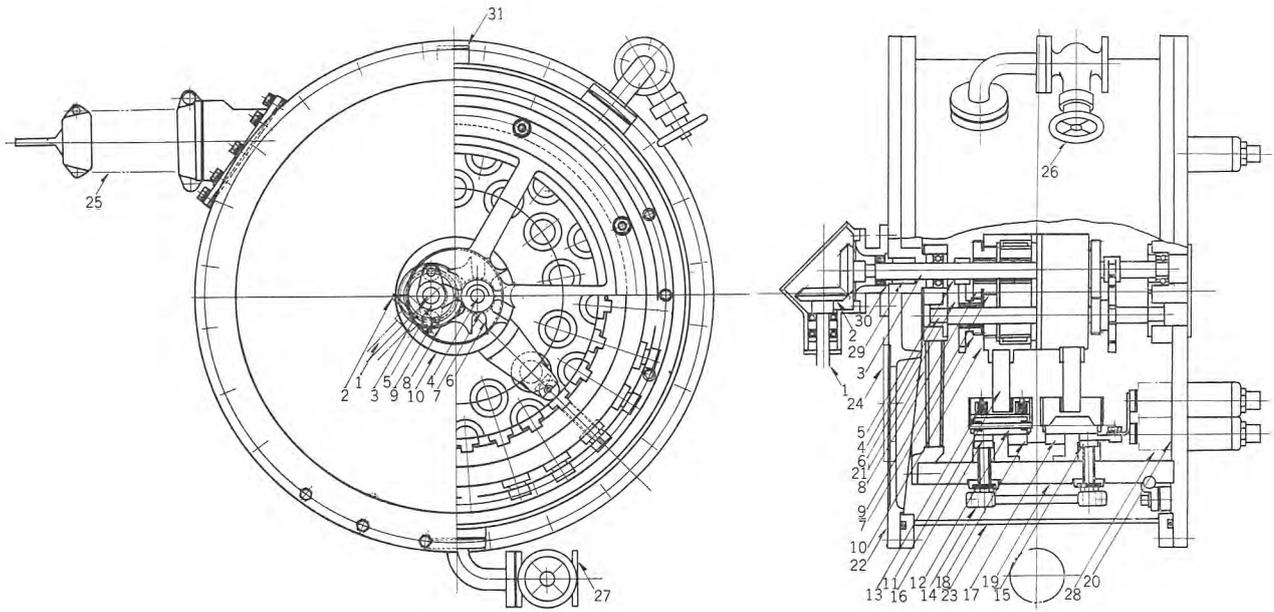
電氣的接続を図 3.2 に示す。すなわち UV 端子に印加された電圧を整流器用変圧器の  $U_2$  端子とタップ切換器

図 3.3 タップ切換器動作順序

Fig. 3.3 Operation sequence of tap changer.

の選択タップ  $H_1H_2 \dots H_{25}$  のいずれかに接続された  $V_2$  端子間に取り出し直流巻線の端子間電圧を調整する。したがって図で選択開閉器  $S_1, S_2$  の位置が  $H_1 \rightarrow H_{25}$  の方向に移動するにしたがって直流巻線の端子電圧は上昇し、逆に  $H_{25} \rightarrow H_1$  の方向に移動する場合直流巻線電圧は下降する。

つぎにタップ切換器の課程を図 3.3 に示す。すなわち ①は停止位置で負荷電流  $I_L$  は移転開閉器の接点  $T_1$  および選択開閉器の接点  $S_1$  を通して流れている。電圧を



- |            |             |              |              |
|------------|-------------|--------------|--------------|
| 1. 軸       | 9. 段付歯車     | 17. リングコンタクト | 25. プッシング    |
| 2. カサ歯車    | 10. 内歯歯車    | 18. "        | 26. 上部ベローバルブ |
| 3. 駆動軸     | 11. 絶縁アーム   | 19. 絶縁筒      | 27. 下部ベローバルブ |
| 4. 固定軸     | 12. 可動コンタクト | 20. 取付板      | 28. 端子       |
| 5. ゼネバピニオン | 13. パネ      | 21. 軸受       | 29. パッキン     |
| 6. ゼネバギヤ   | 14. 接続導体    | 22. フタ       | 30. 押え金      |
| 7. 平歯車     | 15. 固定コンタクト | 23. 箱        | 31. 空気抜フタ    |
| 8. 段付歯車    | 16. "       | 24. 点検窓      |              |

図 3.4 選択開閉器 (ED 713)

Fig. 3.4 Selector switch.

変化させるためタップ位置 1 より 2 への移動が行なわれる場合にはまず選択開閉器の接点  $S_2$  がタップに向かつて移動する。② および ③ の状態がこれを示す。

つぎに④の状態であるが移転開閉器の接点  $T_2$  が閉じ抵抗器  $R$  により制限された循環電流  $I_C$  が流れる。

移転開閉器の接点  $T_1$  が ( $I_L - I_C$ ) なる電流をシャ断し、 $I_L$  が  $T_2 \rightarrow S_2$  側に移行した後 (⑤の状態)、選択開閉器の接点  $S_1$  がタップ 2 に向かつて移動する。⑥および⑦がこの状態を示す。

この後  $T_1$  がふたたび投入され  $I_L$  は  $T_1 \rightarrow S_1$  側に移行し、 $T_2$  が開く。(⑧⑨の状態)

以上でタップ 1 より 2 への負荷時タップ切換えが完了することになるが、タップ 2 より 1 への移動は図 3.2 のシーケンスをまったく逆にした順序で行なわれる。

### 3.3 構造

#### (1) 選択開閉器

図 3.4 にその構造を示す。

耐食アルミ合金板およびラウタル鋳物を使用して軽量化されたケースの内部に固定接点と可動接点が取付けられている。すなわちタップ変圧器の各タップと接続するための貫通形の端子を、上記タップ数だけ円形に配置した取付板はパッキンを介して変圧器タンクのフランジに

締付けられる。この取付板に固定接点とリング接点を保持する絶縁筒が締付リングによって強固に締付けられている。

絶縁円筒の内側中央に 2 個のリング接点 が埋め込まれ、それぞれ 2 本のトウ管端子を経て図 3.2 に示すように移転開閉器の接点  $T_1$ ,  $T_2$  に接続されている。

このリング接点の上、下に 50 個の固定接点 がそれぞれ 2 個ずつ一直線になるように埋め込まれ、さらにこの 1 組の上、下の固定接点は絶縁筒外側で接続導体を用いて接続されている。

つぎに絶縁アームの先端に取付けられたそれぞれ 2 個の可動接点はスプリングによって、図 3.2 に示すように 1 組の、リング接点と固定接点に同時に押し付けられる。この場合可動接点の材質は銅クロム合金であり固定接点には銀ニッケル合金がはられているので接触抵抗が低く、また可動接点がコロガリ接触をするので耐摩耗性が良い。

つぎに上記可動接点を操作するため、駆動軸と固定軸によって内歯歯車を固定接点群の中心に支持する。駆動軸にはゼネバピニオンが固定されているが、同じ軸に取付けられた段付歯車は軸に対して自由である。またゼネバギヤおよびこれと一体の歯車は固定軸に対して自由で

あるから、駆動機構により駆動軸が回わされるときゼネバピニオンの 180 度の回転はゼネバギヤを間欠的に 60 度回転させ、上記 3 個の平歯車および内歯歯車によって 1 個の可動接点は 13 度 38 分回転し、1 タップ移行する。ゼネバピニオンの次の 180 度の回転によって残り 1 個の可動接点が移行し 1 タップ移行の動作を完了する。

上記駆動軸はケースのカバーの部分でパンパスパッキンで密封されているが、このパッキンはきわめて良質の人工黒鉛粒を黒鉛でおおひ、これに結合材を加えて付着力をもたせたもので潤滑性と耐摩耗性の強いパッキンで摩擦係数が非常に小さい。

またケースに取付けられた 2 個のベローバルブのうち上部のものは膨張室との連結用であり、下部のものは油の注入と排出を兼用したものである。

### (2) 移転開閉器

磁気吹消形の気中開閉器で、図 3.2 の  $T_1$ ,  $T_2$  に相当する 2 個の開閉器 (図 3.1 10, 11) が絶縁ガイシ (図 3.1 12) 上に設けられ、駆動機構より軸 (図 3.1 8) を介して駆動されるカム機構 (図 3.1 13) に連結された絶縁操作ロッド (図 3.1 14) により交互に駆動される。カム機構には空気吹付用のシリンダ (図 3.1 15) が設けられ開閉器の接点が開離する瞬間に絶縁管 (図 3.1 16) を通して空気の吹き付けを行ない開閉器のアーク時間を短縮している。

### (3) 駆動機構

上部ケース (図 3.1 17) と下部ケース (図 3.1 18) に分けられ、上部ケースには減速機用歯車が、下部ケースには結合、正転、逆転用電磁クラッチとその連結用歯車が入っている。下部ケースは約  $1/2$  くらいまで潤滑油が満たされている。

その動作原理を図 3.5 によって説明する。すなわち電圧制御が始まると駆動電動機は起動し回転を続ける。これとは別に直流電源回路が生きると電磁クラッチ  $MC_2$ ,  $MC_3$  が励磁される。 $MC_1$  は励磁されていないか

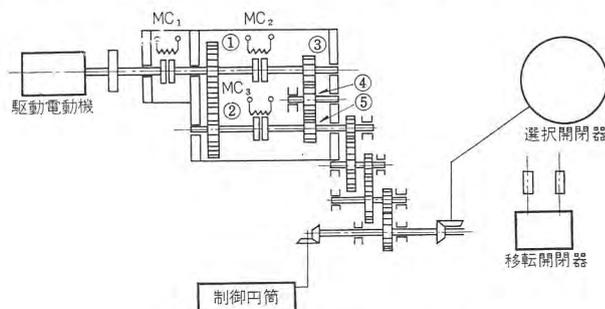


図 3.5 駆動機構説明図 (ED 713)

Fig. 3.5 Diagram of driving mechanism.

表 3.1 タップ切換器操作モータ仕様

形 式	直流板巻極付 自己通風	電 圧	100 V
定 格	30 分	電 流	電機子 8 A
絶 縁	特 B 種		分巻界磁 0.6 A
極 数	2	回 転 数	1,500
出 力	500 W		

ら  $MC_2$ ,  $MC_3$  の結合により歯車 ①②③④⑤ が鎖錠回路を形成し駆動軸は停止位置に保たれる。タップ位置移動の指令が与えられると  $MC_2$  (または  $MC_3$ ) の励磁が解かれると同時に  $MC_1$  が励磁される。このため駆動電動機の回転が  $MC_1 \rightarrow$  歯車①  $\rightarrow$  歯車②  $\rightarrow MC_3 \rightarrow$  歯車⑤ (または  $MC_1 \rightarrow$  歯車①  $\rightarrow MC_2 \rightarrow$  歯車③  $\rightarrow$  歯車④  $\rightarrow$  歯車⑤)。この場合は歯車④が 1 段余分挿入されているから歯車⑤の回転方向は逆になる。)の順に伝えられさらに上部ケース中の歯車により減速が行なわれて移転開閉器、選択開閉器、制御円筒が駆動される。

所要のタップ位置に達し停止指令が与えられると  $MC_1$  の励磁が解かれて駆動電動機が切り離されると同時に、それまで励磁が解かれていた  $MC_2$  (または  $MC_3$ ) がふたたび励磁されて歯車①②③④⑤ と  $MC_2$ ,  $MC_3$  による鎖錠回路が形成され急速な停止が行なわれる。

すなわち  $MC_2$ ,  $MC_3$  のいずれの励磁を解くかにより、駆動軸の回転方向、すなわちタップの移動方向が決定される。

また駆動機構には手動操作軸 (図 3.1 19) が設けられており、保守点検時高圧回路無電圧状態において手動操作を行なうことができる。

上記操作電動機の仕様を表 3.1 に示す。

### (4) 制御円筒

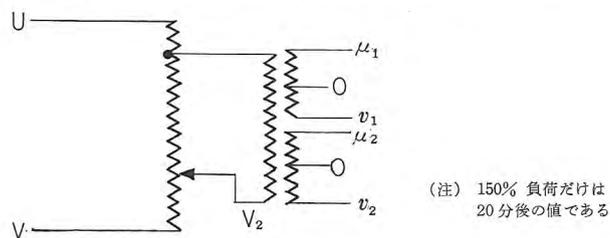
駆動軸よりカサ歯車により第 2 制御円筒に回転が伝えられる。この円筒は 2 ノッチで 1 回転する方式を採り摩擦を極力減らしている。さらにこれを平歯車により減速して第 1 制御円筒に回転を伝える。第 1 制御円筒には直接制御のためのセグメントおよび間接制御のためのシュー動抵抗用セグメントが付属している。そのほかに間接制御用抵抗管 6 本および調整抵抗 1 本が付属している。

### (5) 限流抵抗器

図 3.3 に示したタップ内橋絡時の循環電流  $I_c$  を制限する抵抗であり、幅 20 mm、厚さ 2.9 mm のリボン状鉄クロム抵抗帯を巻いて構成した単位を 12 個 1 組 (図 3.1 3) とし、絶縁ガイシ (図 3.1 20) 上に取付けたものである。単位の抵抗値は  $0.167 \Omega$  であり、これを 2 本

表 4.1 変圧器の温度上昇測定値

負荷 (%)	温度上昇 (°C)			
	油	U-V	U-V <sub>2</sub>	μ <sub>1</sub> -V <sub>1</sub>
100	41	60.5	64.5	70.5
70	24	35.5	37.5	40.5
150	8	60.0	66.0	75.0



(注) 150% 負荷だけは  
20 分後の値である

表 4.2 選択開閉器各接点の空中温度上昇

電流	測定位置	1	2	3	4
300 A		16°C	15°C	26°C	27°C

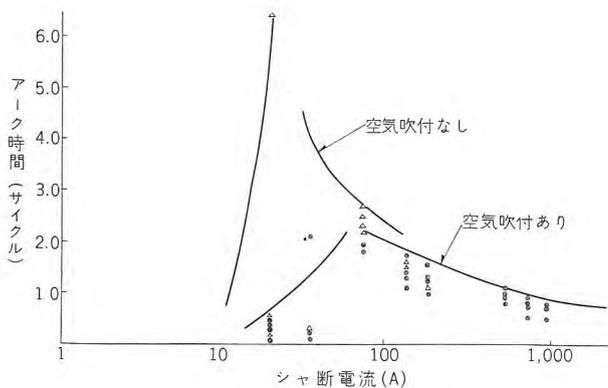
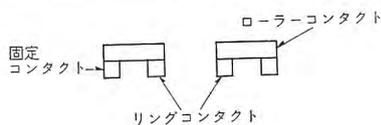


図 4.1 移転開閉器シャ断特性

Fig. 4.1 Mobile switch interrupting characteristic.

並列としたものを 6 本直列にしてあるので全抵抗値は 0.5Ω となる。

変圧器冷却用空気の一部を導入口 (図 3.1 21) より取入れて抵抗器を冷却させた後風洞 (図 3.1 6) を通して

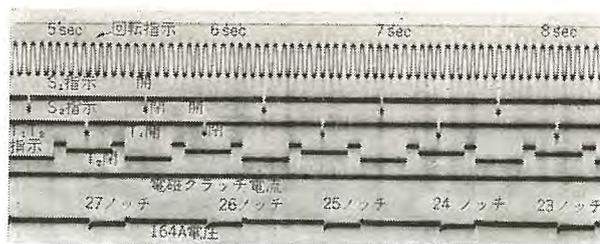


図 4.2 移転時間オシロ

Fig. 4.2 Oscillograph of transfer switch.

放出するようになっている。

#### 4. 試験結果

表 4.1 は変圧器の温度上昇, 表 4.2 は選択開閉器の温度上昇試験結果を示す。

図 4.1, 4.2 はそれぞれ, 移転開閉器のシャ断特性, タップ切換器の移行時間を示すものでありいずれも所期の目的を十分果していることがわかる。

#### 5. むすび

今回の試作 ED 713 形交流電気機関車用変圧器は上記のように種々の特長を有する外鉄形変圧器を使用しているが, とくにタップ切換器として高圧切換方式を採用した。これは当社では車両用としては初めてのことであり, 製作期間もきわめて短時日であったにもかかわらず満足すべき成果をあげることができ, 東北線において無事運転を続けていることは記念すべきことであろう。

終りに製作の機会を与えられた国鉄当局の方々に感謝の意を表するとともに, 終始ごべんたついただいた松田技術部長, 新井技術部次長, 短期間の製作, 試験になみなみならぬご協力をいただいた工作部の方々, とくに工作技術課落合技師に謝意を表するとともに, 今後いっそうの研究改良の上捲土重来を期したいと思う。

# ED 713 形交流機関車用イグナイトロン 整流器および制御、保護装置

伊丹製作所 塚本昭三\*・田口 堅\*・室賀 淳\*  
神戸製作所 藤井重夫\*

## Ignitron Rectifiers, Control and Protecting Device of Type ED 713 AC Locomotive

Itami Works Shōzō TSUKAMOTO・Ken TAGUCHI・Jun MUROGA  
Kobe Works Shigeo FUJII

At the first installation of AC locomotives on the Japanese National Railways' Senzan Line, they were appreciated of their adhesive characteristics. Instruction of a new grid control system, particularly an extra multi-step closed loop constant voltage control system, has further increased the adhesion force. This control system is expected to be employed to all the locomotives in future. Type ED713 locomotives newly added to the fleet possess numerous features. In the writer's notion, the control circuits in use are a little too complicated and need simplification with an aim of practical performance.

### 1. ま え が き

ED 713 形イグナイトロン電気機関車は従来のこの種の機関車に比し一段と出力が増大し、また起動時に格子制御 (30 ステップ, 10 ノッチ) によるバーニア制御を採用している。すなわちこれまでの機関車では起動時の大電流の流れるノッチでは位相制御を行わないか、あるいは行なうにしても移相角が小さい (ED 70 では最大約 40 度) のが普通であった。ところが今回はバーニア制御の採用により直流 300V (定格電流において) までを格子制御により起動するため、水銀整流器の責務に対し相当苛酷な条件を与えることとなり、上述の機関車出力の増強とあいまって ED 70 用より大形でかつ格子制御に適した特性を有する新形式のイグナイトロン整流器を搭載した。

またイグナイトロン整流器の風冷再冷器も再冷器用電動送風機を省略し、重量とスペースの節減を計った。

最後に格子制御方式は閉ループ制御の定電圧制御方式を採用し、架線電圧の変動ならびに重連総括制御に対し万全を期した設計とした。

以下イグナイトロン整流器、温度調整装置および制御装置および保護装置につき順次説明する。

### 2. イグナイトロン整流器

今回使用された整流タンクは GU-31-B 形イグナイトロンで、従来 ED45 形, ED70 形に使用されていた GU-20 形に比して出力の増大, 格子制御の追加の仕様で採用設計されたものである。その断面は図 2.1 に示されている。車両積載のため小形軽量を保つため従来と同様水冷式とし、格子制御追加のため二重格子構造とした。

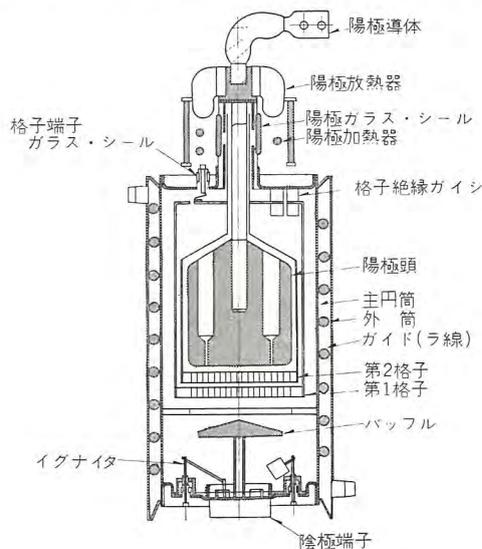


図 2.1 水冷イグナイトロン整流タンク  
Fig. 2.1 Water cooled ignitron.

以下このイグナイトロンの特長を列記すると次のようである。

- (1) 前述のように車両内に設置されるため容積の点で、また温度制御の点で制約を受けるため従来と同様に水冷方式を採用した。
- (2) 格子制御を実施するため二重格子構造を採用したが、このうち第1格子は点弧子で作られた陰極点の保持および陽極空間の電離の増大に役立ち、第2格子は陽極の通電位相の制御に使用されている。今回の位相制御は相当大幅であり、位相制御すれば当然その整流タンクの責務は増大するため今回のイグナイトロンは相当かたく作られ、消イオンの強化が施されている。
- (3) 点弧子は3本設けられているが常用はそのうちの1本である。従来ロコ用のイグナイトロンでは運転時の振動による失弧を防止するため2本の点弧子を並列に使用していたが、従来の経験および工場での振動試験の結果から、陰極の適当な構造とあいまって1本でも失弧せず、十分運転できるという自信から常用1本が採用された。
- (4) 苛酷な振動試験により整流タンク各部の機械的強度は十分に確認されている。



この整流タンクは 32 年大容量の電鉄用地上変電所用、あるいは工業用に開発された GU-31 をとくにロコ用に改良したもので、GU-31 としての従来の実績、また ED70 に使用されている GU-20 の経験を基礎に設計製作されたもので、現在製作中のインド国

図 2.2 GU-31B 形イグナイトロン  
Fig. 2.2 Type GU-31B ignitron.



図 2.3 イグナイトロン整流器  
Fig. 2.3 Ignitron rectifier.

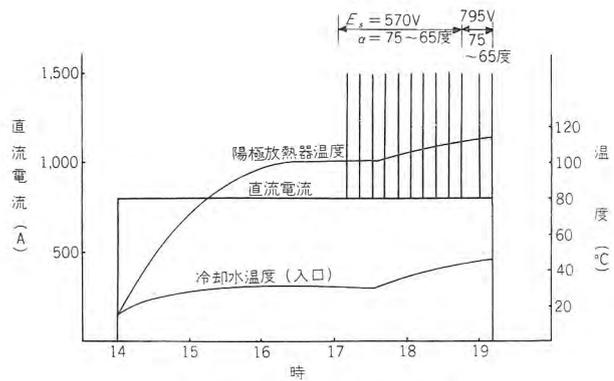


図 2.4 2 タンク負荷試験  
Fig. 2.4 Load test chart (2 Tube).

鉄向けイグナイトロン電気機関車用イグナイトロンの開発研究過程の途上で生れたものである。その外観は図 2.2 に示されている。

ED713 形ではこのイグナイトロン 8 本で 1 セットとなり 4 モータに給電している。そのセットは図 2.3 に示されているが 4 本ずつ 2 列となり、取付けは ED70 形の方法を採用して 3 本脚の取付ワックで支持し、このワックで緩衝を兼ねている。このワックは絶縁支持台を介してワック組にセットされ、冷却水系とはゴムホース接続であり、イグナイトロンだけ直流電位に浮くことになる。イグナイトロン 1 本の重量は約 110 kg であり、ED70 形に使用した GU-20 の 50 kg に比して倍の重さであるが小形であるため、支持ワックをはずし、ホイストで少しつれば容易に前方に引出すことができる。この点機関車積載時は整流タンクの小型化は必要な条件でないかと考えられる。

この整流タンクについて総合試験に先立ち、2 タンクで種々の試験を実施したが、そのうち制御試験結果を図 2.4 に示す。この試験は定格電流を 3 時間通電後、制御角 75 度まで格子制御し、9 分通電後制御角を 65 度として直流電流を 1,500 A に上げて 1 分通電し、10 回かかる負荷を繰り返した後に変圧器直流巻線の電圧を 795 V に上げて試験を続けた。この間冷却水温度は整流タンク入口で 30~40°C に保たれた。

このほか種々の試験からこのイグナイトロンは ED 71 形としては十分余裕をもった整流タンクであると判断されている。

### 3. イグナイトロン温度調整装置

イグナイトロン温度調整装置は、風冷式再冷器、電動水ポンプ、水路切換用電磁弁、水槽、温度継電器、警報

接点付圧力計，温度計およびこれらをつなぐ管，バルブ継手類からなっている。

### 3.1 水系および機器

イグナイトロン温度調整用循環水の系統を図 3.1 および図 3.2 に示す。水系は再冷器を通る回路と，再冷器をバイパスする回路の二つの回路をもっている。

#### (1) 風冷式再冷器

風冷式再冷器は，車体の片側に 3 個ずつ計 6 個に分割されて，車体側通風窓のフィルタの内側に取付けられ，車体内に設置されている各送風機が通風窓より吸入する外気によって，循環水を冷却する。6 個の再冷器は，黄銅管により直列に連結されている。個々の再冷器は，上下にステンレス鋼製のヘッダをもち，軽量化のため，銅管にアルミのフィンをつけた冷却管を使用している。

#### (2) 電動水ポンプ

電動水ポンプは，循環水を循環させるためのもので，電動機およびポンプの仕様をそれぞれ表 3.1，3.2 に示す。

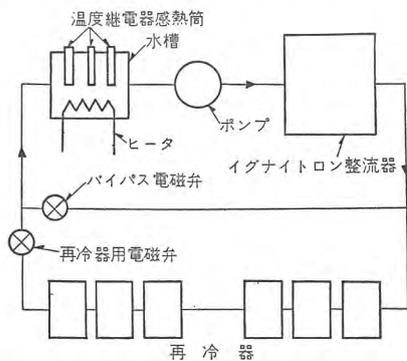


図 3.1 循環水系統図

Fig. 3.1 Cooling water system.

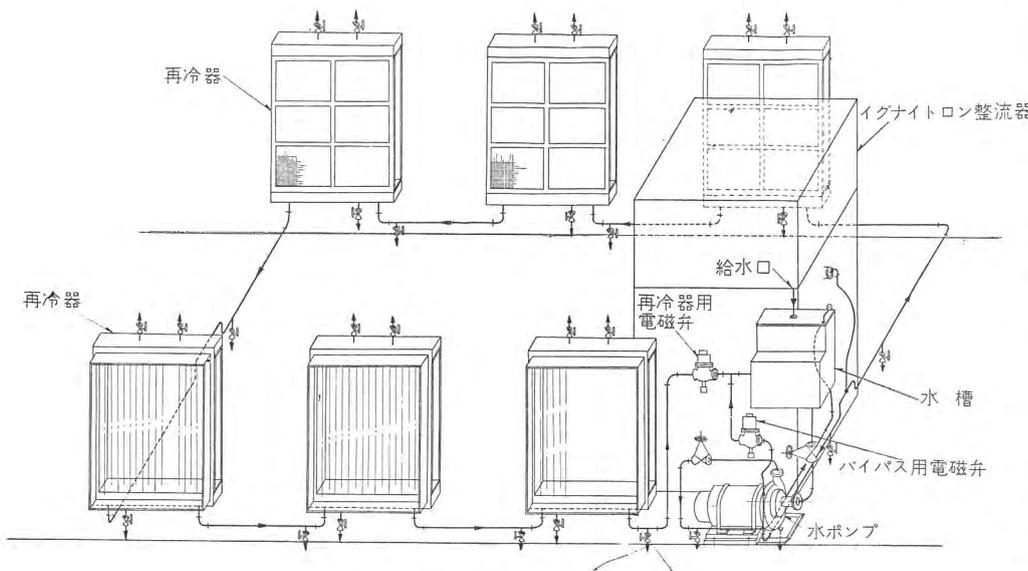


図 3.2 温度調整装置配管図

Fig. 3.2 Piping diagram of thermo-regulating apparatus.

表 3.1 水ポンプ用電動機仕様

定 格	連 続
形 名	S B-F 形
種 類	三相誘導電動機，カゴ形回転子
形 式	閉鎖防滴フランジ形，シールドボールベアリング付
極 数	4
出 力	2.2 kW
電 圧，周 波 数	440 V 50 c/s

表 3.2 水ポンプ仕様

定 格	連 続
方 式	直結ウズ巻
揚 程	20 m
吐 出 量	0.24 m <sup>3</sup> /min
回 転 数	1,450 rpm
電 動 機 出 力	2.2 kW
シ ー ル 法	メカニカル シール

#### (3) 水路切換用電磁弁

水路切換用電磁弁には，再冷器用とバイパス用とがある。再冷器用は励磁時に閉じ，バイパス用は励磁時に開く，口径 1½ の差圧作動式の電磁弁である。

#### (4) 水 槽

水槽はステンレス鋼製で，水系の最高部に位置し，循環水加熱用ヒータ 28 kW を内蔵している。また温度継電器の感熱筒を水槽の側部の金具から水槽内部にさし込み，温度を検出している。

#### (5) 温度継電器

温度継電器には，再冷器用高温継電器，水加熱器用低温継電器および流水低温継電器の 3 種があり，これらの本体は，水槽より張り出したワク組に取付けられており，その感熱筒は水槽中にさし込まれている。この温度継電器は，感熱筒に封入された揮発性液の温度による飽和蒸

気圧の変化を，キャピラリーチューブによって本体に導いて，ベローズを伸縮させることによりスイッチを開閉するもので，温度が設定温度より高くなると接点が開き，低くなると閉じる。

### 3.2 温度調整

循環水の温度により，各温度継電器は，図 3.3 に示す動作をする。循環水の温度が 25 °C より低いときは，流

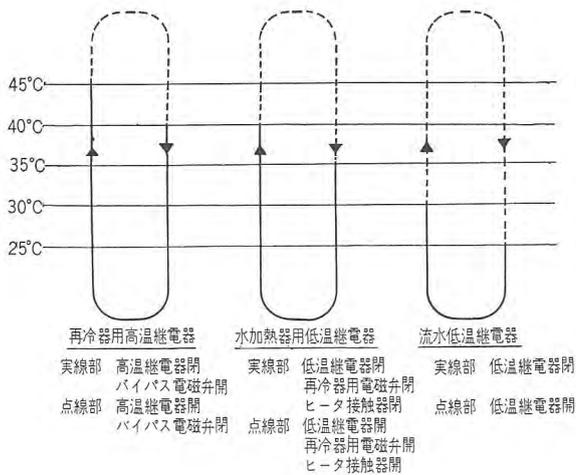


図 3.3 循環水温度による各温度继电器の動作  
Fig. 3.3 Operating diagram of thermal relays.

水低温继电器が閉じて、イグナイtronの格子と点弧電源の接触器を開く。またこのときには、水加熱器用低温继电器および再冷器用高温继电器も閉じており、前者により再冷器用電磁弁が閉じ、かつ水加熱器用接触器が閉じて循環水が加熱され、後者によりバイパス電磁弁が開いて、循環水は再冷器をバイパスして流れる。30°C以上に循環水の温度が上がると、流水低温继电器が開いて、車は発車しうる状態になる。循環水が40°Cに上がると、水加熱器用低温继电器が開いて水加熱器の電源が切れ、かつ再冷器用電磁弁が開き、循環水の一部は再冷器回路にも流れる。45°C以上に上がると、再冷器用高温继电器が開いてバイパス電磁弁が閉じ、循環水はすべて再冷器を通して冷却される。循環水の温度が下がるときは、前述の逆の動作を5°Cずつ低い温度で、逆の順に行なう。このようにして、循環水の温度を調整している。

#### 4. 制御装置

水銀整流器関係で今回はじめて採用された事項は

- (1) 30 ステップ、10 ノッチのパーニア制御。
  - (2) 逆弧继电器による逆弧電流の高速度シャ断。
- でありパーニア制御については架線電圧20kVにおいて
- (1) 10 ノッチの電動機端子電圧は定格電流において300 V、無負荷で500 Vとする。
  - (2) 10 ステップ、定格電流において電動機逆起電力が零であること。このとき界磁15%分路の状態での電動機端子電圧は23 Vとなる。
  - (3) 第1ステップの電流は約250 Aとすること。

が要求された。

##### 4.1 パーニア制御

上記の要求を満足させるためには整流器を格子制御す

ればよい訳で、順序としてまず格子回路について述べる。格子回路のうち第1格子回路は従来の補助極回路<sup>(1)</sup>と同一であるので省略し、図4.1に示す第2格子回路につき述べる。移相コンデンサ  $C_{ps}$  と陽極加熱器回路の抵抗分より形成される移相回路に格子変圧器  $T_G$  を接続し、格子変圧器二次側は磁気増幅器  $MA$  の負荷巻線およびセレン整流器  $S_G$  を経て負荷抵抗  $R_L$  に接続されている。磁気増幅器  $MA$  の巻線は内側より負荷巻線、バイアス巻線および制御巻線を示す。磁気増幅器の点弧角は

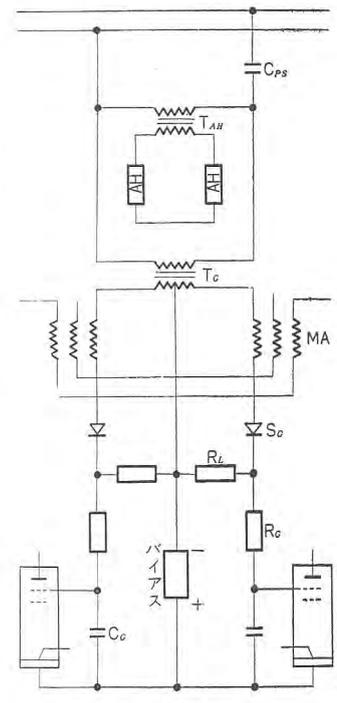


図 4.1 格子回路  
Fig. 4.1 Grid circuit.

$$\theta_f = -\frac{\pi N_e I_c^{(2)}}{AT_c}$$

$\theta_f$ : 点弧角 Radian

$N_e$ : 制御巻線巻数/鉄心

$AT_c$ : アンペアターン

で与えられるから、磁気増幅器の負荷抵抗  $R_L$  の端子間には図4.2(b)に示すような正弦波をチョップした電圧が現われるから  $R_L$  の端子電圧にバイアス電圧を重ねて整流器の格子に印加すれば、整流器の格子には図4.2(b)の斜線を施した部分の正電位がかかりそのとき陽極もピックアップし、図4.2(a)の実線に示すような直流電圧となる。磁気増幅器の制御電流を変化させると  $\theta_f$  が変化するから位相制御角  $\alpha$  も変化する、直流電圧を連続的に制御することができる。したがって磁気増幅器の制御電流を主幹制御器と連動させて変化させるとパーニア制御を行なうことができるのであるが、架線電圧が急変した場合位相制御角も急変することとなるだけでなく、他の移相回路の異なる機関車との重連総括制御を行なうとき移相回路の電圧変動に対する特性が異なる場合のあることを考慮し、つぎに述べるような閉ループの定電圧制御方式を採用した。

## 4.2 電圧制御方式

図 4.3 の電圧—電流特性において実線 A を第 10 ノッチすなわち位相制御率が零の線とする。いまあるノッチにおいて実線 C のような特性を得たい場合について考えると、整流器は閉ループの定電圧制御を行なっているから  $V_P$  なる基準電圧を与えると鎖線 B のような電圧—電流特性となり、 $V_R$  なる基準電圧を与えると点線 D のような電圧—電流特性が得られる。したがって負荷電流の増加とともに基準電圧を減少させれば電圧—電流特性にコウ配をもたせる

ことができ、実線 C に示すような A に平行な特性曲線を得ることができる。

図 4.4 に実際の格子制御回路（1 電動機分）の接続要領図を示す。タップ変圧器のタップは直接制御の場合は主幹制御器により、間接制御の場合は位相制御器により切換えられるから基準電圧を与える抵抗  $R_p$  の端子間にはノッチに対応した電圧が現われる。つぎに電動機端子電圧を適当に分圧し、電圧変動率調整抵抗を DCCT (DCCT 一次電流は全電動機電流) に接続して電動機電流に比例した電圧を図示の極性により生ぜしめると、磁気増幅器に与えられる基準電圧  $V_R$  は

$$V_R = V_P - V_2$$

となる。ここで  $V_2$  は電動機電流に比例するから曲線 C

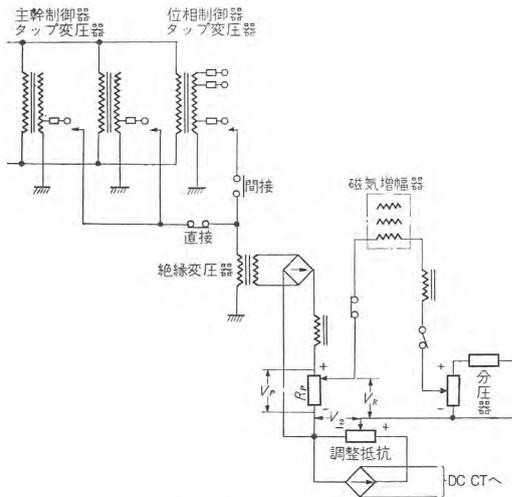


図 4.4 電圧制御回路

Fig. 4.4 Voltage control circuit.

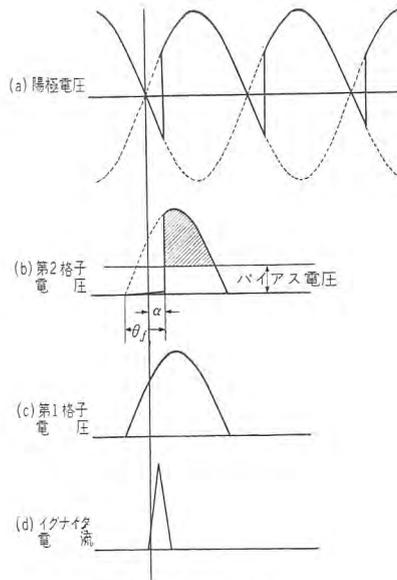


図 4.2 各回路電圧波形

Fig. 4.2 Circuit voltage wave form.

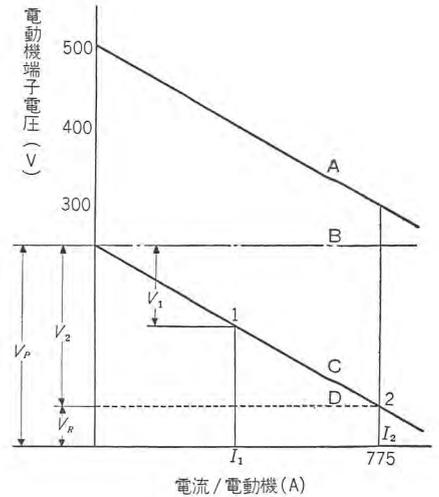


図 4.3 電圧—電流特性

Fig. 4.3 Voltage-current characteristic.

は曲線 A に平行とすることができる。

この調整抵抗を調整して電動機電流と  $V_2$  との変換比を変化させることにより、電圧変動率をある範囲で任意に調整することができる。換言すれば位相制御を行なっているあるノッチにおける電圧電流特性を無制御の場合の特性と平行にすることができるだけでなく、たとえば図 4.3 の曲線 B に示すようなほぼ水平な電圧電流特性を得ることができる。

またタップ変圧器の代りにシユウ動形単巻変圧器あるいは誘導電圧調整器などを使用すると、超多段またはノッチレス起動を行なうことができる。

電圧電流特性がほぼ水平な場合には重負荷をケン引したコウ配起動において、たとえば一つの動輪が空転を起しても他の非空転電動機の端子電圧が上昇せず、したがって他の動輪に空転が波及しにくい利点がある。また上記の超多段起動を行なえば粘着限界にきわめて近い起動電流をもって起動することができる。

このことはこの機関車の完成に先だち北陸線において ED 7019 形機関車で試験を行ない、ED 7019 形と同出力の ED 70 形機関車単機では引出し得ない重負荷を 25/1000 のコウ配において引出し得た実績からみても従来の機関車に見られない特長であろう。

## 5. 逆弧検出継電器

この継電器はイグナイトロン電気機関車の整流器の逆弧現象を単位グループごとに高速度で検出し、整流器および付属機器の高速度保護およびグループ別の故障表示

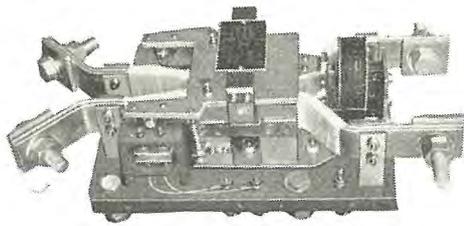


図 5.1 HBF 形逆弧検出継電器  
Fig. 5.1 Type HBF back fire relay.

を行なうことを目的とするもので、逆弧現象以外のどのような電氣的現象にも応動しないように考慮されている。図 5.1 はカバーをはずした HBF 形継電器の外観を示している。

### 5.1 定格および仕様

名 称	逆弧検出継電器
機器番号	575
1 両分個数	4
定格電圧	AC 1,200 V
定格電流	430 A × 2
耐 圧	主導体-大地間 AC 3,500 V 1 分間
	主導体-主導体間 AC 6,000 V 1 分間
	低圧回路-大地間 AC 1,200 V 1 分間
通電容量	主導体—430 A × 2 連続
	又入コイル—50 V 1 分定格
接 触 子	接触子間げき—3 mm
	接触圧力—0.02 kg 以上
	接触子ワイプ—1 mm 以上
	連動接点—2a—2b
又入コイル	抵抗—200 Ω
	コイル巻数—4,000 回
	最低動作電圧—DC 35 V 以下
	引放電圧—DC 5 V 以上
最低動作電流	逆弧電流 500~1,000 A
挿入位置	整流器のアノード側
動作速度	2,000 A 以上で 10 ms 以内

### 5.2 構造

図 5.2 はこの継電器の原理構造を示したものであるが図に見るように 2 本の絶縁された主導体、抑制側磁極、動作側磁極、可動鉄板、2 組の制御接触子および機械的鎖錠部と電磁復帰装置などより構成されている。

図 5.3 はこの継電器によって逆弧検出を行なうばあいの回路への挿入方式の一例を示しており、この図では整流器のアノード側に設置したばあいの関係図を示している。

図 5.4 は主導体と動作側磁極および抑制側磁極との関係配置を示しており、図にみるように動作側磁極は E 形、抑制側磁極は □ 形の磁極構造となっている。

可動鉄板はこれらの磁極上部に取付けられ、整流器の正常運転時には動作側磁極の吸引力と抑制側磁極の吸引力とが平衡し、不動状態にあるが、いったん逆弧現象が発生すると、動作側磁極の吸引力が強大になると同時に抑制側磁極の吸引力は減少し、可動鉄板が動作側磁極に高速度で吸引されるようになっている。

また、この継電器が動作すれば図 5.2 に示す機械的鎖錠装置が掛り動作状態を保持するようになっている。し

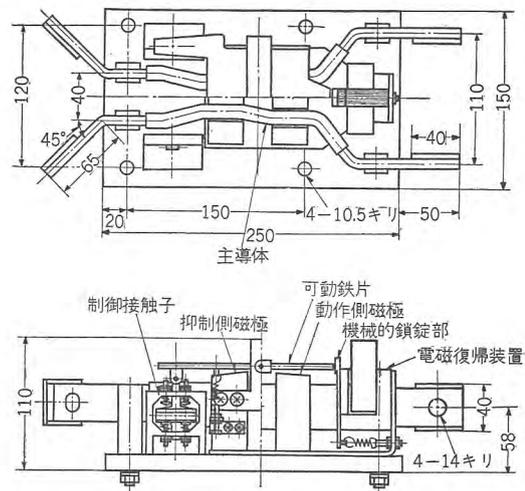


図 5.2 逆弧検出継電器内部構造図  
Fig. 5.2 Back fire relay.

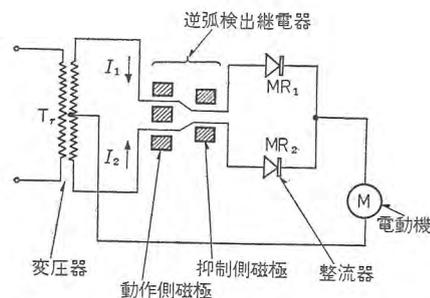


図 5.3 整流器のアノード側に設置する場合  
Fig. 5.3 Schematic diagram equipped anode side.

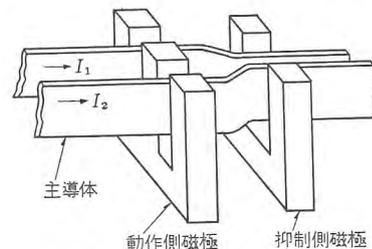


図 5.4 主導体と磁極の配置関係 (可動鉄板は省略している)  
Fig. 5.4 Arrangement of conductor and magnetic pole.

かしこの鎖錠状態は電磁復帰用コイルを励磁することによって瞬時に復帰させることができる。なお、制御接点は 2a-2b の構成になっており、点弧短絡用 (a 接点)、ABB 引はずし用 (b 接点)、表示用 (a 接点) などに適用される。

### 5.3 動作原理

図 5.5 および図 5.6 は整流器が正常運転状態にあるばあいの電流分布および磁束の分布を示している。

図より明らかなように正常運転時にはいかなる値または波形の電流が流れても、動作側磁極と抑制側磁極とはつねに同一の AT が得られるから、このような状態で両者の吸引力が同一 (または抑制側を多少強く) になるように調整しておけば、常時正常に流れるいかなる電流によってもほとんど動作力と抑制力とが平衡し、誤動作するおそれはない。

したがってこの継電器の最低動作値を規定または制限するものは耐振性に対する考慮だけで十分である。この目的のために抑制側に反抗スプリングが設けられ、その最低動作値を逆弧電流の 500~1,000 A 程度に調整することによって十分の耐振性をもつようになっている。

実際に逆弧現象が発生すれば逆弧電流は 7,000~10,000 A にもなるから高速度の保護動作を期待することができる。

つぎに図 5.7 および図 5.8 は逆弧現象が発生したばあいの電流分布および磁束の分布を示している。

いま図に示すように整流器  $MR_2$  が逆弧したばあいに

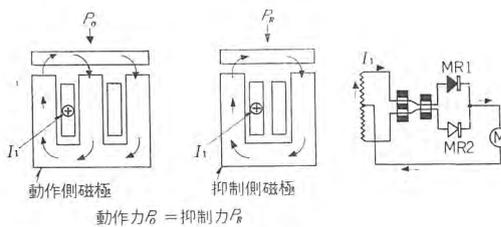


図 5.5 正常運転時の電流および磁束の分布  $MR_1$  通電時  
Fig. 5.5 Current and magnetic flux distribution as  $MR_1$  conducting.

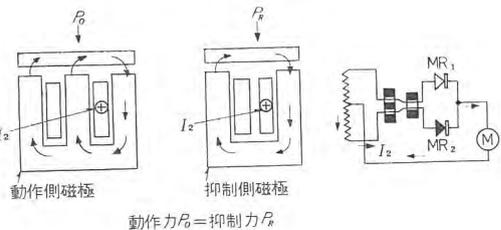


図 5.6 正常運転時の電流および磁束の分布  $MR_2$  通電時  
Fig. 5.6 Current and magnetic flux distribution as  $MR_2$  conducting.

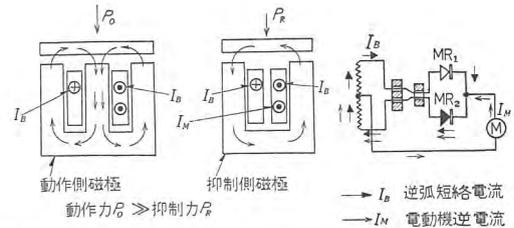


図 5.7 逆弧時の電流および磁束分布  $MR_2$  が逆弧した場合  
Fig. 5.7 Current and flux distribution as  $MR_2$  arc backing.

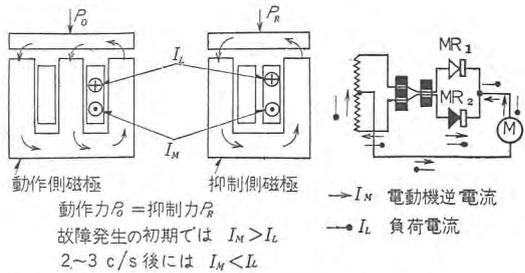


図 5.8 逆弧時の電流および磁束分布  $MR_2$  が逆弧した場合ただし図 5.6 の次の半波における状態  
Fig. 5.8 Current and flux distribution as  $MR_2$  arc backing.

ついて考えると、逆弧短絡  $I_B$  はこの継電器の動作側磁極にだけ動作 AT を与え、電動機の逆起電力による逆電流  $I_M$  は動作側にも抑制側にも同一の AT を与えることが明らかである。

すなわちこの継電器を動作させるものは逆弧短絡電流  $I_B$  だけであり、正常な負荷電流とか起動時の突入電流あるいは電動機の逆起電力による逆電流などはこの継電器の動作にほとんど影響を与えないことが明らかである。

図 5.8 に示す次の半波中には図示のように  $I_M$  も  $I_L$  も動作側と抑制側とで同一の AT を与えることになるので継電器の駆動力は零となり、反抗スプリングにより復帰しようとする。

しかし、この継電器には機械的鎖錠部を具備しているからいったん動作した後は復帰操作を行なうまで動作状態を保持するようになっている。

以上説明したように逆弧現象が発生したばあいは駆動力と復帰力とが半波ごとに繰り返される訳であるから鎖錠装置がぜひとも必要である。

なお、復帰コイルの定格電圧は DC 50 V となっているから DC 100 V 回路に適用するばあいには 2 台の復帰コイルを直列に接続して使用する。

図 5.9 はこの継電器の外形寸法を示したものである。

### 5.4 試験結果

図 5.10, 5.11 および図 5.12 に HBF 形逆弧検出継電

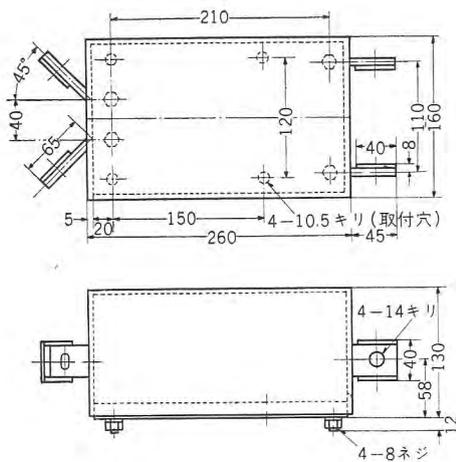


図 5.9 逆弧検出継電器外形図  
Fig. 5.9 Back fire relay outline.

器の動作速度特性を示す。

図 5.10 は逆弧電流が 2,600 A 相当の場合の動作状況を示しているが b 接点が離れるまでに 4 ms, a 接点が閉じるまでに 8.2 ms の高速度で動作していることがわ

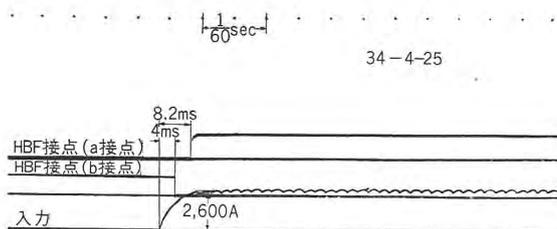


図 5.10 HBF リレー動作状況  
Fig. 5.10 Test oscillogram. (Reverse current=2.6 kA)

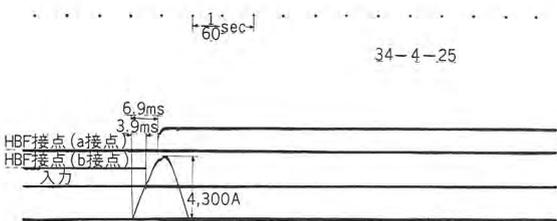


図 5.11 HBF リレー動作状況  
Fig. 5.11 Test oscillogram. (Reverse current is half wave of 4.3 kA)

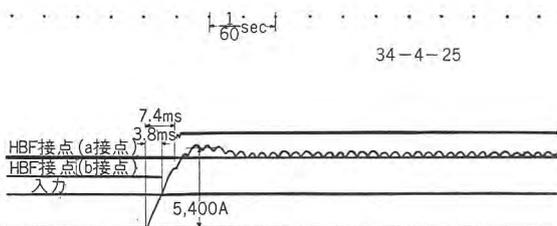


図 5.12 HBF リレー動作状況  
Fig. 5.12 Test oscillogram. (Reverse current=5.4 kA)

かる。

図 5.11 は半波の逆弧電流でも HBF 形継電器が確実に動作して鎖錠されることを確かめたものでこのばあい逆弧電流の最大値は 4,300 A である。すなわち b 接点が離れるまでに 3.9 ms, a 接点が閉じるまでに 6.9 ms でチャタリングもバウンスもなく確実に動作していることがわかる。

図 5.12 は逆弧電流が 5,400 A 相当のばあいの動作状況を示しているが同様に、b 接点は 3.8 ms で開き a 接点は 7.4 ms で動作している。

以上の説明から明らかなように HBF 形逆弧検出継電器は平均 7~8 ms の高速度で整流器の逆弧現象を検出し整流器の格子回路開放、点弧回路の短絡、ABB シャ断器の引はずしおよび故障の警報または表示など所要の保護動作を行なうことのできるものである。

## 6. む す び

わが国最初の交流電気機関車として ED 451 形イグナイトロン電気機関車が仙山線に登場したとき、その粘着特性のすぐれていることが高く評価されたのであるが、今回の格子制御方式とくに超多段閉ループ定電圧制御方式を採用すればさらに粘着特性を一段と向上させることが実証された。

この超多段閉ループ定電圧制御方式は開ループの格子制御方式には見られない長所を認められ、昭和 34 年度に量産される東北線用交流機関車に全面的に採用される予定である。

本文に述べたように整流器形交流電気機関車の特性は短期間のうちにいちじるしく向上したのであるが、整流器の制御方式だけでなく全般に制御回路がやや複雑に過ぎる傾向があるようである。今後の機関車の制御回路としては実用性能を主眼として簡素化を計ることが課題であらう。

終りにこの制御方式の完成に終始協力、ご指導下された国鉄関係各位ならびに社内関係者に感謝の意を表する次第である。

## 参 考 文 献

- (1) 「三菱電機」30, No. 4 (昭 31).
- (2) H. F. Storm: Magnetic amplifier.

## 287.5 kV 120 MVA 超高压負荷時タップ切換変圧器

伊丹製作所 村上 有\*・谷中頼朝\*\*・田村良平\*\*・沖本邦夫\*\*・印藤義雄\*\*

### On-Load Tap-Changing Transformers

Itami Works Tamotsu MURAKAMI・Yoritomo TANINAKA・Ryōhei TAMURA  
Kunio OKIMOTO・Yoshio INTO

120 MVA three phase on-load tap changing transformers delivered to Honna substation of Tohoku Electric Power Co. are the first extra high voltage units provided with on-load tap changers. The transformer is also a record product in capacity and voltage as a unit of the kind. The tap changer is of UT type and is mounted on the neutral end of solidly grounded 287.5 kV winding. The transformer is in such a construction that the tank of the three phase unit is used as a part of the car body and transported hanging on the truss. A special freight car, SHIKI-400, the No. 1 outfit in the world for a narrow gauge railway, made possible the shipping of the completely assembled units.

#### 1. ま え が き

わが国の超高压送電線は全国的規模に発展しようとしており、主幹送電の新しい系統を整えつつある。電力需要の激増、電源の開発に対応して運営の合理化を計るために系統は超高压送電をもって有機的に連系されていく。この送受電端あるいは連節点に設置される超高压変圧器はすでに 30 余台が運転されている現況である。

東北電力株式会社の本名変電所は只見川水系 154 kV 主要発電所群の最上流にあり、電源開発株式会社の田子倉、奥只見発電所の 287.5 kV 電力と連絡し、建設中の仙台変電所と 275 kV 本名仙台線で接続して基底負荷をもつ仙台の新鋭大火力発電所と連系し、水火力併用を計るとともに、只見川水系主要発電所の増設による電力を当変電所で昇昇し、超高压送電線による電力供給をもって系統の合理的運用を達成する目的で、ここに 2×120 MVA 超高压変圧器が設置され、とりあえず田子倉発電所の電力を受電して運転開始された。

最近送電連系の推進にともない一次変電所の大容量変圧器にも負荷時タップ切換器を備える必要があり、この種変圧器が広く普及してきた。本名変電所 120 MVA 変圧器は 275 kV と 154 kV の系統を連系する変圧器であるから、両系統の電圧の変動に対して負荷時に一次二次間の巻数比を変えてそれぞれの電力電圧に即応することを運用上要求され、まさに負荷時タップ切換器適用の典

型的な一例である。超高压送電に負荷時タップ切換器を用いた例は初めてではないが、直接式を採用し負荷時タップ切換超高压変圧器を製作したのはこれがわが国では最初で、またタップ切換変圧器として容量、電圧の上で記録品である。

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、重量大物貨車輸送技術の進歩とにより、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前提に計画される実状で、その要求は絶対に近い。当社は超高压大容量変圧器を対象に、日本国有鉄道、新三菱重工三原製作所と協力研究の上、わが国最大の 240 トン積私有大物車シキー 400 形を三原製作所で製作し、実現を予想されるいかなる超高压大容量変圧器といえども組立輸送できる態勢を整え、まずこの変圧器を福島県の現地まで貨車輸送した。この大物車は狭軌の鉄道用としては世界最大のものであり、わが国の現用鉄道のもとで大物重量物の輸送貨車として製作可能な最大の車両であると考えられている。変圧器は本体タンクを車両構成の一部とし立てたまま上部は輸送用カバーをつけて、トラスつり掛式で送るいわゆる車両形構造で、東海道線（特甲線）東北線（甲線）磐越西線（乙線）会津線（簡易線）および電発専用線（丙線）の悪い鉄路条件の困難のもとを、積載限界いっぱいの空間を使って組立輸送された。図 1.1 はこの輸送姿である。

\* 技術部変圧器課長 \*\* 技術部

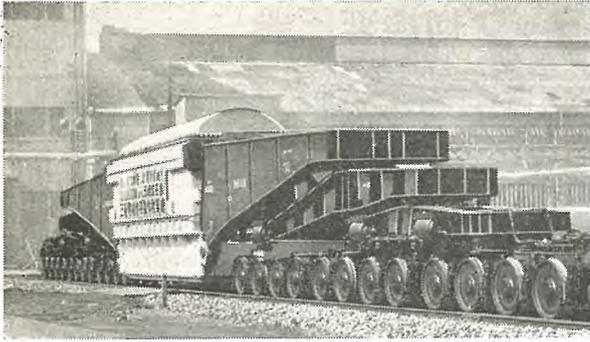


図 1.1 120 MVA 変圧器の輸送姿

Fig. 1.1 Transportation of 120 MVA transformer body.

SUB-UT 形 負荷時タップ切換変圧器

電圧

高圧側 287.5-284.4-281.3-278.1-275 (定格)-271.9  
-268.8-265.6-262.5 kV

(275 kV±12.5 kV)

9 点タップ 負荷時タップ切換式

低圧側 161 kV

三次 (安定巻線) (21 kV) (1 端子だけ取出し)

容量 120,000 kVA

(内蔵安定巻線 40,000 kVA)

周波数 50 c/s

絶縁階級

2. 定格, および重量, 油量, 外形寸法

形式 外鉄形 三相 送油風冷式 車両形組立輸送

三相負荷時タップ切換変圧器

定格容量 120,000kVA (内蔵三角巻線  
40,000kVA)

50 s/c 連続定格 送油風冷式

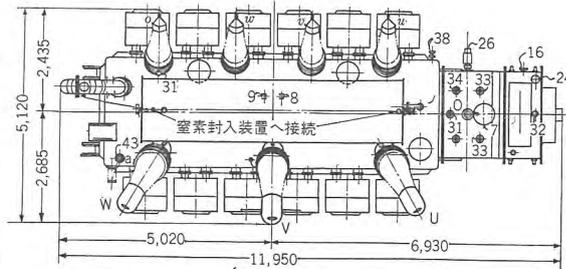
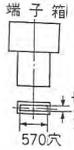
外鉄形 SU-B-UT形 屋外用

高圧側 275,000±12,500V

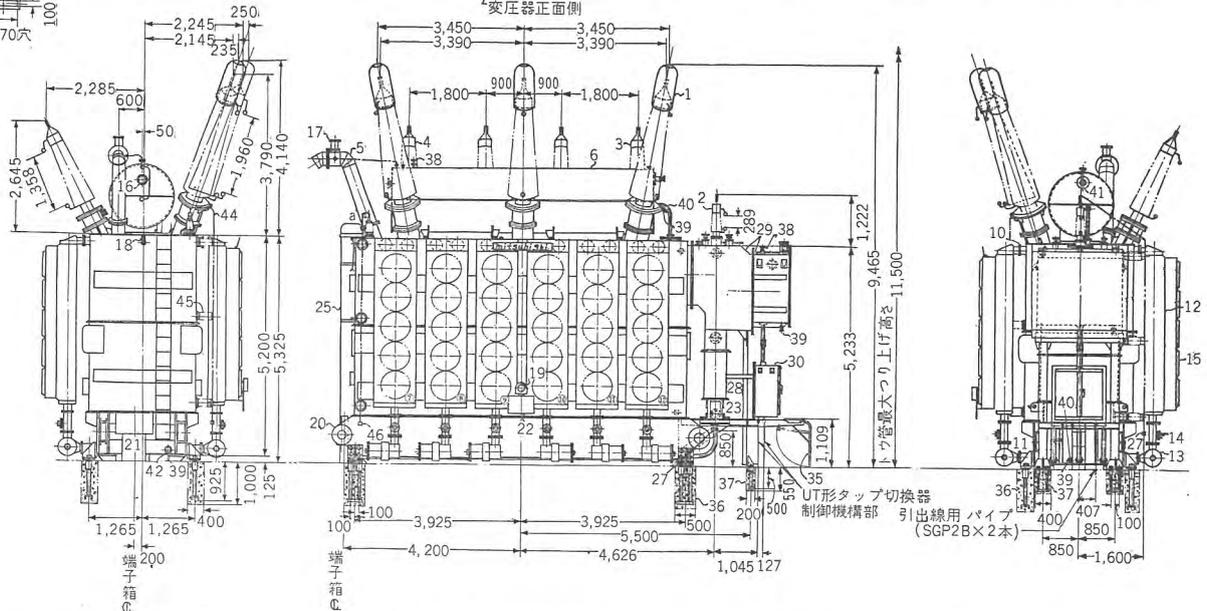
(9点タップ) 252A

低圧側 161,000V 430A

端子箱	重量 230,000kg
	油量 73,000l
	総重量 296,000kg



高圧側 線路側 200 号  
中性点側 40 号  
(負荷時タップ切換器 40 号)  
(中性点トウ管端子 30 号)  
低圧側 線路側 140 号



品番	名称	個数	品番	名称	個数	品番	名称	個数
1	高圧トウ管 200 号	3	16	マグネチック油面計	2	32	油封式透シ弁	1
2	高圧中性点トウ管 30 号	1	17	SP リレー (本体用)	2	33	タップ切換器取手 (変換器用)	3
3	低圧トウ管 140 号	3	18	アルコール温度計	1	34	" (開路器用)	1
4	低圧中性点トウ管 140 号	1	19	丸形指示温度計	1	35	折タタミハシゴ (UT 形操作機構用)	1
5	放圧弁	1	20	総体つり手兼ジャッキパッド	4	36	耐震装置 (本体用)	4
6	コンサベータ	1	21	端子箱 左上図参照	1	37	" (UT 形タップ切換器用)	1
7	マンホール	4	22	名板	1	38	上部油コシ弁 1 1/2 "	3
8	記録温度計用口出金	1	23	結線図名板	1	39	下部油コシ弁 1 1/2 "	4
9	油温度計用口出金	1	24	SP リレー (UT 形タップ切換器用)	1	40	検油弁 1 1/2 "	2
10	6 上部冷却器弁	12	25	ハシゴ (本体用)	1	41	ノズル弁 1 1/2 (油脱気用) "	1
11	6 下部冷却器弁	12	26	ポスト形支持ガイシ 30 kV 用	3	42	排油弁 3 "	1
12	冷却器	12	27	PG クランプ	1	43	内蔵三角巻線用トウ管 20 号	1
13	油ポンプ NW-A 形 3φ 3.7kW 200V 50 c/s	12	28	補助単巻変圧器	1	44	" 用接地銅管	1
14	油流計	12	29	UT 形タップ切換器室	1	45	ポスト形支持ガイシ 20 kV 用	3
15	送風機 65 cm 3φ 0.4kW 200V 50c/s	60	30	UT 形タップ切換器操作箱	1	46	PG クランプ	1
			31	BCT 用口出金	2			

図 2.1 外形寸法図

Fig. 2.1 Out-line dimensions.

中性点側 140 号  
 三次安定巻線 対地 60 号  
 結線  
 高压側 星形結線 (中性点直接接地)  
 低压側 星形結線 (抵抗接地)  
 三次側 三角形結線 (内蔵)

負荷時タップ切換器

UT 形 補助単巻変圧器 (リアクトル) 方式

高压中性点側直接切換式

重量 (油を含まず) 230,000 kg  
 油量 73,000 l  
 総重量 296,000 kg  
 輸送重量 180,000 kg

外形寸法 (図 2.1 参照)

幅 11,950 mm  
 奥行 5,120 mm  
 高さ 9,465 mm

3. 特 長

わが国には 100 MVA 以上の負荷時タップ切換変圧器、あるいは 220 kV 以上の超高压変圧器に直接式に負荷時タップ切換器をつけた製作例はかつてなかった。超高压変圧器に直接式負荷時タップ切換器を採用したことは、使用者、製作者とも大英断であるが、UT 形負荷時タップ切換器および外鉄形超高压変圧器の信頼性を高く評価している証左である。負荷時タップ切換器は 287.5 kV 超高压側中性点端 (直接接地側) に付され、したがって対地絶縁は 40 号相当に低下しえて、かえって絶縁は容易で安全性は高い。120 MVA 変圧器につけられた UT 形負荷時タップ切換器は当社の大形変圧器用負荷時

タップ切換器として多年の実績を有し、補助単巻変圧器 (リアクトル) 式の単一回路方式で、がんじょうな構造を特長としている。なお負荷開閉器、同室油、あるいは操作機構の点検補修を便宜にするため、簡単に外部から負荷開閉器、補助単巻変圧器を送電回路から切離し側路して変圧器の運転を継続しながら保守できる特別の切換器をつけている。

前述のようにこの変圧器を組立輸送するため、また将来の超高压大容量変圧器を鉄道輸送できるようにシキ-400 形大物車を製作私有し、日本国有鉄道の車籍を得た。外鉄形超高压変圧器を特別三相式構造によらずに、外鉄形フォーム・フィット構造の特長を活用した車両形設計として、三相器本体の組立輸送を行なう実証を得たことに意義がある。とくに本名変電所までには、鉄道の曲線部半径の小さい箇所 (磐越西線に半径 250 m 曲線) あり、そのため車両中心部の偏奇が大きく、荷物の限界にいちじるしい縮小制限をうけ、重量と寸法に相反する制約がからみ (車軸数とトラス長さ)、大物車としては全般を考慮し 240 トン積 24 軸となったが、本名変電所 120 MVA 変圧器については、重量に余裕あるにかかわらず寸法的には相当に苦しい設計であった。

4. 構 造 (変圧器本体)

4.1 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。高压側は絶縁階級 200 号段絶縁 (衝撃電圧全波 1,050 kV, サイ断波 1,210 kV, 交流絶縁耐力 460 kV 180 c/s 40 秒間) の標準設計で、線路側群、接地側群の 2 群からなる。低压は絶縁階級 140 号 (衝撃電圧全波 750 kV, サイ断波 870 kV, 商用周波絶縁耐力 320

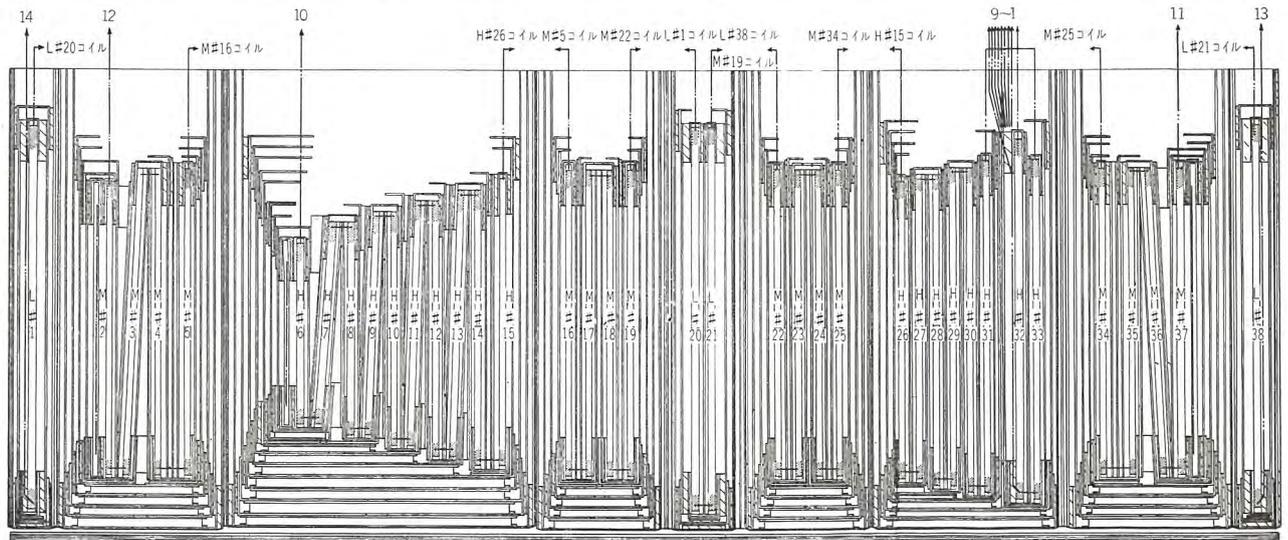


図 4.1 絶縁組立図

Fig. 4.1 Sectional view showing insulation assembly.

kV 60 c/s 60 秒間) 全絶縁である。三次安定巻線は運転電圧は 21 kV であるが、衝撃移行電圧を配慮して対地 60 号(商用周波絶縁耐力 140 kV 60 秒間)の絶縁とした。しかし 20 号のトウ管端子で1端子は常時接地される。図 4.1 に巻線絶縁の総組立を示す。

負荷時タップ切換器は高圧側中性点端につけられ、直接接地の中性点电位にあるが、タップ・コイルおよびリードとタップ選択器はタップ誘起電圧と動揺電圧振動分を考慮し、40 号絶縁とした。NEMA 標準は 200 号絶縁の中性点を電圧調整器を通して直接接地するとき中性点端絶縁を最小 40 号としている。直接式のときは、直接接地中性点を 15 kV 級としタップ範囲 10% であるから  $(460\text{kV} - 34\text{kV}) \times 10\% + 34\text{kV} = 76.6\text{kV}$  級に余裕をみた絶縁にする。

タップ・コイルは遊びコイル方式であるが、外鉄形コイルの特質として電位振動はきわめて小さく、特別の考慮を要しないことを確かめた。

#### 4.2 巻線組立

大容量外鉄形変圧器を車両形にするには変圧器本体を直立状態のまま、図 4.6 に示す変圧器断面を輸送限界にはいるように設計しなければならない。具体的には群絶縁プレスボード板の寸法(コイルの幅)と巻心をきめる鉄心断面寸法に制約をうける。変圧器容量が大きくなると両者は一般に相似的に大形になり、高電圧になると絶縁部寸法すなわち絶縁板が大きくなって限界寸法を超過する。容量増大に対してコイル数を変えないで、コイル・スタック長さを一定のままにすると、増大分は限界方向にだけ延びて制限超過はさげえない。したがって車両形変圧器においてはコイル数を増加してコイル・スタックを大きくし断面を限界寸法以内に保つ設計を採用することになる。

特別三相式輸送で一つの方法は 1 相分中身本体を横倒しして、コイル幅(鉄心窓幅)、鉄心幅から決まる幅寸法をコイル・スタックとかねあって積載限界高さ方向内に入れ、増大分を横倒し長さ方向(正常の高さ方向)に大きくして、落込みトラスにつり下げて大容量高電圧変圧器を単相に分けて輸送し、現地で三相変圧器の形に組立てる。(図 4.7 参照)

たんにコイル数だけを増加してコイルの幅の縮小を計るだけでは、漏洩リアクタンスが増大するので、巻回数を減ぜねばならないが、巻回数を小さくすると鉄心断面寸法が大きくなり、また不経済になり重量が増大するか

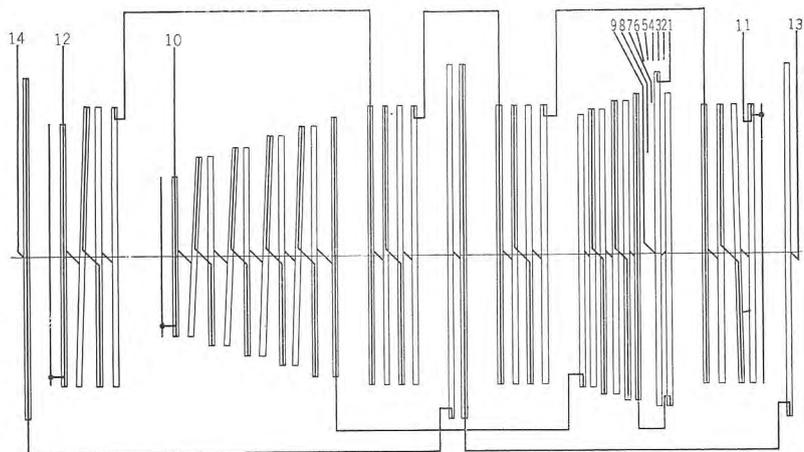


図 4.2 コイル接続図

Fig. 4.2 Connection of coils.

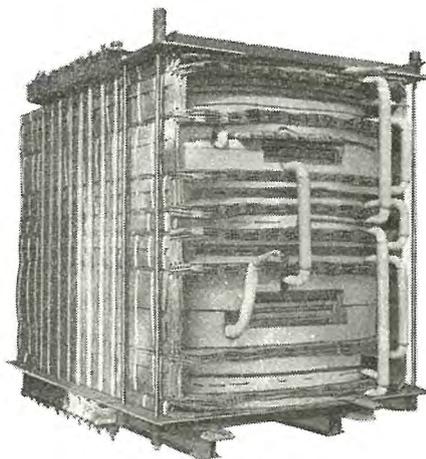


図 4.3 絶縁を施した巻線組立

Fig. 4.3 Winding assemblies with insulation.

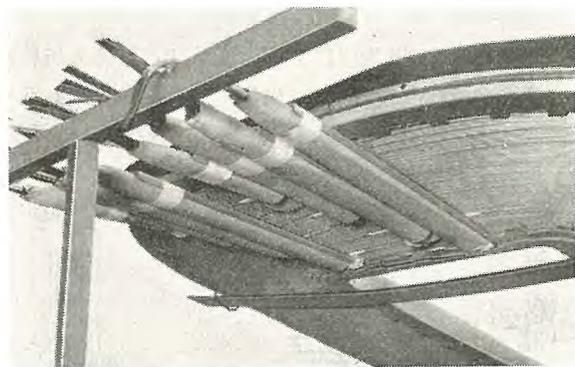


図 4.4 タップ・コイル

Fig. 4.4 Tapped coil.

ら、これには設計上適当な限度がある。大容量変圧器の設計では高低圧群の分割数を増加して、コイル数を多くし全体の相似性と経済性を考えるが、車両形設計では限界寸法に前記の断面がはいり、リアクタンスが適当値になるように、群分割とコイル数および巻回数を決めることになる。群分割数とコイル数を倍加すれば巻回数が増すが鉄心断面積が減じ全断面は小さく、一般に重量も軽くなる。

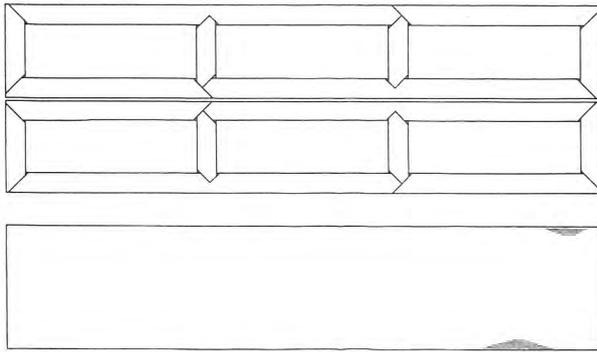


図 4.5 外鉄形三相鉄心

Fig. 4.5 Shell-form three-phase core.

超高圧大容量変圧器を組立輸送車両形にするには図 4.2 に示すように 4 群の巻線組立にし、限界にはいるようにそれぞれの電圧の標準のコイル数を選び、細長い形になる。各群のアンペア・ターンは極力平衡するようにあん分される。超高圧側のタップは絶縁が容易な接地側群からとられるが、とくに負荷時タップ切換器のときは中性点端タップとなるので、図 4.2 のようにコイル接続を反転し、タップ・コイルを漏洩磁界の極大位置（高低圧間近傍）から遠ざけて、うず電流、電磁的不平衡を極小にしている。

三次安定巻線は鉄心励磁の非直線性による高調波の抑制と超高圧回路の零相インピーダンスの減少、すなわち超高圧系統中性点有効接地の条件をみたすために挿入される。したがってこの値が過大であっては大きな系統では接地有効度を減殺されるので、これも対称 4 群分割とし、零相インピーダンス（高圧-三次間インピーダンス）を 18%（120 MVA 基準）、三次安定巻線のインピーダンスを 7.5%（120 MVA 基準）にした。

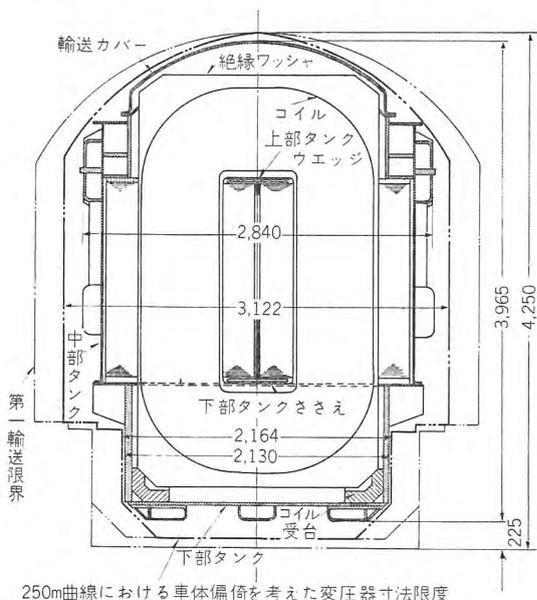


図 4.6 輸送中の変圧器断面図

Fig. 4.6 Sectional view of transformer under transportation.

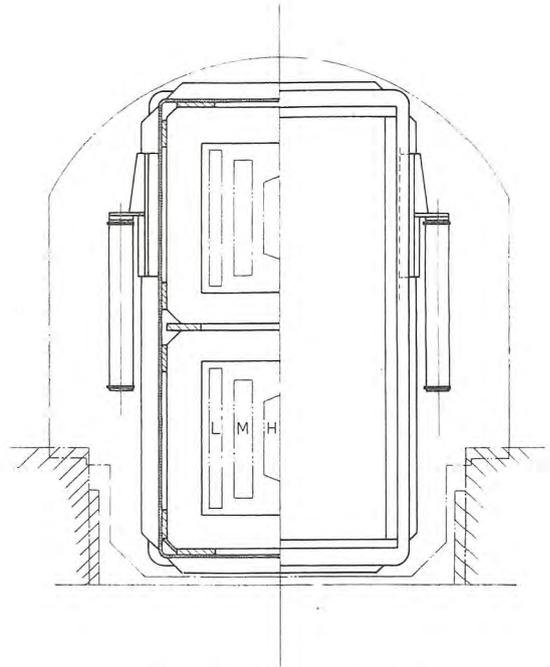


図 4.7 特別三相式輸送断面

Fig. 4.7 Cut-away sketch of special three phase transformer under transportation.

三次巻線の容量は、有効接地系の一線地絡時の中性点電圧を最悪の 60% とみて三次巻線に流れる零相短絡電流は  $60/18=3.3$  p.u. が最大であるから、これに巻線が（熱的）、機械的に耐えるように電線容量を選定すればよいが、実際には構造的に多分の余裕をとっても実質的に不経済ではないので、三次は 40 MVA, 21 kV とした。

図 4.3 は絶縁を施した巻線組立の 1 相分であり、図 4.4 にタップ・コイルを示す。タップ・コイルはちょうど 1 枚のコイルでできている。

#### 4.3 鉄 心

鉄心は冷間圧延方向性ケイ素鋼帯 G-12 および G-13 を使用した。（八幡製鉄の Z-12 および Z-13）方向性を有効にするため全面的に額縁形鉄心を採用しているが、三相変圧器のときは図 4.5 に示す鉄心となり、長手の鉄心が長いときには 1 箇所をつなぎを入れる。接合は重ねつなぎであり、外鉄形変圧器は鉄心をタンク側板で締付

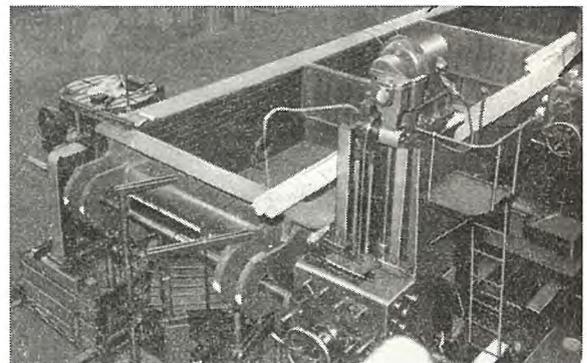


図 4.8 ヒンジ機械加工

Fig. 4.8 Machining for truss hinge.

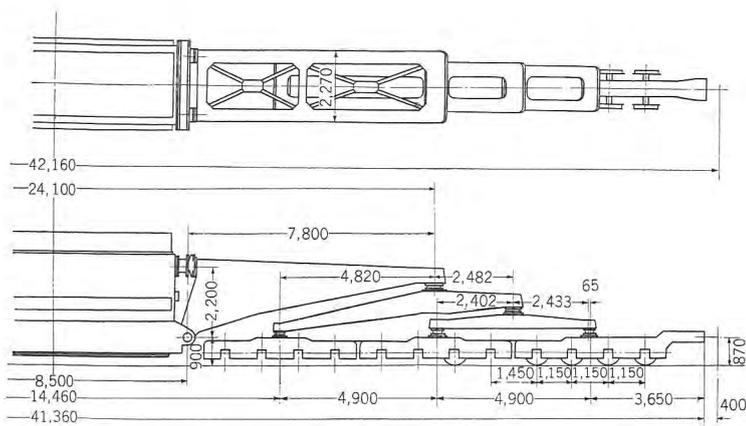


図 4.9 シキー 400 形輸送寸法図

Fig. 4.9 Shipping dimensions of SHIKI-400.

けるが、鉄心ブロックはこの締付圧力による重なり面の摩擦でもって、巻線の短絡時電磁機械力と輸送中の衝撃に自体で十分抗し、ずれることは絶対ないようにできている。

冷間圧延方向性ケイ素鋼帯は組立後に機械的ヒズミが残るといじめるしく特性が劣化するもので、この点比較的狭い同一幅のケイ素鋼板積みを上下の全面で締付ける外鉄形変圧器は冷間圧延鉄心を使用する上に好適の構造である。

#### 4.4 タンク

外鉄形変圧器は設計的に形態の自由度が大きく、横倒しできる点で輸送上はなほだ有利であって、低床ビームを用いる組立輸送では他の追従できない優越を認められているが、トラスつり掛輸送法に対してもフォーム・フィット変圧器は構造的に車両形にあつらえどおりの形態をなしている。図 4.6 の変圧器断面図をみると、まず外形が荷物の輸送限界線にはなほだ相似していること、つぎには中身重量を下部タンク側板で全周受けており、鉄心受面をもつ側板がそのままトラスの引張りメンバに使用され、側板の補強だけで中身の支持や底板の特別の強化は不要であること、第 3 には鉄心押えがちょうどトラスの突張りメンバに利用できることなど、フォーム・フィット・タンクはトラスのメンバに対応するところに本体構造上の強度材が備わっていて、あまり補強のため重量増大することなく車両形になる。

トラスとの結合は下部は下部タンク側板を延ばしてヒンジ(耳金)のピン穴をあけ、大物車のトラスのヒンジとはめ合わせてピン止めし、上部は圧着板を当て変圧器側は受板を現物合わせして溶接する。図 4.8 はピン穴を機械加工している作業状況である。

鋼材はすべて高抗張力鋼板ならびに溶接構造用鋼板を用い溶接箇所はヒズミ取り焼鈍を行なった。完成後トラスつり掛静止状態、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。図 4.9 はシキー 400 形大物車に積載した寸法図である。

輸送にあたっては前もって模型を積んで現地まで通過させ、鉄道の積載限界を確かめたのち、実物を送った。

#### 4.5 冷却方式

冷却方式は送油風冷式であるが、現地は積雪 2.5 m におよぶ多雪地域であり、運転停止時の降雪で送風機の起動不能のときの保護として各送風機にオート・カット保護器を付属取付けた。オート・カットは手動復帰式であるが、これにより積雪のため送風機の電動機を焼くことはない。放熱器は標準 U フイン管式で、12 組取付け、1 組の放熱器は放熱管 115 本よりなり、各放熱器に 3.7 kW 送油ポンプ 1 台と 0.4 kW 送風機 5 個を取付けている。送油ポンプは電動機が油中で運転する全密閉形で、溶接ケース中に納められており、送風機はアルミ鋳物製外径 660 mm の 2 枚羽根で鳥の羽根の形状をし、旧形の送風機に比し風量大きく騒音が少ない。補器損失は送風機が 17 kW、油ポンプが 35 kW であった。

### 5. 負荷時タップ切換変圧器

負荷時タップ切換えを行なう結線方式には直接式と間接式とがある。前者は電力損失が少なく価格が安い点で経済的に有利で、後者は経済的には不利であるが、運転上の信頼性は高いとみるべく、結線法によって負荷時タップ切換器の電圧電流を小さくすることもできるので、負荷時タップ切換器にあまり信頼をおきえないときに採用される。欧米においては負荷時タップ切換器の信頼度を相当に高くみており、大半の変圧器が負荷時タップ切換変圧器であるが、わが国では二次変電所に広く採用されるようになってから、次第に一次変電所の 110 kV、154 kV におよばされているのが実状である。

本名変電所のように既設 154 kV 東北幹線に並列して新超高圧幹線を建設し並行運転を行なうとともに、田子倉発電所を経て東京地区と連系する山側変電所としては、負荷時タップ調整が必要で、しかも大きな系統をつなぐ重要変電所であるからとくに信頼度の高い変圧器が要求される。

外鉄形変圧器はコイルにタップをつけ取出すことが比較的構造上容易で、そのために電氣的、機械的に弱点となることが少ないので、直接式負荷時タップ切換方式を採用することにちゅうちょを覚えない。

超高圧変圧器は中性点が直接接地されるので、超高圧側中性点端につければ、相間とともに対地間の絶縁が容易になり、しかも定格電流値が小さくて済む。電圧調整範囲と必要ステップ間電圧からタップ数が定まり、この電圧が過大でない限り、負荷時タップ切換器の責務は楽

であるとみるべきである。

### 5.1 負荷時タップ切換器の適用

負荷時タップ切換器は切換えわり中のタップ間横流制限に抵抗を用いるものとリアクトル(補助単巻変圧器)を使用する切換器の2種に分別することができる。前者は欧州で広く発達し、後者は米国で普及している方式で、タップ切換器の構造自体にも相違するところがある。リアクトル(補助単巻変圧器)式はリアクトルを連続定格に設計するのでタップ切換器動作はがいして単純で高度の機構を要せず、機械設計製作が容易であるが、半面全体が大形になりがちで、絶縁レベルの高い切換器は構造的に不利である。抵抗式は逆に抵抗を短時間定格にせざるをえないので、負荷開閉器の切変りは瞬時動作となり、このため強力な蓄勢スプリングを用い、リンク機構、トグル機構など密な構造を要し、発動式のため衝撃が大きい。タップ切換器は一般のスイッチ・ギヤと異なり、その動作回数は数十万回に及ぶから、運転上の信頼性と寿命が重要で、両者の優劣は決めにくい。前述のように超高压変圧器では直接接地される中性点端に付すことにより30号あるいは40号の対地絶縁で十分のときには、リアクトル式のほうが信頼度が高いと考えている。

### 5.2 UT形負荷時タップ切換器

120 MVA 変圧器に取付けた UT 形負荷時タップ切換器は単回路式の9点タップ、定格電流 400 A、タップ間電圧 2,400 V、対地絶縁 40 号のリアクトル(補助単巻

図 5.1 (a)  
タップ選択器  
Fig. 5.1 (a)  
Tap selector.

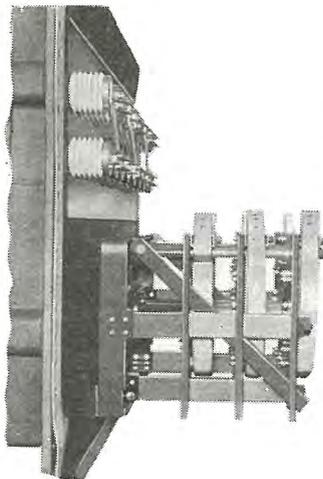
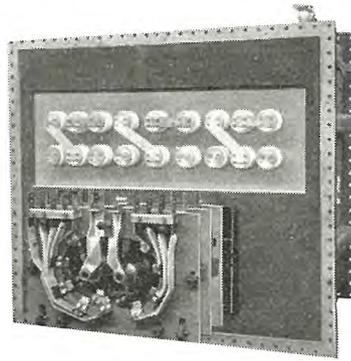


図 5.1 (b)  
タップ選択器  
Fig. 5.1 (b)  
Tap selector.

変圧器)方式のタップ切換器で、負荷開閉器、分路開閉器、およびこれに連動するタップ選択器と操作機構部とからなっており、大形変圧器用として機械的、電氣的にがんばりな構造を主眼に設計されている。

タップ選択器は変圧器本体と直結する補助単巻変圧器箱内上部に入れて、無負荷状態でタップを切換選択していく回転形切換器である。固定接触子は刃形板ウェッジ形で、マイカルタ板に半円形状に左右2組に配列され、一方の接触子列には奇数番目、他方の接触子列には偶数番目のタップを接続する。可動接触子はフィンガ形で、銅の通電シューを電流分路と強力な板バネで支持した構造で、2軸にそれぞれ取付けられゼネバ・ギヤ機構により交互に1タップあて動作する。選択器板はウッド・マイカルタで仕切りの鉄板から絶縁支持され、可動接触子回転軸もウッド・マイカルタ軸を用い三相同軸でおのおの間を絶縁し、電流は集電接触子を経て銅板リードをもって負荷開閉器の取付脚になる貫通ブッシングに接続さ

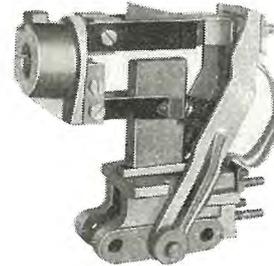


図 5.2 (a) 負荷開閉器  
(閉極)  
Fig. 5.2 (a) Load  
contactor. (closed)

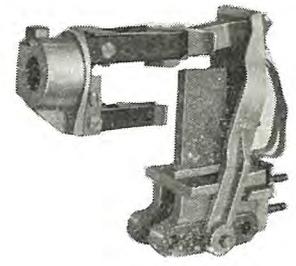
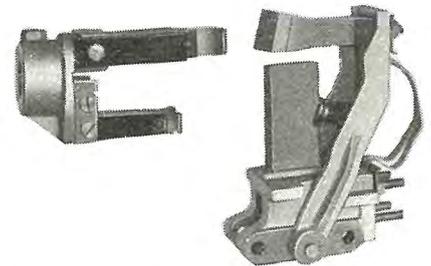


図 5.2 (b) 負荷開閉器  
(開極中)  
Fig. 5.2 (b) Load  
contactor. (opening)

図 5.2 (c)  
負荷開閉器  
(開極)

Fig. 5.2 (c)  
Load contactor.  
(opened)



れる。図 5.1 は 3 相組立てられたタップ選択器を示す。

負荷および分路開閉器はタップ選択器を取付けた仕切壁の外側反対面に組立てられ、別個の油槽内に収納される。負荷および分路開閉器は同一の構造である。

固定接触子はフィンガ形で、鉄板壁に当着けたマイカルタの絶縁板上の貫通ガイ管に固定される。可動接触子は主接触子がブレードで、アーク接触子はラッチつきウェッジ形になっている。アーク接触子は固定可動ともアーク発生面に銅タングステンの耐弧合金をロウ付けしてある。

図 5.2 は負荷開閉器の構造と動作を説明する写真である。(a) は開閉器閉の状態であってアーク接触子は根もとのス

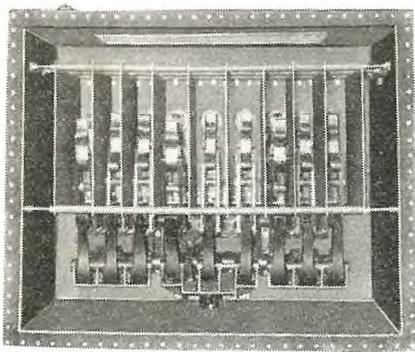


図 5.3 (a) 負荷分路開閉器  
Fig. 5.3 (a) Load and shunt contactor.

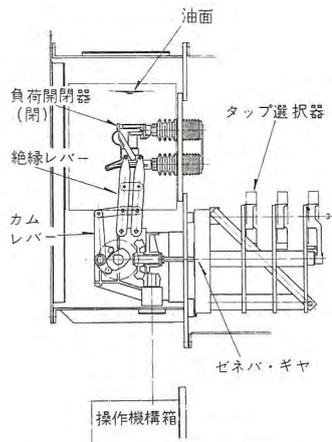


図 5.3 (b) UT 形負荷時タップ切換器断面図  
Fig. 5.3 (b) Interior view of type UT tap-changer.

トップをもって固定接触子に押込まれ電流は主として主接触子を通る。(b)

は開の動作が始まって主接触子は開極したが、アーク接触子はウェッジ端のラッチがかかり、両者間のツル巻バネは蓄勢され閉のまま残って電流はアーク接触子に移った状態、(c) は主接触子があるストローク動いてアーク接触子をストップが突押しして、ラッチがはずれアーク接触子がバネにより速切りした開極完了を示す。アーク接触子の開極速度は 1.5 m/sec である。

各相 2 個の負荷開閉器、1 個の分路開閉器は 3 相同時にそれぞれ 2 個の回転カムとカム・レバーにより絶縁マイカルタ・レバーを動かして順序正しく動作する。この連動操作機構部は負荷開閉器箱内下部の油中にあり、操作箱からの垂直回転軸をダブル・ベベル・ギヤで受けてタップ選択器のゼネバ・ピニオン軸と連動しながら、カム軸を回転操作する。この間の構造ははなはだ簡単であり、動作は円滑確実である。主軸、ピニオン軸の貫通部にはオイル・シールを施してある。図 5.3 (a) は負荷および分路開閉器の 3 相組立であり、図 5.3 (b) は各部の関連を説明している。

動力減速機構、制御スイッチなどは負荷分路開閉器室の下部の操作箱内に納められ、操作回転軸はユニバーサ

ル・ジョイントで負荷開閉器室主軸と接続される。操作電動機は 2.3 kW 三相四極、50 c/s, 200 V を使用し強力な電磁ブレーキをつけている。

電磁接触器、ノーヒューズシャ断器、パイロット・スイッチ、リミット・スイッチ、コントロール・スイッチ、タップ位置表示器、並列運転用段調スイッチ、セルシン送信機、動作回数計、機械的開放装置などが設けてある。機械的開放装置はリミット・スイッチが電氣的にミスし、または手動操作により動作極限外に進もうとしたとき、この危険を保護するために、減速装置の部分でそれより先をクラッチで自動的に切離し空転させる装置である。図 5.4 は操作箱

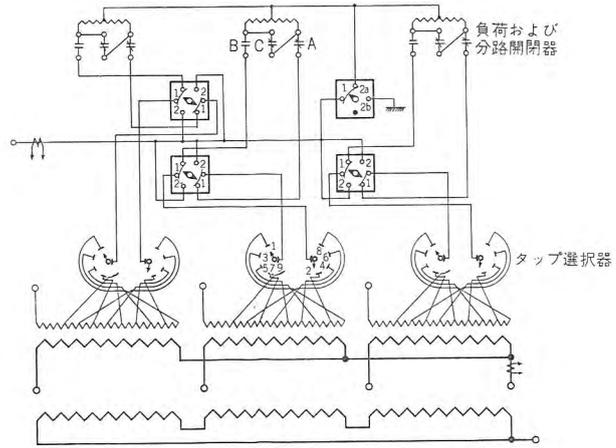


図 5.5 結線図  
Fig. 5.5 Connection diagram.

内を示す。

### 5.3 タップ切換動作

図 5.5 は UT 形負荷時タップ切換器の結線図である。後述の側路、開路切換器を入れた結線図になっているが、平常状態では切換器が 1 に接続されている。

負荷開閉器は A がタップ選択器の奇数群に、B が偶

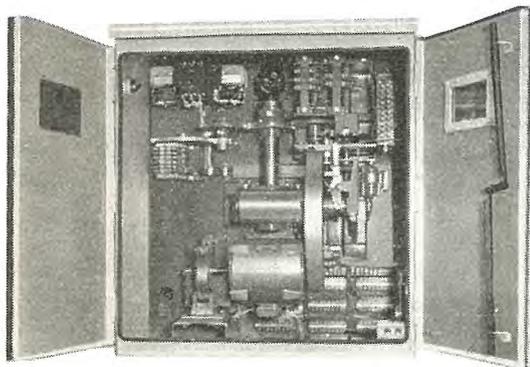


図 5.4 操作機構箱  
Fig. 5.4 Operating mechanism box.

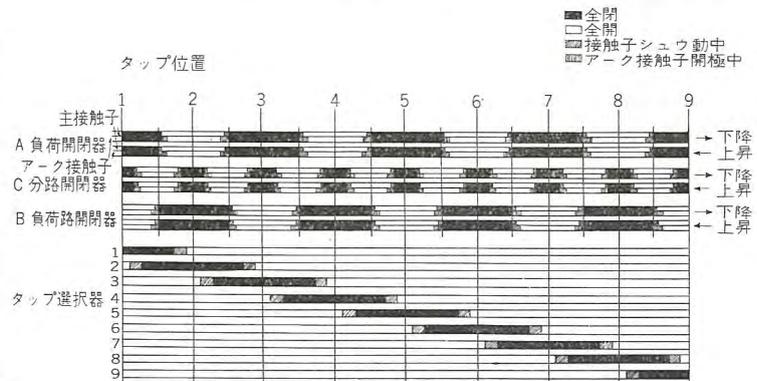


図 5.6 動作シーケンス  
Fig. 5.6 Operation sequence diagram.

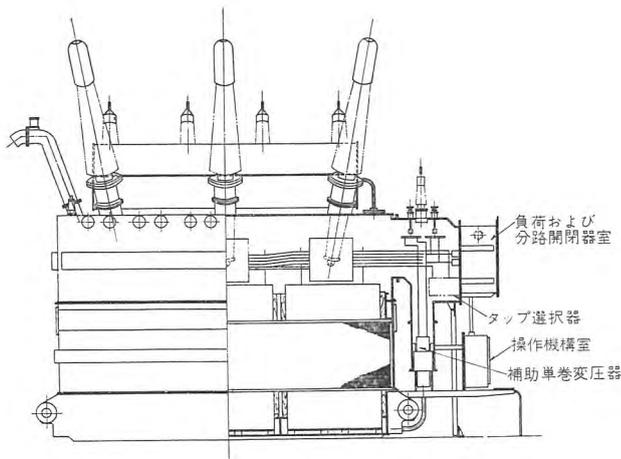


図 5.7 補助単巻変圧器および本体

Fig. 5.7 Sectional sketch of preventive auto and main transformer.

数群に接続され、他端はそれぞれ補助単巻変圧器の両端子につながり、その間分路開閉器 C が補助単巻変圧器端子を短絡あるいは開放する。補助単巻変圧器の中性点を各相結んで中性点端子となっている。

要するに負荷時タップ切換は変圧器巻線のタップから瞬時も完全開路になってはいけなないので、タップ間を橋絡する段階を経て切換動作が行なわれる。たとえば図示の状態、タップ選択器が 1 で負荷、分路開閉器 A, C が閉成し最高タップにあるときから、つぎのタップ 2 に移るには、2 が閉じ C が開き（補助単巻変圧器リアクタンス降下）、B が閉じて（補助単巻変圧器を橋絡、中性電圧）、A が開き、C が閉じる。ひきついで各タップ同様の動作を繰り返し、タップ極限をのぞき動作は可逆である。図 5.6 は UT 形負荷時タップ切換器の動作シーケンスを表わしている。

#### 5.4 補助単巻変圧器

補助単巻変圧器はフォーム・フィット形別タンク構造にし本体タンクの側面に取付け、上部にタップ選択器を配置し、下部は本体とパイプで接続して絶縁油を自然対流させ、連続定格に設計されている。

補助単巻変圧器は鉄心回路に空げきをつけたリアクトルで、前記の橋絡時の横流が定格負荷電流より少し小さい値になり、切換過渡中のリアクタンス降下がタップ間電圧以下であるようにリアクタンス ( $17.5 \Omega \times 2$ ) を与えてある。しかしもちろんタップ定規位置ではリアクタンス降下はない。脚部を並行に配置した三相外鉄形鉄心構造で、巻線の対地絶縁は 40 号である。図 5.7 は補助単巻変圧器の位置を示している。

#### 5.5 側路開路切換器

負荷時タップ切換器の負荷開閉器室の接触子、および絶縁油は切換動作時のアークによりある程度損耗してゆくことはまぬがれなないと考えなければならない。すなわち数年に一度は必ず点検手入が必要である。また電氣的、

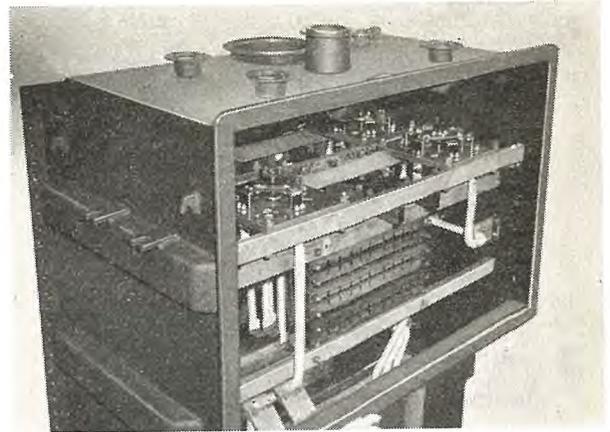


図 5.8 側路開路切換器

Fig. 5.8 Bi-pass and open switch.

機械的な故障が絶無であると断言することもできない。点検に対して長時間の停電をすることは主要変電所ではできないことが多く、停電を切換えだけに止め、送電継続して点検修保ができるようにすることは運転保守上はなほだ便宜で利するところ大きい。

かかる切換器を設けることは、対地高電圧のタップ切換器に対しては切換器が大きくなり難点が多いが、本名 120 MVA 変圧器は対地 40 号であるので（実際にはさらに低い耐圧でよい）、補助単巻変圧器タンクの上部空間を利用して容易にこれを設置することができた。切換器は図 5.6 の結線図に示すように、各相の負荷開閉器と補助単巻変圧器を切開き側路する切換器と、それらを開路したまま（絶縁抵抗など測定するため）、あるいは接地する（負荷開閉器を点検するため）切換器を付している。切換器は図 5.8 にみられるが、タンク上で外部からハンドルで操作できるようになっている。

## 6. 試 験

工場完成のうえ絶縁耐力試験、負荷時タップ切換器の試験など規定の試験を行なった。

### 6.1 特性試験結果

#### (1) 損 失

損 失	1 号器 (kW)	2 号器 (kW)
鉄 損	240	247
銅 損	433	428
全損失	673	675

#### (2) 効 率

負荷(%)	1 号器 (%)	2 号器 (%)
100	99.44	99.44
75	99.47	99.46
50	99.42	99.41
25	99.12	99.10

#### (3) 無負荷電流

定格電圧、定格周波数において定格電流の 1 号器は 1.14%、2 号器は 1.08% であった。

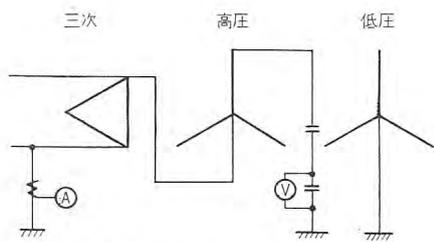


図 6.1 交流周波耐圧試験結線

Fig. 6.1 Connection diagram of AC dielectric test.

(4) 電圧変動率

力率(%)	1号器(%)	2号器(%)
100	0.87	0.87
90	5.12	5.13
80	6.65	6.67

(5) インピーダンス電圧

巻線	1号器(%)	2号器(%)
高压—低压	10.15	10.17
高压零相	18.3	18.2
三次	7.76	7.61

ただし 120 MVA 基準

6.2 交流周波絶縁耐力試験

超高压側は段絶縁を施しているのので、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。この変圧器は三次が内蔵巻線で、低压が 161 kV の高い電圧であるので、鉄損などの測定のために三次巻線の端子を仮に出してあったが、誘導は図 6.1 のように三次側から単相で励磁し、三次電圧を超高压側中性点に加えて線路端が対地 460 kV になるようにして 180 c/s で 40 秒間誘起し、これを端子を変えて 3 回繰り返した。上記試験において巻回間には 2.46 倍の電圧がかかるから、巻回間、コイル間の耐力を試験する誘導試験も兼ね行なったことになる。

なお現地における官庁試験電圧に相当する 216 kV (1.30E, E=287.5/√3 kV) の電圧を 180 c/s で 10 分間行なって参考試験とした。

中性点側は 30 号であるので、70 kV 60 c/s 60 秒間を加圧した。

低压巻線は全絶縁であるので、320 kV 60 c/s 60 秒間を加圧した。

三次巻線は 60 号の設計であるが、端子トウ管が 20 号であるので、50 kV 60 c/s 60 秒間加圧試験した。

この試験のとき内部コロナの発生電圧をマイクロ・ホーンで判定したが、最低 410~430 kV であった。外部コロナは視覚によったが、発生電圧は 350 kV 以上であった。

6.3 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。

三次は線路につながらない内蔵巻線であるから、衝撃

表 6.1 三次巻線の移行電圧

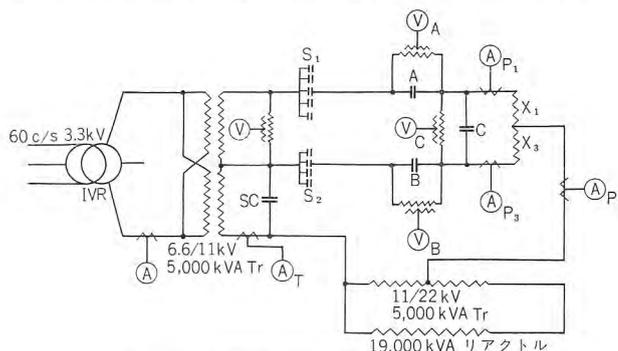
印加端子	測定端子	電圧 (%)		結線図
		1端子直接接地	開放	
u v w	u v w	100	100	
	a	+15.6 -18	27.4	
	b	+16.4 -17.2	27.4	
	c	0	0	
	a-b	0	0	
	b-c	0	0	
	a-c	0	0	
	U	74.3	76.5	
	V	84.5	76.5	
	W	69.5	76.5	
u v w	u v w	100	100	
	a	+15.6 -18.8	31.4	
	b	+15.6 -18	31.4	
	c	0	0	
	b-c	0	0	
	U	6.3	3.9	
	V	6.3	3.9	
	W	6.3	3.9	

電圧試験の要はないが、実用では 1 端子を出しておくことになったので、これを接地すべきか否か、移行電圧の測定を行なった結果、これを直接接地することにした。したがって衝撃電圧試験は三次 1 端子直接接地で行ない、移行電圧に耐えることを試験した。

三次移行電圧はあらゆるケースについて実測したが、低压側一括印加のときが最大である。三次巻線開放、および 1 端子接地については表 6.1 の結果であった。

6.4 負荷時タップ切換器の試験

UT 形負荷時タップ切換器は古くから運転実績を有し、とくに今回は形式試験は行なわなかったが、動作試験として、電圧 (1 タップ定格電圧 1,800 V) 電流 (264 A) を通電して 10,000 回の等価試験を行なった。負荷時タップ切換器、補助単巻変圧器だけを、図 6.2 の試験回路によりリアクトルを負荷にして実施した。この試験はリアクタンス負荷であるから、補助単巻変圧器の橋絡電流



- S1 タップ選択器 #1, 3, 5, 7, 9
- S2 タップ選択器 #2, 4, 6, 8
- A 負荷開閉器
- B 負荷開閉器
- C 分路開閉器
- X1 X3 補助単巻変圧器 1,800 V 104 A 17.5 Ω
- SC 電源補償用コンデンサ

図 6.2 タップ切換器試験回路

Fig. 6.2 Circuit diagram for testing tap-changer.

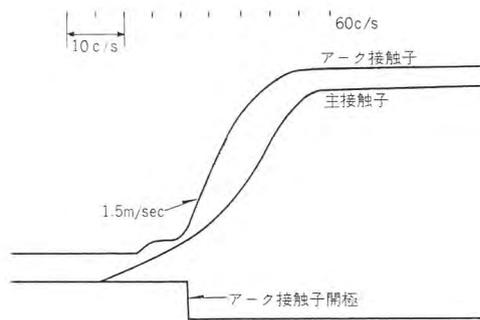


図 6.3 開極速度曲線

Fig. 6.3 Opening speed-curve.



図 6.4 シャ断試験オシログラム

Fig. 6.4 Rupturing test oscillogram of contactor.

と負荷電流がA開閉器では算術和となり、開閉器の回復電圧もタップ間電圧にリアクタンス降下電圧が算術和で加わり、実負荷に比べて条件がはなはだ悪くなる。

アーク接触子の開極速度を測定したが、初開離速度は1.5 m/secであった。両接触子の開極速度曲線を図6.3に示す。

アーク電圧、再起電圧測定は⑤Aの計器用変圧器の代りにコンデンサ分圧によりブラウン管オシロで求めた。タップ電圧1.8 kV、電流264 Aにおいて、再起電圧振幅率は1.9倍、周波数は約5 kcであった。このとき負荷開閉器は1.5~2.0 c/sで電流をシャ断している。図6.4はこの代表的なオシログラムである。

## 7. む す び

本名変電所 2×120 MVA 変圧器はわが国最初の超高压負荷時タップ切換変圧器として注目のうちに完成し、組立輸送のうへ稼業開始され、好成绩で運転されている。

UT形負荷時タップ切換器は超高压中性点用負荷時タップ切換器としてもっともその真価を發揮しうる構造であり、外鉄形変圧器のすぐれた特質とあいまち、超高压負荷時タップ切換変圧器の実現を期して待っていたといわなければならないべき切換器である。図7.1は現地すえ付を完了した2×120 MVA 変圧器の写真であるが、均勢ある外観とともに、その性能については絶対の自信をもっている。

大形変圧器の組立輸送に対する大物貨車輸送については当社は過去につねに先端を切った技術を具現し、輝かしい実績をもっている。今回シキー400形大物車により、超高压車両形変圧器を輸送限界のきびしい鉄道を試送したことから、将来の超高压大容量変圧器の組立輸送について一つの方途をたてることができた。わが国の鉄道は

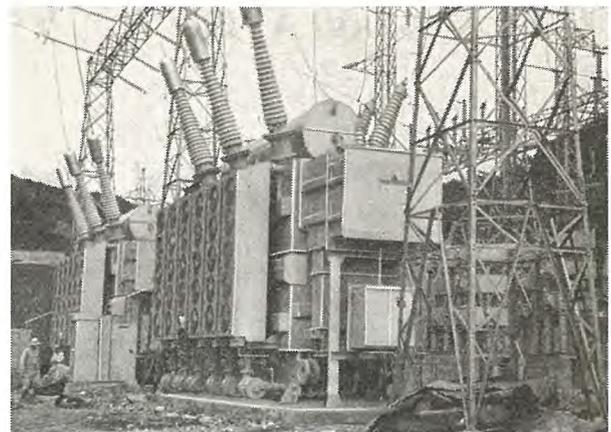


図 7.1 現地完成した 120 MVA 変圧器

Fig. 7.1 120 MVA transformers completed at the site.

大物重量荷物にははなはだ悪条件にあるとはいえ、240トンの重量物を輸送できることは、これが最大限度と考えられるが、変圧器の組立輸送に大きな活路を与えたといえよう。変圧器の設計技術は日進月歩である。今後はこの重量、寸法上の制約のもとに、さらに大容量、高電圧の変圧器を組立輸送しようと努力研究するところに、設計製作上の大きな目標と理想がある。

外鉄形変圧器には特別三相式構造という特技があって、とくに超大容量あるいは輸送運搬条件悪く三相器の輸送不能のとき、輸送にはなはだしく経費を要し危険が多いとき、または特殊の立地、運転条件から予備器相当を考慮しなければならないばあいに、特別三相式変圧器は今後も採用される。

系統連系が進んでいくにつれて、今後の超高压変圧器は負荷時電圧調整あるいは位相調整を必要とする場合が多く、超高压変圧器に負荷時タップ切換器をつける案が多数計画されている。UT形負荷時タップ切換器は電圧69 kVまで製作するが、これ以上の絶縁レベルを要求される場合には、高压用のYT形負荷時タップ切換器を使用する。

負荷時タップ切換器の直接式採用については、とくに超高压変圧器に対して一部にはまだ疑問をもたれるところもあり、この120 MVA超高压負荷時タップ切換変圧器の今後の運転実績は一般の関心注視のもとにある。このような新形式の変圧器の技術を買って製作の機会を与えられた東北電力株式会社のご関係の方々に、重ねて謝意をささげるとともに今後ともご要望に添うべく努力する所存である。

また記録的なシキー400形大物車の製作を幾多の難問を解決して、短時日に完成された新三菱重工三原製作所のご協力と、あわせて製作、試験、および輸送の任にあたられた各位のご努力により、成功裏に納入できたことを、ともに喜びとする次第である。

# 3,450 V 3,000 A 用メタルクラッド配電盤

神戸製作所 清水良夫\*

## 3,450 V 3,000 A Metal Clad Switchgear

Kobe Works Yoshio SHIMIZU

As the demand of factory power increases, the substation equipment enlarges and the capacity of each bank augments so much that existing 3.6 kV 2,000 A circuit breakers no longer answer the purpose. However, raising the voltage can hardly be realized because of interrelations with motors and other facilities or with other existing installation. On the other hand, new and efficient steam power plants of ever-increasing capacity have brought a trend of requiring large station service transformers to the extent of above 15,000 kVA. To cope with the situations metal clad switchgear rated 3,000 A 3.45 kV and class No. 6 insulation has been developed with the development of 3.6 kV 300 MVA 3,000 A magnetic blast circuit breakers.

### 1. ま え が き

工場電力の需要が増大するにつれてその変電設備も大きくなり、各バンク容量も増大し、今までの 3.6 kV, 2,000 A シャ断器では容量不足となり、しかして電圧を上げるには電動機など諸設備の関係、あるいは旧施設との関係上困難な場合が出てきた。また一方新鋭火力のユニットの容量の増大からその所内変圧器の容量を増加し、最近では 15,000 kVA 以上のものが続出する傾向となった。

そこで当社ではこのような状況に対処するため 3.6 kV, 300 MVA, 3,000 A の磁気シャ断器の開発とあわせて定格 3,000 A, 3.45 kV, 6 号絶縁、のメタルクラッド配電盤の開発をしていた。

今回大阪瓦斯北港工場に納入したものが、その 3,000 A 磁気シャ断器 (3-DH-30 形) を収納したメタルクラッド配電盤として完成したので、この機会に 3.45 kV, 3,000 A メタルクラッド配電盤 (WH-3-30 形) について述べるとともに、大阪瓦斯納めのメタルクラッド配電盤の概要を紹介する。

### 2. WH-3-30 形メタルクラッド配電盤

図 2.1 は WH-3-30 形メタルクラッドの標準寸法図である。

同図よりわかるようにこのメタルクラッドは水平引出形であって、今までの WH 形とはほぼ同様な構造になっている。今までの WH 形に対する機構、利点などにつ

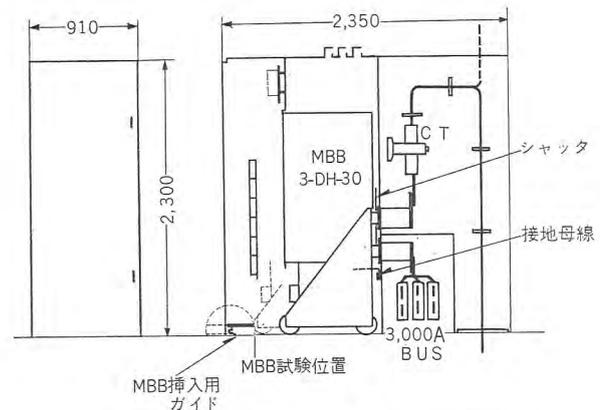


図 2.1 WH-3-30 形メタルクラッド配電盤標準寸法  
Fig. 2.1 Standard dimensions WH-3-30 type metal-clad switchgear.

いては当社カタログに譲ることとし、ここではとくに今までのものと変った点だけをあげることにする。

#### (1) ガイ管

図 2.2 に見るとおり 3-DH-30 形シャ断器のブッシングは通電容量を増すためコンデンサ式中空角形導体を使用しているので、これがいれるメタクラ側のガイ管も図 2.3 に示すようにスペース上から角形とせざるを得なかった。しかして角形のガイ管でこのような所に用いる程度の精度をもたせることは製作上相当困難であり、したがって高価になる。

そこで種々検討の結果、磁器に劣らない電気的性質をもち、耐熱性、耐弧性も良好で、機械的性質は磁器よりもすぐれているモールドで製作することとしたので正確な寸法のものが容易に得られた。すなわち磁器ガイ管を用いていたものをモールドに置き換えた。

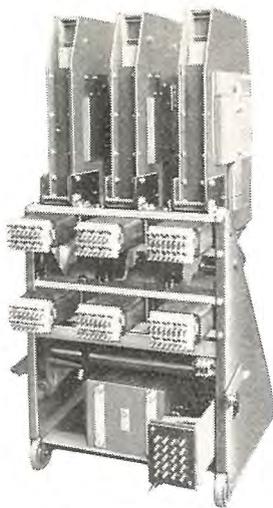


図 2.2 3-DH-30 形シャ断器一次接触部

Fig. 2.2 Primary junction of type 3-DH-30 circuit breaker.

(2) 一次接触部

一次接触子は図 2.2 に見るような大きな短時間電流および定格電流に対して温度上昇が低いように 2 段のフィンガ式となっており、接触子の数が多いので接触子が固定接触部に挿入される時に同時に全部はいたのでは大きな力がかかることになる。これを防ぐために固定接触子の長さを上、下段少し違えている。(図 2.4 参照)したがって上段がかみ合ってから下段がかみ合うことになるので接触子数の割合にシャ断器挿入時操作ハンドルが重くならない。

(3) フレーム

ガイ管止め板、あるいは所要の隔壁、フレームなどは 3,000 A 以上になると磁界の影響で温度が上がるので非鉄金属を用いている。そしてこれら非鉄金属と一般形鋼との溶接にも成功している。

(4) 外付補助開閉器

当社の新案になる外付補助開閉器も機構を変更してその取付位置を前上方に取付けた。したがって結線を容易

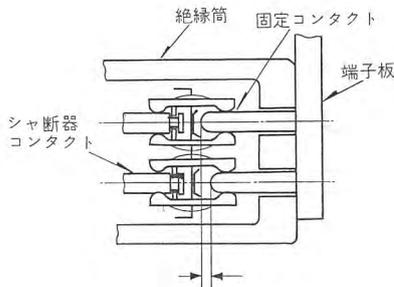


図 2.4 一次接触部

Fig. 2.4 Primary junction

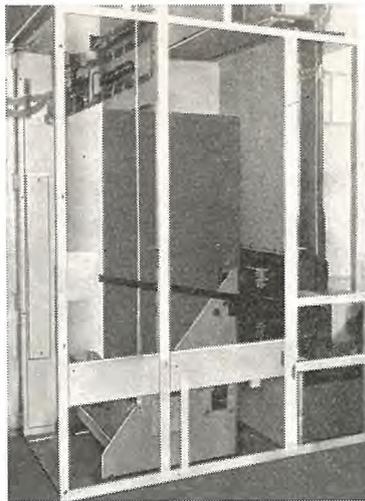


図 2.3 メタルクラッド形配電盤内部

Fig. 2.3 Interior view of metal-clad switchgear.

にし、点検に便利になった。

(5) 引出端子台

制御線を引出す端子台を左側面で、シャ断器を試験位置に置いたときにもシャ断器に隠れない場所に、一列に並べ、引込線押え金具を付け、カバーをした。また図 2.3 よりわかるように扉への渡り線の位置を上の方に変えた。このことによって今までのもののように左側面の下前部が配線でごった返し、引出機構によって配線を痛めるという事故がなくなった。

(6) ガイド板

試験位置と引出位置、すなわちシャ断器の一次接触部を断にして、二次接触子をつないでシャ断器を試験する位置と、シャ断器を操作ハンドルで引出して以後は人手によって引出可能な位置との区別が判然としていなかった。そのために引出位置まで引出して試験して、試験中シャ断器がシャ断時の衝撃によって前方に出てくる、などということをも二、三度耳にしたので、試験位置はすなわち引出位置とし、試験位置にシャ断器を固定することとした。一方メタルクラッド配電盤は極力空間を利用しているためシャ断器をメタルクラッドに入れるときには注意して入れないといりにくかったの

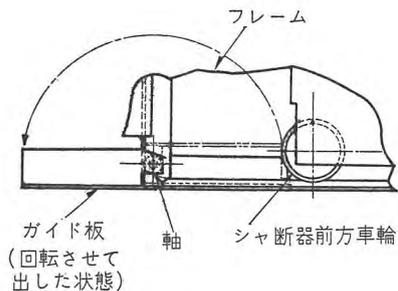


図 2.5 ガイド板

Fig. 2.5 Guiding plate.

を改良する意味とを兼ねてガイド板を取付けた。

ガイド板は図 2.5 に示すようにフレームに固定された軸によって内部に折たたみ式となっており、折たたんだとき、その前縁がシャ断器の試験位置のときの車輪の前端になるようにしてある。シャ断器を出し入れするときにだけガイド板を前方に倒して行ない、通常の場合は内部に折たたんで置く。

(7) 導体

母線導体の配置ならびに支持に関しては短時間電流 80,000 A (瞬時) 48,200 A (2 秒) に耐えるよう特別の考慮が払われている。

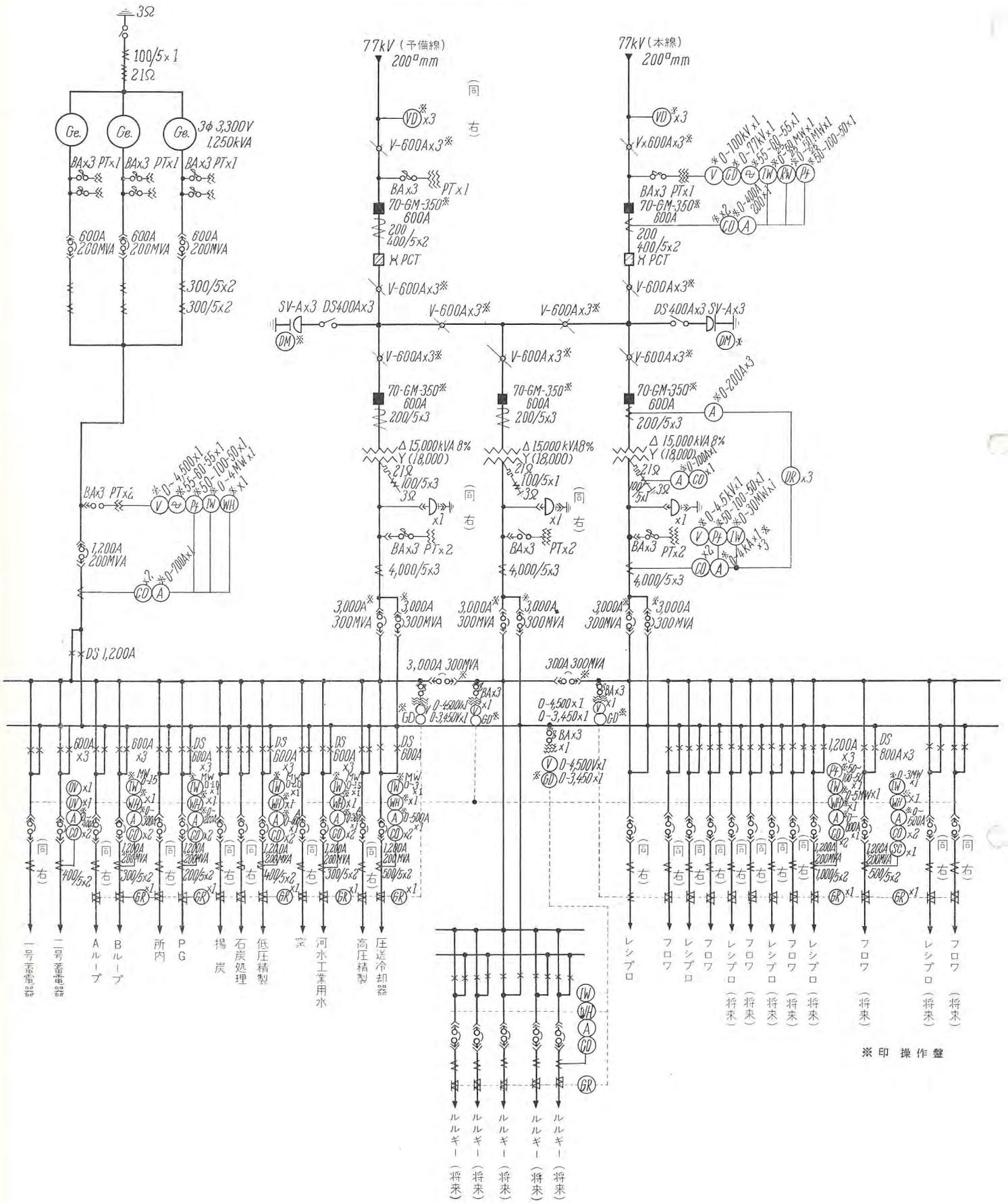


図 3.1 大阪瓦斯株式会社 北港新工場 70kV 受変電設備単線結線図

Fig. 3.1 Skeleton diagram for 70kV incoming substation of Hokko new plant of the Osaka Gas Co.

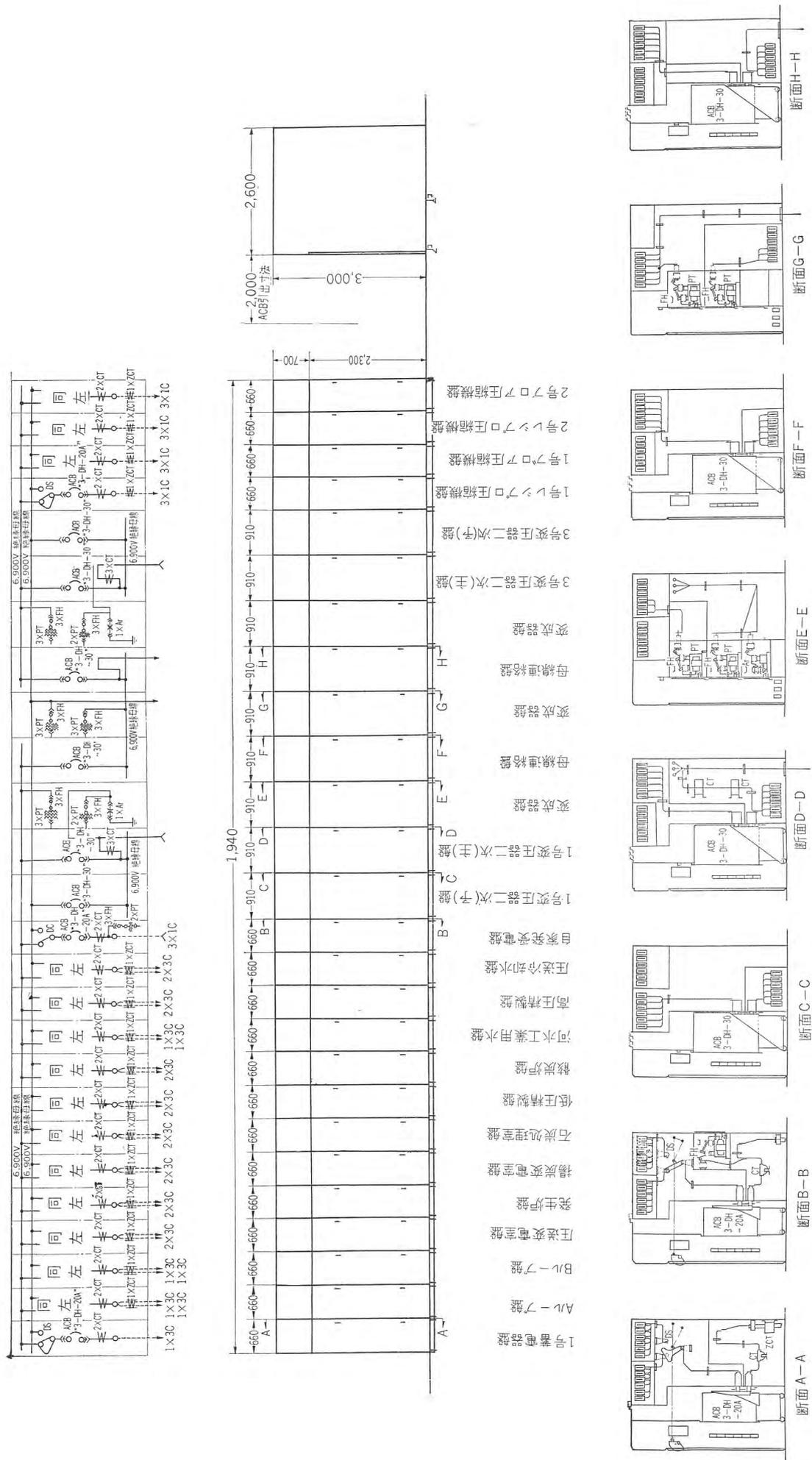


図 3.2 大阪瓦斯 (北港) 向け 屋内用メタルクラッド配電盤

Fig. 3.2 Indoor metal-clad switchgear for the Osaka Gas Co. (Hokko plant)

以上 7 点のうち (5), (6) は最近の WH 形 メタルクラッド配電盤全般にわたって取られた変更である。

最近のメタルクラッド配電盤は絶縁材料ならびに非鉄金属の発達に伴い、次第に大容量のものまで製作されるようになった。すなわち絶縁材料としてはフェノール系樹脂からメラミン、ポリエステル、エポキシ系樹脂に向かい、非鉄金属としてシリコン青銅など溶接容易にして機械的に強いもの、また強力アルミ系合金などの出現によってメタルクラッド配電盤は耐熱、耐火とともに機械的衝撃に強くなった。そしてここに今までの WH 形と同様の形式で比較的コンパクトに、機械的には 138,000 A (最大値) に短時間電流としては 80,000 A に耐えるものが製作されたのである。

### 3. 大阪瓦斯納めメタルクラッド配電盤

大阪瓦斯北港工場納入のメタルクラッド配電盤は 3-DH-30 を変圧器二次側シャ断器とした二重母線の特殊な形の配電盤で、下記のような条件のもとに図 3.1 に示すような回路に用いるメタルクラッド配電盤である。

(1) 15,000 kVA 主変圧器の並列運転は行なわれないこととし、したがって母線連絡用シャ断器による系統分離およびそれに伴う自動再開路は行なわれない。

(2) 非常用自家発電装置と主変圧器の並列運転は行なわれない。停電時の負荷の選択は手動操作式双投断路器により、手動で行なう。

(3) 主、予備母線の切換えおよびフィーダのバンク移動は主変圧器二次側シャ断器および連絡用シャ断器を利用して行なう。

(4) フィーダのシャ断器は客先の要求により 3-DH-20A を用いる。

図 3.2 は図 3.1 のスケルトンにより、メタルクラッド配電盤として各機器の配置をしたものである。同図よりわかるようにこの場合は母線配置を横に 6 枚の導体を並べて、母線の温度上昇と母線を囲む鋼板の磁束による温度上昇を極力押えるようにした。図 3.3 は上部母線室で母線の仮組立中の写真である。また各フィーダ盤の切換用断路器は図 3.4 に示すような扇形ブレードをもった無停電切換用断路器を用いている。

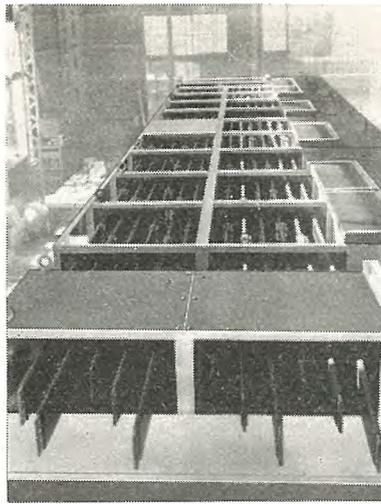


図 3.3 上部母線室内部  
Fig. 3.3 Interior view of the upper bus compartment.

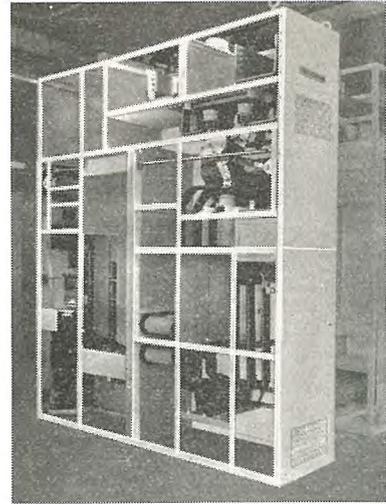


図 3.4 メタルクラッド形配電盤内部  
Fig. 3.4 Interior view of metal-clad switchgear.

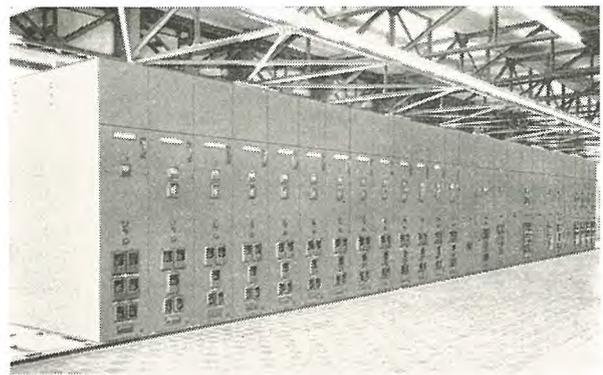


図 3.5 メタルクラッド形配電盤  
Fig. 3.5 Front view of metal-clad switchgear.

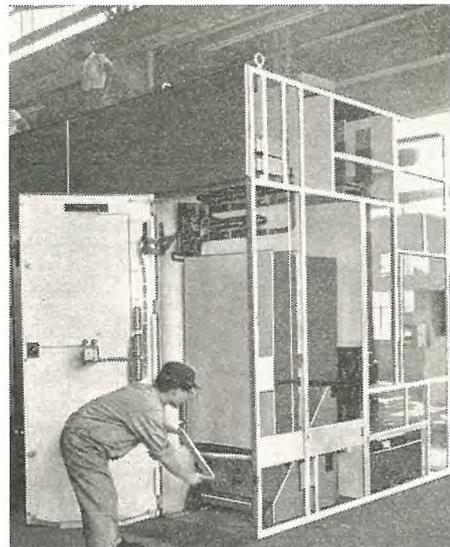


図 3.6 シャ断器引出操作  
Fig. 3.6 Rolling out operation for circuit breaker.

図 3.5 はこの配電盤の表から見た外観である。

図 3.6 は 3-DH-30 を収納した変圧器二次盤でシャ断

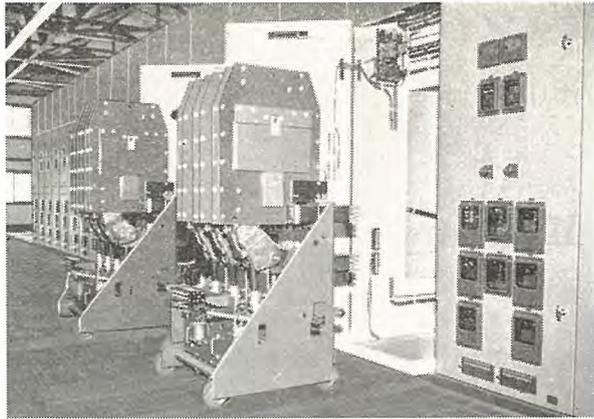


図 3.7 3-DH-30 形シャ断器  
Fig. 3.7 Type 3-DH-30 circuit breaker.

器を引出位置まで操作ハンドルによって引出したところである。同図からわかるように取扱いは今までの WH 形とまったく同様である。また同図により外付補助開閉器が前上方にあるのがはっきりわかる。

このメタルクラッドの短絡容量は 230 MVA もあれば良いが電流は全負荷、あるいは 5% 程度の過負荷電流が流れることがあるので導体は十分余裕を取ってある。したがって導体の温度上昇は接続点で 25°C 上昇という低い値になった。図 3.7 は 3-DH-30 を引出してシャ断

器のカバーを取除いたところで、ガイド板、端子台、配線の具合が良くわかる。

#### 4. む す び

以上でごく簡単に WH-3-30 形メタルクラッド配電盤を紹介したが、ここにおいて一般的にメタルクラッド配電盤について私見を述べむすびといたしたい。

最近の閉鎖盤はメタルクラッド配電盤になる方向に向かっていているといえよう。しかしてメタルクラッド配電盤の安全性の増大、サービスの向上、寿命の長い、スペース的に有利、施設費の低減などという利点についてはよく理解されているが、メタルクラッド配電盤が高価であるということから、最近はまだ、まあがまんができる程度にメタルクラッドの思想を入れたキュービクルが取上げられている。このような状態になったのはメタルクラッド配電盤がその利点を完全に発揮していないからであって、製作者としては需要家諸賢のご意見を良く聞いて、1 日も早くメタルクラッド配電盤の標準化を完成して、メタルクラッド配電盤の特長である、計画費用、製作費用の低減、製作期日の縮小などということを実現しなければならぬと思う。

#### 最近登録された当社の特許および実用新案

区 別	名 称	特許または 登 録 日	特許または 登 録 番 号	発 明 考 案 者	所 属 場 所
特 許	電気洗たく機	34-4-1	250993	武 井 久 夫	名 古 屋
新 案	放電灯の照明器具	34-5-12	493842	高島秀二・山下源一郎	大 船
"	ケイ光灯器具	34-5-14	493872	堀田鉦太郎・高島秀二	"
"	プレス安全装置	34-5-20	494226	山下源一郎	名 古 屋
"	車両用変圧器口出トウ管	"	494227	大野耕市	伊 丹
"	コンバータ付変圧器	"	494228	沖本邦夫	"
"	油入電気機器の放圧弁装置	"	494229	谷中頼朝	"
"	ケーブルクレーンの搬送位置表示装置	"	494230	"	"
"	電気車制動装置	"	494231	佐藤正夫・若杉延一	名 古 屋
"	内燃機関点火装置	34-5-26	494542	待鳥 正・湯浅伸史	伊 丹
"	緩衝座	"	494547	三木隆雄	姫 路
"	湿式選鉱機	34-5-30	495018	福島幾藏	無 線 機
"	磁力選鉱機	"	495019	河合 登・高島秀二	大 船
"	"	"	495020	柳下儀兵衛	"
"	"	"	"	"	"

## 3.6 kV 300 MVA 3,000 A 新形磁気シャ断器

伊丹製作所 五十嵐芳雄\*・田中静一郎\*\*・富永正太郎\*\*・桜井武芳\*\*

## 3.6 kV 300 MVA 3,000 A New Magnetic Air Circuit Breakers

Itami Works

Yoshio IGARASHI・Seiichirō TANAKA  
Shotarō TOMINAGA・Takeyoshi SAKURAI

Based on the manufacturing experience of central blow-out type 3.6 kV 75 MVA magnetic air circuit breakers, Mitsubishi has developed 300 MVA 3,000 A units, the largest capacity in this country for 3.6 kV class. Like 75 MVA breaker they employ the central blow-out H type core. This has made the magnetic flux strong and uniform, interrupting ability greatly improved, voltage distribution across open contacts good and impulse level between them ample. The writers succeeded in the development of finger type contacts for the first time at this large current rating with powerful operating mechanism. These new designs are going to be extended to the units of higher voltage rating.

### 1. ま え が き

磁気シャ断器がわが国で製作されはじめてからその優秀性は各方面で認められ、当社もすでに数千台を送り出して好評を得ているが、<sup>(1)(2)</sup>最近吹消磁石鉄心にH形を採用しその中心部に吹消コイルを備えたセンタ・ブローアウト式新形消弧室をもつ3.6 kV, 75 MVA 磁気シャ断器の開発に成功し、<sup>(4)</sup>その性能のきわめて優秀なことが判明したので、これに基づき今回、現在3.6 kVではわが国最大と考えられる3.6 kV, 300 MVA, 3,000 A 磁気シャ断器が開発されたので次にこのシャ断器の構造・性能・特長などについて紹介する。

### 2. 定 格

このシャ断器の定格は下記のとおりである。

形名	3-DH-30
定格電圧	3.6 kV
定格電流	3,000 A
定格シャ断容量	300 MVA
定格投入電流	131 kA
定格短時間電流	48.2 kA
定格シャ断時間	5 サイクル

定格再起電圧	20 kc
定格開極時間	0.06 sec
定格投入操作電圧	DC 100 V
定格引はずし電圧	DC 100 V
絶縁階級	6 号

### 3. 構 造

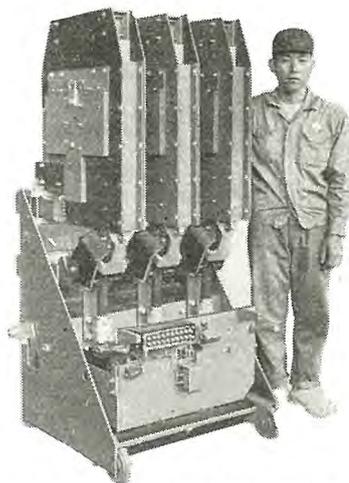


図 3.1 3.6 kV, 300 MVA, 3,000 A 磁気シャ断器 (正面バリヤを取除いたところ)  
Fig. 3.1 3.6 kV, 300 MVA, 3,000 A magnetic air circuit breaker with main barrier removed.

このシャ断器はきわめて大きい電磁力に耐えるため消弧室はもちろん、プッシング、フレームその他も十分強靱につくられ、しかもメタルクラッド用にできるだけ小形にまとめられている。外形写真を図3.1に示す。

#### 3.1 消弧室

3.6 kV, 300 MVA という容量は3.6 kV 級の磁気シャ断器と

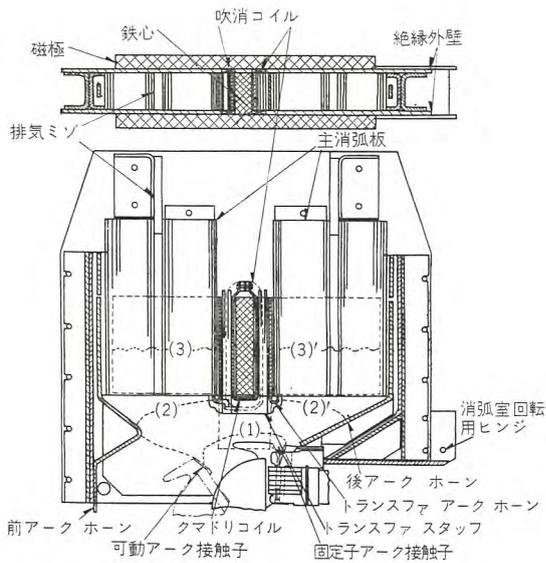


図 3.2 3.6 kV, 300 MVA 磁気シャ断器センタ・ブローアウト式消弧室断面図

Fig. 3.2 Interrupting chamber of 3.6 kV, 300 MVA magnetic air circuit breaker.

してはじめて製作される記録的なもので、消弧室には斬新な設計が採用された。すなわち、形式としては Westinghouse 電機会社（以下 W 社と略す）で最近開発され、<sup>(5)(6)(7)(8)</sup> 当社でもさきに製作して優秀性の認められた<sup>(4)</sup>センタ・ブローアウト式を用い、図 3.2 に見られるように H 形鉄心を使って吹消コイルを消弧室の中央に置きその左右に消弧板が並べられている。この消弧板自体の材質および形状は従来の磁気シャ断器のもの<sup>(3)</sup>とほぼ同様で、V 形のミゾを有する特殊耐熱磁器板であるが、とくにこのシャ断器においては大容量であるからアークによるガスを能率よく排出させるため消弧板の積層の中央に排気ミゾを設けてある。また吹消コイルの付近には吹消コイルに並列にはいるアークを消弧して電流を迅速に吹消コイルへ移すため、トランスファ・スタックとよぶ小形の消弧板の積層を備え、消弧室外箱は強靱な耐燃性ガラスマット・ポリエステル製の板および絶縁物のアングルよりできている。この消弧室によって下記のような大きい特長を得ることができた。すなわち

- (1) 吹消コイルが中央にあるのでアークに対する磁気作用が従来のものに比べてはるかに強力かつ均等になった。
- (2) H 形鉄心の使用により消弧室まわりの形状が対称的になったので開極極間の電位分布が良好となり小さい開極距離でも十分の衝撃電圧レベルを取ることが容易になった。

- (3) 消弧室の外箱にガラスマット・ポリエステルの板および絶縁物アングルを利用することにより消弧室の組立点検などが簡単になった。

などがあげられる。

### 3.2 接 触 部

接触部は定格短時間電流 48.2 kA、定格投入電流 131 kA という大電流定格に対して十分余裕ある設計をするため、図 3.3 に示すようにアーク接触子および中間接触子はワイピングをもつバット形、主接触子固定側は 10 個のフィンガを並列に並べた構造をとった。中間およびアーク接触子の固定側は 3 個に分れ別々に動くようになっており電流が主接触子より中間およびアーク接触子に移る場合のインピーダンス降下を極力少なくしシャ断および投入に際して主接触子の損傷をわずかにしている。

可動接触子アームは 4 枚の銅ブレードよりなり、ブッシングのブロックに回転中心部でカップワッシャにより

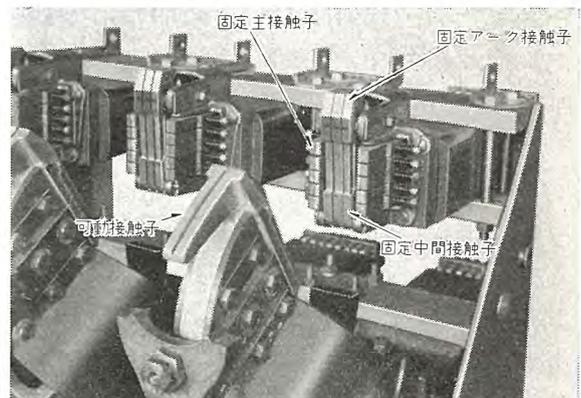


図 3.3 3.6 kV 300 MVA 3,000 A 磁気シャ断器接触部

Fig. 3.3 Contacts of 3.6 kV 300 MVA 3,000 A magnetic air circuit breaker.

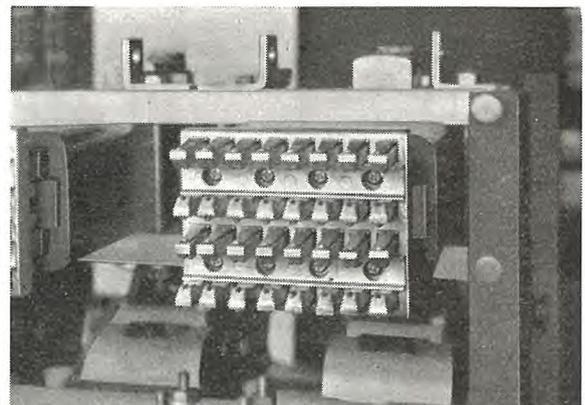


図 3.4 3.6 kV 300 MVA 3,000 A 磁気シャ断器主回路用コネクタ

Fig. 3.4 Main circuit connectors of 3.6 kV 300 MVA 3,000 A magnetic air circuit breaker.

押し付けられ銀メッキされた面で面接触しており、構造簡単で十分な電流容量がある。

ブッシングは中空角形導体を用いたコンデンサ式で図 3.4 に示すように先端にはメタルクラッド側に接続するための 4 列のフィンガを備える。このフィンガは 1 相につき 32 個の精密鍛造された銅ブロックより形成されている。

### 3.3 操作機構

このシャ断器の操作機構は 131 kA 以上の大電流を定格操作電圧の 85% 以下においても問題なく投入できるよう最新の設計がとり入れられた。すなわち動作原理は当社で従来用いられているものとほぼ同じであるが各部に熱処理をほどこした特殊鋼のピンやリンクを用い耐久性には十分な考慮が払われている。図 3.5 にその説明図を示す。

引はずし動作を説明すると 図 3.5 (1) においてトリガが引はずしコイルのプランジャでたたかれ時計方向に回転するとローラレバーが反時計方向に回転し、カムにかかったローラがはずれ、接触子バネおよび別に備えられた加速バネの力によりカムは反時計式にまわり曲りリンクは右へ移動し、引はずし自由レバーが時計式にまわって操作棒は引下げられ (2) の引はずし自由位置になる。このとき引はずし自由レバーには空気ピストンを利用したダッシュポットがあり衝撃を吸収するようになっている。これでシャ断動作は終わったわけであるが次に外リンクが保持ラッチの頭部をたたいてローラをはずし、復帰バネの力で可動鉄心を左へ引張りカムをふたたび時計式にま

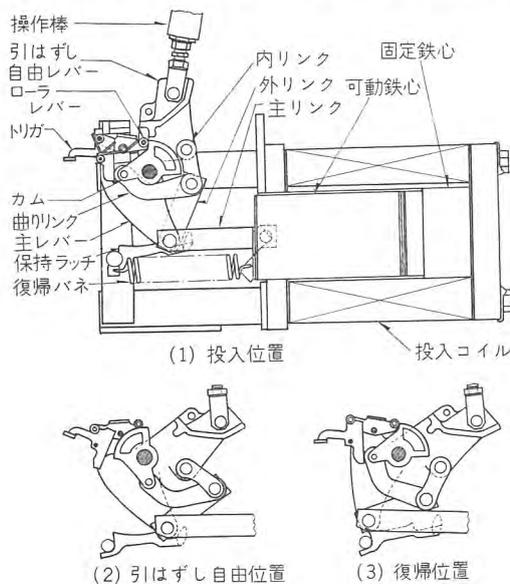


図 3.5 操作機構説明図

Fig. 3.5 Operating mechanism.

わして、ローラレバーのローラがもとどおり引掛りトリガも原位置に復帰して (3) の復帰位置になりふたたび投入できる体勢となる。

投入動作は (3) の復帰位置において投入コイルが励磁され可動鉄心が吸付けられて右へ移動すると曲りリンクがカムでささえられているので操作棒は引はずし自由レバー、内リンク、外リンク、主リンクを通じて上に押し上げられて接触子は閉路し (1) の投入位置になる。

もし投入の途中で引はずし信号が送られると前述と同様の順序で可動鉄心の投入動作とは無関係に引はずし動作が行なわれ、投入信号が引続き送られていても (2) の引はずし自由位置を保つのでいったん投入信号を切って可動鉄心を復帰させ (3) の復帰位置にしない限り投入動作は起らず、いわゆる機械的引はずし自由となっている。投入コイルは可動鉄心に直結されたスイッチで切れるようにしてあるので投入時に引はずし自由動作を行なっても投入コイルの電流はただちに切れる。

### 3.4 補助空気吹付機構

磁気シャ断器では小電流シャ断時のアーク時間が伸びるのを防ぐため補助空気吹付機構を備えるのが普通であるが、このシャ断器ではさきに発表された 3.6 kV, 75 MVA シャ断器<sup>(4)</sup>で好成績をおさめた強靱な合成ゴム膜を使用する吹付機構を採用した。その略図を図 3.6 に示す。パッファ操作棒は図 3.5 の操作機構引はずし自由レバーに連結され、接触子アームが引はずし動作を行なうときパッファ操作棒によりゴム膜を駆動して接触部へ空気吹付を行なうものである。ゴム膜は三相共通で容積が従来のものに比較してきわめて大きくとれるから吹付効果は非常に大である。

### 3.5 メタルクラッド着脱用レバー装置

定格電流 3,000 A のフィンガ接触子をメタルクラッド

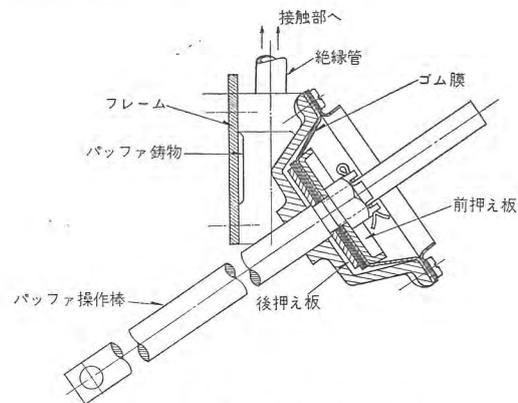


図 3.6 補助空気吹付機構

Fig. 3.6 Auxiliary air puffer mechanism.

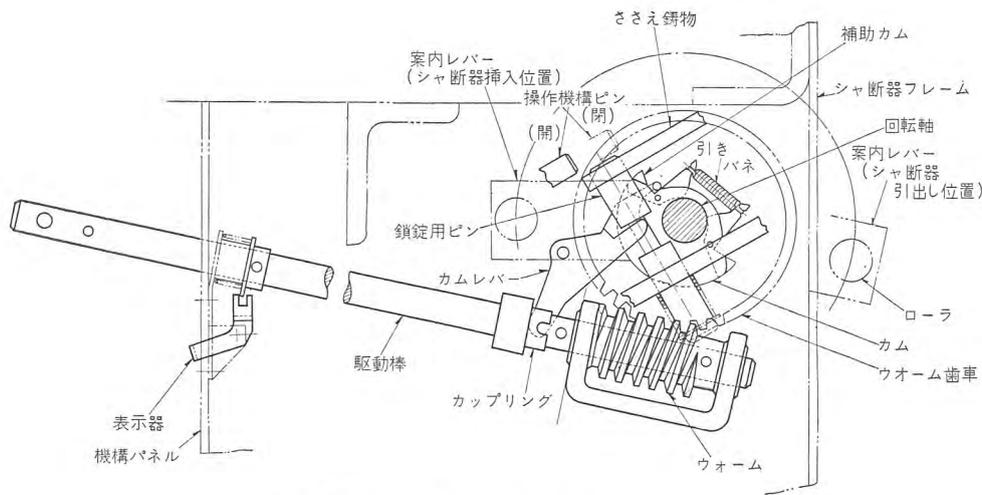


図 3.7 レバー装置構造説明図  
Fig. 3.7 Levering-in mechanism.

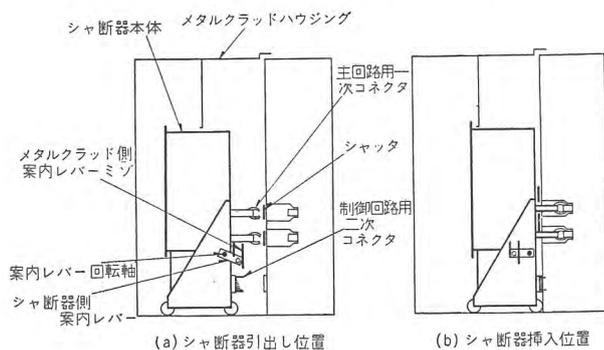


図 3.8 シャ断器とメタルクラッドとの関係説明図  
Fig. 3.8 Figure showing the relation between breaker and metal-clad housing.

側に接続し、また強大な電磁力に対してシャ断器を完全にメタルクラッド内に鎖錠するためには従来のものよりいっそう強力なメタルクラッド着脱用駆動装置が必要であり図 3.7 に示すような新しいレバー装置が開発された。シャ断器挿入動作は図 3.8 (a) のように案内レバーをシャ断器引出し位置におき、ローラをメタルクラッドの相手側ミゾへ入れて図 3.7 の駆動棒を右側に押しながら回転するとカムレバーが鎖錠用ピンを上方に押しと同時にカップリングが結合されてウォームによりウォーム歯車がまわり、案内レバーはシャ断器引出し位置より反時計方向に回転しはじめる。案内レバーが少しまわるとカムレバーはバネで引かれていた補助カムおよび主カムの上のり駆動棒を押し力をなくしてもカップリングははずれることなく回転でき、案内レバーが図 3.7 のシャ断器挿入位置までまわると主回路用一次コネクタフィンガ、制御回路用二次コネクタ、接地接触子などが自動的にメタルクラッドの相手側に接続され、補助カムよりはずれて駆動棒は左側に押ししているバネの力により左へ押

しもどされカムレバーは反時計方向に回転しカップリングがはずれて挿入動作が完了し図 3.8 (b) の状態になる。

引出し動作も上記挿入動作とほぼ同様である。もしシャ断器が閉路している場合には図 3.7 の操作機構ピンが点線で示した閉位置にくるので駆動棒を押ししても鎖錠用ピン

が上がらず、したがってカップリングが結合しないのでシャ断器を挿入することも引出すこともできないようになっている。またカップリングが結合しているかいないかはパネルに備えられた表示器でわかるようにしてある。

またこのレバー装置に簡単な付加装置を用いれば図 3.2 に示す消弧室回転用ヒンジを中心として消弧室を図 3.9 のように上方へ容易に回転でき、手軽に接触部を点検できる。

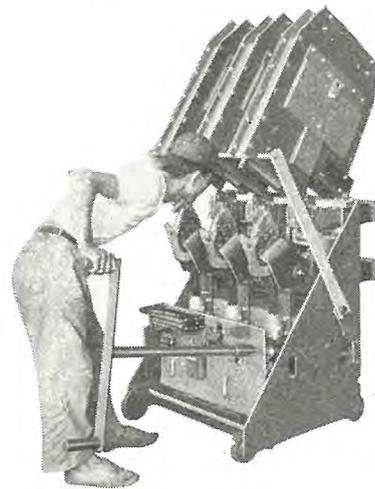


図 3.9 接触部点検中の 3.6 kV, 300 MVA, 3,000 A 磁気シャ断器  
Fig. 3.9 Contacts inspection of 3.6 kV, 300 MVA, 3,000 A magnetic air circuit breaker.

#### 4. 動作

引はずし信号が送られると 3.3 節に述べられたように操作機構のトリガがはずれ、可動接触子アームは開かれ、図 3.2 の (1) のようにアークが発生する。このアークは、補助空気吹付作用、ループ回路による電磁力、上昇気流などの作用により上昇し、トランスファスタックによって吹消コイルに並列のアークはすみやかに消弧され吹消コイルの両側に (2) (2') にわかれた吹消コイルがアークに直列に挿入される。ここでアークはシャ断電流の磁界によりさらに上方へ駆動されて主消弧板の V 形のミゾの中に押しこまれ、従来の磁気シャ断器と同じ原理で (3) (3') において消弧される。磁場は

より上昇し、トランスファスタックによって吹消コイルに並列のアークはすみやかに消弧され吹消コイルの両側に (2) (2') にわかれた吹消コイルがアークに直列に挿入される。ここでアークはシャ断電流の磁界によりさらに上方へ駆動されて主消弧板の V 形のミゾの中に押しこまれ、従来の磁気シャ断器と同じ原理で (3) (3') において消弧される。磁場は

一般に吹消コイルの近くではもっとも強く、コイルより遠ざかるに従って弱くなる欠点があるがこのシャ断器のようにH形鉄心を使用し消弧板を2郡に分けると従来のV形鉄心の場合より各消弧板がコイルに近くなり、はるかに強力かつ均一な磁界が得られるので大容量のものまで比較的小形に設計できるのである。小電流シャ断の場合には吹消コイルによる磁界が弱いので3.4節でのべた補助空気吹付装置により磁気吹消作用を助けるようになっており、たとえ小電流でもアーク時間はあまり伸びることはないのでコンデンサや無負荷変圧器などのひんばんな開閉にも最適である。

投入動作は、3.3節に述べたように引はずし自由操作機構を備えた電磁石によって行なわれる。

## 5. 試験結果

当社 HPL において、つぎのような徹底的な性能の検証を行ない、短絡電流はもちろん、負荷電流、変圧器励磁電流、コンデンサバンクなどのひんばんな開閉にも最適であり、温度上昇試験にも十分な裕度のあることを確認した。

### 5.1 短絡電流シャ断試験

#### (1) 三相シャ断試験

三相シャ断試験は定格 300 MVA に対し設備の都合で 370 MVA までしか行なわなかったがシャ断時間はシャ断電流 3,000 A 以上では 4 サイクル以内であった。試験の一部を表 5.1 に示す。消弧室は表 5.1 に示された一連の試験中取換えることなく同一消弧室を無点検で使用したが、終了後もまだ十分使用に耐える状態にあり、実用上はほとんど半永久的であることが検証された。代表的なオシログラムを図 5.1 に示した。

#### (2) 異相地絡を模擬した単相シャ断試験

非接地系統においてシャ断器をはさんでその両側で異相地絡が発生するとこれをシ

表 5.1 三相短絡電流シャ断試験成績

試験番号	動作責務	給与電圧 (kV)	回復電圧 (%)	相別	シャ断電流		シャ断時間			投入電流 (A)	シャ断容量 (MVA)
					AC分 (A)	DC分 (%)	開極 (サイクル)	アーク (サイクル)	全 (サイクル)		
961-1	0	3.6×1.02	86	U	4,200	30	2.50	1.20	3.70		26.5
				V	4,360	11		1.35	3.85		
				W	4,200	19		1.35	3.85		
961-2	1分	3.6×1.02	86	U	4,200	44	2.50	1.15	3.65		26.5
				V	4,360	44		1.15	3.65		
				W	4,200	0		1.00	3.50		
961-3	0	3.6×1.02	86	U	4,200	42	2.45	1.15	3.60		26.5
				V	4,360	50		1.15	3.60		
				W	4,200	8		1.05	3.50		
961-4	0	3.6×1.02	88	U	11,800	14	2.45	0.85	3.30		75
				V	12,400	31		0.75	3.20		
				W	11,700	17		0.85	3.30		
961-5	1分	3.6×1.02	88	U	11,800	27	2.40	0.85	3.25		75
				V	12,400	27		1.00	3.40		
				W	11,700	0		1.00	3.40		
961-6	0	3.6×1.02	88	U	11,800	28	2.45	0.80	3.25		75
				V	12,400	36		0.70	3.15		
				W	11,700	8		0.80	3.25		
961-7	0	3.6	94	U	24,700	19	2.45	0.70	3.15		156
				V	26,000	23		0.85	3.30		
				W	24,400	4		0.85	3.30		
961-8	1分	3.6	94	U	24,700	20	2.45	0.50	2.95		156
				V	26,000	25		0.55	3.00		
				W	24,400	5		0.55	3.00		
961-9	0	3.6	94	U	24,700	14	2.45	0.65	3.10		156
				V	26,000	0		0.50	2.95		
				W	24,400	14		0.65	3.10		
961-10	0	3.6×1.02	92	U	41,000	0	2.40	0.60	3.00		262
				V	44,000	12		0.50	2.90		
				W	41,000	12		0.60	3.00		
961-11	1分	3.6×1.02	92	U	41,000	14	2.35	0.55	2.90	104,000	262
				V	44,000	12		0.65	3.00	112,000	
				W	41,000	2		0.65	3.00	66,000	
961-12	0	3.6×1.02	92	U	41,000	14	2.10	0.55	2.65	108,000	262
				V	44,000	4		0.65	2.75	83,000	
				W	41,000	10		0.65	2.75	88,000	
※ 957-37	0	3.6	97	U	58,000	4	2.00	0.75	2.75		372
				V	63,500	85		0.60	2.60		
				W	58,000	89		0.75	2.75		
※ 957-38	0	3.6	97	U	50,000		1.85	0.60	2.50		322
				V	55,000			0.65	2.50		
				W	50,000			0.65	2.50		
※ 957-39	0	3.6	97	U	50,000		1.85	0.65	2.50		322
				V	55,000			0.65	2.50		
				W	50,000			0.60	2.45		
※ 957-40	0	3.6	94	U	53,000	29	1.85	0.55	2.40		340
				V	58,000	8		0.75	2.60		
				W	53,000	37		0.75	2.60		
※ 957-41	0	3.6	95	U	53,500	12	1.85	0.45	2.30		340
				V	58,000	44		0.75	2.60		
				W	53,500	32		0.75	2.60		
※ 957-42	0	3.6	94.5	U	53,500	3	2.00	0.50	2.50		340
				V	58,000	40		0.65	2.65		
				W	53,500	37		0.65	2.65		
※ 957-43	0	3.6	94.5	U	53,000	32	1.85	0.55	2.40		340
				V	58,000	21		0.75	2.60		
				W	53,000	14		0.75	2.60		
※ 957-44	1分	3.6	92.5	U	50,500	21	1.65	0.40	2.05	112,000	324
				V	55,000	29		0.60	2.25	145,000	
				W	50,000	8		0.60	2.25	94,000	
※ 957-45	0	3.6	92.0	U	50,500	2	1.60	0.65	2.25	82,500	324
				V	55,000	25		0.65	2.25	127,000	
				W	50,500	27		0.60	2.20	131,000	

※ これらの試験は 50 c/s で行なった。したがってシャ断時間は 50 サイクルベースである。そのほかは 60 サイクルベース。

※ これらのオシログラムを図 5.1 に示す。

シャ断するときシャ断器極間には線間電圧がかかる。このような事故は割合に少ないが電圧が高いためにシャ断器に対しては非常にきびしい条件となる。これを考慮に入れ単相で線間電圧 3.6 kV を単極に印加して表 5.2 のよ

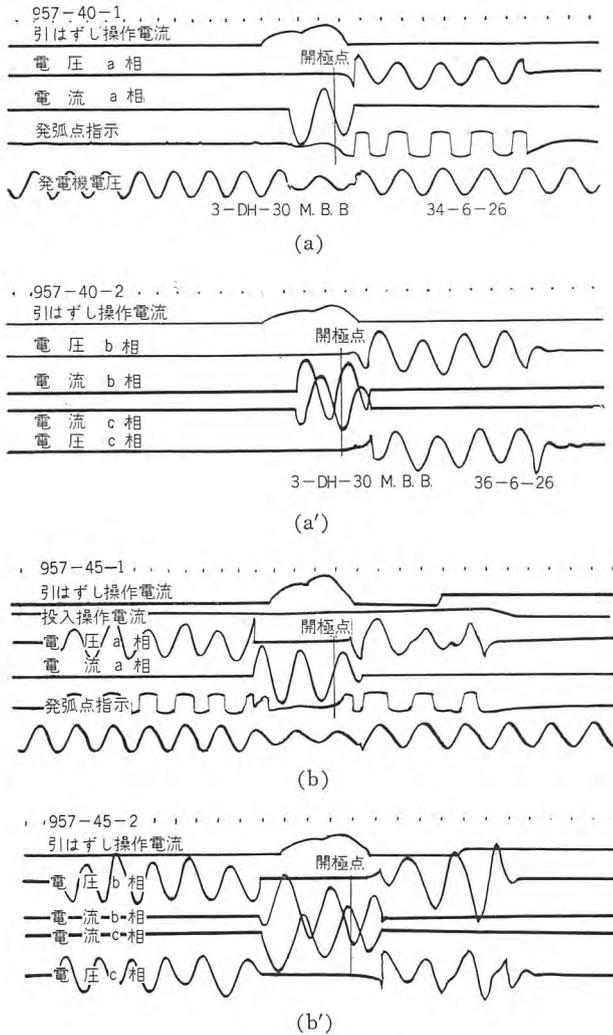


図 5.1 代表的な三相シャ断試験オシログラム  
 (a)(a') No. 957-40 3.6 kV 58,000 A 責務 O  
 (b)(b') No. 957-45 3.6 kV 55,000 A 責務 CO

Fig. 5.1 Typical oscillograms showing three phase interrupting tests.  
 (a)(a') No. 957-40 3.6 kV 58,000 A Duty O  
 (b)(b') No. 957-45 3.6 kV 55,000 A Duty CO

表 5.2 異相地絡を模擬した単相シャ断試験成績

試験番号	給与電圧 (kV)	回復電圧 (%)	シャ断電流		シャ断時間		
			AC分 (A)	DC分 (%)	開極 (サイクル)	アーク (サイクル)	全 (サイクル)
957-47	3.6	98.5	19,500	0	2.60	0.60	3.20
957-48	3.6	98.5	19,500	0	2.60	0.75	3.35
957-49	3.6	98.5	19,700	6	2.60	0.85	3.45
957-50	3.6	98.0	23,800	7	2.60	0.55	3.15
957-51	3.6	98.0	23,800	7	2.60	0.75	3.35
957-52	3.6	98.0	23,900	12	2.60	0.80	3.40
957-53	3.6	96.5	27,200	0	2.60	1.00	3.60
957-54	3.6	97.0	27,200	3	2.60	0.70	3.30
957-55	3.6	98.0	28,000	4	2.60	0.75	3.35
957-56	3.6×1.02	97.5	40,000	6	2.60	0.75	3.35
957-57	3.6×1.02	98.0	40,000	10	2.60	0.45	3.05
957-58	3.6×1.02	98.0	40,200	7	2.60	0.65	3.25

うな試験結果を得た。設備の関係で 3.6 kV, 40,200 A 以上は行なわなかったが、アーク時間は三相試験のときと変化なく、このような特殊な条件においても十分短絡保護の目的を果しうることが立証された。

## 5.2 投入試験

JEC 145 では定格投入電流を定格投入操作電圧の 85% 以上 110% 以下において支障なく投入しうることが規定されている。3.6 kV, 300 MVA の投入電流は 131 kA という大きい値で投入時の電磁力による反発もきわめて大きいので投入試験はとくに入念に実施されたが定格投入操作電圧の 75% でも異常なく投入でき、85% では十分余裕のあることが検証された。試験の一部を表 5.3 に、代表的オシログラムを図 5.2 に示す。

## 5.3 短時間電流試験

図 5.3 に示すように定格短時間電流 48.2 kA, 2 秒に対し 49.7 kA を 2.06 秒流してなんら異常なかった。

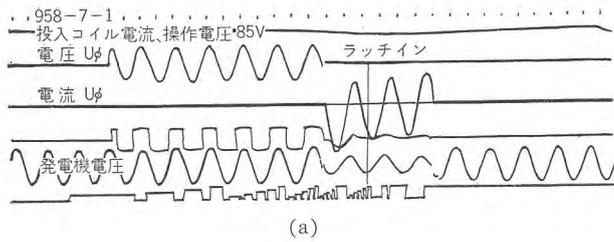
## 5.4 充電電流シャ断試験

充電電流シャ断試験は単相で行ない三相回路シャ断時の第 1 シャ断相の条件を考え、 $\frac{3.6}{\sqrt{3}} \times 1.2 = 2.5 \text{ kV}$  を印加して表 5.4 のように 855 A まで行なったが再点弧は皆

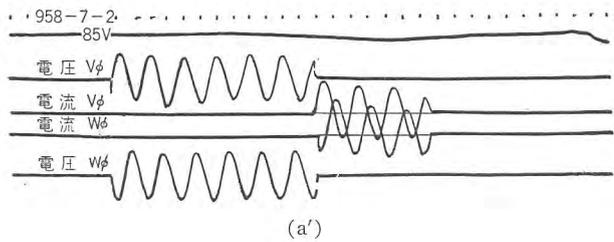
表 5.3 3.6 kV, 300 MVA 投入試験

試験番号	操作電圧 (V kV)	給与電圧 (kV)	投入電流 (kA, RMS)			通電時間 (サイクル)	投入容量 (MVA)	成否
			交流分三相平均	相別	最大電流			
958-4	100	4.15	53	U	104	4.2	310	成
				V	91			
				W	102			
958-5	95	4.15	53	U	103	4.1	310	成
				V	74			
				W	111			
958-6	90	4.15	53	U	101	3.7	310	成
				V	78			
				W	100			
※ 958-7	85	4.15	53	U	95	3.4	310	成
				V	83			
				W	89			
958-8	80	4.15	53	U	97	3.5	310	成
				V	109			
				W	73			
958-9	75	4.15	53	U	105	1.65	310	成
				V	75			
				W	115			
958-10	75	4.15	53	U	82	2.15	310	成
				V	84			
				W	97			
※ 958-11	75	4.15	53	U	75	4.6	310	成
				V	89			
				W	100			
958-12	85	4.15	53	U	113	4.8	310	成
				V	84			
				W	104			
958-13	85	4.15	53	U	76	5.35	310	成
				V	110			
				W	107			

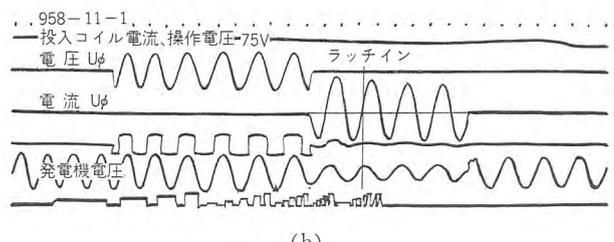
※ これらのオシログラムは図 5.2 に示す。



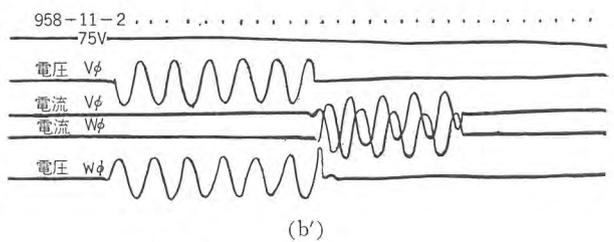
(a)



(a')



(b)



(b')

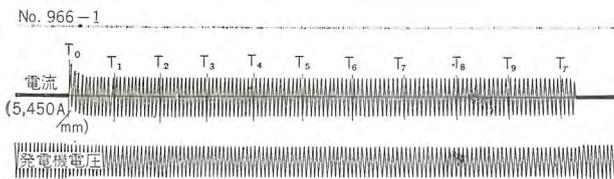
図 5.2 代表的な投入試験オシログラム

(a)(a') No. 958-7 操作電圧 85 V で 310 MVA を投入  
 (b)(b') No. 958-11 操作電圧 75 V で 310 MVA を投入

Fig. 5.2 Typical oscillograms showing closing tests.

(a)(a') No. 958-7 closing 310 MVA with control voltage of 85 V.

(b)(b') No. 958-11 closing 310 MVA with control voltage of 75 V.



3-DH-30 磁気吹消形 シャ断器短時間電流試験

$Z_0=85,500 \text{ A}$     $Z_3=48,800 \text{ A}$     $Z_6=47,600 \text{ A}$     $Z_9=46,300 \text{ A}$   
 $Z_1=50,000 \text{ A}$     $Z_4=48,400 \text{ A}$     $Z_7=47,200 \text{ A}$     $Z_8=45,900 \text{ A}$   
 $Z_2=49,300 \text{ A}$     $Z_5=48,000 \text{ A}$     $Z_8=46,800 \text{ A}$

$$I = \sqrt{\frac{1}{30} [Z_0^2 + 4(Z_1^2 + Z_3^2 + Z_5^2 + Z_7^2 + Z_9^2) + 2(Z_2^2 + Z_4^2 + Z_6^2 + Z_8^2)] + Z_T^2}$$

= 49,700 A   2.06 sec

図 5.3 短時間電流試験オシログラム

Fig. 5.3 Oscillogram of short time current test.

表 5.4 単相充電電流シャ断試験

試験番号	給電 与電 (kV)	シャ断 電流 (A)	再点弧回数		アーク 時間 (サイクル)	シャ断 時間 (サイクル)	極 間電 圧 (%)	コンデン サ側電圧 (%)
			発弧	点弧				
965-1 4	2.5	2.9	0	0	0.1 0.3	3.4 3.6	200	100
965-5 7	2.5	8.9	0	0	0.1 0.3	3.4 3.6	200	100
965-8 10	2.5	26	0	0	0.1 0.4	3.4 3.7	200	100
965-11 13	2.5	80	0	0	0.2 0.5	3.5 3.8	200	100
965-18 20	2.5	239	0	0	0.2 0.6	3.5 3.9	200	100
965-24 26	2.5	398	0	0	0.1 0.4	3.4 3.7	200	100
965-27 29	2.5	855	0	0	1.5 1.6	4.8 4.9	187 189	87 89

表 5.5 単相励磁電流シャ断試験

試験番号	給電電圧 (kV)	シャ断電流 (A)	アーク時間 (サイクル)	シャ断時間 (サイクル)	変圧器側 電圧(%)
959-1 6	3.12	4.9	0 0.6	2.5 3.1	122 以下
959-7 14	3.12	3.1	0.4 0.9	2.9 3.4	100 以下
959-15 21	3.12	1.2	0.3 0.7	2.8 3.2	123 以下

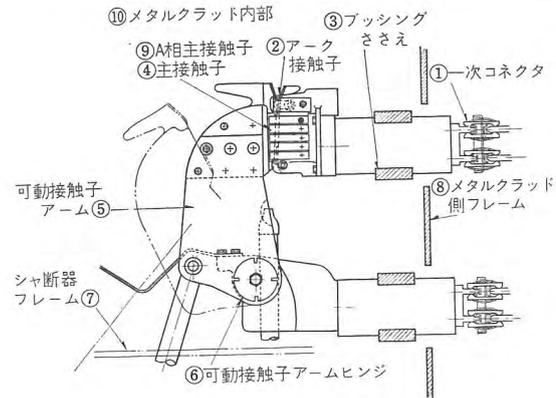


図 5.4 温度上昇測定部 (表 5.6 参照)

Fig. 5.4 Diagram showing the positions of temperature measurement.

表 5.6 3,000 A 温度上昇試験結果 (V 相使用, 図 5.4 参照)

番号	測定位置	シャ断試験前の 温度上昇試験		300 MVA シャ断試験 後の温度上昇試験	
		測定温度 (°C)	温度上昇 (°C)	測定温度 (°C)	温度上昇 (°C)
1	一次コネクタ	59.0	22.4	62.0	25.0
2	アーク接触子	59.0	22.4	62.0	25.0
3	ブッシングささえ	47.0	10.4	45.0	8.0
4	主接触子	57.0	20.4	63.5	26.5
5	可動接触子アーム	53.0	16.4	56.5	19.5
6	可動接触子 アーム・ヒンジ	49.0	12.4	52.0	15.0
7	シャ断器フレーム	36.6	0	37.0	0
8	メタルクラッド側 フレーム	38.5	1.9	39.0	2.0
9	U相主接触子	60.5	23.9	64.0	27.0
10	メタルクラッド 内部気温	36.6	—	37.0	—
周囲温度 (メタルクラッド外部)		29.0	—	25.0	—

無で、なお相当の余裕があると考えられる。

### 5.5 励磁電流シャ断試験

単相励磁電流シャ断試験は三相シャ断の場合を考え、 $\frac{3.6}{\sqrt{3}} \times 1.5 = 3.12 \text{ kV}$  を単極に印加して表 5.5 のように 1.2 A, 3.1 A, 4.9 A について行なったがもちろん異常電圧もなく 3.4 節で述べた強力な空気吹付効果によってアーク時間も 1 サイクル以下であった。

### 5.6 温度上昇試験

磁気シャ断器で定格電流 3,000 A のものは今回がはじめてであり、温度上昇試験はとくに注意して行なわれた。すなわちシャ断試験前だけでなく表 5.1 に示す一連のシャ断試験および数十回の少電流試験中に使用した接触部をそのままにして温度上昇を測定し、シャ断試験前はもちろんのこと、非常に苛酷なシャ断試験を行なった後の接触部も温度上昇はわずか 27 度以内で十分規格に合格することが確認された。試験はメタルクラッド内におさめ使用状態とまったく同じ条件で行なった。

## 6. む す び

以上紹介したこの新形磁気シャ断器の特長をまとめると次のとおりである。

(1) 消弧室に H 形鉄心をもついわゆるセンタ・ブローアウト式を採用し吹消コイルを消弧室の中心に置いたので磁束がより強力、かつ均一になり、消弧能力が非常に大きく、3.6 kV, 300 MVA の定格に対し三相試験では 370 MVA 以上、異相地絡を模擬する単相試験では単極に 3.6 kV を印加して 40,000 A 以上のシャ断に成功しその優秀性が確認された。

(2) H 形鉄心の使用により消弧室まわりの形状が対称的になったので開極極間の電位分布が良好になり、従来磁気シャ断器でしばしば問題にされた極間衝撃電圧レベルに対しても余裕ある設計が容易にできるようになった。

(3) 大電流定格に対し接触部にはじめてフィンガ形式を採用し、ブッシングその他の通電部の設計にも細心の注意が払われたので、小形でしかも苛酷なシャ断試験の後でもなお十分な裕度のある電流容量を備える接触部ができた。

(4) 操作機構は強大な電磁力に対して定格投入操作電圧の 85% 以下でも余裕をもって定格投入電流を投入できるよう特別な考慮を払って設計されたもので試験の結果 75% でも可能であった。

(5) フレームは大きい電磁力および重い接触部のひんぱんな開閉動作に耐えるよう強靱でかつ簡単なものとなった。

(6) メタルクラッド着脱用レバー装置を利用して簡単に消弧室を持上げ接触部を点検できる構造となった。

(7) 非常に能率のよい補助空気吹付機構により小電流でもアーク時間が短く、負荷電流、変圧器励磁電流、コンデンサバンクなどのひんぱんな開閉にも最適である。

当社では 3.6 kV, 75 MVA に引きつづきこの 3.6 kV 300 MVA, 3,000 A センタ・ブローアウト式磁気シャ断器の開発に成功したがこれらの経験よりさらに高圧大容量のものや、従来のもので小形軽量化に対してこの方式の適用を検討して行きたいと考えている。

最後にこのシャ断器開発にあたりいろいろご指導ご協力を賜った新井技術部次長をはじめ関係方面の方々へ深く感謝する次第である。

### 参 考 文 献

- (1) 新井正元・五十嵐芳雄・志賀貞雄・富永正太郎：DH 形磁気シャ断器「三菱電機」27 No. 6 (昭 28)
- (2) 五十嵐芳雄・志賀貞雄・富永正太郎：6.9 kV, 500 MVA および 11.5 kV, 500 MVA DH 形磁気シャ断器「三菱電機」28 No. 12 609~612 (昭 29)
- (3) 新井正元・富永正太郎・瀬渡貞三：磁気シャ断器耐熱磁器板の試験 昭和 32 年三学会連合大会予稿 No. 363
- (4) 五十嵐芳雄・富永正太郎・桜井武芳：3.6 kV, 75 MVA 新形磁気シャ断器「三菱電機」33 No. 6 702~707 (昭 34)
- (5) R. Frink, J. M. Kozloric; A new 5 kV, 50,000 MVA de-ion air circuit breaker A.I.E.E. cp 55-721 (1955)
- (6) R. Frink, J. M. Kozloric; A magnetic "De-ion" air circuit breaker for 750 MVA, 13.8 kV A.I.E.E. cp 57-225 (1957)
- (7) R. C. Dickinson, R. E. Frink; A 1,000 MVA, 13.8 kV magnetic "De-ion" air circuit breaker A.I.E.E. cp 58-294 (1958)
- (8) R. Frink, J. M. Kozloric; A magnetic air circuit breaker for 350 MVA, 3,000 A and 4.16 kV A.I.E.E. cp 58-130 (1958)

# 吸湿プレスボードの誘電率と絶縁抵抗の関係

研究所 白井万次郎\*

## Relations between Dielectric Constant and Resistivity of Moistened Pressboard

Research Laboratory Manjirō SHIRAI

Some time ago the writer made an account that resistivity decreases and changes of resistance with temperature increases when pressboard absorbs moisture. According to solid physics, however, decrease in resistance means decrease in activation energy of ions. This, then, may lead to decrease of changes of resistance with temperature. On the other hand Hearle's theory tells that resistance of cellulose materials is a function of dielectric constant of materials. On this basis changes of resistance with temperature will increase if the dielectric constant makes a great increase with temperature. Measurement of dielectric constant of moistened pressboard reveals that great changes occur in dielectric constant as the pressboard absorbs moisture. This is good enough for the explanation of previous description.

### 1. ま え が き

油浸および未油浸プレスボードの吸湿による電気的性質の変化は、数年前に変圧器乾燥の基礎資料として発表したことがある<sup>(1)</sup>。その結果によればプレスボードの絶縁抵抗は吸湿により減少するとともに、抵抗の対数の温度変化が増大する傾向にある。これは油浸、未油浸とも同じ傾向にあった。しかるに物性論によれば、固体のイオン導電において絶縁抵抗が減少するというのはイオン活性化エネルギーが減少することであり、活性化エネルギーが減少すれば、抵抗の温度変化は減少するはずであるという批判があった。しかし筆者のプレスボードに対する測定値はあきらかにこの物性論の理論に従わない。いろいろ理由を考えてみたのであるが、J. W. S. Heale<sup>(2)</sup>が繊維材料の導電機構に関し発表した理論によれば、ほぼ説明しうると考えたので、以下この点について述べる。

### 2. 固体のイオン導電

固体のイオン導電は物性論によればつぎの関係がある<sup>(3)</sup>。

$$\sigma = (Ne^2 D_0 / kT) \exp(-E/RT) \dots \dots (2.1)$$

ここで  $\sigma$  は導電率、 $N$  は固体の結晶格子点の数、 $e$  は電荷、 $D_0$  は格子振動数、格子間距離、欠陥数で定まる

数、 $k$  はボルツマン定数、 $T$  は絶対温度、 $E$  はイオンの活性化エネルギーである。

$0^\circ\text{C}$  および  $t^\circ\text{C}$  の導電率を  $\sigma_0, \sigma_t$  とすれば

$$\frac{\sigma_0}{\sigma_t} = \left( \frac{273+t}{273} \right) \exp \left[ \frac{-E}{k} \left( \frac{1}{273} - \frac{1}{273+t} \right) \right] \\ \doteq \exp(-Et/273^2 k) \dots \dots \dots (2.2)$$

これより  $0^\circ\text{C}$  および  $t^\circ\text{C}$  の抵抗を  $R_0, R_t$  とすれば

$$R_t \doteq R_0 \exp(-Et/273^2 k)$$

$$\therefore \log R_t = \log R_0 - Et/2.3 \times 273^2 k \dots \dots (2.3)$$

この関係より固体の抵抗の減少することはイオンの活性化エネルギーが減少することであるから、抵抗の対数の温度変化は抵抗の減少とともに小さくなるはずであるというのである。

### 3. 繊維の導電

J. W. S. Heale氏は繊維の導電理論をつぎのように説明している。

試料の繊維が単位長さあたり  $\nu$  個のイオンをもち、 $z$  をイオンの原子価、 $e$  を電荷、 $u$  を繊維中のイオンの平均運動速度、 $V$  を負荷電圧、 $I$  を電流とすると

$$I = \nu z e u$$

$$R = V/I \quad \therefore R = V/\nu z e u$$

$$\therefore \log R = \log V - \log \nu - \log z e - \log u \dots (3.1)$$

もし  $u$  が  $V$  に比例するならば負荷電圧の影響がのぞかれて、オームの法則に従うことになる。繊維の導電理論はイオン数  $\nu$  の変化に重きをおくものと、イオンの運動速度  $u$  の変化に重きをおくものがあるが、後者は任意の仮定がやや多すぎるように思われる。ここではイオン数  $\nu$  の変化に重きをおく理論を述べる。

質量作用の法則をイオンの解離に適用すると

$$\frac{\alpha^2}{1-\alpha} = \frac{A'}{\nu'} e^{-U/kT} \dots\dots\dots(3.2)$$

ここで  $\alpha$  は解離度、 $U$  は解離エネルギー、 $\nu'$  は単位容積あたりの分子数、 $A'$  は一つのイオンによって占められる容積の逆数の大きさであって実際には定数である。

まず1原子価イオンの場合を考える。解離エネルギーは静電荷を分離するに要するエネルギーであると考えたと

$$U = U_0/\epsilon \dots\dots\dots(3.3)$$

ここで  $\epsilon$  は誘電率、 $U_0$  は真空中でイオンを分離するのに要するエネルギーで一定である。

$$\frac{\alpha^2}{1-\alpha} = \frac{A'}{\nu'} e^{-U_0/\epsilon kT} \dots\dots\dots(3.4)$$

$\alpha \ll 1$  の場合  $\alpha^2/(1-\alpha) \doteq \alpha^2$

$$\therefore \alpha = \sqrt{\frac{A'}{\nu'}} e^{-U_0/2\epsilon kT} \dots\dots\dots(3.5)$$

しかるに  $\nu = 2\alpha\nu_0 \dots\dots\dots(3.6)$

ここで  $\nu_0$  は試料の単位長さあたりの電解質分子の総数である。式(3.1)に入れると

$$\log R = \frac{U_0}{2.3 \times 2kT} + \log \frac{V\sqrt{\nu'/A'}}{2u\epsilon\nu_0} \dots\dots\dots(3.7)$$

この曲線の温度係数は

$$\frac{d(\log k)}{dT} = -\frac{U_0}{2.3 \times 2\epsilon kT^2} - \frac{U_0}{2.3 \times 2\epsilon^2 kT} \left( \frac{d\epsilon}{dT} \right) - \frac{1}{u} \left( \frac{du}{dT} \right) \dots\dots\dots(3.8)$$

普通、セルローズ繊維は吸湿すると  $\epsilon$  が増大するから、 $\log R$  の温度変化は減少すると考えられるが、もし  $d\epsilon/dT$  が吸湿によりいちじるしく増大すれば、かえって温度変化が増す場合が考えられるのである。

#### 4. プレスボードの誘電率と絶縁抵抗の関係

前報<sup>(1)</sup>で述べた吸湿プレスボードの容量の測定値より誘電率を計算し、これを図に表わしてみると図4.1のようになる。これらのデータはプレスボードの吸湿量に対してかなりのばらつきがあるが、吸湿量に対しなめらかな変化をするものとして、誘電率を吸湿量に対しプロットすると図4.2となる。

吸湿プレスボードの誘電率と絶縁抵抗の関係・白井

これらの曲線群より測定された温度、吸湿量の範囲で近似的にあてはまるような実験式を求めると、つぎのような式となる。

未油浸プレスボードの場合

$$\epsilon = (2.88 + 0.26m) + (0.0022 + 0.0004m)(\theta - 20)^{(1+0.2m)} \dots\dots\dots(4.1)$$

油浸プレスボードの場合

$$\epsilon = (4.14 + 0.26m) + (0.0073 + 0.0007m)(\theta - 20)^{(0.93+0.12m)} \dots\dots\dots(4.2)$$

ここで  $m$  はプレスボードの吸湿量(重量%)を、 $\theta$  は温度(°C)を表わす。

これらの実験式より吸湿プレスボードの誘電率と温度の関係を図示すると図4.3のようになる。吸湿したプレスボードの誘電率は温度とともにいちじるしく増大する傾向がある。

式(3.7)によれば  $\log R$  と  $1/\epsilon T$  とは比例するはずであるので、 $1/\epsilon T$  と温度の関係を図示してみると図4.4のようになる。ここで  $\epsilon$  は実験式(4.1)、(4.2)で計算したものをを用いている。図4.4にみるように  $1/\epsilon T$  と温度の関係は直線に近い曲線群で表わされ、吸湿量の増加とともに  $1/\epsilon T$  は減少し、しかも温度変化は増加してゆくのである。測定値がばらつく場合はこれらの曲線は直

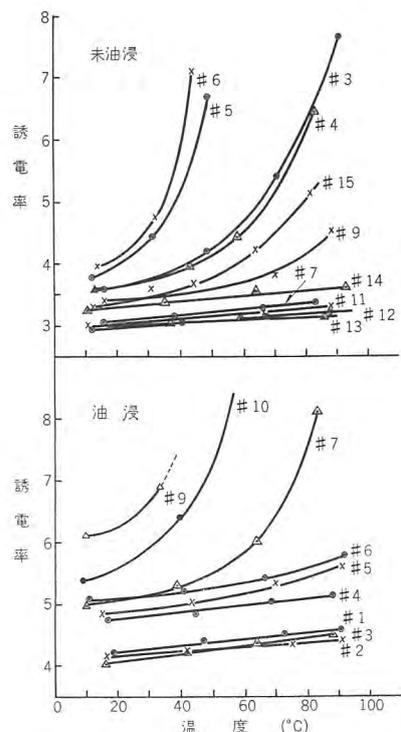


図 4.1 吸湿プレスボードの誘電率(測定値)  
Fig. 4.1 Dielectric constant of moistened pressboard. (measured value)

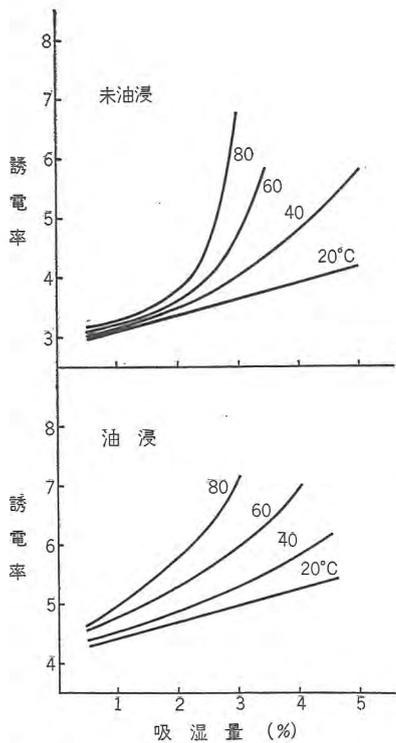


図 4.2 吸湿プレスボードの誘電率と吸湿量  
Fig. 4.2 Dielectric constant and absorbed-moisture quantity of moistened pressboard.

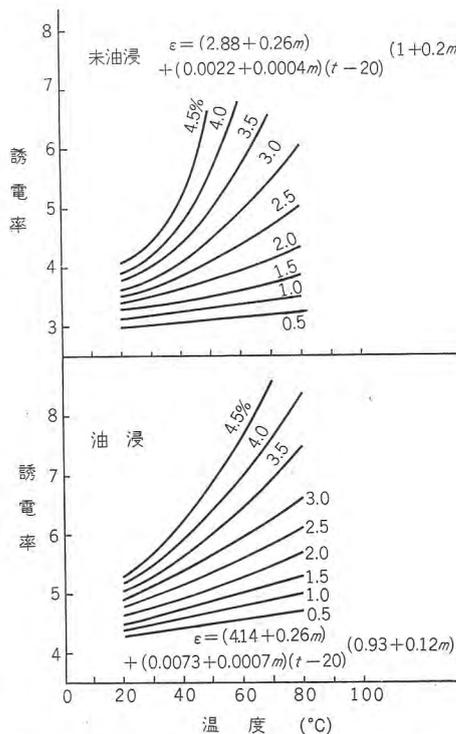


図 4.3 吸湿プレスボードの誘電率(実験式)  
Fig. 4.3 Dielectric constant of moistened pressboard. (Empirical formula)

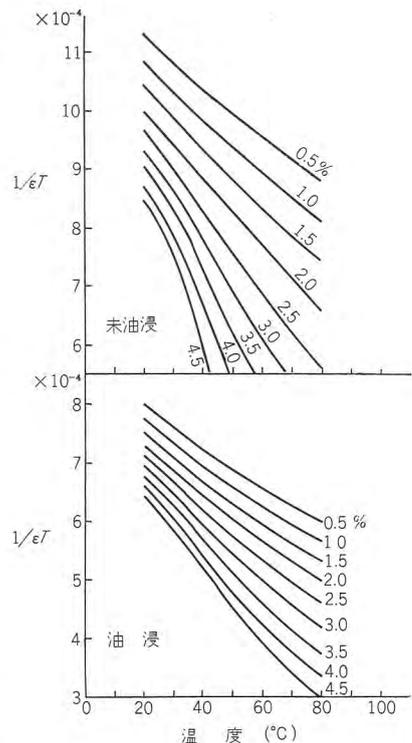


図 4.4 温度対 1/εT  
Fig. 4.4 Temperature vs 1/εT.

線で表わしうるであろう。これはまったく吸湿量の増大とともにεの温度による変化が図4.3に示すように急に増大してくるためといえよう。log R は 1/εT に比例するのであるから、log R もこの場合、吸湿量の増加とともにその温度変化が増大することになる。図4.5は前報<sup>(1)</sup>で示したプレスボードの絶縁抵抗と温度の関係を再録したもので、傾向はまったく図4.4と平行している。

さらにこの 1/εT と log R の関係を求めてみると図4.6のようになる。多少のばらつきがあるが、まず平行した直線群として表わしうる。これらの直線の傾斜は式(3.7)の  $U_0/2.3 \times 2k$  を表わすものでなければならない。k はボルツマンの定数で  $1.37 \times 10^{-16}$  エルグ/度 であるから、これから  $U_0$  を求めるとつぎのようになる。

$$\left. \begin{array}{l} \text{未油浸プレスボード } U_0 = 11.9 \times 10^{-12} \text{ エルグ} \\ \text{油浸プレスボード } U_0 = 16.7 \times 10^{-12} \text{ エルグ} \end{array} \right\} (4.3)$$

$U_0$  は真空中の解離エネルギーですべてのイオン間の力によるものであるが、それは初めイオン半径が X に等しい距離に離れている反対符号の二つの電荷を無限の距離に分離するのに要するエネルギーの order にあるだろう。

$$U_0 = e^2/X \dots \dots \dots (4.4)$$

X にハロゲンアルカリ結晶の格子間隔  $5 \times 10^{-8}$  cm を入れると

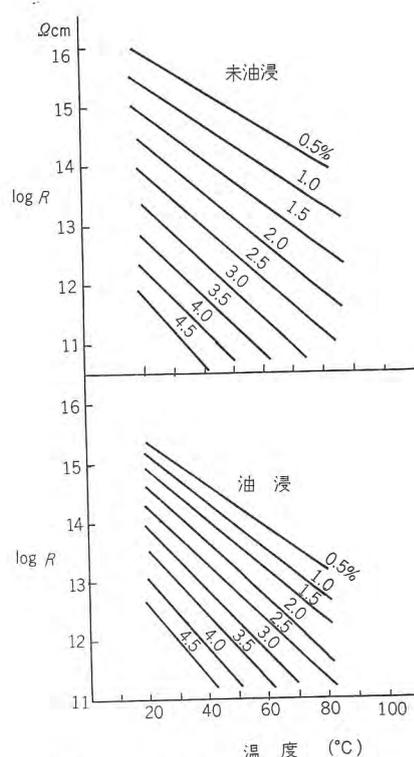


図 4.5 吸湿プレスボードの抵抗  
Fig. 4.5 Resistance of moistened pressboard.

$$U_0 = 5 \times 10^{-12} \text{ エルグ}$$

となり、これは式(4.3)の値と同じ order にある。Heale 氏が綿繊維の実験データより得た  $U_0$  の値は 15

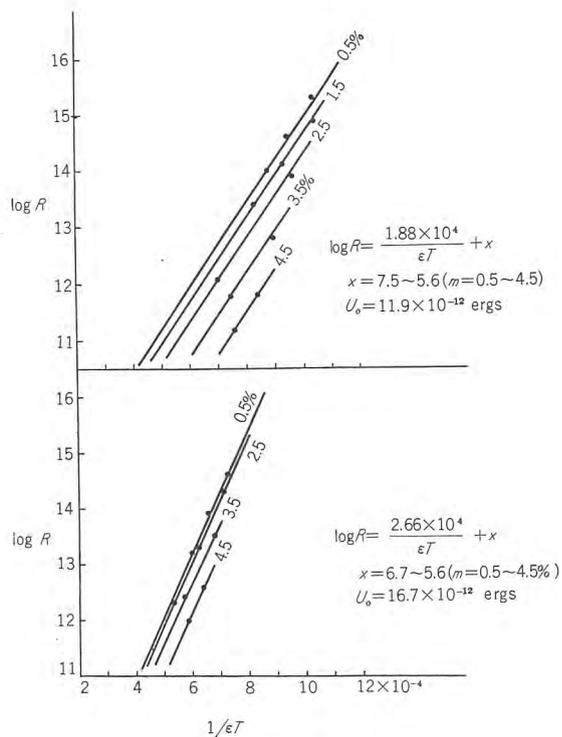


図 4.6  $\log R$  対  $1/\epsilon T$   
Fig. 4.6  $\log R$  vs  $1/\epsilon T$ .

$\times 10^{-12}$  エルグであって、氏はこの値とハロゲンアルカリの  $U_0$  との order の一致をもって、氏の理論の正しさの一つの根拠として示している。

ただし筆者らの結果は図 4.6 に示すように、ほぼ平行な直線群となって 1 本の直線にならない。したがって式 (3.7) の  $\log(V\sqrt{v'/A'}/2uzev_0)$  は吸湿量によりことなる値となるわけである。 $\log(V\sqrt{v'/A'}/2uzev_0)$  の中で吸湿量により変化すると考えられるのはイオンの運動速度  $u$  である。 $u$  の  $m$  による変化は図 4.6 によればあまり大きくなく、4.5% の吸湿により未油浸プレスボードで約 2 ケタ、油浸プレスボードで約 1 ケタ、抵抗が低下するにすぎない。また図 4.5 の平行直線群の間隔は吸湿とともに次第に広がってくるから、 $u$  は  $m$  とともに直線的に増加するとはいいがたい。

ここにイオン分子に作用する  $\epsilon$  はセルローズの吸湿した部分の局所的な誘電率であって、全体の誘電率とは違うのではないかという意見がある。たしかにセルローズ繊維は結晶部分と非結晶部分があって、非結晶部分がとくに吸湿されやすいことが知られている。しかしセル

ローズ繊維の結晶部分と非結晶部分は非常に細かく入り混っていて分ちがたく、非結晶部分に含まれるイオン分子がとくに解離されやすいとしても、抵抗は試料面全体の平均であるから、平均としてやはり全体の誘電率を採用してもさしつかえないように思う。また 5% 程度の吸湿量の水はセルローズ分子と水素結合を作り、自由な水分ではなく、セルローズ分子と一体となって一つの固溶体になっているものと考えられ、溶液の場合と同じように一つの誘電率で表わしてよいのではなかろうか。

ひるがえって式 (3.7) と固体のイオン導電の式 (2.3) とを比較してみると式 (2.3) ではイオンの活性エネルギーが温度に関係なく一定となっている。このため  $E$  が小になると考えられる場合は抵抗の温度変化は必然的に小なるのであるが、この活性エネルギーに相当するものは式 (3.7) では  $U_0/\epsilon$  であって、 $\epsilon$  が温度によって変化する場合は活性エネルギーに相当するものも変るのである。そのため  $\epsilon$  が温度によって大きく変る場合は、活性エネルギーに相当するものが温度上昇とともに減少し、抵抗が下がっても見かけ上、温度変化が大きくなるのである。

## 5. む す び

筆者らはさきにプレスボードは吸湿により絶縁抵抗が低下するとともに、抵抗の温度変化が増大することを述べたが、物性論によれば抵抗の減少はイオンの活性エネルギーの減少を意味するから、抵抗の温度変化はかえって減少するはずであるという。しかし活性化エネルギーを誘電率の関数と考えると、誘電率が温度によっていちじるしく増加する場合は、見かけ上、抵抗の温度変化が抵抗の低下とともに増加する場合がある。吸湿プレスボードの誘電率の測定値はあきらかに吸湿とともに誘電率の温度変化がいちじるしく大となるから、吸湿により絶縁抵抗が低下するとともに抵抗の温度変化が増大するという実験結果を説明しうる。

(34-9-5 受付)

## 参 考 文 献

- (1) 白井・原：「三菱電機」29 464 (昭 30)。
- (2) J. W. S. Heale: J. Textile Inst. Trans. 117-198 (1953)。
- (3) 放電ハンドブック: 257 (1958 刊)。

# 富士製鉄 1,860 kW 同期電動機の絶縁破壊試験

富士製鉄株式会社室蘭製鉄所 阿部哲郎\*・菅原健一\*  
 三菱電機株式会社札幌営業所 大町久次  
 研究所 原仁吾\*\*  
 神戸製作所 津島桂\*\*\*

## Insulation Breakdown Tests on 1,860 kW Synchronous Motor of Fuji Steel Mill

Fuji Steel Mill Co., Ltd. Tetsurō ABE・Ken-ichi SUGAWARA  
 Sapporo Sales Office Hisaji OMACHI  
 Research Laboratory Jingo HARA  
 Kobe Works Kei TSUSHIMA

After fifteen years' service in the Muroran Plant of the Fuji Steel Mill, one synchronous motor rated at 3 kV 1,860 kW came to need rewinding of the stator. Taking this opportunity Mitsubishi specialists cooperated to the mill engineers in conducting insulation breakdown test on the machine. The results were analyzed to give reference to the test of insulation maintenance in future by comparing various data available from nondestructive tests and also by clarifying correlation between the nondestructive insulation characteristics and breakdown voltages. A method of predicting the AC and DC breakdown voltages was also given due consideration.

### 1. ま え が き

富士製鉄室蘭製鉄所で約 15 年使用した定格 3 kV, 1,860 kW 同期電動機の巻換えの機会に、絶縁破壊試験を実施したので、その結果について報告する。この試験は、今後の絶縁保守試験の参考にするため、

- (1) 巻換前における保有絶縁強度と絶縁破壊箇所
- (2) 各種の非破壊絶縁特性相互の相関
- (3) 非破壊絶縁特性と絶縁破壊電圧との相関
- (4) 絶縁破壊前駆現象による破壊予知の可能性

などについて調査検討したもので、供試機の定格は次のとおりである。

1,860 kW 三相 50 c/s 3 kV 8 極 750 rpm 結線四重星形 スロット数 108 群数 24 各群のコイル数 4~5 コイル巻数 5 昭和 17 年 7 月 三菱電機製

### 2. 試 験 方 法

総数 108 本の固定子コイルを 4~5 本ごとのコイルグループに分離し(分離はわたり線のところで行ない、コイルをできるだけ傷めないように注意した)、全体で 24 のコイルグループについて、それぞれ非破壊絶縁試験を

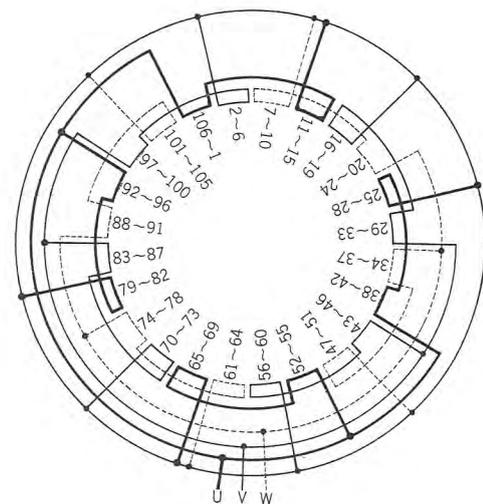


図 2.1 固定子の結線図

Fig. 2.1 Winding diagram of stator.

実施した後に破壊試験を行なった。図 2.1 は固定子の結線図で、図中の番号は試験の際に便宜上つけたコイル番号である。

#### 2.1 非破壊絶縁試験

- (1)  $\tan \delta$ —電圧特性

可搬式逆シェリングブリッジで 1~3.5 kV の  $\tan \delta$  電圧特性を測定した。

- (2) 直流吸収特性、絶縁抵抗

IT 15 形直流高圧絶縁試験器（電子管メガ）を用い、1 kV で 10 分間の吸収特性を測定し、引き続き 5 kV に電圧をあげて絶縁抵抗を測定した。

(3) 交流電流法

1 kV から 3.5 kV まで 500 V おきに電流を測定し、同時に電流波形を観測した。図 2.2 に試験回路を示す。

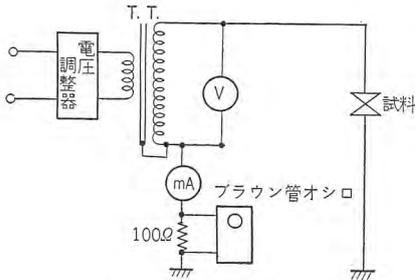


図 2.2 交流電流法測定回路

Fig. 2.2 Measurement circuit of AC current characteristics.

(4) コロナ試験

コロナ開始電圧（以下 CSV と記す）を測定した後、3 kV におけるコロナパルスの大きさと数との分布を測定し、また相対コロナ強度を測定した。図 2.3 に測定回路を示す。コロナパルスの分布は増幅器内部に設けた弁別器によりコロナパルスの大きさを区分し、計数率計によって発生数を計数し、また相対コロナ強度は、コロナの大きさと数との積にほぼ比例するような量を指示する平均直形電流計回路を、増幅器出力側に接続し、この電流計の指示を相対コロナ強度とした。CSV は検出抵抗両端において 10 mV のコロナが発生し始めるときの印加電圧をもって CSV とした。

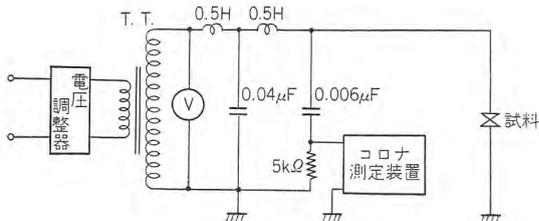


図 2.3 コロナ測定回路

Fig. 2.3 Corona measurement circuit.

(5) 直流分

図 2.4 の回路で 1 kV から 3.5 kV までの直流分を測定したが、用意した電流計の感度（フルスケール 10 μA）が不足のため、各グループごとの測定ができなかったため、全コイルを四つに分けて試験した。

2.2 絶縁破壊試験

24 グループのうち 12 グループは AC 破壊、残りの富士製鉄 1,860 kW 同期電動機の絶縁破壊試験・阿部・菅原・大町・原・津島

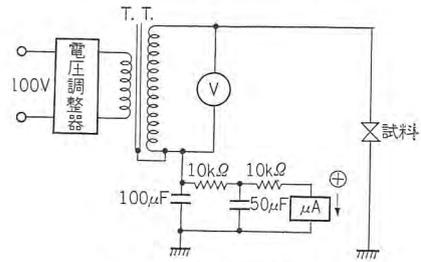


図 2.4 直流分測定回路

Fig. 2.4 DC component measurement circuit.

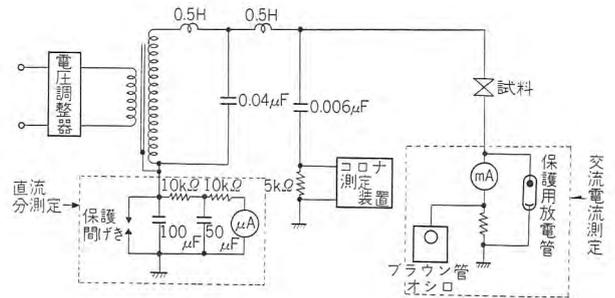


図 2.5 交流破壊試験回路

Fig. 2.5 AC breakdown test circuit.

12 グループは DC 破壊試験を実施した。

(1) AC 破壊

4 kV から 2 kV ステップに電圧をあげ、各電圧で 1 分間ずつ保持し、相対コロナ強度、直流分、交流電流の大きさおよび波形を記録しながら破壊させた。試験回路を図 2.5 に示す。

(2) DC 破壊

5 kV から 5 kV ステップに段階的に電圧をあげ、各電圧で絶縁抵抗を測定し、絶縁抵抗—電圧特性を測定しながら破壊させた。このばあい、各電圧での印加時間は、それぞれの電圧における吸収電流分が印加電圧に比例する大きさになる時間間隔に選び、絶縁抵抗—電圧特性の形状が吸収電流分によって影響されないようにした。この試験方法の詳細については文献 (1) および (2) に述べてあるので省略する。試験回路を図 2.6 に示す。

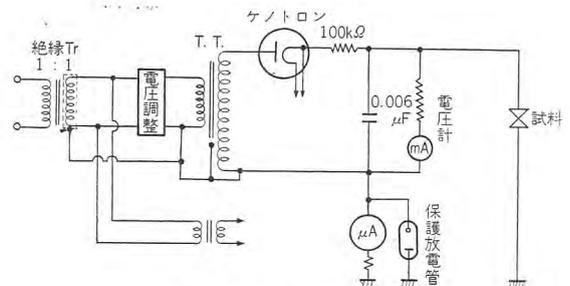


図 2.6 直流破壊試験回路

Fig. 2.6 DC breakdown test circuit.

### 3. 測定結果

#### 3.1 非破壊試験

非破壊試験の特性をまとめて表3.1に示す。またこれらのデータの一部分を曲線にして図3.1~3.6に示す。

$\tan \delta$  の値は 1kV で 14~18%, 3.5kV で 19~24% を示し、電圧上昇による  $\tan \delta$  の増加も大きく良好ではない。 $\tan \delta$  の値は相対的に固定子の下半分が値が大きく、上半分が小さい値を示している。成極指数は 1.3~

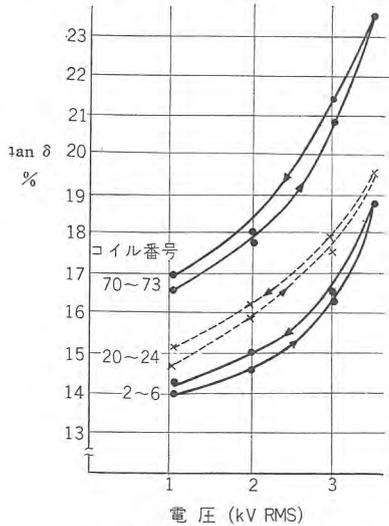


図 3.1  $\tan \delta$ -電圧特性  
Fig. 3.1  $\tan \delta$ -vs voltage characteristic curves.

1.9 の範囲内にあり、 $\tan \delta$  と同様上半分が良く、下半分が悪い。交流電流法による電流急増点および電流増加率は、各コイルグループについて図3.3のような電圧対電流の関係曲線を描き、この曲線をもとにして文献(3)に定められ

表 3.1 非破壊絶縁特性

コイル温度 25~27°C  
湿度 64~68% RH

コイル番号	$\tan \delta$					静電容量 $C_{3.5} - C_1$ ( $\mu\text{F}$ )	直流試験			交流電流法		コロナ強度		
	(A) $\tan \delta$ 1kV (%)	(B) $\tan \delta$ 3.5kV (%)	(A) (A)	(B) (A)	(A) (A)		P.I (at 1kV)	R5kV R1kV	$\Omega\text{-F}$	電流急増点 (kV)	電流増加率 (at 3.5kV) (%)	CSV (kV)	コロナ強度 (at 3kV) ( $\mu\text{A}$ )	
2-6	14.0	18.9	4.9	1.35	0.35	410	0.076	1.8	0.60	25.4	1.7	6.0	2.4	11
7-10	13.3	18.2	4.9	1.37	0.37	500	0.089	1.9	0.55	29.4	2.5	6.0	2.4	16
11-15	13.7	18.3	4.6	1.33	0.34	470	0.088	1.8	0.67	25.1	2.0	4.8	2.0	16
16-19	13.8	18.1	4.3	1.31	0.36	470	0.083	1.8	0.50	25.9	2.5	3.6	2.4	14
20-24	14.6	19.6	5.0	1.34	0.34	420	0.075	1.6	0.61	19.1	2.2	4.5	2.3	17
25-28	15.3	19.6	4.3	1.28	0.28	430	0.072	1.7	0.55	15.7	1.9	4.5	2.3	18
29-33	15.6	22.0	6.4	1.41	0.41	710	0.123	1.6	0.60	14.1	2.0	3.2	2.2	27
34-37	14.4	20.0	5.6	1.39	0.39	620	0.105	1.8	0.60	14.1	1.5	5.0	2.3	27
38-42	14.3	19.4	5.1	1.35	0.36	410	0.076	1.6	0.63	14.5	1.5	5.0	2.2	17
43-46	17.4	23.5	6.1	1.35	0.35	860	0.133	1.6	0.65	10.7	1.5	6.8	1.9	33
47-51	17.9	24.1	6.2	1.35	0.36	790	0.122	1.5	0.67	10.8	1.3	9.1	1.8	40
52-55	18.1	24.1	6.0	1.27	0.33	870	0.122	1.5	0.64	9.9	1.5	8.1	1.7	44
56-60	16.8	23.3	6.5	1.39	0.39	730	0.116	1.5	0.62	11.4	2.0	5.0	1.7	44
61-64	16.7	24.0	7.3	1.44	0.44	980	0.137	1.5	0.71	9.7	1.8	8.2	1.8	71
65-69	16.5	24.0	7.5	1.45	0.46	940	0.139	1.4	0.72	9.5	1.8	8.0	1.9	56
70-73	16.5	23.6	7.1	1.43	0.43	750	0.109	1.3	0.71	7.3	1.7	8.1	1.8	62
74-78	15.3	23.7	8.4	1.55	0.55	920	0.142	1.3	0.70	9.8	1.8	6.3	1.9	60
79-82	15.3	21.5	6.2	1.40	0.41	830	0.123	1.4	0.73	10.1	1.5	7.1	1.8	57
83-87	15.4	22.9	7.5	1.49	0.49	520	0.088	1.4	0.72	10.9	1.7	5.1	2.1	39
88-91	15.7	22.6	6.9	1.44	0.44	800	0.128	1.5	0.70	10.1	1.5	6.5	2.1	29
92-96	14.3	20.5	6.2	1.43	0.43	590	0.102	1.5	0.77	15.7	2.0	3.5	1.9	26
97-100	13.6	19.5	5.9	1.43	0.43	530	0.089	1.7	0.68	19.9	1.8	5.4	2.2	16
101-105	13.8	19.2	5.4	1.39	0.39	480	0.089	1.8	0.68	21.0	1.5	5.3	2.3	16
106-1	15.2	21.1	5.9	1.39	0.39	630	0.102	1.6	0.72	14.3	1.8	5.4	1.9	24
平均	15.3	21.3	6.08	1.39	0.39	652.5	0.105	1.59	0.65	15.6	1.79	5.85	2.05	32.5
標準差	1.37	2.13	1.06	0.063	0.06	185	0.022	0.167	0.065	6.69	0.302	1.58	0.226	17.5

ている方法によって求めたが、図3.3の曲線のひきかたのわずかな相違で、電流急増点および電流増加率が相当にことなった値になる。図3.4はコイル番号 2~6 の試料の電流波形で、3.5 kV まで変歪は認められない。他のコイルグループのばあいも波形の変歪は認められなかつ

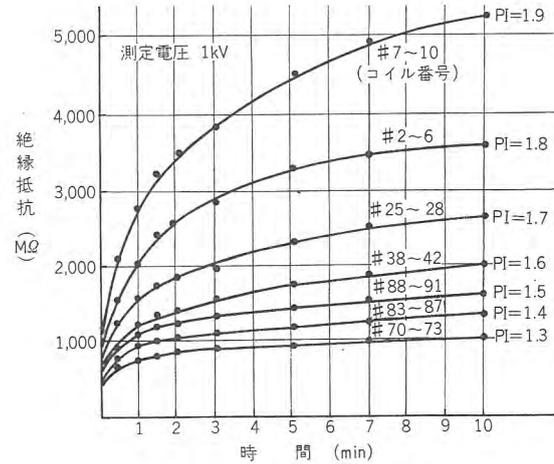


図 3.2 直流吸収特性の一例  
Fig. 3.2 Dielectric absorption characteristics.

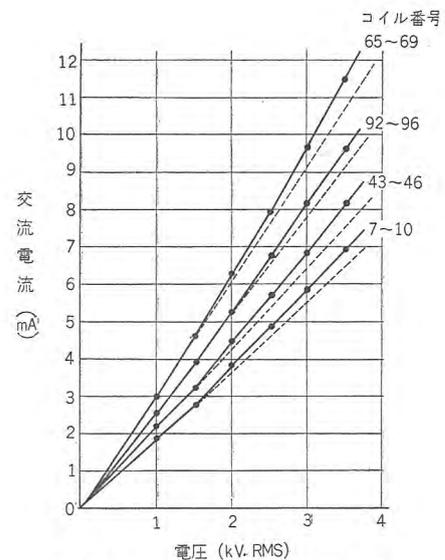


図 3.3 交流電流電圧特性の一例  
Fig. 3.3 AC current vs. voltage characteristics.

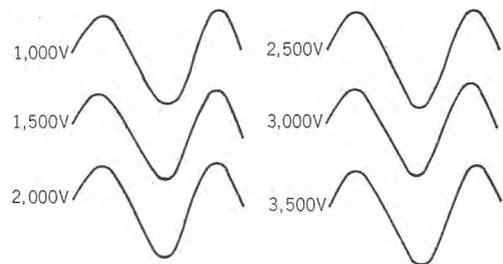


図 3.4 交流電流波形 (コイル番号 2~6)  
Fig. 3.4 AC current wave form obtained with No. 2~6 coils.

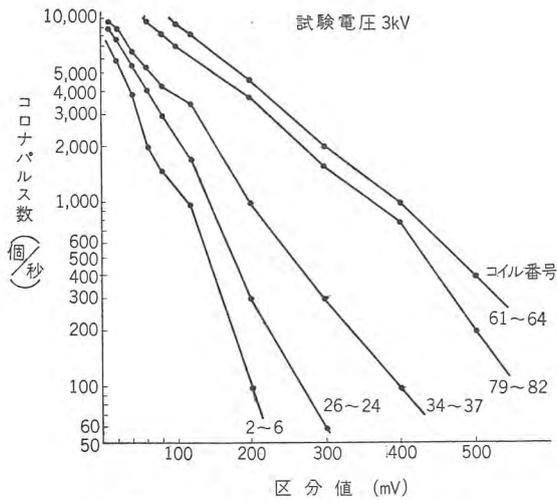


図 3.5 コロナ発生数と大きさの関係

Fig. 3.5 Number of corona pulses vs. corona height characteristics.

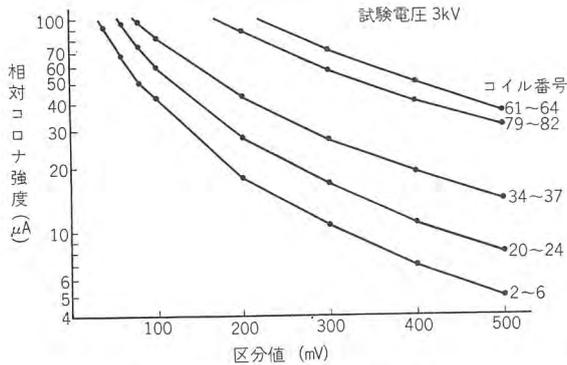


図 3.6 相対コロナ強度の特性

Fig. 3.6 Characteristics of corona intensity.

た。CSV は 1.7~2.4 kV でかなり低く、固定子の上半分が高く下半分が相対的に低い。印加電圧 3 kV における相対コロナ強度およびコロナ発生数は、CSV の低いものほど大きい。

非破壊試験のデータ相互の関係およびこれらと破壊電圧との関係については後で述べる。

### 3.2 絶縁破壊試験

#### (1) AC 破壊

破壊試験中に測定した相対コロナ強度、交流電流および直流分を、破壊電圧とともに表 3.2 に示す。破壊電圧は最低 9.5 kV、最高 20 kV でその差は割合に大きい。破壊場所は 12 グループのうち 2 グループがスロット出口で破壊し、他はすべてスロットの内部で破壊が生じた。

図 3.7~3.9 はそれぞれ相対コロナ強度、交流電流および直流分の電圧特性の一例で、図示しなかった他のコイルグループも相対コロナ強度と交流電流は、それぞれ図 3.7 および図 3.8 とまったく同じ形状を示し、電圧とともに単調に増加するが、これらの特性から破壊電圧を

表 3.2 AC 破壊試験データ

コイル番号		2 6	7 10	11 15	70 73	74 78	79 82	83 87	88 91	92 96	97 100	101 105	106 1	平均	標準 偏差	
コ ロ ナ 試 験 ( 区 分 値 5V)	相 対	4 kV	160	210	150	—	200	240	240	—	170	130	160	190	185	35.5
	コ ロ ナ 強 度 ( μA)	6 "	300	400	370	200	310	300	350	—	310	320	370	320	323	50.1
	10 "	320	380	390	300	370	380	360	—	—	390	370	340	360	29	
	12 "	400	490	460	420	500	510	470	—	—	430	440	460	458	110	
	14 "	550	590	560	640	670	720	670	—	—	560	620	620	620	56.2	
16 "	670	780	700	830	800	880	820	—	—	—	—	720	780	776	63.6	
交 流 電 流 法	電 流	3.5kV	6.0	6.0	4.8	8.1	6.3	7.1	5.1	6.5	3.5	5.4	5.3	5.4	5.79	1.12
	増 加 率 ( %)	6 "	37.3	33.6	25.3	23.0	34.0	21.2	44.6	—	42.8	35.6	38.5	41.7	34.3	7.64
	10 "	87.7	81.3	78.0	91.2	—	79.0	88.5	—	—	87.8	81.5	84.0	84.3	4.4	
	14 "	147	139	133	150	—	137	147	—	—	—	138	148	142	5.91	
16 "	163	168	150	—	—	173	184	—	—	—	—	166	254	180	31.7	
直 流 分	直 流 分	4 kV	0.06	0.02	0.02	0.08	0.10	0.10	0.11	—	0.10	0.05	0.02	0.08	0.07	0.03
	の 大 き さ	6 "	0.07	0	0.04	0.08	0.04	0.07	0.08	—	0.04	0.10	0.02	0.02	0.05	0.03
	10 "	0.05	0.07	0.05	0	0.05	0.27	0	—	—	0.40	0.07	0.48	0.14	0.16	
	12 "	0.10	0.05	0.24	0.06	0.10	0.52	0	—	—	0.75	0.6	0.8	0.32	0.29	
	14 "	0.15	0.15	0.29	0.45	0.20	1.10	0.28	—	—	—	1.1	1.1	0.54	0.41	
16 "	0.90	0.08	0.22	0.70	0.30	—	0.50	—	—	—	—	1.9	1.3	0.74	0.57	
分	第1の極性反転電圧 (kV)	8	11	6	6	4	4	4	—	—	8	8	4	6.3	2.3	
	第2の急変点 (kV)	13	14	14	10	8	8	12	—	6	8	9	6	9.8	2.57	
AC 破壊電圧 (kV)		19.5	19.3	19.7	19.5	18	18	19.5	20.0	9.5	13.4	18	21.5	18	0.31	

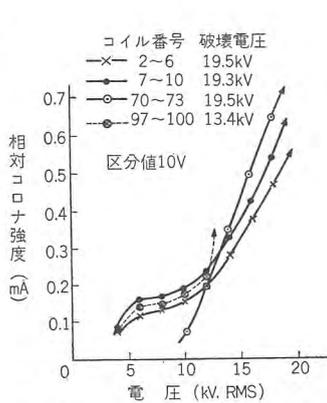


図 3.7 コロナ強度の電圧特性

Fig. 3.7 Corona intensity vs. voltage characteristics obtained in AC breakdown test.

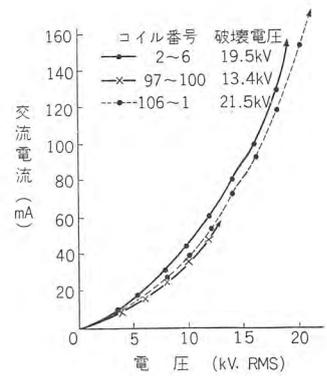


図 3.8 交流電流電圧特性

Fig. 3.8 AC current vs. voltage characteristics obtained in AC breakdown test.

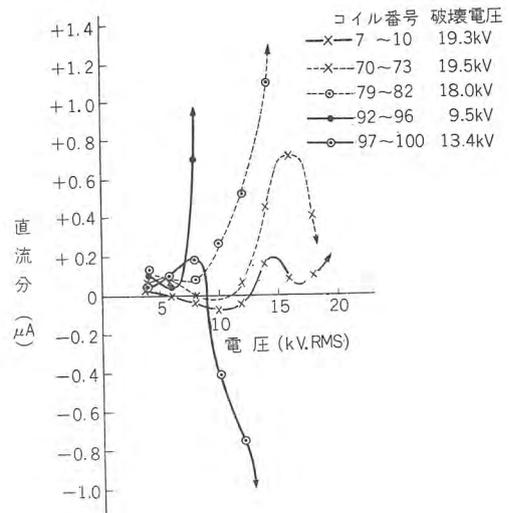


図 3.9 直流分—電圧特性

Fig. 3.9 DC component vs. voltage characteristics obtained in AC breakdown test.

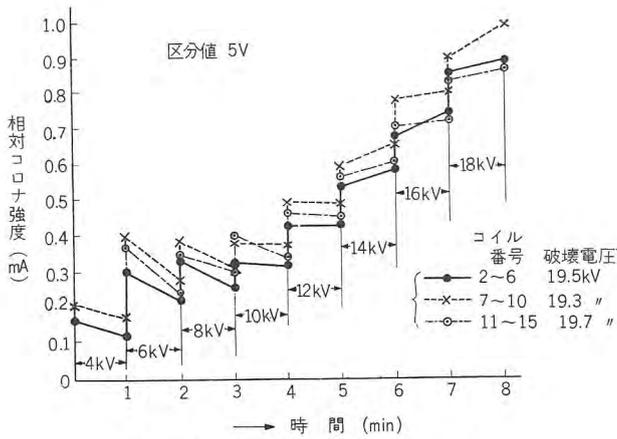


図 3.10 相対コロナ強度の時間特性  
Fig. 3.10 Corona intensity vs. time characteristics, obtained in AC breakdown test.

予測しうる程度の顕著な変化を見出すことはできない。また直流分はその大きさ、極性ともにまちまちで、特性曲線の形状はきわめて不規則であり、直流分による破壊電圧の予測もできない。

図 3.10 は相対コロナ強度の時間特性と印加電圧との関係で、相対コロナ強度は、印加電圧が低いところでは時間とともに減少しているが、電圧上昇とともにこの減少する割合が少なくなり、破壊電圧の近くではコロナ強

表 3.3 DC 破壊試験データ

印加電圧 (kV)	5		10		15		20		25		30		破壊電圧 (kV)
	I (μA)	R (MΩ)											
16~19	—	—	5.2	1,920	13.5	1,110	27.0	740	57.5	435	115.0	261	35
20~24	—	—	9.0	1,050	20.5	730	39.0	514	68.8	364	132.5	226	35
25~28	—	—	11.0	907	25.0	600	62.5	320	—	—	—	—	25
29~33	—	—	14.0	715	33.5	448	68.8	291	180.0	139	—	—	27
34~37	—	—	14.0	715	31.5	475	61.3	327	—	—	—	—	25
38~42	5.3	952	20.0	500	46.0	326	102.5	195	191.3	131	—	—	30
43~46	—	—	24.5	408	53.0	283	—	—	—	—	—	—	20
47~51	11.0	455	30.5	328	62.5	240	155.0	129	—	—	—	—	25
52~55	11.0	455	30.0	334	82.5	182	180.0	84	—	—	—	—	25
56~60	12.4	402	36.0	278	77.5	193	—	—	—	—	—	—	20
61~64	12.5	400	35.5	271	77.5	193	130.0	154	—	—	—	—	25
65~69	15.3	328	45.0	222	88.8	169	150.0	133	240.0	104	—	—	25

備考：破壊電圧の平均 26.4kV, 標準偏差 4.61kV

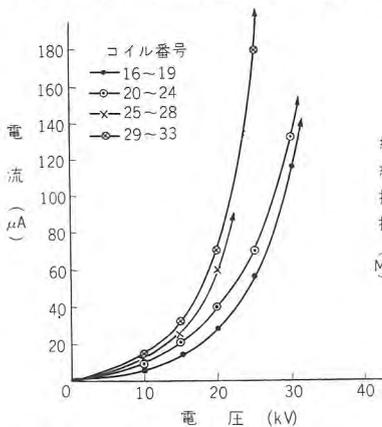


図 3.11 漏洩電流—電圧特性  
Fig. 3.11 Leakage current vs. voltage characteristic curves obtained in DC breakdown test.

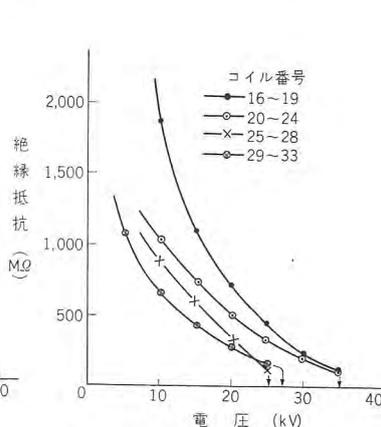


図 3.12 絶縁抵抗—電圧特性  
Fig. 3.12 Insulation resistance vs. voltage characteristics obtained in DC breakdown test.

度は時間とともにかえって増加している。この現象は AC 破壊電圧の予測に関し有力な一方法になりそうで、今後の研究が期待される。

コロナ測定の方法として、コロナの大きさと発生数を区分して計数する方法と、コロナの大きさと数との積の平均値的な量を電流計で読む方法の 2 種類の測定を実施したが、測定結果から得られる情報は両者とも大体同じ程度であるので、現場測定としては測定方法の簡単な電流計法が適当であると考えられる。

## (2) DC 破壊

各電圧階段で測定した電流および絶縁抵抗を破壊電圧とともに表 3.3 に示す。破壊電圧は最低 20kV, 最高 35 kV で、破壊場所はいずれもコイルエンドで、ミゾ部絶縁（マイカ）とエンド部絶縁（リノテープ）のつなぎ目で破壊した。AC 破壊は大部分がスロット内部で生じたことと比較すると、直流試験は交流試験にくらべコイルエンド部に対して苛酷であることを裏書きしている。すなわちコイルエンド部の絶縁には、交流試験では容量分

圧で、また直流試験では抵抗分圧で分圧される電圧がかかり、エンド部絶縁には直流試験のほうが大きな電圧がかかるため、この傾向はコイル表面の抵抗が少ないほどいじめるしい。

図 3.11 および図 3.12 は、漏洩電流—電圧特性および絶縁抵抗—電圧特性を示したもので、図示しなかった他のコイルグループもこれらの図とほとんど同じような形状を示している。すなわち電流は電圧とともに次第にふえ、破壊電圧に近づくとその傾斜はますますたつてくるが、この曲線から破壊電圧を予測することは困難である。また絶縁抵抗は電圧とともに急激に低下しているが、破壊点で曲線が不連続となっているものが大部分で、これは破壊がコイルエンド部で生じ、コイル表面を通してセン絡破壊となっているため、このようなセン絡破壊を伴うばあいは、絶縁抵抗—電圧特性から破壊電圧を予測することは困難である。また絶縁抵抗の低下の様相、すなわち曲線の形状はかならずしも一定でないので、破壊電圧を予測するばあいは、どの点で電圧印加を中止して曲線を外挿し、破壊電圧を予測すべきか一般的には困難である。

直流試験による破壊電圧予知の方法につい

ては後で述べる。

#### 4. 非破壊絶縁特性相互の相関

絶縁劣化の判定については、まだ的確な決め手がないので、いろいろことなつた数種類の試験を実施して総合的に判断をしているのが現状であるが、これら数種類の絶縁特性相互の関係を調べてみることも価値がある。すなわち、ことなつた二つの試験結果に強い相関があるばあいは、どちらか一つの試験結果から他を類推することができ、試験の種類を減らすことによって試験時間を短縮でき、また装置や試験法の簡単な方法によつて、比較的めんどうな試験法による結果を類推することもできることになる。現場試験では試験時間を制限されることが多いので、限られた時間内に有用なデータが総合的に得られるように試験方法を選択することは、とくに大切である。

絶縁特性は一般に印加電圧の大きさによつて変るが、現場における保守試験では、普通試験電圧は供試機の定格電圧あるいはそれ以下であるので、試験電圧が AC では 3.5kV 以下、DC では 5kV 以下のデータをもとに相互の関係を検討した。

図 4.1~4.4 は表 3.1 をもとにして、それぞれ成極指数と  $\Omega$ -F、3.5kV における  $\tan \delta$  と 1kV における  $\tan \delta$  の差と相対コロナ強度、 $\tan \delta_{3.5kV}$  と  $\tan \delta_{1kV}$  の比と相対コロナ強度、コロナ開始電圧と電流急増点との関係を図示したもので、図 4.1 と図 4.2 では縦軸と横軸に示した特性相互間にかなり強い相互関係があるが、図 4.3 と図 4.4 では特性相互間にたいした関係が見出せない。表 3.1 に示した特性相互の関係を全部図示して比較することは繁雑であり、また定量的な比較検討ができないので、特性相互間に直線相関が成り立つものと仮定して、種々の組合わせによるお互の相関係数を算出した結果を表 4.1 に示す。相関係数が 0.7 以上は高度に相関あり、0.5~0.7 は相関が認められるがやや疑わしい。0.5 以

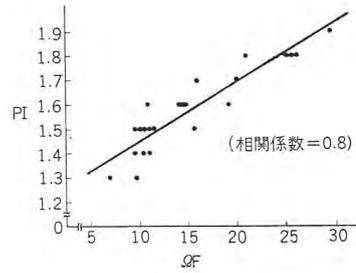


図 4.1 PI と  $\Omega$ F の関係  
Fig. 4.1 Correlation of PI and  $\Omega$ F.

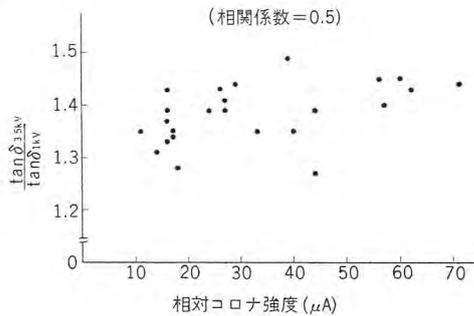


図 4.3  $\tan \delta$  の比と相対コロナ強度の関係  
Fig. 4.3 Correlation of  $\tan \delta$  ratio and corona intensity.

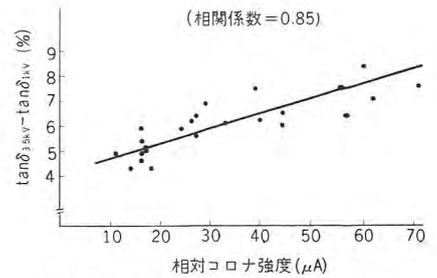


図 4.2  $\tan \delta$  の増加分と相対コロナ強度の相関  
Fig. 4.2 Correlation of increment of  $\tan \delta$  and corona intensity.

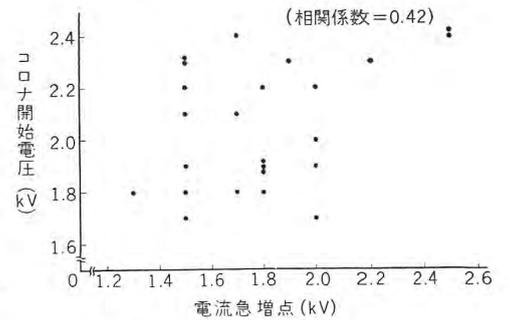


図 4.4 コロナ開始電圧と電流急増点との相関  
Fig. 4.4 Correlation of corona starting voltage and inflection point of AC current-voltage curve.

下は相関が認めにくいと検定されるので、表 4.1 から非破壊的絶縁特性の相互関係を推察できるが、少し補足説明する。 $(\tan \delta_{3.5kV} - \tan \delta_{1kV})$  すなわち 3.5kV の  $\tan \delta$  と 1kV の  $\tan \delta$  の差と相対コロナ強度、および 3.5kV の静電容量と 1kV の静電容量の差と相対コロナ強度とは、それぞれとくに相関が強く、 $\tan \delta$  電圧特性で  $\tan \delta$  および静電容量が電圧とともに増加するのは、コロナにもとづくものが多いことを裏書きしており、巻線中に発生しているコロナ強度の大小は、高電圧における  $\tan \delta$  または静電容量と、低電圧における  $\tan \delta$  または静電容量の差から類推することができる。 $\tan \delta$  と  $\Omega$ -F、コロナ開始電圧と相対コロナ強度、 $\Omega$ -F と成極指数などに高度の相関が認められるのも当然考えられることである。電流増加率は、高電圧における静電容量と低電圧における静電容量の差ともっとも相関があり、交流電流法による電流増加率は、コロナ発生にもとづく静電容量の増加分を測定していることになる。電圧による  $\tan \delta$  の増加分と電流増加率、およびコロナ開始電圧と電流急増点の間にも当然相関があるはずであるが、表 4.1 では相関が認められない。これは電流急増点や電流増加率を求めるばあいは、電圧対電流曲線をグラフ上に描き、この曲線をもとに増加率や急増点を求めているので、曲線の描きかたによつてこれらの値が変わることによつてい

表 4.1 非破壊絶縁特性相互の相関

相 関 係 数 0.7 以 上		相 関 係 数 0.5~0.69		相 関 係 数 0.49 以 下	
絶 縁 特 性	相 関 係 数	絶 縁 特 性	相 関 係 数	絶 縁 特 性	相 関 係 数
1. コロナ強度と (C <sub>3.5kV</sub> -C <sub>1kV</sub> )	0.86	1. コロナ強度と電流増加率	0.67	1. 電流増加率と (tan δ <sub>3.5kV</sub> -tan δ <sub>1kV</sub> )	0.47
2. コロナ強度と (tan δ <sub>3.5kV</sub> -tan δ <sub>1kV</sub> )	0.85	2. tan δ と PI	-0.66	2. 電流急増点と CSV	0.42
3. (tan δ <sub>3.5kV</sub> -tan δ <sub>1kV</sub> ) と (C <sub>3.5kV</sub> -C <sub>1kV</sub> )	0.8	3. tan δ と電流増加率	0.64	3. 電流増加率と $\frac{\tan \delta_{3.5kV} - \tan \delta_{1kV}}{\tan \delta_{1kV}}$	0.18
4. $\frac{\tan \delta_{3.5kV} - \tan \delta_{1kV}}{\tan \delta_{1kV}}$ と $\frac{C_{3.5kV} - C_{1kV}}{C_{1kV}}$	0.8	4. $\frac{R_{3kV}}{R_{1kV}}$ と $\frac{\tan \delta_{3.5kV}}{\tan \delta_{1kV}}$	0.63	4. " と $\frac{\tan \delta_{3.5kV}}{\tan \delta_{1kV}}$	0.11
5. ΩF と PI	0.8	5. コロナ強度と $\frac{\tan \delta_{3.5kV} - \tan \delta_{1kV}}{\tan \delta_{1kV}}$	0.62		
6. コロナ強度と $\frac{C_{3.5kV} - C_{1kV}}{C_{1kV}}$	0.77	6. 電流増加率と $\frac{C_{3.5kV} - C_{1kV}}{C_{1kV}}$	0.58		
7. tan δ <sub>1kV</sub> と ΩF	-0.76	7. 電流増加率と電流急増点	-0.56		
8. 電流増加率と (C <sub>3.5kV</sub> -C <sub>1kV</sub> )	0.75	8. $\frac{R_{3kV}}{R_{1kV}}$ と ΩF	-0.55		
9. CSV とコロナ強度	-0.73	9. コロナ強度と $\frac{\tan \delta_{3.5kV}}{\tan \delta_{1kV}}$	0.5		

るものと考えられる。

### 5. 絶縁特性と破壊電圧との相関

非破壊試験による測定データと破壊電圧との間に相関があるかどうかは、絶縁特性から破壊電圧を予知できるかどうかという問題に対して情報を提供することになり、絶縁劣化の判定法に対しても有力な資料を提供することになる。一般に絶縁の保守試験では、試験電圧は定格電圧またはそれ以下のばあいが多いから、定格電圧以下における絶縁特性と破壊電圧の関係を調べることが、実用的にはとくに価値があるが、低電圧における絶縁特性と破壊電圧と相関がないばあいでも、試験電圧を高くしたら相関が表われるかどうか、また破壊電圧の何パーセントくらいまで試験電圧をあげたら、絶縁特性から破壊電圧を予知できるかななどを検討するために、定格電圧以上の高電圧における絶縁特性と破壊電圧との相関係数も算出した。

#### 5.1 絶縁特性と DC 破壊電圧との相関

表 5.1 に絶縁特性と DC 破壊電圧との相関係数を示す。このばあいは相関係数 0.8 以上は高度に相関あり、0.6~0.8 は相関があるがいくぶん疑わしい。0.6 以下は

表 5.1 絶縁特性と DC 破壊電圧との相関

絶 縁 特 性	相 関 係 数	絶 縁 特 性	相 関 係 数
tan δ	tan δ <sub>1kV</sub>	直 流 試 験	ΩF
	tan δ <sub>3.5kV</sub>		PI
	tan δ <sub>3.5kV</sub> - tan δ <sub>1kV</sub>		R <sub>3kV</sub> /R <sub>1kV</sub>
	tan δ <sub>3.5kV</sub> /tan δ <sub>1kV</sub>		R <sub>10kV</sub> /R <sub>1kV</sub>
	$\frac{\tan \delta_{3.5kV} - \tan \delta_{1kV}}{\tan \delta_{1kV}}$		R <sub>15kV</sub> /R <sub>1kV</sub>
静電容量	$\frac{C_{3.5kV} - C_{1kV}}{C_{1kV}}$	試 験	R <sub>20kV</sub> /R <sub>1kV</sub>
コロナ試験	CSV		R <sub>15kV</sub> /R <sub>10kV</sub>
	コロナ強度 (3kV)		R <sub>20kV</sub> /R <sub>10kV</sub>
交流電流法	電流急増点		
	電流増加率 (3.5kV)		

相関なしということになる。表から明らかとなり、ΩF と DC 破壊電圧には相関があり、また tan δ および CSV との間にはやや相関が認められるけれども、他の絶縁特性と DC 破壊電圧の間にはほとんど相関はない。絶縁抵抗対電圧特性から DC 破壊電圧を予知する方法はよく用いられているので、弱点比を求めるばあいの電圧の大きさを適当に選ぶか、あるいは破壊電圧に比較的近い高電圧における絶縁抵抗から弱点比を求めれば、破壊電圧と相関が認められるかも知れないと考え、種々の電圧における弱点比と破壊電圧の関係を調べてみたが、いずれも相関は認められず、弱点比という考えかたからでは、破壊電圧を推定することは不可能である。これは絶縁抵抗対電圧特性の形状が種々雑多で、ある特定の形状をとらないためであろう。

#### 5.2 絶縁特性と AC 破壊電圧との相関

表 5.2 に絶縁特性と AC 破壊電圧との相関係数を示す。表からわかるとおり AC 破壊電圧はいずれの絶縁特

表 5.2 絶縁特性と AC 破壊電圧との相関

絶 縁 特 性	相 関 係 数	絶 縁 特 性	相 関 係 数
tan δ 試 験	tan δ <sub>1kV</sub>	交 流 電 流 法	電流急増点
	tan δ <sub>3.5kV</sub>		電流増加率 3.5kV
	tan δ <sub>3.5kV</sub> - tan δ <sub>1kV</sub>		" 6kV
	$\frac{\tan \delta_{3.5kV}}{\tan \delta_{1kV}}$		" 10kV
	$\frac{\tan \delta_{3.5kV} - \tan \delta_{1kV}}{\tan \delta_{1kV}}$		" 14kV
静電容量	$\frac{C_{3.5kV} - C_{1kV}}{C_{1kV}}$	直 流 試 験	ΩF
コ ロ ナ 試 験	CSV	直 流 試 験	PI
	相対コロナ強度 3kV		$\frac{R_{3kV}}{R_{1kV}}$
	" 6kV		直流分の大きさ 4kV
	" 10kV		" 6kV
	" 12kV		" 10kV
	" 14kV		" 12kV
	10kV と 8kV とのコロナ強度の差		" 14kV
	12kV と 8kV		第 1 の極性反転電圧
	14kV と 8kV		第 2 の急変点

性とも相関が認められない。 $\Omega F$  および  $\tan \delta$  と DC 破壊電圧との間にはいくぶん相関があるにもかかわらず、AC 破壊電圧と相関がない理由はよくわからない。CSV と DC 破壊電圧とはいくぶん相関が認められ、AC 破壊電圧と相関が認められないのは、おそらく破壊場所の相違にもとづくものではないかと考える。すなわち DC 破壊ではスロット出口のコイルエンドで破壊し、AC 破壊ではスロット内部で破壊しているが、供試コイルは 3kV 級であるので、スロット出口の所にコロナ防止処理がほどこしてなく、したがってコロナはまずスロット出口の所から出始める公算が大きく、このためスロット出口で破壊が生じた DC のばあいには CSV と相関があり、スロット内部で破壊が生じた AC のばあいには、CSV と相関がないことが想像できる。交流電流法による電流急増点および、種々の電圧における電流増加率と破壊電圧との間にも相関がなく、また直流分試験における直流分の大きさ、極性の反転電圧、および直流分の急変電圧などのいずれをとってみても AC 破壊電圧との間には相関は認められない。

## 6. 破壊電圧予知に関する考察

前節で検討したように、絶縁特性と破壊電圧との間には総括的にみてとくに相関がなく、試験電圧を相当高くとっても相関性を見出すことはできない。すなわち非破壊的絶縁特性からただちに破壊電圧を推定することは、現状においては不可能であるといえる。しかしながら機器の絶縁破壊電圧をなんらかの方法で予知できないかどうか、という問題は絶縁の保守試験にたずさわる人の重大関心事であるので、今回の試験結果のうちで破壊予知の可能性がありそうに見える二つの事がらについて述べてみる。

### 6.1 コロナの時間特性による AC 破壊電圧の予知

図 3.10 に印加電圧とコロナの時間特性との関係を示したが、印加電圧の低い範囲ではコロナ強度は電圧の印加時間とともに減少し、電圧が高くなるにしたがってコロナの時間特性がフラットになり、さらに高電圧になるとコロナは時間とともに増加している。このような現象はおもに空間電荷の影響にもとづくものであると思われるが、破壊電圧の予知に関して有力な手がかりが得られそうである。すなわち、AC 試験でコロナの時間的変化を測定しながら次第に電圧をあげ、コロナが時間とともに減少しなくなる電圧、または時間とともにコロナが増

加し始める電圧になったら試験を中止し、これらの電圧から破壊電圧を推定できることが考えられる。今回の試験では、コロナの時間特性を三つのコイルグループについてだけしか測定していないので、定量的分析はできないが、今後機会あるごとにこのようなデータを集積し、コロナが時間とともに減少しなくなる電圧と破壊電圧の相関、あるいはコロナが時間とともに増加しはじめる電圧と破壊電圧の相関を調べれば、このような試験方法の信頼性および試験を中止すべき電圧と破壊電圧との比率がわかり、コロナの時間特性から破壊電圧を予測することができるようになると思う。

### 6.2 直流試験による DC 破壊電圧の予知

絶縁抵抗対電圧特性の曲線から破壊電圧を予知する方法は A.W.W. Cameron<sup>(4)</sup> が 1952 年に提案以来、多くの人々によってこれに関する試験結果が発表され、現在この方法に対する賛否両論が相半ばしている。賛成意見は、絶縁抵抗が破壊電圧まで連続した一つの曲線となるから曲線の形状に関する基礎的知識をもっておれば、破壊前に試験をやめて曲線を外挿し、破壊電圧を予知できるというものであり<sup>(5)</sup>、また反対意見は、絶縁抵抗対電圧曲線が破壊まで連続した曲線にならず、突然に破壊を起して不連続になるばあいがあること<sup>(6)</sup>、および曲線が破壊まで連続した曲線になる場合でも、曲線の形状が非常にまちまちで、ある特定の形状とならないため<sup>(7)</sup>、どの点の電圧で試験を中止し曲線を外挿すべきかわからないから、非破壊試験においては実用上適用できないという意見である。

図 3.11 および図 3.12 に示した漏洩電流対電圧特性および絶縁抵抗対電圧特性の曲線では、後者の意見のようにどの点で試験を中止して曲線を外挿すべきかがはっきりわからない。いま図 3.11 と図 3.12 を半対数紙上に描き、しかも横軸を  $\sqrt{V}$  の目盛にとり、 $\log I$  対  $\sqrt{V}$  または  $\log R$  対  $\sqrt{V}$  (ここで  $I, R, V$  はそれぞれ漏洩電流、絶縁抵抗、印加電圧) の関係で曲線を描くと、それぞれ図 6.1 および図 6.2 のとおりとなる。このような関係で曲線を描くことの根拠などについては文献(2)に述べた。図 6.1 の曲線では電流は直線的に増加した後上部にワン曲して破壊にいたり、図 6.2 の曲線では絶縁抵抗は直線的に減少した後下部にワン曲して破壊にいたりしている。しかも曲線の形状が非常によく似た形となり、定性的には図 6.3 のようになるので、図 6.3 の A 点および B 점에相当する電圧を曲線上で求めることは

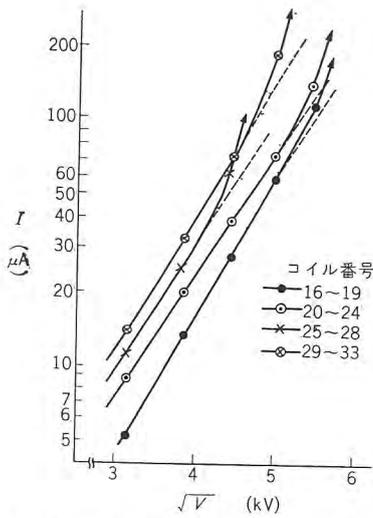


図 6.1 半対数紙に描いた電流—電圧特性  
Fig. 6.1 Leakage-voltage characteristic curves plotted on semi-log graphic paper.

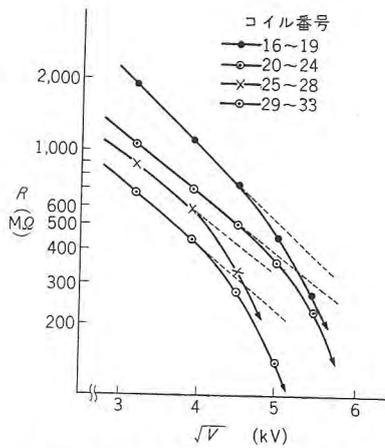
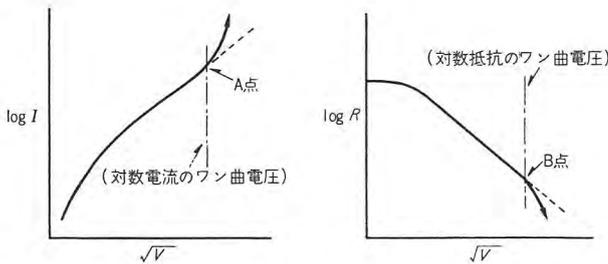


図 6.2 半対数紙に描いた絶縁抵抗—電圧特性  
Fig. 6.2 Insulation resistance-voltage characteristic curves plotted on semi-log graphic paper.



(a)  $\log I$  対  $\sqrt{V}$  曲線 (b)  $\log R$  対  $\sqrt{V}$  曲線  
(a)  $\log I$  vs.  $\sqrt{V}$  characteristics. (b)  $\log R$  vs.  $\sqrt{V}$  characteristic.

図 6.3 電流—電圧特性と絶縁抵抗—電圧特性の説明図

Fig. 6.3 Representation curves of leakage current vs. voltage and insulation resistance vs. voltage characteristics.

表 6.1 対数電流および対数抵抗のワニ曲電圧と DC 破壊電圧の関係

コイル番号	対数電流のワニ曲電圧 (kV)	破壊電圧対数電流ワニ曲電圧	対数抵抗のワニ曲電圧 (kV)	破壊電圧対数抵抗ワニ曲電圧	DC 破壊電圧 (kV)
16~19	25	1.40	20	1.75	35
20~24	25	1.40	20	1.75	35
25~28	17	1.47	15	1.67	25
29~33	20	1.35	17	1.59	27
34~37	20	1.25	17	1.47	25
38~42	17	1.76	15	2.00	30
43~46	—	—	—	—	20
47~51	16	1.56	14	1.78	25
52~55	12	2.08	11	2.27	25
56~60	—	—	—	—	20
61~64	—	—	—	—	25
65~69	—	—	—	—	25
平均	19	1.54	16.13	1.78	26.4
標準偏差	3.54	0.8	2.85	0.2	4.61
相関係数	0.96		0.98		

比較的容易である。いま A 点および B 点に相当する電圧をそれぞれ“対数電流のワニ曲電圧”および“対数抵抗のワニ曲電圧”と呼ぶことにし、直流破壊試験を実施したコイルグループについて求めたこれらのワニ曲電圧の値と、破壊電圧との関係を表 6.1 に示した。表 6.1 からわかるとおり、対数電流のワニ曲電圧と DC 破壊電圧の相関係数は 0.96、対数抵抗のワニ曲電圧と破壊電圧との相関係数は 0.98 でいずれも高度に相関性があり、また破壊電圧と対数電流のワニ曲電圧との比は平均 1.54、破壊電圧と対数抵抗のワニ曲電圧との比は平均 1.78 で、ワニ曲電圧の値を知ればこれらの比率を乗ずることによって破壊電圧を推定できる。ワニ曲電圧を求めることは曲線の形状が単純であるのでむずかしいことではない。一般には電流対電圧の関係で曲線を描くよりも絶縁抵抗対電圧の関係で曲線をひくほうがワニ曲電圧を求めやすいようである。すなわち絶縁抵抗対電圧特性を半対数紙上に縦軸を絶縁抵抗、横軸を  $\sqrt{V}$  の目盛にとって曲線を描きながら次第に電圧をあげ、曲線の形状が直線からはずれて下部にワニ曲してきたら試験を中止し、このワニ曲点の電圧に約 1.8 倍すれば破壊電圧を推定できることになる。今回の試験では 12 グループのうち 8 グループが上述のようなワニ曲を示し 1 グループは測定点が少なくワニ曲点を見つけられなかったが、3 グループがワニ曲を示さずに破壊にいたったことは注意すべきで、データの数も少ないので現状においてあらゆるばあい以上に述べた方法で破壊電圧を予知できると断定することはできないが、少なくとも図 3.11 や図 3.12 のように等目盛グラフ上に描いた電流対電圧特性または絶縁抵抗対電圧特性の曲線からは、破壊電圧を予知することが実用上不可能であると思われるものが、 $\log I$  対  $\sqrt{V}$  または  $\log R$  対  $\sqrt{V}$  の関係で曲線を描くことにより、破壊予知の可能性が非常に増大したことになる。これはきわめて重要なことで、今後機会あるごとにこのような方法でまとめたデータを集積し、破壊予知の方法が確立されることを切望する。

## 7. む す び

3 kV, 1,860 kW の同期電動機の絶縁破壊試験結果を報告し、2, 3 の考察をこころみたがその結果

(1) 現在絶縁の保守試験に用いられている各種の非破壊試験相互間の相関性を明らかにした。

(2) 現在行なわれている各種の非破壊絶縁試験の特性と破壊電圧との間には、試験電圧を相当高くしても破壊電圧を推定しうる程度の相関関係を見出すことはむずかしい。

(3) コロナの時間特性と印加電圧との関係は、AC 破壊電圧の予知に関して有力な手段になりそうである。

(4) DC 破壊電圧を予知するために、絶縁抵抗対電圧特性を従来から行なわれているように等目盛グラフ用紙にプロットした曲線では破壊電圧の予知はできないが、電流対電圧、または絶縁抵抗対電圧特性を  $\log I$  対  $\sqrt{V}$ 、または  $\log R$  対  $\sqrt{V}$  の関係で曲線を描くと、破壊電圧予知の可能性がきわめて大きくなる。

ことなどを述べた。しかしながらこの報告で検討したような事からはいずれも多くのむずかしい問題点を含んでおり、以上述べた結論がすべての場合に適用できるかどうかは、今後この方面の仕事にたずさわる多くの人々によって検討され、非破壊的絶縁診断の方法や破壊電圧の的確な予知の方法が確立されるべきものと考えている。この報告が今後の保守試験に際し少しでも参考になれば

幸である。また従来から強調されているように、現状においては絶縁の経年変化を測定し、その結果から絶縁劣化の状態を判断することの重要性は言をまたないところである。

終りに貴重なこの試験の機会を与えられた富士製鉄室蘭製鉄所の関係者各位に深く感謝し、試験に際し種々のご協力をいただいた電気保全掛清藤組長はじめ掛員の方々に感謝の意を表す。また測定を行なってもらった三菱電機研究所川上剛君に謝意を表す。

### 参 考 文 献

- (1) 原・平林: 発電機絶縁の直流試験 (1), 「三菱電機」33 No 7 (昭 34).
- (2) 原・平林: 発電機絶縁の直流試験 (2), 「三菱電機」33 No 8 (昭 34).
- (3) 発電機線輪絶縁試験法, 回転機絶縁試験法委員会編.
- (4) A.W.W. Cameron: Diagnosis of AC Generator Insulation Condition by Nondestructive Tests. AIEE Transactions 71 Pt III. 263. (1952)
- (5) たとえば G.L. Hill: Testing Electrical Insulation of Rotating Machinery with High Voltage Direct current. AIEE Transactions. 72 Pt III. 159-174 (1953).
- (6) たとえば R.T. Rushall, J.S. Simons: An Examination of High Voltage DC Testing Applied to Large Stator Windings. PIEE 102 Pt A (Oct. 1955)
- (7) たとえば C.T. Sidney, B.R. Loxley: Techniques and Examples of High Voltage DC Testing on Rotating Machine Windings. AIEE Transactions. 72 Pt III. 1121-1129. (1953)

### 最近登録された当社の特許および実用新案

区 別	名 称	特許または登録日	特許または登録番号	発 明 考 案 者	所 属 場 所
新 案	ボルト頭部の封緘装置	34-5-30	495021	武藤 正	福 山
"	乾式磁選機	"	495022	河合 登・高島秀二	大 船
"	ジュースミキサの軸継手	"	495023	柳下儀兵衛	名 古 屋
"	スタンド扇風機の支柱	"	495024	小原英一・増谷良久	中 津 川
"	"	"	495025	吉村 宏	"
"	冷蔵庫のタナ網	"	495026	拓植 恵	"
特 許	送風機	34-6-13	252493	堀田鉦太郎・杉原五郎	静 岡
"	熱交換室	"	252494	木下忠男	長 崎
新 案	避雷器衝撃放電電流記録装置の記録紙	34-6-16	423853	宮内貞夫	研 究 所
"	表示灯	"	495271	四藤正雄	伊 丹
"	制動磁石	"	495272	森 直次・上月義男	神 戸
"	電車電動機のブレーキドラム取付装置	"	495273	立石俊夫	福 山
				山 県 稔	伊 丹
				池田益夫	

# 高炉巻上機のリアクトル制御

長崎製作所 武田 英夫\*

## Reactor Control of Reversible Induction Motors for Blast Furnace Skip Hoist

Nagasaki Works Hideo TAKEDA

Application of reactor control to the drive of mine hoists, crane hoists and ropeway has been developed with successful actual results since 1955, on which several reports were made in last periodicals. The recent achievement is reactor control for blast furnace skip hoist drives, which has been attested, as a result of two years operation, very satisfactory and quite reliable. The excellent features of this new control equipment is so promising as to be able to replace conventional Ward-Leonard system with it, revolutionalizing the electric apparatus of blast furnaces with economy and dependability by AC electrification.

### 1. ま え が き

当社においては誘導電動機のリアクトル制御の各方面

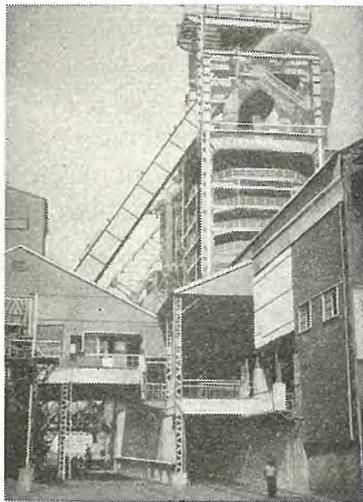


図 1.1 高炉の外観  
Fig. 1.1 Blast Furnace.

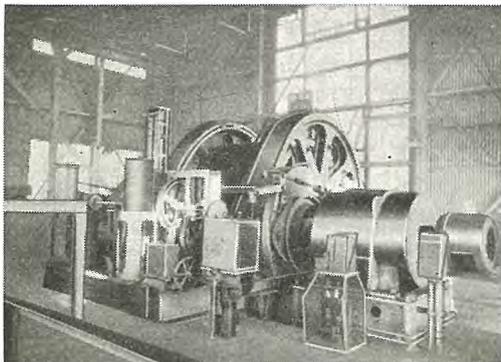


図 1.2 高炉巻上機  
Fig. 1.2 Skip hoist winder.

への応用につとめており、既報のように鉱山巻上機、クレーン、ロープウェイなどへの実用化に成功したがさらに、高炉装入用のスキップ巻上機にも応用して約20年の満足な操業を行ない、所期の成績をおさめることができた。以下高炉巻上機に応用したリアクトル制御について概要を紹介する。

### 2. 高炉操業の概要

図 2.1 に高炉装入用スキップ巻の説明図を示す。スキップは積込ピットより炉頂へ原料（鉱石、石灰石、コークスなど）を選び炉頂でスキップが転倒して炉内に装入する。高炉スキップ巻上機は通常の単胴ドラム形巻上機で左右2個のスキップを有し交互に装入を行なう。起動時は巻上側スキップは原料を満たしかつ急傾斜、巻下側スキップは炉頂で装入済の空スキップで緩傾斜であるので大きい不平衡荷重がかかる。電動機はこの不平衡荷重のほかに加速トルクを必要とするので要求されるトルクは RMS HP から決定した定格容量に対するトルクより相当大きい。

また停止直前には巻上側スキップは転倒を開始しており傾斜角がゆるやかになるとともに原料も放出され負荷トルクは急激に減少する。一方空スキップは傾斜角が急となる。このため図 2.2 のように停止直前に負荷は正から負まで急変する。なお炉頂においては炉の構造上停止点は  $\pm 7.5$  cm 以内程度の定点停止を要求され、このためには負荷の急変にもかかわらず停止前の安定な微速運

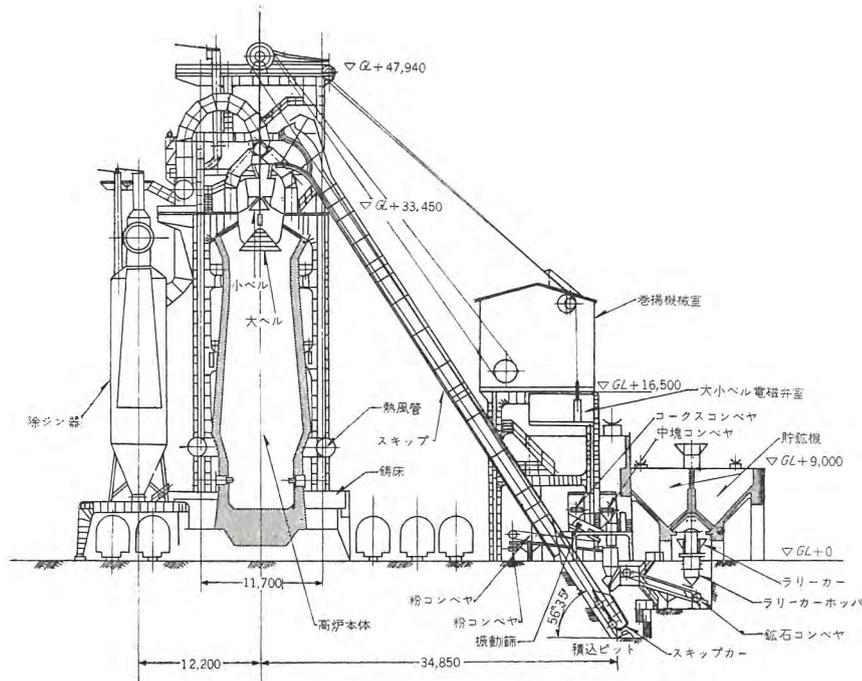


図 2.1 高炉全体姿図  
Fig. 2.1 Skip hoist arrangement.

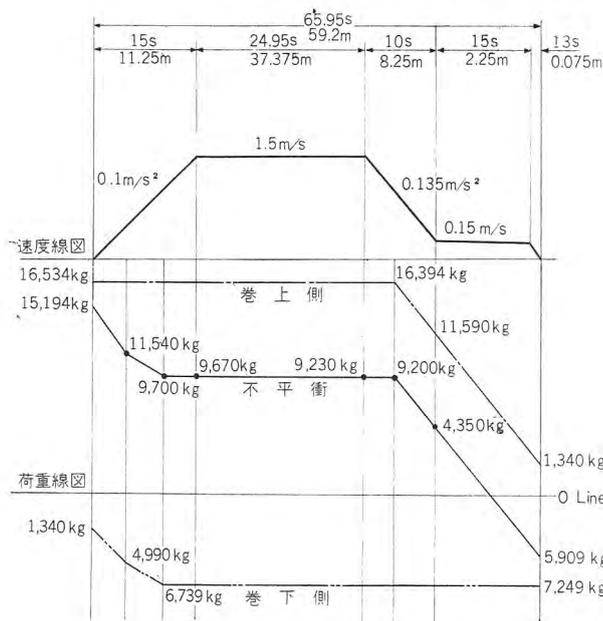


図 2.2 巻揚機の負荷速度曲線  
Fig. 2.2 Load speed characteristics.

転が要求される。

炉頂は図 2.3 のような構造になっており、スキップの転倒によって放出された原料は小ベルの上に落ちる。スキップは左右各 1 個ずつあり巻上機の正逆運転によって片スキップは炉頂への原料の運搬、片スキップはからで炉頂から積込ピットへの巻下を交互に行なうようになっている。

スキップからの原料の放出後小ベルは水平面内である予定角だけ旋回し、後小ベルを巻下げることによって開き原料を大ベルの上に落す。小ベルは一定時間開いた後

高炉巻上機のリアクトル制御・武田

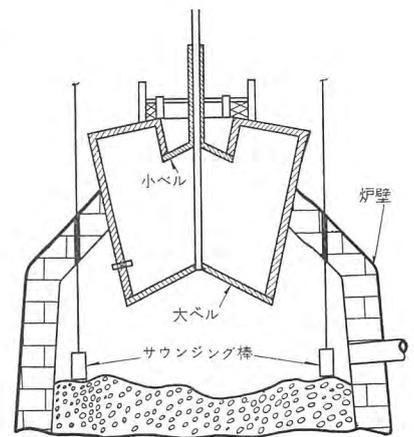


図 2.3 炉内装入装置  
Fig. 2.3 Blast furnace charging mechanism.

ふたたび閉じる。小ベルの一定回数の操作ののち大ベルが動く、この場合炉内の原料装入高さを探ってこれが装入してよい高さであることが必要である。

炉内の原料高さが適当であればサウンジング用探り棒を引き上げてのち大ベルを小ベルと同じ要領で開き炉内に装入する。全開点に達すれば大ベルはふたたび閉じ、サウンジング用探深棒を下げる。原料のスキップへの装入は、スキップが積込ピットに停止中に行なう。スケールカー(ラリーカー)は原礫、石灰石その他をビンより切り出して運搬する。これは運転手がついていて、

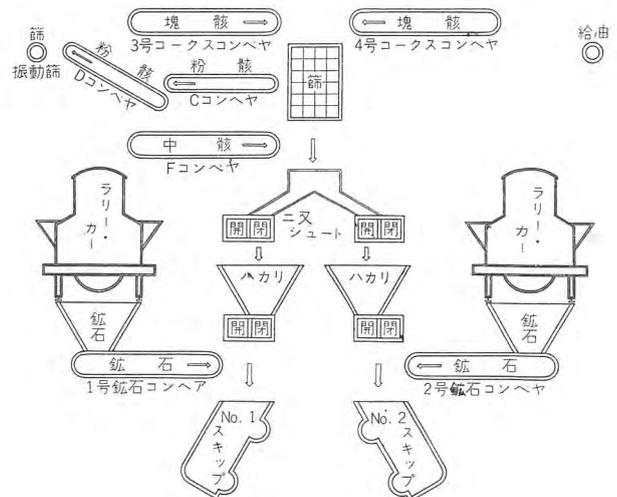


図 2.4 スキップへの原料積込装置配置図  
Fig. 2.4 Coke and ore system arrangement.

これを定められた順序と時間でスキップに積込む。この操作は今のところ自動化されてはいない。コークスはまったく自動的に流し込まれる。図 2.4 はその一例であって、コークスは一定量を満たした左右のホッパからスキップ内に流し込まれる。スキップが巻上げを開始するとこれらのホッパはふたたび一定量に満たされる。このた

めフィーダ、コンベヤ、計量器、スクリーンなどがこの動作に連動して自動的に運転される。

### 3. リアクトル制御

誘導電動機のリアクトル制御の性能やその理論的解析についてはすでに数回（三菱電機 29 巻 9 号, 32 巻 8 号, 33 巻 5 号）報告したし、最近は AIEE の文献などでも解説されているから詳細は省略して原理だけを述べる。

図 3.1 はリアクトル 4 個をブリッジ接続して使った不平衡電圧制御方式である。すなわち  $SR_1, SR_2, SR_3, SR_4$  の 4 個の直流励磁可飽和リアクトルの交流巻線をブリッジ接続しその二つの相対する頂点を電源の 2 相たとえば

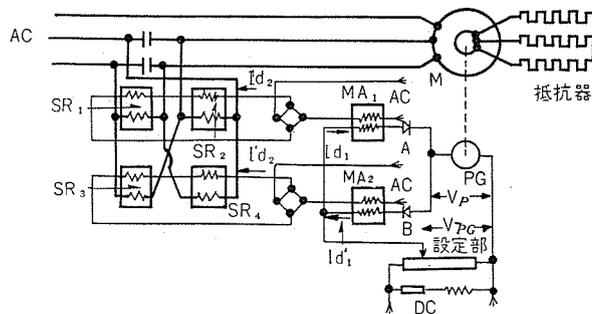


図 3.1 (a) 基本回路  
Fig. 3.1 (a) Fundamental circuit.

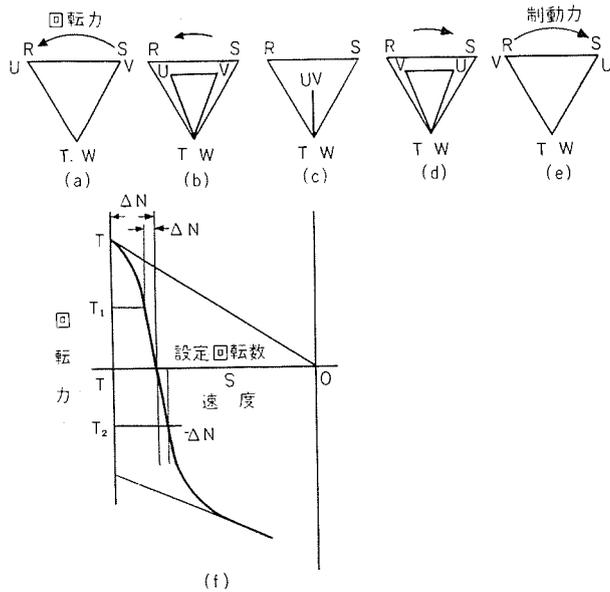


図 3.1 (b) 作動原理  
Fig. 3.1 (b) Operating principle.

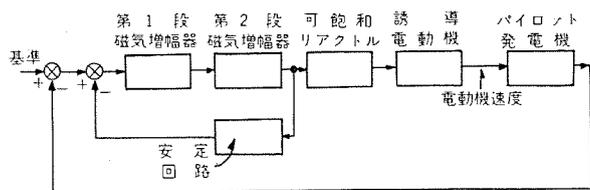


図 3.1 (c) ブロック線図  
Fig. 3.1 (c) Block diagram.

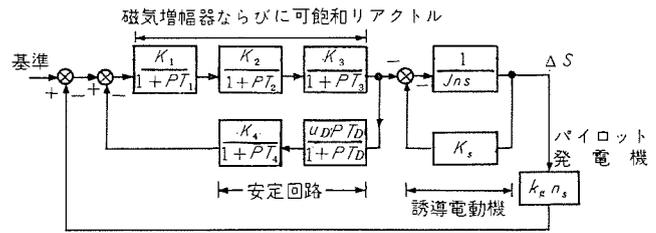


図 3.1 (d) 制御系の伝達関数  
Fig. 3.1 (d) Transmission function of controlling system.

R, S へ、他の二つの頂点を電動機の端子の 2 相たとえば U, V に接続し、電源の 1 相 T は直接電動機の端子 W へ接続する。可飽和リアクトル  $SR_1, SR_2$  は磁気増幅器  $MA_1$  により、また可飽和リアクトル  $SR_3, SR_4$  は磁気増幅器  $MA_2$  により励磁される。磁気増幅器  $MA_1, MA_2$  はパイロット発電機 PG の誘起電圧とポテンシオメータ P の出力電圧との差によって、A, B なる整流器で選択的に励磁されるように接続する。 $SR_1, SR_2$  は電動機として作用する回路であり、 $SR_3, SR_4$  は制動機として作用する回路である。

パイロット発電機は他励分巻とし、分巻界磁は適当な定電圧電源より励磁し、速度に比例した電圧を出すようにする。またポテンシオメータの出力は設定速度に比例した電圧である。実際の速度 ( $V_{PG}$ ) が設定速度 ( $V_P$ )

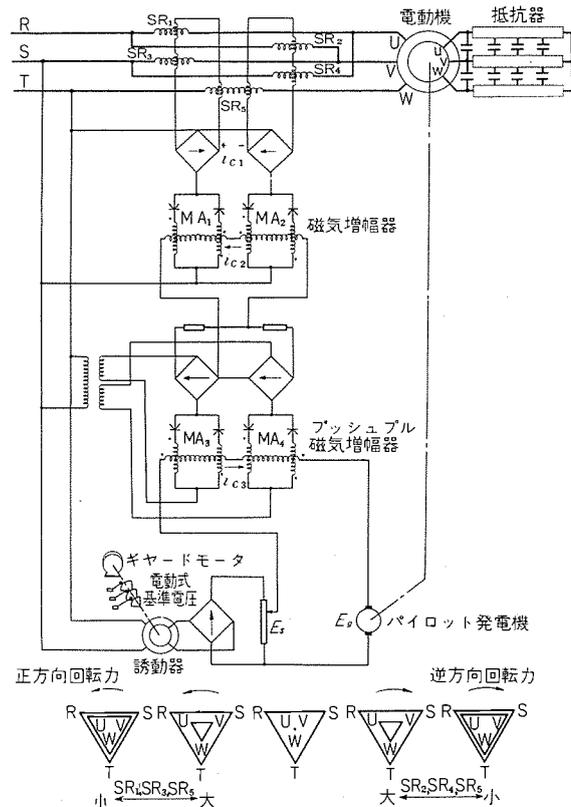


図 3.2 (a) リアクトル制御回路の接続図とベクトル図  
Fig. 3.2 (a) Connection diagram of reactor control and vector diagram.

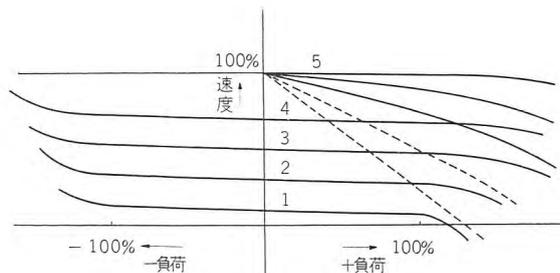


図 3.2 (b) 負荷速度特性

Fig. 3.2 (b) Load-speed curves.

より低くければ磁気増幅器  $MA_1$  したがって可飽和リアクトル  $SR_1, SR_2$  が励磁され電動機はトルクをまし加速される。また実際の速度 ( $V_{PG}$ ) が設定速度より高ければ、磁気増幅器  $MA_2$  したがって可飽和リアクトル  $SR_3, SR_4$  が励磁され、電動機は制動機となって減速する。したがって電動機は負荷の大小、正負に応じてあるいは電動機としてあるいは制動機として作用しほぼ一定速度で運転することになる。以下同様にしてポテンショメータの出力電圧を変えた場合もこれに追従して対応した速度で電動機は運転する。

なお電源容量が小さく不平衡電圧制御で支障が考えられる場合には図 3.2 のように 5 個の可飽和リアクトルを使用して平衡電圧制御を行ないうる。特性その他はまったく同じようである。

#### 4. リアクトル制御の特長

前述の原理の説明から推察されるように、この制御方式は次に述べるように他の交流制御方式にない特長をもっている。

- (1) 制御が円滑で微細な調整ができる。しかも自動速度調整部分はまったく開閉接点を有しない。
- (2) 運転中の負荷の正負の変化による電動運転から制動運転へ、あるいはその逆が回路の切換えを要せずまったく自動的に行なわれ、かつ円滑である。
- (3) 制御ループの利得を大きくとれば、速度変動率を相当小さくでき、ある負荷範囲では負荷の大小、正負にかかわらず、ほぼ一定の速度で運転できる。

#### 5. 高炉巻のリアクトル制御

高炉巻として制御方式を検討する場合まず第 1 に考えるべきことは信頼度の高い方式ということである。この点静止器を使用しかつ開閉接点やシュウ動接点を有しないリアクトル制御は適した制御方式である。高炉巻としてリアクトル制御を適用する場合に考慮すべき点は次の高炉巻上機のリアクトル制御・武田

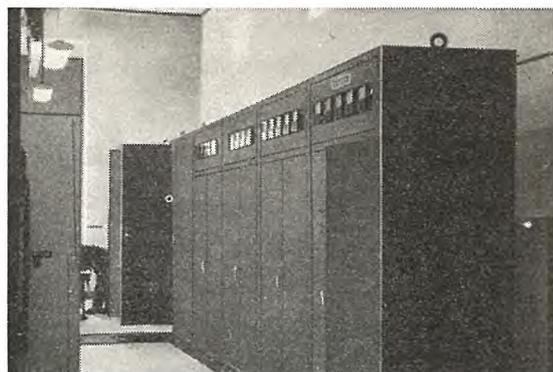


図 5.1 制御盤

Fig. 5.1 Control panel.

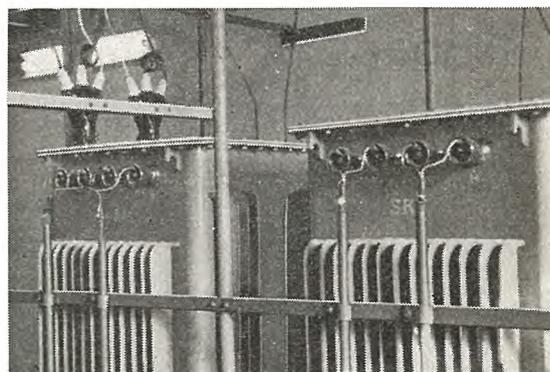


図 5.3 可飽和リアクトル

Fig. 5.3 Saturable reactor.

3 点である。

- (1) 大きな起動トルクが必要である。
- (2) 減速時停止直前に負荷トルクが急変するがこれに十分追従して応動し予定の減速をさせること。
- (3) 安定な低速度が出せること。

(1) の条件は高炉巻の場合には荷重が鉱石、コークスのおおのに対してはほぼ一定でありその

おおのに対して回路を自動的に選択することが可能であるから誘導電動機の二次抵抗制御だけでも十分その目的を達し、ほぼ所望の加速曲線にしたがって加速できるが経済的に許せるならばリアクトル制御と二次抵抗制御の並用が望ましい。

(2) および (3) の条件は通常の誘導電動機では不可能な特性でありリアクトル制御の効果はこの部分にある。すなわち負荷の正から負への急変、停止前の減速、微速

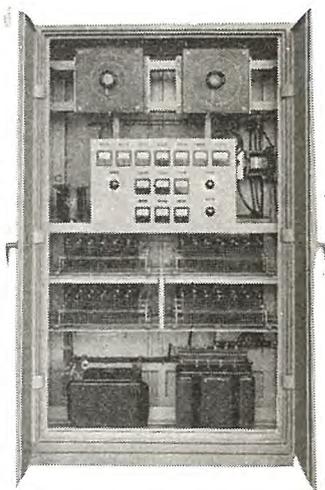


図 5.2 磁気増幅器制御盤

Fig. 5.2 Magnetic amplifier control panel.

運転など十分満足な運転が可能であり、ことにロングレンジカム車による速度設定器の付加、新しい安定回路の発明によって特性はさらに改善された。

高炉巻は従来は巻上機だけの1トリップ自動運転が行なわれていたが最近では積込、装入関係を含めて1チャージ全自動(ただしスケール・カー関係だけ手動)が普通となって来た。いずれにしても巻上機としてはスケジュール・タイマからの運転指令によって1サイクル自動運転を行なうものである。

リアクトル制御の自動運転はワードレオナード方式の巻上機と同じように巻上機の巻胴から駆動される深度計によって速度設定部(ポテンショメータまたはインダクタ)によって軌道の各点に対応する速度が設定されており、前述のリアクトル制御回路によって負荷の正負大小にかかわらずこの設定値(すなわち予定運行線図)にしたがって電動機の手制が行なわれる。なお二次抵抗

表 5.1 巻揚設備の概要

(1) 機械仕様

項目	仕様
炉容	600 t/day
1回装入量	4 スキップ 鉱石その他原料 22,000 kg (2 スキップ) コークス 7,000 kg (2 スキップ)
装入回数	最大 95 charges/day
斜塔角度	55°-30'
ロープ速度	最大 90 m/min
スキップ自重	8 t
ロープ径	36 mmφ 2 本掛け
巻胴	直径 2,300 mmφ 有効ミノ幅 1,550 mm

(2) 電気仕様

機械設備	電気設備	容量	台数	電圧	回転数	備考
巻揚機	誘導電動機	250 kW	2	AC (V)	rpm	うち1台予備
	直流励磁可飽和リアクトル	60 A	4	3,300	600	
装入旋回ホッパ	誘導電動機	15 kW	1	220	900	空気作動 作動空気圧 1 kg/cm <sup>2</sup>
上ベルシリンダ	電磁マグネット	50mm×50kg	1	220		
下ベルシリンダ	同上	50mm×50kg	1	220		
サウンジング	減速電動機	3 kW	3	220		
グリース給油装置	誘導電動機	2 kW	2	220	1,800	

付帯設備の概要

機械設備	電気設備	数量	容量	電圧	回転数	備考
鉱石コンベヤ	減速電動機	2	10kW	AC (V)	rpm	
コークスコンベヤ	"	2	7.5kW	220	40	
振動篩	"	1	7.5kW	"	"	
中核コンベヤ	"	1	5.5kW	"	"	
篩下コンベヤ	"	1	2.2kW	"	"	
"	"	1	2.2kW	"	"	
コークスホッパ入口扉	電磁弁	2	1/2φ	"	"	
コークスホッパ出口扉	"	2	1/2φ	"	"	

表 5.2 着床誤差測定 (設計値 ±75 mm 以内)

測定回数	Coke		Ore	
	1 Skip 誤差 (mm)	2 Skip 誤差 (mm)	1 Skip 誤差 (mm)	2 Skip 誤差 (mm)
1	0	-05	-40	0
2	+20	+05	+45	-05
3	+10	-10	+30	+10
4	0	+30	-40	0
5	0	+40	+45	+15
6	+30	-30	+40	+10
7	+10	-40	+45	-15
8	+10	-20	+45	+10
9	0	-30	+40	-10
10	0	-50	+45	-20

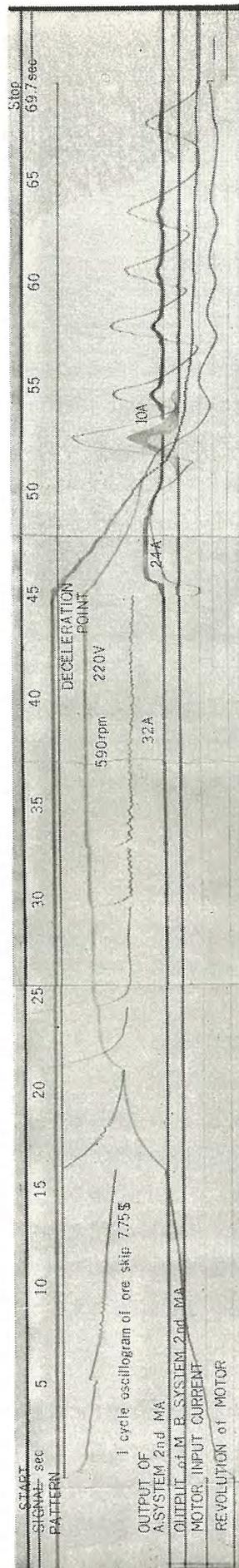


図 5.4 (a) オシログラム (鉱石)

図 5.4 (a) オシログラム (コークス)

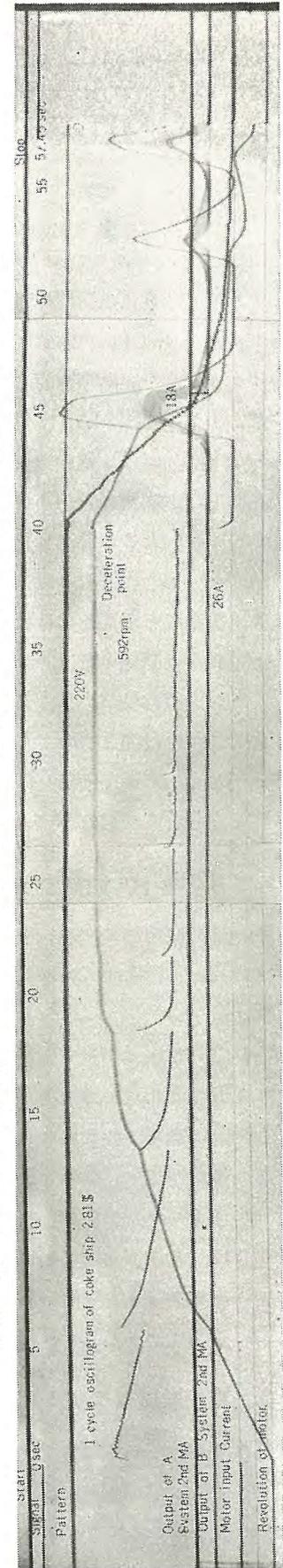


図 5.4 (b) オシログラム (コークス)

図 5.4 (b) オシログラム (コークス)

値も設定速度に応じ幾段かに自動的に調整してリアクトル制御をつねに有効制御範囲にもってくるようにする。

前述のように加速時は負荷がほとんど一定しているから二次抵抗制御だけによる自動起動としてリアクトルの経済設計（マシンサイズの小型化）を計ることもある。

実施例を示せば表 5.1 のようである。この実地試験の結果を図 5.4 および表 5.2 に示す。

## 6. 高炉巻の保安装置

過巻防止用制限開閉器は実際のスキップの軌条および巻室の深度計に二重に取付ける。

停止用制限開閉器は巻室の深度計に取付ける。ロープの伸びの影響を防ぎ停止位置のバラツキを小さくするためには軌条に取付けるのが望ましいが保守点検を考慮して深度計に取付ける。

過速検出用速度継電器、スキップ巻でいちばん問題は減速点で確実に減速されることで、このため 100% 速度から 10% 速度まで全範囲にわたり 1% 程度の精度で保護ができる磁気増幅器形の過速度リレーを設ける。

ロープゆるみ防止、からスキップ巻下時軌条が悪いとスキップは巻下げられずロープだけがたるみ不測の事故を生ずるおそれがあるからロープゆるみ検出装置を設ける。

## 7. 付帯設備

高炉巻上機、小ベルの開閉、旋回、大ベルの開閉、サウジング装置の上下のほか原料やコークスの運搬、計量のためコンベヤ、計量器、スクリーン、シュート、フィーダやスケールカーなどの付帯設備があり、これらが高炉操業計画によって一定のスケジュール運転を行なうのが普通である。

図 7.2 は全自動運転の運行線図の一例である。このスケジュールは 1 チャージ 11 分、1 ラウンド 44 分であるが機器の動作には数秒の差を確実に出す必要があるから分ドラムと秒ドラムを有するスケジュールタイマによって運行され精度高かつ調整が容易である。

なお最近スケジュールタイマや各補助継電器を無接点継電回路（サイバック）や近接形リミットスイッチに置換することが実用化されつつあり、これは高炉付近のようにジンアイや腐食性ガスが存在し通常の継電器では不適當な用途としてはきわめて好適なものと考えられる。

また高炉操業のオートメーション化も実現の気運にあり巻上機や付帯設備はこれらの自動制御系の一環として

高炉巻上機のリアクトル制御・武田

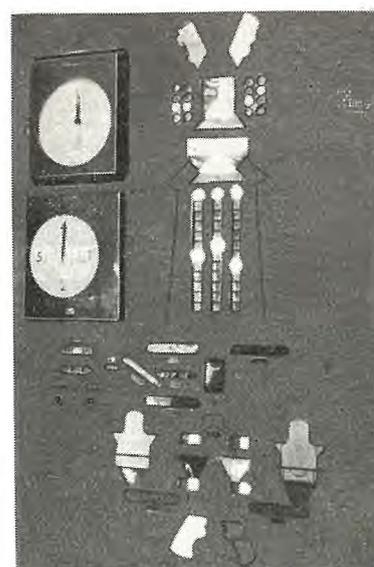


図 7.1 照光盤

Fig. 7.1 Graphic panel.

新しい考え方で制御されるようになるであろう。

## 8. むすび

以上のようにリアクトル制御はいくつかのすぐれた特長をもっており、従来直流レオナード方式を採用しはなはだ高価であった高炉巻用電機品を信頼度高かつ経済的に交流化することができる。

最後に高炉巻にリアクトル制御を応用するにあたって示された住友金属小倉製鉄所の方々のご好意ことに伊佐早動力課長の格別なご理解とご指導に対し厚くお礼申し上げます。

### 参考文献

- (1) 武田：巻上機用誘導電動機の可飽和リアクトルによる速度制御「連合大会」（昭 29-2-18）
- (2) 武田・森屋・浜岡・馬場：交流巻上機のリアクトル制御「三菱電機」29 No. 9（昭 30）
- (3) 蟹江・吉田：交流クレーンのリアクトル制御方式「三菱電機」32 No. 8（昭 33）
- (4) 佐藤・吉田：ロープウエイのリアクトル制御「三菱電機」33 No. 5（昭 34）
- (5) Werner Leonhard: Elements of reactor controlled, reversible induction motor drives. A.I.E.E. paper 58-1176, (1958)
- (6) J.F. Szablya: Torque and speed control of induction motors using saturable reactors. A.I.E.E. paper 58-1320, (1958)
- (7) H.A. Zollinger: The application of reactor control to material handling equipment. A.I.E.E. district meeting April 8, (1959)
- (8) J.E. Oram: Automation in iron and steel making processes. Blast Furnace and Steel Plant. July, (1959)
- (9) Control Engineering European Report: Soviet push blast furnace control. May, (1959)

45度旋回用

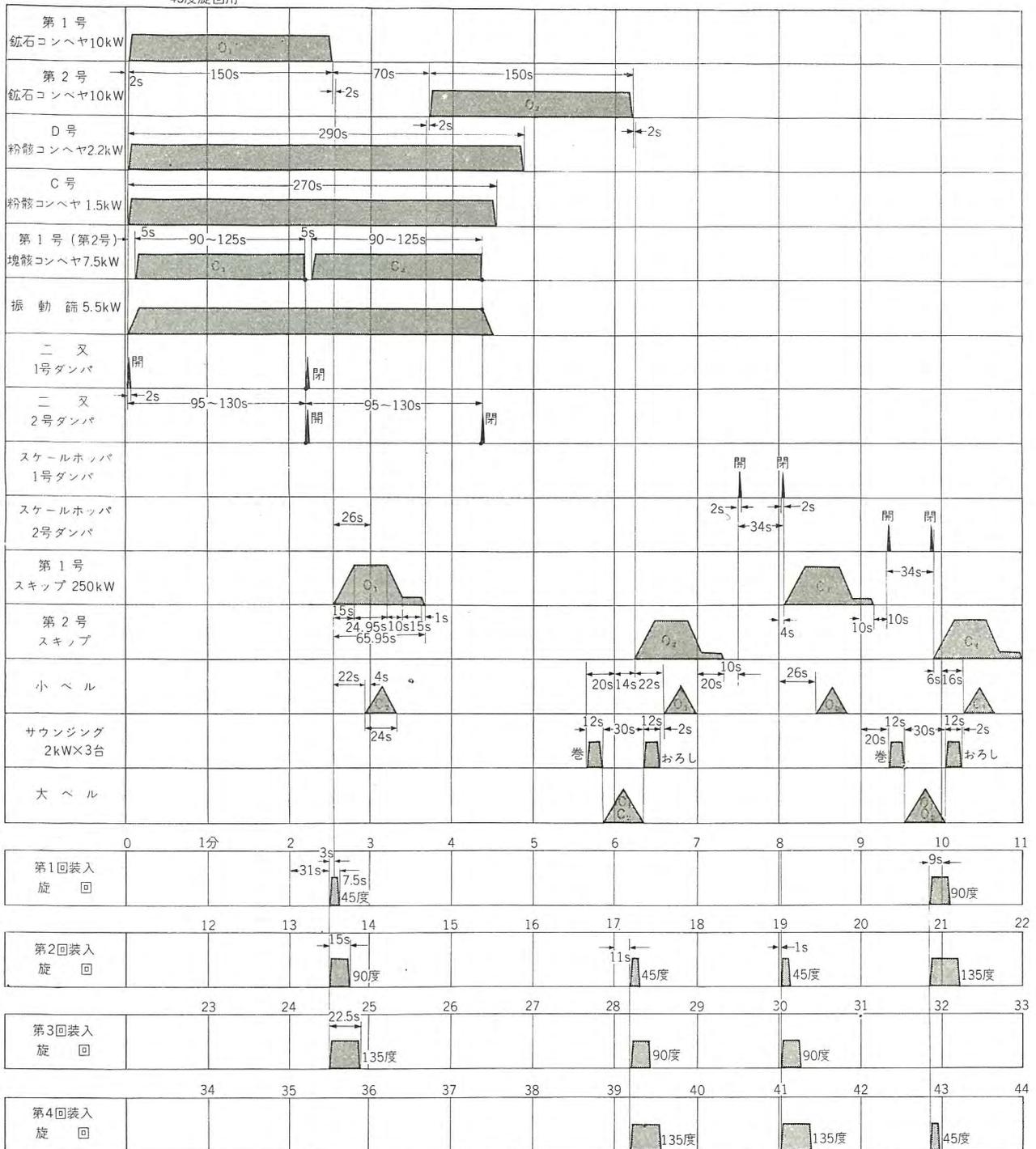


図 7.2 運行線図

Fig. 7.2 Sequence diagram.

# WT-R 形 スベリ 調整 器

長崎製作所 木 内 修\*

## Type WT-R Slip Regulators

Nagasaki Works Osamu KIUCHI

To protect the disturbance of the source, a slip regulator is applied to a large induction motor made use of to an Ilgner set in the rolling mill and winder. Up to present to the control system of the slip regulator is adopted a torque control by Mitsubishi but with little satisfaction to the sensitivity and response. For the solution to this drawback a new type slip regulator controlled by a magnetic amplifier and rototrol has been developed as an original concept of the company, resulting in marked sensitivity and response.

### 1. ま え が き

圧延機、巻上機などのように短時間に急激なセン頭負荷の印加されるような用途に使用される大形誘導電動機の二次抵抗には、周知のように自動操作式スベリ調整器を使用し、負荷の増大した場合、自動的に二次抵抗を挿入し、電動機の回転力を押え、回転体の減速にともない放出されるエネルギーにより回転力を補い電源へのじょう乱を押えている。

このスベリ調整器は各社とも独自の構造および制御方式を採用しているが当社は従来鉄槽内の磁器製絶縁筒の内部に対向する可動、固定電極を設け、可動電極の応動は主電動機の一次電流を変流器を介してトルクモータに給電し、操作軸にかかるトルクモータの回転力と可動電極重量に基づく回転力の差により制御する方式を用いていた。

トルクモータ制御方式では操作軸にかかる回転力が平衡状態に近づくにつれて減少するのできわめて安定な動作をするが、特性上重要な感度および応動速度の点では十分満足できるものでなく、可動部の重量、トルクモータの  $GD^2$ 、各部の摩擦抵抗の減少などに改善をしてきたが、この方式では設定電流値に対して感度は 8~10%、応動速度は 10% 電流変化に対して  $5\text{cm/sec}^2$  程度が限度である。

最近電動機容量が増大し感度および応動速度についてさらに高性能を要求されるようになったので構造および制御方式に検討を加え昭和 29 年以降大形スベリ調整器はロートコントロール、マグアンプ制御方式の WT-R 形を

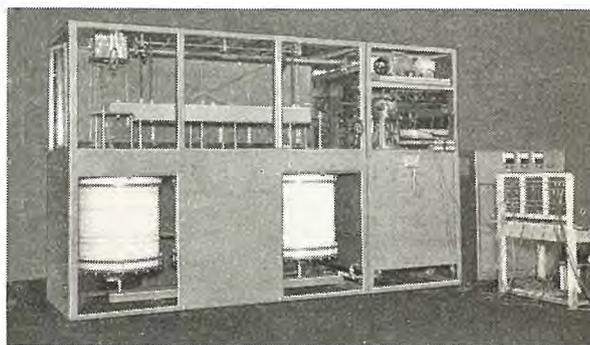


図 1.1 WT-RA 形スベリ調整器 (冷却器載架形)  
Fig. 1.1 Type WT-RA slip regulator separately installed cooler.

採用し、さらに大形液体抵抗器にも同様な構造の WR-R 形を採用している。

WT-R 形スベリ調整器の定格を次に示す。

形式番号	最大使用電動機容量 (kW)
WT-4R	2,000
WT-5R	3,750
WT-6R	7,500

### 2. 構 造

従来の WT 形は電解液を収納した鉄製タンクの内部に 3 個の磁器製の絶縁筒を設け、この内部の下部にタンク上部構造物より磁器製パイプを介して黄銅製固定電極をつり下げ、これに対向した上部に同じく黄銅製可動電極をトルクモータの軸に直結した操作軸のプーリから鎖でつり下げトルクモータの回転により可動電極を上下させている。

WT-R 形は図 2.1 および図 2.2 に示すように鉄製タンクの中に絶縁筒を設けるかわりに鉄板で構成された上

\* 技術部

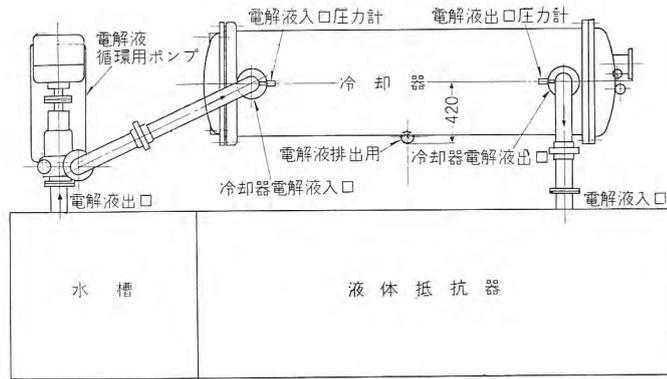


図 2.1 WT-RB 形スベリ調整器  
(冷却器別置形)

Fig. 2.1 Type WT-RB slip regulator separately installed cooler.

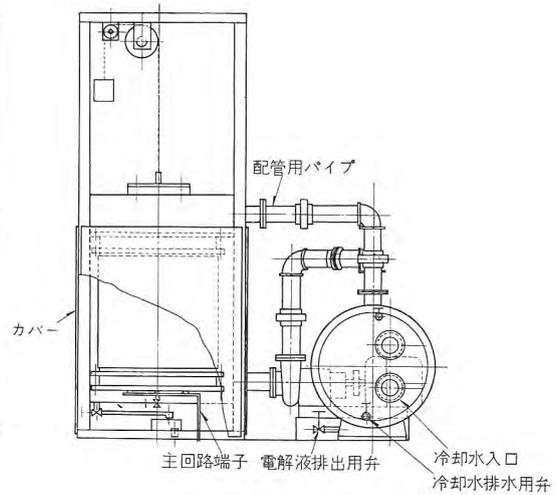
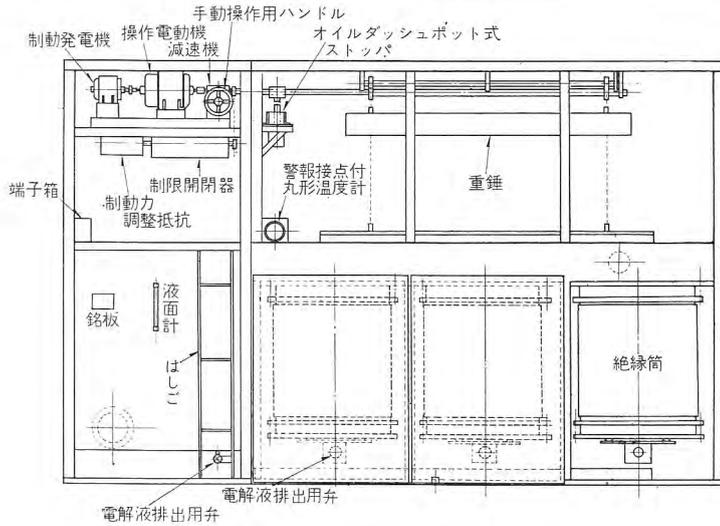


図 2.3 固定電極底板絶縁筒締付方法

Fig. 2.3 Stationary electrode, bottom plate and insulating cylinder clamped together.

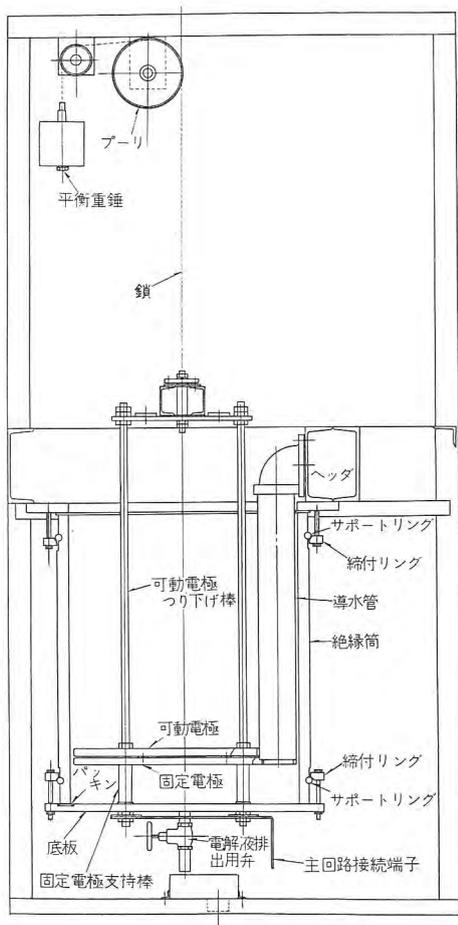


図 2.2 電極部分断面図

Fig. 2.2 Cross section of electrode assembly.

部機構にアスベスト、セメント製の絶縁筒を直接締めつけ、絶縁筒下部は鉄製の底板を密着させ、電解液はこの3個の絶縁筒、ヘッド、水室および冷却器の間を循環している。

この絶縁筒は特殊なサポートリングと締付リングにより取付けられているので取はずしが容易でかつ密着度が高く、水漏れの心配はない。

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できる。

可動電極は上部機構に設けられた操作軸のプーリから鎖でつり下げられ、鎖の一方は平衡重錘が下げられてい

る。

電極材質は水酸化被膜による界面抵抗の増大，アルカリによる材質の消耗を防ぐため特殊黄銅製のものを使用している。

### 3. 冷却方式

電解液は図 3.1 に示すように循環ポンプから水冷式冷却器により熱交換を行ない冷却されヘッドから導水管を通して直接固定電極の下に噴出し，可動，固定電極間を通り上部機構に溢流し水室にもどる強制循環方式である。

このため従来のように冷却器から鉄製タンクへ冷却された電解液を還流させ電極間の冷却は自然の対流による方式にくらべ，直接冷却された電解液をつねに電極間に噴出させるので極間の発生熱を急速に運び去ることができる。

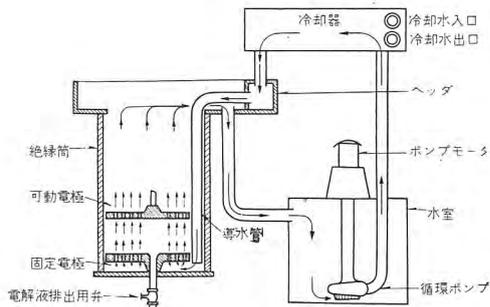


図 3.1 電解液循環系統図

Fig. 3.1 Electrolytic solution circulating system.

したがって起動時あるいは急激な負荷の印加した場合のように大量の熱が発生する場合にも電極の局部過熱の恐れがなく，電流密度を高くすることが可能である。

冷却器は上部機構に載架した WT-RA 形と本体背部に別置した WT-RB 形とあるがいずれも配管その他は完備し使用者側においては冷却器への冷却水の配管だけ行なえばよい。

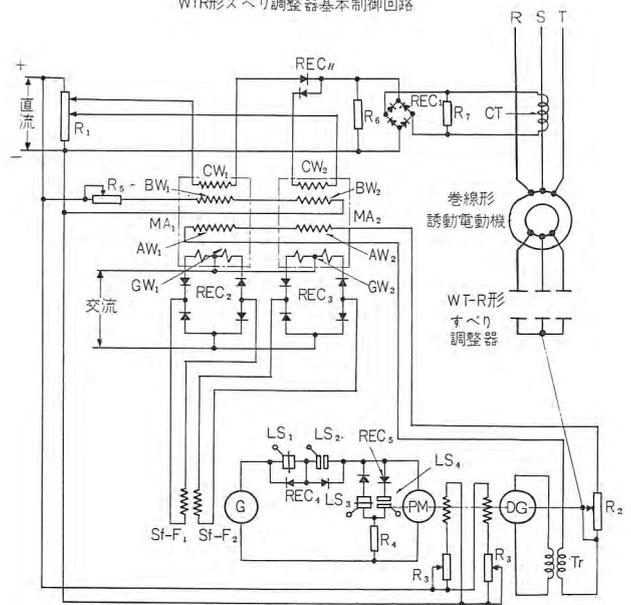
冷却管の材質はスベリ調整器の使用される用途が重要設備であるので通常はもっとも耐食性の高いキューロニッケル管を使用している。

冷却能力は表 1.1 の各形とも最大使用容量の 20% の平均連続損失に十分耐えることができる。

### 4. 制御回路

制御方式は図 4.1 のように誘導電動機の一次電流は変流器により取出され，抵抗  $R_0$  の両端にこれに比例した電圧を発生し，これと抵抗  $R_1$  のタップ間に生ずるスベリ調整器を応動させる設定電圧との正負の差により 2 個

WTR形式スベリ調整器基本制御回路



略符号説明

MA	磁気増幅器	Sf-F	同上他励界磁巻線
CW	制御巻線	DM	操作電動機
BW	バイアス巻線	DG	制動発電機
AW	乱調防止巻線	Tr	安定用変圧器
GW	出力巻線	CT	変流器
REC	セレン整流器	LS	制限開閉器
G	ロートロール発電機	R	抵抗

図 4.1 制御回路

Fig. 4.1 Control circuit.

の磁気増幅器  $MA_1, MA_2$  を選択的に応動させ，この出力によりロートロールの上，下 2 個の他励界磁をそれぞれ別個に付勢させ，操作電動機主回路に正，逆の電圧を発生させ可動電極の昇降を行なっている。

磁気増幅器およびロートロールの利得を高め感度および応動速度を高めると，制御の行き過ぎあるいは乱調を生じるので操作電動機と同軸に制動発電機を設け，操作速度急変時の電圧変化分を制動変圧器を介して磁気増幅器  $MA_1, MA_2$  に負帰還させ，かつこの帰還量を電極位置により変更させるため操作軸に制動量調整抵抗器  $R_2$  を設けてある。

また上，下限においては制限開閉器  $LS_3, LS_4$  が閉路し回転中の操作電動機は制動抵抗  $R_1$  により発電制動により減速する。なお上，下限においてはオイルダッシュポット式ストッパがあり規定位置に確実に可動電極を止めることができる。

### 5. 解析

図 4.1 の回路をブロック線図で図 5.1 に示す。

運転中誘導電動機の定格回転力を  $T_0$  とし  $\frac{dT_L}{T_0}$  のトルク変動に基づく外乱が誘導電動機にかかるスベリ調整器の可動電極が移動し，二次抵抗は増大し誘導電動機が速度が低下し回転体はエネルギーを放出する。

すなわち負荷回転力と誘導電動機の電動回転力の差



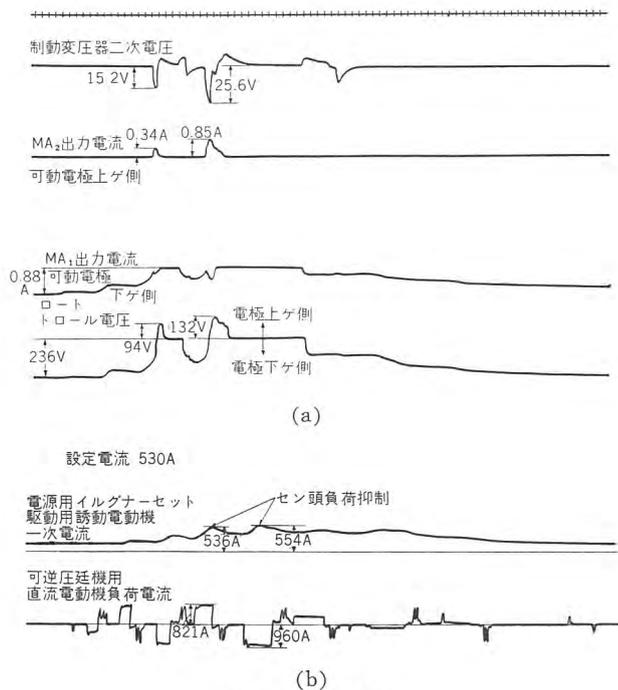


図 6.1 応動特性

Fig. 6.1 Response characteristic.

## 7. む す び

前述のように WT-R 形スベリ調整器は感度および応動速度などの点で従来のトルクモータ式に比しきわめて優秀でありかつ設定電流の調整もきわめて容易であり、大容量誘導電動機の電力制限用として広く使用されている。

以上 WT-R 形スベリ調整器の概要について報告したが、この開発にあたりいろいろご指導、ご助力をいただいた研究所および長崎製作所の各位に厚く感謝の意を表する次第である。

### 最近登録された当社の特許および実用新案

区 別	名 称	特許または登録日	特許または登録番号	発 明 考 案 者	所 属 場 所
新 案	立テ軸電機の軸受装置	34-6-16	495274	三 浦 宏	神 戸
"	寄せ又	"	495275	岩本心一	姫 路
"	扇風機の首振旋回安全装置	"	495276	柘 植 恵	中 津 川
"	洗たく機の給水ホース受金	"	495388	奥田文一・祖父江常雄 可知延夫・服部信道	名 古 屋
"	天井扇取付装置	"	495389	柘植正治・柘植 恵	中 津 川
"	"	"	495390	柘植 恵・入沢淳三	"
"	移動ファン	34-6-17	495583	瀬原田三郎	名 古 屋
"	電波ビーム送受波装置	"	495584	吉田武彦	無 線 機
特 許	液体抵抗器の組立容器	34-6-20	232638	木内 修・福元輝男	長 崎
新 案	紡績用掃除ファンの旋回風洞回転調節装置	34-6-22	495743	瀬原田三郎	名 古 屋
"	並行2回線保護継電装置	"	495744	天 野 恒	神 戸
"	電気かま	"	495745	奥田文一	菱 電
"	変圧器油槽の油面低下装置	"	495746	菱 沼 茂	伊 丹
特 許	酸化金属磁石	34-6-23	252761	河合 登・中村 弘博 吉田 弘・吉岡 博	大 船
"	多端子電力系統の搬送保護継電方式	"	252762	北浦孝一	神 戸
"	多端子電力系統の搬送保護継電方式	"	252763	"	"
"	多端子電力系統の搬送保護継電方式	"	252764	"	"
"	多端子電力系統の搬送保護継電方式	"	252765	"	"

# ドック照明の一方

本 社 佐々木武敏\*

## Dock Lighting

Head Office Taketoshi SASAKI

Work in a dock will be promoted greatly if proper lighting is available, since there are a number of cases where reconstruction and repair are to be carried out day and night. Nevertheless, the dock is a place which is far from convenient to arrange good lighting. All the surroundings of the ship on the building berth are within the operation range of cranes. There is hardly a space to set up lighting poles. If it is to be lighted from distance, huge steel towers, which are economically unjustifiable, are to be erected. Under the circumstances, Mitsubishi employed mercury lights imbedded on the dock wall together with mobile lighting poles at Shimonoeki Shipyard, the results being very successful.

### 1. ま え が き

造船所のドックは、船舶の改修修理で緊急を要する場合が多いので、夜間の作業が能率よく行なわれれば船の出渠が早くなり、その利益は真に大きい。

ところでドックの照明を施工する場合にもっとも困ることはその周辺が船台または組立作業場と隣接してクレーンの操作範囲にあることと、ドックの両側にも普通の場合走行クレーンがあるので、光源用の電柱を設置する場所がないことである。したがって作業のじゃまにならない遠距離の地点より照射するとすれば、巨大な鉄塔を設けない限り水平角度が小さいので、水平照度が出にくく、第1ドックの内部に光線を入れることさえ困難である。今度三菱造船株式会社下関造船所でドックの内壁に水銀灯を埋込み、あわせて移動式電柱形投光器を用いて予期以上の好結果を得たので、ここに紹介する次第である。

### 2. 照明器具および配置

照明器具の取付状況を図 2.1, 2.2 に示す。開渠したときのドックは器具の下約 1m くらいまで海水が進入するので、器具の位置はなるべく上方が好ましく、かつ照明上の配光の点でも都合がよい。照明器具の構造は、海水が近くにあるためとくに耐食性の強いことが必要である。図 2.3, 2.4 に器具を示す。反射ガサには耐食性の高純度アルミの電解処理したものを使用し、その他の

構造体は十分な防錆処理が施されている。また船舶の入出渠に際しては乱暴な作業が行なわれ、器具を破損する危険が多いので、がんじょうな前面扉(開閉式)を設け、完全埋込とした。照明器具には各個に開閉器を設け、水銀灯の安定器といっしょに埋込んでいる。光源の大きさ

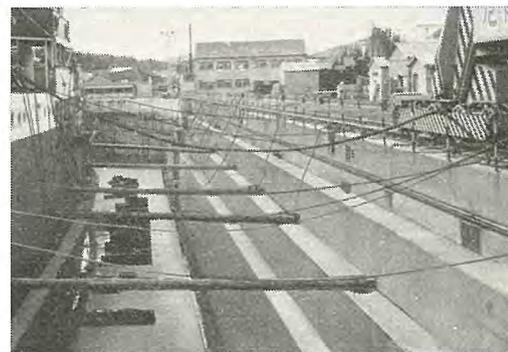


図 2.1 ドック内壁の照明器具その 1  
Fig. 2.1 Lighting fixtures on the inside wall of dock (1).

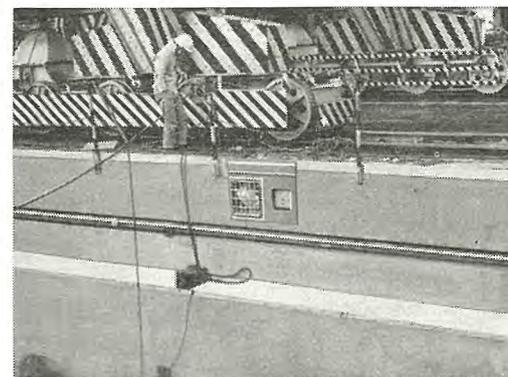


図 2.2 ドック内壁の照明器具その 2  
Fig. 2.2 Lighting fixtures on the inside wall of dock (2).

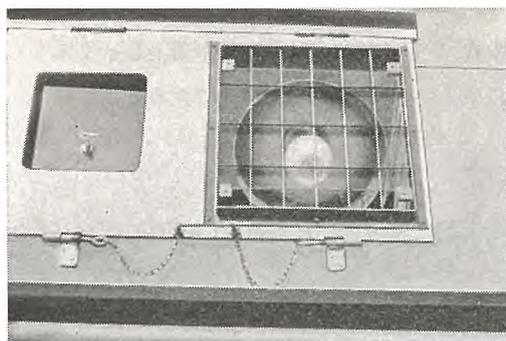


図 2.3 照明器具  
Fig. 2.3 Lighting fixtures.

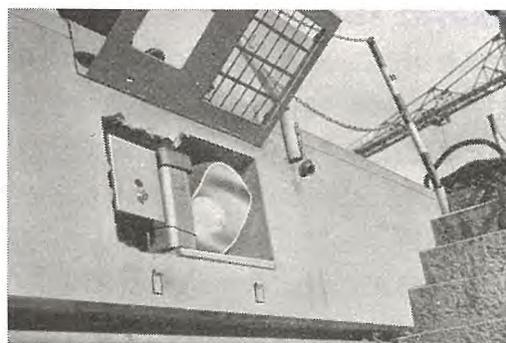


図 2.4 照明器具 (前面扉を用いた状態)  
Fig. 2.4 Lighting fixture.  
(with front door opened)

および灯具の間隔はドックの大きさまでおよ  
び要求される照度によつて決定されることは申  
述べるまでもない。図 2.5 にこのドックの平  
面図および光源の配置を示す。

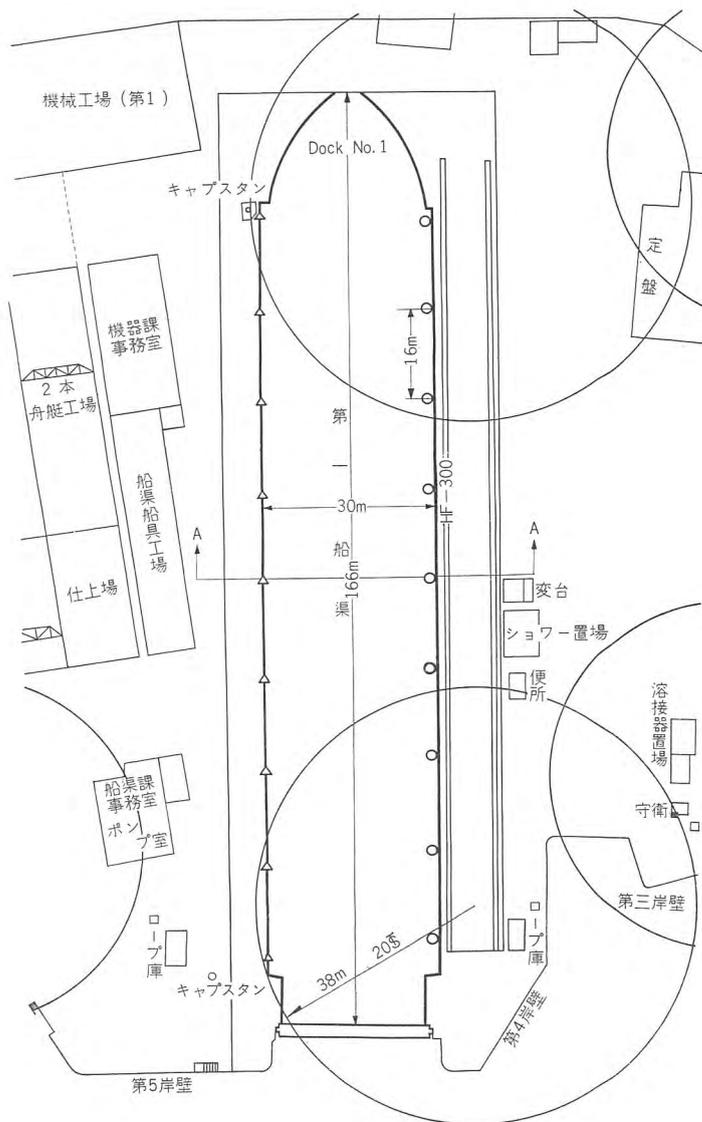
### 3. 光 源

光源としては照射面積が広い点と保守、配光より水銀  
灯または白熱電灯が適している。ケイ光水銀灯は効率も  
高く、長寿命で、輝きも低いのもっとも適当な光源で  
ある。ただし停電後の点灯復帰が遅いので保安用として  
小数の白熱電灯を併用したほうがよい。また作業の種類  
によっては水銀灯のフリッカが問題になる場合は三相交  
流より振分けて配線すればこの影響はない。

### 4. 照度および配光

このドックは図 2.5 に示すように、長さ 166 m 幅 30m  
深さ 10 m で、使用した光源はケイ光水銀灯 HF-300  
(300 W) を 16 m 間隔に取付けた。灯具の配光特性は  
配光形を採用している。ドック内部の照度分布は、図 4.1  
の断面図でわかるように、階段状の通路にさえぎられ水  
平角 50 度以内の場所には直射光が当たらない。しかし実

ドック照明の一方・佐々木



○ ケイ光水銀灯 HF-300 △ 増設予定  
図 2.5 光源配置図  
Fig. 2.5 Layout of light sources.

際に船舶が入渠すると船体の反射光である程度の照度が  
得られ、作業上はほとんど困らないようである。7,500 t  
級の船が入渠した場合の実測では、中央部の船腹で垂直  
照度約 50 lx, 水平照度 25 lx, 船のない場合ドックの底  
面中央部で水平照度 5 lx, 垂直照度 10 lx であった。

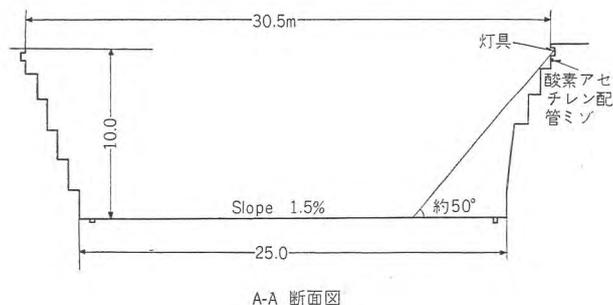


図 4.1 ドック断面図  
Fig. 4.1 Cross section of dock.

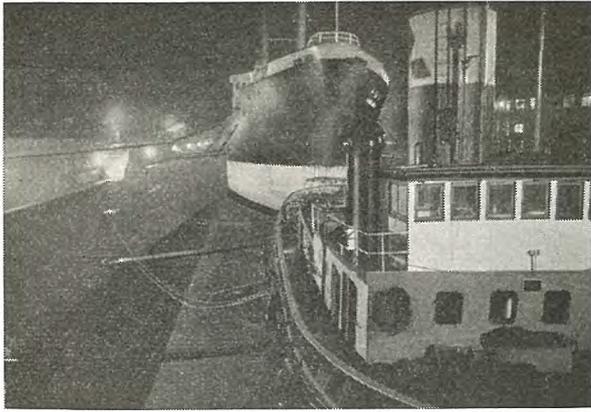


図 4.2 ドックの夜景  
Fig. 4.2 Night scene of dock.



図 4.3 移動式投光柱  
Fig. 4.3 Moving type light pole.

図 4.2 にその点灯状況を示す。

上記の照度で作業上一応満足されており、特殊の作業以外には別に局部照明を要しないといわれている。

ドック照明としてはこの内壁よりの照明だけでは、船腹部およびドック底面の照明で甲板以上は別の光源が必要であるがこのほうは前述したように周囲の建造物などを利用してやれる場合が多い。しかしとくに照度を要する場合、または全然光線の当たらない場所には、図 4.3 に示すような移動式の投光柱形投光器を利用すると非常に

便利である。図は高さ約 7 m で水銀灯 1kW 2 灯、白熱電灯 1kW 1 灯の投光器を有し、作業上じゃまにならない地点にクレーンでつり下げ移動できるものである。

## 5. む す び

ドックの照明は要望されながらも、周囲の状況が光源を取付ける場所を許さないため、ほとんどその例を見ない。しかしここに紹介した方法によれば容易に効果的な照明を行なうことができる。この実施例も予算の関係で完全な照明を得るまでには至らなかったが一応この方式の効果を確かめることができた。このドックでは照明器具の埋込に既設の配電箱を一部拡張して取付けたので箱内が狭く灯具も最適の設計ができなかった点ははなはだ残念であった。ドック底面の照度は現在の 2~3 倍くらいが望ましいと思う。この照明方式のほかに特殊な例として周囲の山を利用した三菱造船株式会社長崎造船所第 3 ドックの例を図 5.1 に示しご参考に供する。以上ドック照明の一つのあり方について述べたがなんらかのご参考になればはなはだ幸である。最後にこの工事に協力下さった三菱造船株式会社山村課長、高橋技師に感謝の意を表します。



図 5.1 三菱造船株式会社長崎造船所第 3 ドック  
Fig. 5.1 Dock No. 3 of Mitsubishi Shipbuilding Co. Nagasaki plant.

# OP 磁石磁気特性の温度変化

大船工場 中村 弘\*・河合 登\*\*

## Dependence of the Magnetic Characteristics of OP Magnet on the Temperature

Ofuna Factory Hiroshi NAKAMURA・Noboru KAWAI

Magnetic materials of ferrite group have come in the limelight with the progress of electronics. Study and production of them are now vigorously going on with promising future. OP magnet produced by Mitsubishi is the forerunner of ferrite magnetic materials. Though its characteristics in room temperature have been reported in the past, little is known about changes with temperature. The writers have made study on the subject and discovered several facts, based on which they state their discussion as well as the proceeding of experiments.

### 1. ま え が き

フェライト系磁性材料は、いわゆるエレクトロニクス時代を反映して、その研究および工業生産が急激に盛んとなり、その行きつくところは測り知れない観がある。OP 磁石はこのフェライト系磁性材料の先駆をなしたもので、わが加藤、武井両博士によって発明され、当社において製造されてきた。この OP 磁石の常温における特性については多くの報告がある<sup>(1)</sup>。磁石に関しては常温特性のほかに、温度の変化に伴って磁気特性がいかに変わるかを知ることも、種々の見地から見て重要である。このことは OP 磁石についてもこれを実用するにあたって、設計資料として必要なことはいうまでもない。またこの温度特性から、OP 磁石の顕著な性質である磁場冷却効果の機構を探る一つの手がかりが得られるかも知れない。これに関して行なった 2, 3 の実験と、若干の考察を述べる。

ここでいう OP 磁石とは、次節に記すような Co フェライトと Fe フェライト(マグネタイト)との固溶体である。当社では最近これに微量成分を添加して磁気的および機械的特性を改良し<sup>(2)</sup>、OP-N 磁石と名づけて市販している。また、いわゆる Ba フェライト系に属する磁石をも、独特の見地から開発し<sup>(3)</sup>、OP-S 磁石として量産を行なっている。本報はこれらのうちで、初めにあげた Co-Fe-フェライトから成る磁石に関するものである。

### 2. OP 磁石の種々の温度における減磁曲線

−28°C から 390°C に至る間の種々の温度において、

OP 磁石の減磁曲線を求めた。

#### 2.1 試 料

CoO・Fe<sub>2</sub>O<sub>3</sub>:FeO・Fe<sub>2</sub>O<sub>3</sub> の重量比が、3:1 なる固溶体から成る OP 磁石を試料とした。これを作るには、Fe および Co の硝酸溶液を、蒸発乾固することから出発した。試料は 1,060°C において、1 mmHg 程度の減圧空气中で焼結した。その後、同じ減圧中で、600°C から室温まで、約 600 Oe の磁場をかけて磁場冷却処理を施した。試料の形状は 10×10×50 mm の角柱である。

#### 2.2 測定方法

磁束の測定には、横河電機製の磁束計を用いて、磁場急変法を採った。試料は測定用磁化コイルの中に、図 2.1 に示すようにおいた。すなわち、試料をサーチコイルに挿入し、ニクロム線が無誘導に巻いた小電気炉に入れる。この小電気炉を、水冷ジャケットを隔てて磁化コイルの中に装置した。サーチコイルは薄い黄銅板製ボビンにエナメル線を 50 回巻き、これを水ガラスで固めたものである。このような簡単なコイルでも、500°C くらい

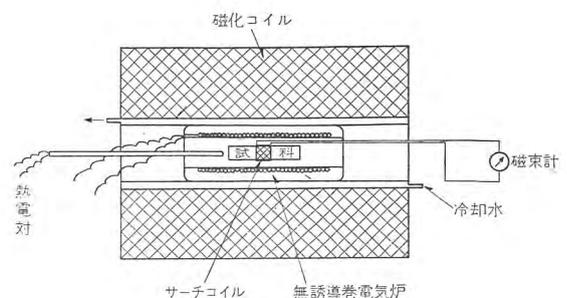


図 2.1 高温における B-H 曲線測定装置(模型図)

Fig. 2.1 Schematic diagram of the device for measuring B-H curve at high temperature.

\* 化学課副課長 \*\* 工場長(工博)

までの測定には、1 回限りの温度上昇に対してならば、十分使用に耐える。室温以上での減磁曲線を求めるには、前記の小電気炉により、試料の温度を一定に保ちつつ測定した。室温以下の場合には、小電気炉を除き、ドライアイスで冷却して、同様の測定を行なった。

### 2.3 測定結果

まず、8°C から 370°C の間で得られた減磁曲線を、図 2.2 に示す。図から明らかなように、残留磁気も抗磁力もともに、温度が高くなるに従い逐次減少する。しかし抗磁力のほうが、残留磁気よりも温度変化がいちじるしい。図 2.2 を基として、残留磁気、抗磁力および最大磁気エネルギー積の温度変化を求めると、図 2.3 のようになる。この場合縦軸は、室温 (8°C) における各特性値を 100% として表わした。これによれば、残留磁気は 60°C 付近まで一定である。しかし、抗磁力は始めから減少し、これに伴って磁気エネルギーもほぼ同様な変化を見せている。

図 2.3 の曲線を低温側に延長してみると、抗磁力は温度低下とともに急速に増大するように考えられる。低温で抗磁力が、いかに大きくなるかを知るために、室温においても抗磁力の大きい試料をとくに選んで、-3°C

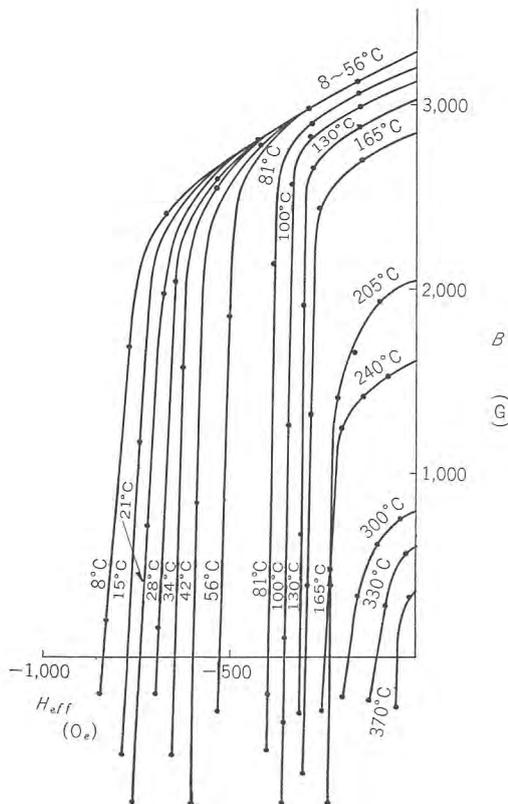


図 2.2 OP 磁石 (1,060°C 焼成) の高温における減磁曲線

Fig. 2.2 Demagnetization curves of OP magnet at high temperature.

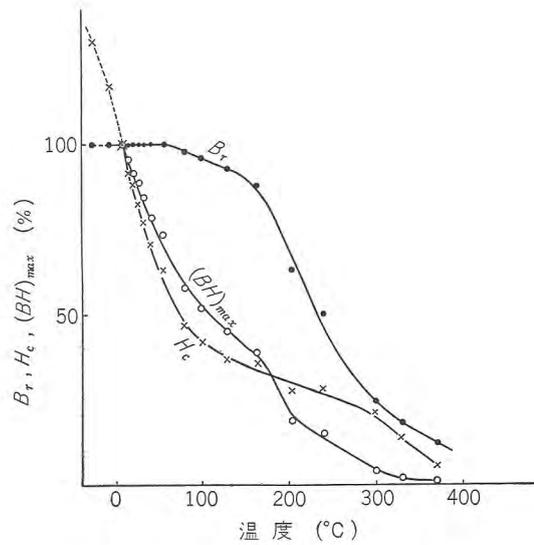


図 2.3 OP 磁石の磁気特性の温度変化 (常温における値を 100% として表わした比較値)

Fig. 2.3 Variation of magnetic characteristics with temperature in OP magnet.

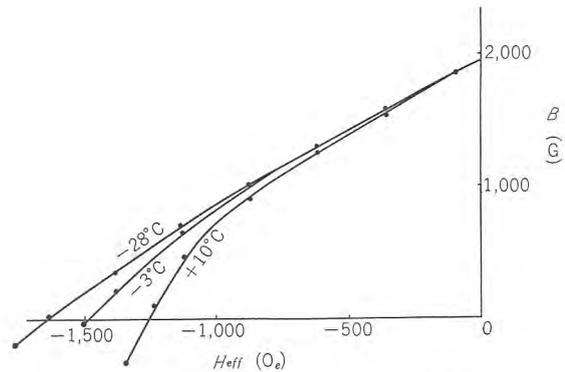


図 2.4 OP 磁石の低温における減磁曲線

Fig. 2.4 Demagnetization curve of OP magnet at low temperature.

および -28°C において前記同様の実験を行なった。その結果は図 2.4 のようである。これによると、抗磁力は予想のように、低温になるほど急速に大となっている。この低温で得られた抗磁力および残留磁気は、室温以上で得られた抗磁力—温度曲線および残留磁気—温度曲線の延長上にある。このことを図 2.3 に点線で示した。

### 3. 加熱後冷却したときの減磁曲線

2 の実験により、高温における OP 磁石の減磁曲線を知ることができた。しかし、一度高温にされた OP 磁石を、ふたたび室温にもどした場合は、その減磁曲線はいかに変化するか、これを調べるために以下の実験を行なった。

#### 3.1 試料および実験方法

前の実験と同様の OP 磁石試料 4 本を、同時に 1,050°C

で焼結し、減圧中で磁場冷却した。これらの試料につき、減磁曲線をまず室温で測定した。その後各試料をそれぞれ無誘導電気炉で 150°C、200°C、300°C および 400°C に加熱した後、室温まで冷却した。これらの試料の減磁曲線を求めるに先だち、すなわち、試料に測定のための磁場を加える前に、引抜法によって見かけの残留磁気を求めた。この後において、通常の方法で減磁曲線を測定した。

### 3.2 実験結果

加熱前の 4 本の試料については、測定誤差の範囲内で同一の減磁曲線が得られた。図 3.1 (a) の曲線①はこれである。加熱後冷却した試料については曲線 ②~⑤ が求められた。この結果によれば、一時的な温度上昇により、残留磁気はつねに減少する傾向にある。しかし抗磁力は必ずしもそうではなく、150°C および 200°C に加熱した場合は、加熱前よりかえって抗磁力が大となっている。減磁曲線の形にも明らかな変化が見られる。すなわち、加熱温度が高くなるほど、曲線の肩の張りがなくなっていく。400°C に加熱したものではほとんど直線に近づいている。これらの各曲線上の測定点中、もっとも縦軸に近い点 2, 3, 4 および 5 は、各試料に一度磁場をかけた後、外部磁場=0 としたときの見かけの残留磁気の値を表わしている。この値はまた、先に述べたように試料を加熱後冷却して、磁場をなんら加えないうちに引抜法で測った磁束密度の値と、実験誤差の範囲で一致した。

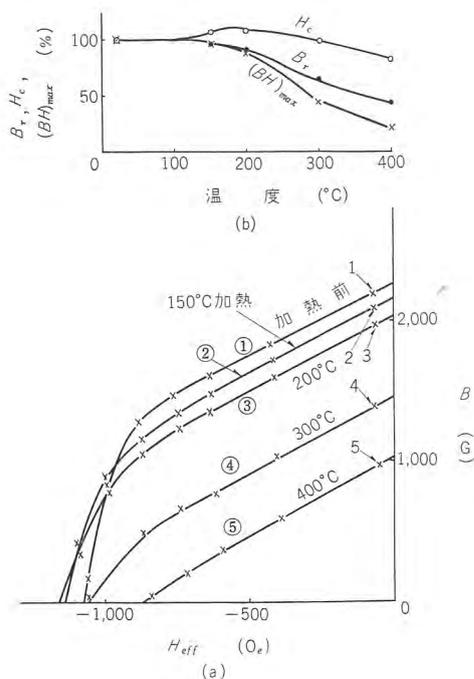


図 3.1 OP 磁石磁気特性の加熱による変化  
Fig. 3.1 Changes of magnetic characteristics of OP magnet by heating.

図 3.1 (a) から、加熱温度と残留磁気、抗磁力および最大磁気エネルギー積との関係を求めると、図 3.1 (b) の曲線となる。これによれば加熱温度が高くなるほど、残留磁気および最大磁気エネルギー積は単調に減少する。しかし抗磁力は 300°C 以下の加熱では増加する。

この実験から明らかになったように、OP 磁石は 100~300°C の温度とくに 200°C 付近に一時的に加熱することにより、残留磁気および磁気エネルギーをあまり減少させることなく、抗磁力を増大させることができる。

### 4. 磁性の温度変化と磁場冷却

以上の実験によると、OP 磁石を 200~300°C に加熱した場合に、磁気特性のいちじるしい変化が現われている。250~300°C は OP 磁石において、磁場冷却効果のいちじるしく現われる温度である<sup>(4)</sup>。それゆえ、OP 磁石の温度を上昇させ 250°C 付近となったとき、それまできいていた磁場冷却効果が消失するのであろう。この事情を明らかにする目的で、磁場冷却を施した試料と、しからざるものについて、残留磁気の温度変化を測定した。

図 2.4 に示された OP 磁石で磁場冷却を行わない試料を作製した。その特性は  $B_r=200$  gauss,  $H_c=120$  Oe 程度で、図 2.4 に示された試料と比較すれば磁場冷却効果がいちじるしいことが明らかである。これらの試料を無誘導電気炉により所要の温度に加熱する。つぎにこれを冷却してから引抜法により残留する磁束を磁束計で測定する。加熱温度を順次高くしつつ、各温度についてこの操作を繰り返し、図 4.1 の曲線を得た。ここでは、試料の加熱前における残留磁気を 100% として表わした。

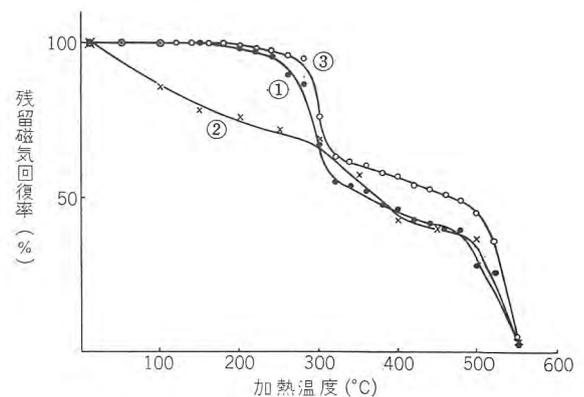


図 4.1 OP 磁石をいったん加熱した後、常温にもどした場合の残留磁気回復率  
Fig. 4.1 Recovering factor of residual magnetism when OP magnet is once heated and returned to room temperature.

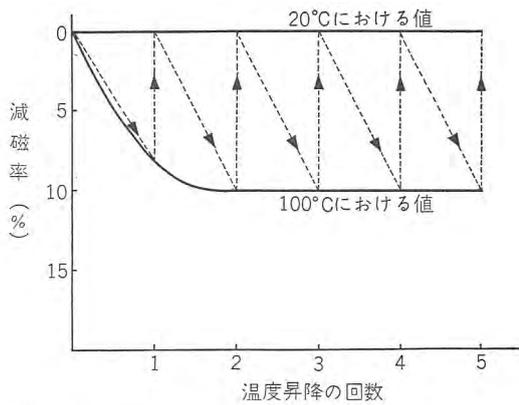


図 4.2 温度昇降の繰り返しによる OP 磁石の減磁  
Fig. 4.2 Demagnetization of OP magnet due to repeated rise and fall of temperature.

この曲線①を形成する各測定点が、図 3.1 の各曲線上の点②～⑤などに相当することは前に述べたとおりである。したがって図 4.1 曲線①は、図 3.1 (b) の残留磁気—温度曲線に相当するものである。さらに換言すると、図 4.1 の曲線は、OP 磁石をある温度まで加熱して、残留磁気を図 2.3 の残留磁気曲線の示すようにいったん減少させた後、室温に復帰させた場合に残留磁気が、どのように回復するかを示す曲線である。

磁場冷却を行なった試料では、曲線①のように、200°C 付近までは 100% に近い回復率を示す。その後、回復率は次第に減少し、とくに 250°C から 320°C に至る間で急激に低下する。この回復率の急減は、磁場冷却しない試料ではそれほどいちじるしくない。300°C 以上では、磁場冷却処理の有無にかかわらず、同様な経過をたどりつつ、キュリー温度と見られる 560°C に及んでいる。また、磁場冷却試料で加熱冷却操作を減圧中で行なったものについては曲線③の結果を得た。これは曲線①と同様の傾向をもっており、各温度での回復率は前者よりつねに大である。

つぎに温度の上昇下降を繰り返した場合に保持される残留磁束を図 4.2 に示す。図は 20°C と 100°C とに温度を昇降させたときの結果であって、このような温度サイクルでは、常温における残留磁束は始めの値に保持されることがわかる。

## 5. 考 察

以上の実験結果を次に要約し、若干の考察を試みる。

### 5.1 種々の温度における減磁曲線

OP 磁石について、磁気異方性常数  $K$  の温度変化が測られているならば、温度による抗磁力  $H_c$  の変化に対

して、一つの説明が与えられるであろう。その例は、J. J. Went など<sup>(5)</sup> の Ferroxdure 磁石に関する論文にも見られる。しかし OP 磁石については、今までのところ、このような  $K$  の測定値は発表されていない。つぎにこの  $K$  の温度変化を考える。まず  $H_c$  は  $K/I_s$  に比例し、 $I_s$  は  $B_r$  に比例するものとあらい仮定をおく。さらにこの関係の温度変化をも無視すると次式が得られる。

$$K = k \cdot B_r \cdot H_c \quad (k: \text{常数})$$

この式に従い、図 2.3 から、各温度における  $K$  相当値を求め、常温における  $K$  を 100 として、その温度変化を図示すると図 5.1 のようになる。磁場冷却を行なった OP 磁石では、 $K$  を定める要素として、磁場冷却による単軸異方性と、結晶異方性とが考えられる。図 5.1 を見るに、 $K$  は温度とともに減少し、300°C ではきわめて小さい値となっている。300°C は磁場冷却の臨界点とも考えられる温度であるから、単軸異方性はこの温度で非常に小となり、300°C 以上では主として結晶異方性が残っていると思われる。

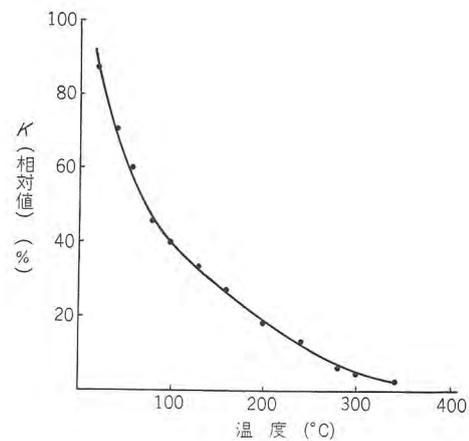


図 5.1 OP 磁石の磁気異方性常数 (相対値) の温度変化

Fig. 5.1 Temperature dependence of magnetic anisotropy constant (relative value) of OP magnet.

### 5.2 加熱後冷却したときの減磁曲線

残留磁気の回復率とも称すべき値は、図 4.1 のように磁場冷却試料では、200~300°C で急に減少する。このことは空気中および減圧中いずれの測定においても明らかである。磁場冷却しない試料でも曲線②のように 300°C をこえる付近から、回復率がやや目だって減っているように見える。しかしこの場合は、もともと磁束密度が小で、磁束計のフレは 5 mm 以下である。それゆえ測定精度から見て、300°C 付近の変化はほとんどないものと考えらるべきであろう。したがって、300°C 付近に熱

した試料に起る残留磁気回復率の急変は、磁場冷却試料に特有のものといえよう。このことは次のように考えられる。OP 磁石を加熱すると、残留磁気は減少する。しかしこの加熱温度が 250°C 程度以下ならば、ふたたび常温に復した場合、残留磁気は磁場冷却異方性にささえられ、加熱以前の値にほぼ復帰する。完全にもどり切らないことについては 5.3 で述べる。加熱温度がさらに高くなって 300°C 付近になると、単軸異方性が消滅するので、残留磁気回復率は急に低下する。なお温度が上がって、空気中で 300°C 以上に加熱されると OP 磁石は酸化される<sup>(6)</sup>。酸化されると磁気飽和値、したがって残留磁気の数値も小となる。このために 300°C 以上では空気中および減圧中で加熱したものとの間に曲線 ① および ③ のような差ができる。

### 5.3 磁性の温度変化と磁場冷却

図 3.1 において注目すべきは、ある程度までの高温に一度加熱すると、冷却後の OP 磁石の抗磁力が始めよりも大となっていることである。このある程度の高温とは OP 磁石が、すでに与えられている磁場冷却効果を失わず、しかも酸化をも受けないという温度であって、250°C を大きくこえない温度である。このような抗磁力増加の現象に対して次のような解釈もできるであろう。磁場冷却によっていったん与えられた磁区構造は、これが乱されない温度範囲では、高温においても保持されている。これらの各磁区の磁化方向は、300°C 以上では磁場冷却の方向にそろえられていた。そして多くの磁区の中には、磁場冷却方向から若干離れた方向に磁化されるほうが結晶軸方向、内部ヒズミ力などのために磁気エネルギーを小にしうる磁区もあるであろう。この磁区は磁場の力により、磁場冷却方向に磁化されたまま冷却される。これがふたたび 250°C くらいまでの温度で焼鈍される状態になると、この不安定磁区の磁化方向は安定なほうに移る。その結果抗磁力は増加するが、残留磁気は若干減少して

平衡状態に達するのであらうと考えられる。

## 6. む す び

(1) OP 磁石の磁性は温度によってかなり変化し、残留磁気および抗磁力は、温度上昇とともに減少する。この変化は常温付近では、残留磁気より抗磁力におけるほうが大きい。

(2) 残留磁気は高温で、上記のように減少する。しかし、150°C 以上に熱せられるのでなければ、磁石が常温まで冷却されると、残留磁気もまた常温での始めの値にほとんど復帰する。すなわち OP 磁石は 150°C 以下ならば、一時的な温度上昇があっても、残留磁気に永久的な劣化をほとんど残さない。

(3) OP 磁石を一時的に加熱する場合、その温度を適当に選べば、抗磁力を増すことができる。250°C までの加熱ならば、常温復帰後、抗磁力は増加し、磁気エネルギー積も増大させる可能性がある。

終りに臨み、この研究中、終始ご懇篤なご指導を賜った慶応大学武井教授、種々ご教示にあずかった東京大学飯田助教授に対し深く感謝する。また、熱心に実験にあたられた当工場武川、青木両君の労にも感謝したい。

### 参 考 文 献

- (1) たとえば、加藤・武井：電学誌，53 408 (昭 8)，工化誌，36 506 (昭 8)；中村：金属，27 358 (昭 32)；河合・中村：オーム，6 月臨時増刊 61 (昭 33)；JIS C 2502 永久磁石材料 (昭 29)
- (2) 中村・河合・吉田：粉体および粉末冶金，6 155 (昭 34) 特公昭 34-1338
- (3) 特公昭 34-5531
- (4) 河合：強磁性酸化金属の研究(学位論文)東京工大所蔵；杉浦：応用物理，19 198, 231 (昭 25)；S. Iida, H. Sekizawa, Y. Aiyama：J. Phys. Soc. Japan 13 58 (1958)
- (5) J. J. Went, G. W. Rathenau, E. W. Gorter, G. W. van Oosterhont：Philips Tech. Rev., 13 194 (1952)
- (6) 中村・河合：粉体および粉末冶金，6 25 (昭 34)

# ジルコニウムとハフニウムの分離に $^{181}\text{Hf}$ の利用

研究所 石橋 勝\*・今村 孝\*・小巻 仁\*

## Utilization of $^{181}\text{Hf}$ for Separation of Hafnium from Zirconium

Research Laboratory Masaru ISHIBASHI・Takashi IMAMURA・Hitoshi KOMAKI

Hafnium having a large thermal neutron cross section must be removed by separation from zirconium to be used for a cladding material of reactor fuel to become less than 100 ppm. There are numerous methods of separation, but the writers have taken up an ion exchange resin method and also a solvent extraction method. As their basic experiment a radioisotope  $^{181}\text{Hf}$  was used for a tracer and cation exchange resin, Diaion SK #1, is used in the former method and thiocyanic acid solution of methylisobutylketone was employed for the solvent in the latter method. The results were successful. Based on this basic experiment a pilot plant test has been conducted with almost satisfactory outcome.

### 1. ま え が き

核燃料の被覆材として用いられるジルコニウムは、熱中性子吸収断面積の大きいハフニウムを分離除去する必要がある。通常リアクタグレードとして用いられるジルコニウム中のハフニウムの含量は 100 ppm 以下である。このハフニウムは通常の化学的処理では、その分離が不可能であるので、つぎのような種々の方法が研究されている。

- (1) 分別結晶法
- (2) イオン交換樹脂法
- (3) 溶媒抽出法
- (4) 分別蒸留法
- (5) その他

このうち (1) はソ連で工業的に行なわれており、(3) は米国、(2)、(4) は英国で行なわれている。イオン交換樹脂法に関する文献としては、陽イオン交換樹脂を用いる方法<sup>(1)~(5)</sup>と陰イオン交換樹脂を用いる方法<sup>(6)~(8)</sup>があるが、いずれも実験室的研究の域を脱していない。なおこれらほとんどの文献はジルコニウムとハフニウムの分離確認のため、 $^{95}\text{Zr}$  および  $^{181}\text{Hf}$  をトレーサとして用いている。これに反し国内に発表されているものは、千谷氏らの報文<sup>(9)</sup>、および名工試の森田氏ら<sup>(10)</sup>のもの若干見うけられるだけで、いずれも R. I. を用いた実験は少ない。また溶媒抽出法に関する文献のほとんどは、米国の一連の AEC リポートに発表されているが<sup>(11)~(13)</sup>、R. I.

を使用している実験は少ない<sup>(14)(15)</sup>。

そこで筆者らは、イオン交換樹脂法および溶媒抽出法を採択し、基礎実験として  $^{181}\text{Hf}$  を使用しジルコニウム中のハフニウムの挙動を検討した<sup>(16)</sup>。イオン交換樹脂法の場合は、陽イオン交換樹脂、ダイヤイオン SK #1 を使用し、

- (1) 溶離剤としての硫酸濃度の変化による  $^{181}\text{Hf}$  の挙動
- (2) 溶離剤の流速の変化による  $^{181}\text{Hf}$  の挙動
- (3) 試料吸着量の変化による  $^{181}\text{Hf}$  の挙動
- (4) 分離カラム中の樹脂量の変化による  $^{181}\text{Hf}$  の挙動

などを検討して、リアクタグレードのジルコニウムを精製するための基礎的実験を行ない、ハフニウム含量 100 ppm 程度のジルコニウムの製造に成功した。ついでこれらの基礎実験に基づいて、3 cmφ カラムによる実験、パイロットプラント実験として、10 cmφ カラムにより  $^{181}\text{Hf}$  を使用して実験を行ない、満足すべき結果が得られ、量産化への端緒を見出し得た。

また溶媒抽出法の場合には、溶媒としてメチルイソブチルケトン（ヘキソン）のロダン酸溶液を使用しバッチ法で次の基礎実験を行なった。

- (1) 錯化剤、塩析剤などの濃度変化によるハフニウムの挙動
- (2) 水相、有機相両相の接触時間によるハフニウムの挙動

(3) 水相の放置時間によるハフニウムの挙動

(4) 多段抽出におけるハフニウムの挙動

などを検討し、ハフニウム含量 100 ppm 以下のジルコニウムの精製に対する良好な条件を見出し得た<sup>(17)</sup>。これらの実験に基づいて、ミキサーセトラ装置による実験、3cmφ カラムによる連続向流抽出によるパイロットプラント実験を行ない、満足すべき結果が得られたので、その概略もあわせて報告する。

## 2. イオン交換樹脂方法

イオン交換樹脂を用いて、ジルコニウム中のハフニウムを分離するには、陽イオン交換樹脂と陰イオン交換樹脂を使用する2通りの方法がある。

筆者らは、工業的生産を目的として、検討の結果、陽イオン交換樹脂方法を採決した。

以下、基礎的実験からパイロット・プラントに至る結果について述べる。

### 2.1 予備実験

陽イオン交換樹脂にジルコニウムおよびハフニウムを吸着させる際に、硝酸酸性下で吸着させることにより、非常に良好な結果が得られると報告されている。しかしジルコニウムおよびハフニウムに対する硝酸量、硝酸濃度の変化による吸着量への影響について詳細なデータがないので、もっとも良い吸着条件を見出すために、国産樹脂を用いて、つぎのような実験を行なった。

#### (1) バッチ法

使用樹脂 強酸性陽イオン交換樹脂  
ダイヤイオン SK #1

使用樹脂量 10 cc

樹脂粒 乾燥粒度 約 30 メッシュ

樹脂形 R・H 形

使用薬品 1 規定および 2 規定硝酸

a. オキシ塩化ジルコニウムの一定量に対して硝酸量を変化させた場合の吸着率

R・H 形に再生したダイヤイオン SK #1 を 10 cc 秤取して 100 cc ビーカーに移し入れ、できるだけ純水を除き、その中に規定硝酸を注入する。試料のオキシ塩化ジルコニウム 0.5 g を精秤して、その上から入れて良くカクハン後、一昼夜放置する。その後ろ過を十分行ない、ろ液をアンモニアにより水酸化物として沈殿させ、ろ過、乾燥後 900°C で約 1 時間焼き、デシケータ中に放冷して、冷後ルツボを秤量する。この結果より樹脂に対する

表 2.1 規定硝酸の増量に対するジルコニウムの吸着変化

1 規定硝酸	硝酸量 25 cc	硝酸量 50 cc	硝酸量 100 cc	硝酸量 150 cc
樹脂に未吸着の ZrO <sub>2</sub> 量 (g)	0.0040	0.0050	0.0160	0.0376
樹脂に吸着した ZrO <sub>2</sub> 量 (g)	0.1875	0.1865	0.1755	0.1539
吸着率 (%)	97.9	97.3	91.6	80.3
2 規定硝酸	硝酸量 25 cc	硝酸量 50 cc	硝酸量 100 cc	硝酸量 150 cc
樹脂に未吸着の ZrO <sub>2</sub> 量 (g)	0.0015	0.0174	0.034	0.0453
樹脂に吸着した ZrO <sub>2</sub> 量 (g)	0.1900	0.1741	0.1567	0.1462
吸着率 (%)	99.21	90.9	81.8	76.3

ZrOCl<sub>2</sub> · 8H<sub>2</sub>O 0.5 g → ZrO<sub>2</sub> 0.1915 g (実験値)

吸着量を算出する。

表 2.1 から容易に知られるように、オキシ塩化ジルコニウム量を一定にして、硝酸溶液量を増せば吸着率は減少する。樹脂にジルコニウムを吸着させるには、硝酸溶液量をできるだけ少なくすればよい。

1 規定硝酸を 25cc 使用した場合、一昼夜放置すれば吸着率は 98% を示す。この吸着は時間的变化により、どのような結果になるかを表 2.2 に記せば、つぎのとおりである。

表 2.2 時間の経過と吸着率との関係

時間 (h)	1	2	3	4
樹脂に未吸着の ZrO <sub>2</sub> 量 (g)	0.0564	0.0205	0.0104	0.0050
樹脂に吸着した ZrO <sub>2</sub> 量 (g)	0.1351	0.1710	0.1811	0.1865
吸着率 (%)	70.54	89.29	94.51	97.38

バッチ法で 4 時間放置すれば、一昼夜放置したときの吸着率 97.9% に近い値を得た。これより硝酸溶液中のジルコニウムの大部分の吸着は約 4 時間で完結することがわかる。バッチ法で樹脂にジルコニウムを能率良く吸着させるには、2 規定硝酸 25cc に対して、オキシ塩化ジルコニウム 0.5 g を加え、約 4 時間樹脂と試料溶液を接触させればよい。

b. 1 規定および 2 規定硝酸の一定量に対してオキシ塩化ジルコニウム量を変化させた場合の吸着率

硝酸酸性下におけるジルコニウムの樹脂に対する吸着性は、バッチ法では、1 規定および 2 規定硝酸のいずれも溶液量 25 cc の場合が最良である。この溶液量にオキシ塩化ジルコニウム量を増加した場合の吸着性について実験を行なった。

オキシ塩化ジルコニウム量が増すに従って、吸着率は

表 2.3 規定硝酸の一定量に対しオキシ塩化ジルコニウム量を変化させたときの吸着率

1 規定硝酸		2 規定硝酸		
オキシ塩化ジルコニウム量 (g)	1	2	1	2
樹脂に未吸着の ZrO <sub>2</sub> 量 (g)	0.0071	0.0841	0.0169	0.1180
樹脂に吸着した ZrO <sub>2</sub> 量 (g)	0.3679	0.6659	0.3581	0.6320
吸着率 (%)	98.1	88.7	吸着率 (%)	92.8 84.2

低くなるが、反対に吸着量は増す。これはオキシ塩化ジルコニウムの増量により、樹脂 10 cc 中ジルコニウムを未吸着の樹脂が少なくなることに起因する。

なお、1 規定および 2 規定硝酸酸性にしない場合、すなわちオキシ塩化ジルコニウムを純水に溶解するだけでは、74.7% 吸着する。

以上のことから、バッチ法によれば、樹脂にジルコニウムを吸着させるのに時間がかかるが、吸着量はかなり大きい利点がある。しかし工業的にジルコニウムを精製する場合であれば、大きな槽を必要とし、円筒への樹脂の移し換えなどの操作をしなければならない。

## (2) カラム法

バッチ法で陽イオン交換樹脂ダイヤイオン SK #1 がジルコニウムを吸着する場合の最良の条件を検討したが、カラム法についても行なった。

使用樹脂、樹脂量などはバッチ法と同様である。

使用円筒 1 cmφ×10 cm

a. オキシ塩化ジルコニウムの一定量に対して硝酸量を変化させた場合の吸着率

R・H 形に再生したダイヤイオン SK #1 10cc を円筒に入れて、純水で良く洗浄後、オキシ塩化ジルコニウム 0.5 g に対して、1 規定および 2 規定硝酸 25~150 cc から成る試料溶液を流速 1 cc/min で樹脂層中を通し吸着させる。その後純水約 100 cc で洗浄し、流出液中の未吸着ジルコニウムを定量して吸着率を算出した。

表 2.4 オキシ塩化ジルコニウムの一定量に対して硝酸量を変化させた場合の吸着率

1 規定硝酸	硝酸量 25 cc	硝酸量 50 cc	硝酸量 100 cc
樹脂に未吸着の ZrO <sub>2</sub> (g)	0.0326	0.0010	0.0014
樹脂に吸着した ZrO <sub>2</sub> (g)	0.1589	0.1905	0.1901
吸着率 (%)	82.9	99.47	99.26
2 規定硝酸	硝酸量 25 cc	硝酸量 50 cc	硝酸量 100 cc
樹脂に未吸着の ZrO <sub>2</sub> (g)	0.0232	0.0000	0.0034
樹脂に吸着した ZrO <sub>2</sub> (g)	0.1683	0.1915	0.1881
吸着率 (%)	87.8	100	98.27

ZrOCl<sub>2</sub> · 8H<sub>2</sub>O 0.5 g → ZrO<sub>2</sub> 0.1915 g (実験値)

1 規定硝酸よりも 2 規定硝酸の場合のほうが吸着率は良い。樹脂の 100~200 メッシュのものを使用したときは、1 規定硝酸 50 cc とオキシ塩化ジルコニウム 0.5 g の液組成の吸着率は 100% である。

b. 流速の変化による吸着の影響

一般に、カラム法で試料を吸着または溶離させる場合、流速は無視できない要因である。樹脂にジルコニウムを吸着させる際に、流速の変化で吸着率は変動する可能性

表 2.5 流速の変化による吸着率

1 規定硝酸	流速 (cc/min)		
	1	2	3
樹脂に未吸着の ZrO <sub>2</sub> (g)	0.0010	0.0137	0.0415
樹脂に吸着した ZrO <sub>2</sub> (g)	0.1905	0.1778	0.1500
吸着率 (%)	99.47	92.8	78.3

があるので、それについて実験したところ、3cc/min では吸着率はいちじるしく低下することを知った。

ジルコニウムを吸着させるときの流速はできるだけ遅いほうが効果がある。

以上の実験結果などから吸着帯は相当に広い範囲に至るものと推定できる。

ジルコニウムとハフニウムを分離する際に、1 本の円筒だけで分離をしようとするれば、長い円筒を使用しないと良好な結果は得られない。そこで考えられることは、2 本の円筒を使用して、1 本は試料吸着用とし、他の 1 本は分離用に使用する方法である。

## 2.2 基礎実験

(1) 樹脂およびカラム

陽イオン交換樹脂、ダイヤイオン SK #1 (100~200 メッシュ) を使用した。

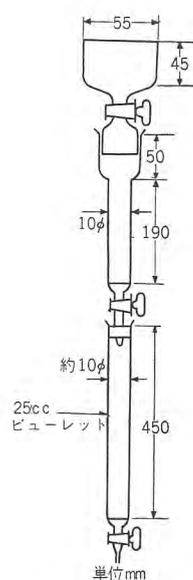


図 2.1 イオン交換円筒

Fig. 2.1 Ion exchange column.

円筒は補助カラム 1 cmφ×10 cm, 分離カラム 1 cmφ×10 cm, 1 cmφ×20 cm, 1 cmφ×30 cm を図のようにして使用した。カラム中の樹脂容量は補助カラム 10 cc, 分離カラムはおのおの 10 cc, 20 cc, 30 cc である。

溶離液中のハフニウムの放射能測定には、当所製 GM 放射能測定装置を用いた。

(2) 試薬

使用したオキシ塩化ジルコニウム (ハフニウム含有) は新日本金属株式会社より購入したものである。ハフニウムが 2~3% 含有していると称されるものである。

なお、ラジオアイソトープには <sup>181</sup>Hf (HfOCl<sub>3</sub> の塩酸溶液) 2 mc をトレーサとして使用した。

硝酸、硫酸、アンモニア水などはすべて特級品を使用した。

(3) 実験方法

陽イオン交換樹脂ダイヤイオン SK #1 に試料としてのオキシ塩化ジルコニウムを吸着させる場合、純水に

溶解した状態では吸着効果は悪い。

筆者らはもっとも吸着率の良い条件を見出すために硝酸酸性下で実験をした結果についてはすでに述べた。

100~200 メッシュの樹脂を使用すれば、1 規定硝酸 50 cc にオキシ塩化ジルコニウム 0.5 g を溶かした液組成のものは100%の吸着を示すので、この組成にして実験を行なった。<sup>181</sup>Hf の1回使用量は約 20 μc であり、計数率は約 5~6 万 cpm である。

a. 溶離剤としての硫酸濃度の変化による <sup>181</sup>Hf の挙動

溶離剤としては、種々のものが考えられるが、溶離効果、コストなどの面から硫酸を使用することにした。

硫酸濃度の変化によりジルコニウムおよびハフニウムはどのような溶離状態を示すかという問題について検討したところ1 規定硫酸が良好であった。

試料溶液(1 規定硝酸 50cc+オキシ塩化ジルコニウム 0.5g)を流速 1cc/min で補助カラム中の R・H 形に再生した樹脂に通して、ジルコニウムを吸着させる。吸着操作が終れば純水約 100cc で洗浄する。そして各濃度の硫酸で、流速 0.5cc/min で溶離させて、フラクシオン 10 cc ごとについて定量した。

表 2.6 1 規定硫酸によるジルコニウムの溶離量および計数率

Fraction No.	ZrO <sub>2</sub> および HfO <sub>2</sub> (g)	計数率 cpm	Fraction No.	ZrO <sub>2</sub> および HfO <sub>2</sub> (g)	計数率 cpm
1	沈殿なし	—	16	0.0147	58
2	沈殿なし	—	17	0.0153	57
3	0.0025	1,118	18	0.0158	51
4	0.0019	486	19	0.0184	50
5	0.0001	714	20	0.0172	75
6	0.0034	270	21	0.0008	221
7	0.0040	112	22	0.0003	213
8	0.0059	123	23	0.0002	298
9	0.0062	155	24	0.0001	86
10	0.0082	82	25	0.0010	1,585
11	0.0090	81	26	0.0048	>4,000
12	0.0103	78	27	0.0001	570
13	0.0112	61	28	0	265
14	0.0128	80	29	0.0003	1,321
15	0.0145	67	30		

(注) Fraction 10cc ごと

フラクシオン No. 1~24 までは溶離剤に1 規定硫酸を使用した。No. 25~ は4 規定硫酸で溶離させた。

上記条件で溶離を行なうと、ジルコニウムとハフニウムの分離は良好であるが、最初の部分に少し放射能を感

表 2.7 1.5 規定硫酸によるジルコニウム、ハフニウムの溶離量および計数率

Fraction No.	ZrO <sub>2</sub> および HfO <sub>2</sub> (g)	計数率 cpm	Fraction No.	ZrO <sub>2</sub> および HfO <sub>2</sub> (g)	計数率 cpm
1	0.0006	24	11	0.0030	4,000 以上
2	0.0002	15	12	0.0009	339
3	0.0004	2,716	13	0.0022	66
4	0.0074	1,280	14	0	617
5	0.0220	1,040	15	0	955
6	0.034	359	16	0.0008	3,730
7	0.0451	181	17	0.0005	2,645
8	0.0578	345	18	0	1,426
9	0.0017	1,705	19		
10	0.0011	4,000 以上	20		

(注) Fraction 10cc ごと

じるので、精製に際しては、最初のフラクシオンは除かなければならない。

表 2.7 のフラクシオン No.1~13 までは、溶離剤に 1.5 規定硫酸を使用し、その後 No. 14~ は 4 規定硫酸を用いた。

1.5 規定硫酸でも分離の可能性はあるが、ハフニウムもこの硫酸濃度で流出してくるので、ジルコニウムの終点およびハフニウムの流出はじめを知ることには難点がある。またこの場合も、フラクシオンのはじめにハフニウムの流出が考えられるので、この部分のフラクシオンは除かなければならず、No. 6~8 の範囲がハフニウム量が少ない。このときの酸化ジルコニウムとしての回収率は 77% である。

表 2.8 2 規定硫酸によるジルコニウム、ハフニウムの溶離量および計数率

Fraction No.	ZrO <sub>2</sub> および HfO <sub>2</sub> (g)	計数率 cpm	Fraction No.	ZrO <sub>2</sub> および HfO <sub>2</sub> (g)	計数率 cpm
1	0.0005	0	16	0	336
2	0.0037	75	17	0	515
3	0.0821	135	18	0	268
4	0.0925	>4,000	19	0.0003	325
5	0	2,248	20	0	396
6	0	63	21	0.0002	805
7	0	248	22	0.0005	728
8	0	0	23	0.0001	570
9	0.0003	0	24	0.0002	650
10	0	11	25	0	745
11	0	0	26	0	835
12	0	6	27	0	588
13	0	0	28		
14	0	9	29		
15	0	80	30		

(注) Fraction 10cc ごと

フラクシオン No. 1~22 まで、2 規定硫酸を使用し、No. 22~ は 4 規定硫酸で溶離させた。

溶離剤に 2 規定硫酸を用いた場合は、ハフニウムとの分離は非常に困難になる。この場合フラクシオン No. 1

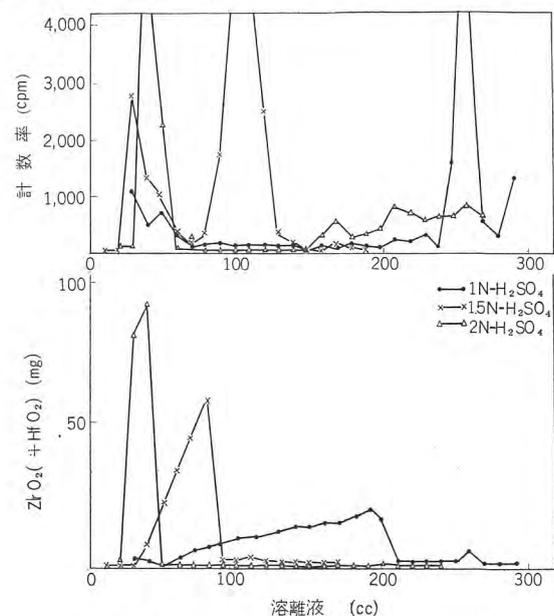


図 2.2 硫酸の濃度変化による溶離曲線  
Fig. 2.2 Elution curve for concentration of sulfuric acid.

～3 まではハフニウムの混入は少ないようであるが、その後すぐハフニウムの多量の流出が認められる。

工業的に分離精製する場合、ハフニウムの流出点を知るのに難点があり、2 規定硫酸は使用できない。もしも精製できる条件として採用しても、フラクション No. 1～3 の酸化ジルコニウムの回収率は、41% の低い結果しか得られない。

ここに記した回収率は、放射能の少ない酸化ジルコニウムの部分より計算した値である。

実験に用いた補助カラムおよび分離カラムの樹脂量の比は 10 cc : 30 cc のものである。

以上の実験結果をグラフ化したのが図 2.2 である。

これは種々の硫酸による溶離時の  $^{181}\text{Hf}$  の挙動と酸化ジルコニウムの溶離状態を示す。これより硫酸濃度が低いほど、良好な結果を得ることがわかる。

#### b. 流速の変化による $^{181}\text{Hf}$ の挙動

この実験における補助カラムおよび分離カラムは樹脂量が 10cc : 30cc のものを使用し、吸着時の液組成は、1 規定硝酸 50 cc + オキシ塩化ジルコニウム 0.5g であり、吸着条件は a. の場合と同様である。そして 1 規定硫酸で流速 20cc/h および 30cc/h で溶離させた 2 種類について実験した。

表 2.9 流速 20cc/h によるジルコニウム、ハフニウムの溶離量および計数率

Fraction No.	ZrO <sub>2</sub> および HfO <sub>2</sub> (g)	計数率 cpm	Fraction No.	ZrO <sub>2</sub> および HfO <sub>2</sub> (g)	計数率 cpm
1	0.0014	13	16	0.0169	75
2	0.0002	16	17	0.0189	58
3	0.0006	722	18	0.0173	49
4	0.0005	332	19	0.0174	45
5	0.0008	1,242	20	0.0093	91
6	0.0028	280	21	0.0005	292
7	0.0042	173	22	0.0003	233
8	0.0080	255	23	0	20
9	0.0092	168	24	0	200
10	0.0112	183	25	0	665
11	0.0114	170	26	0.0046	>4,000
12	0.0122	90	27	0	>4,000
13	0.0133	85	28	0.0003	1,753
14	0.0134	72	29		
15	0.0150	83	30		

(注) Fraction 10 cc ごと

フラクション No. 1～24 まで 1 規定硫酸を使用し、No. 24～ は 4 規定硫酸を用いた。

流速 30cc/h による結果はすでに記載したので重複を避ける。流速が早くなればなるほど、溶離に要する時間が少なくてすむ。しかしこの実験結果からは、流速を早くするにしたがって、単位 cc あたりの酸化ジルコニウムの溶離量は少なくなり、グラフでは横軸の方向に伸びていく傾向にある。すなわち溶離液量を多く必要とする。

この実験結果では、溶離状態にいちじるしい差は認められない。ハフニウムとの分離は、いずれの場合も良好であるところから、流速はある範囲内ではかなりラフに

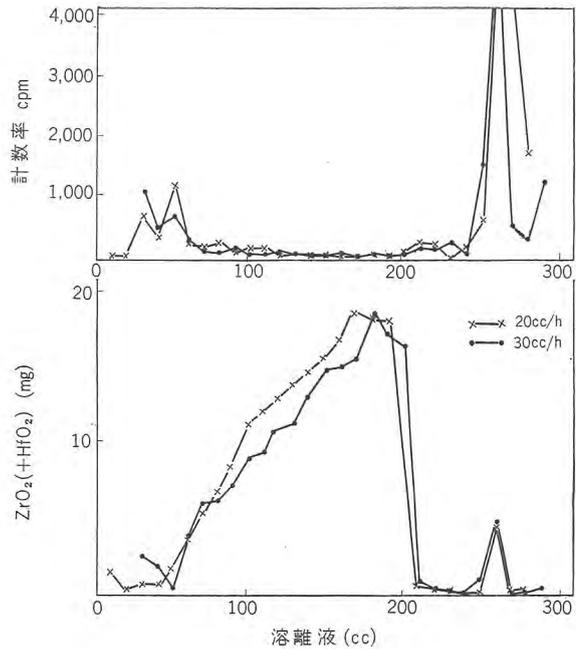


図 2.3 流速の変化による溶離曲線

Fig. 2.3 Elution curve for flow rate.

調節して溶離を行なうことができる。

#### c. 試料吸着量の多少による場合

流速 30 cc/h で、補助カラム中の樹脂量 10 cc、分離カラム中の樹脂量 30 cc、溶離液としての 1 規定硫酸は一定にして、吸着させる試料量だけを変化させた場合の溶離状態について実験を行なった。

試料としてのオキシ塩化ジルコニウムは 0.1g, 0.5g, 1g の 3 種類である。

液組成は 1 規定硝酸 10 cc + オキシ塩化ジルコニウム 0.1g, 1 規定硝酸 50cc + オキシ塩化ジルコニウム 0.5g, 1 規定硝酸 100cc + オキシ塩化ジルコニウム 1g であり、オキシ塩化ジルコニウム 1g の場合だけ、円筒中に 2 回繰り返し通した。

表 2.10 試料 0.1g の場合のジルコニウム、ハフニウム溶離量および計数率

Fraction No.	ZrO <sub>2</sub> および HfO <sub>2</sub> (g)	計数率 cpm	Fraction No.	ZrO <sub>2</sub> および HfO <sub>2</sub> (g)	計数率 cpm
1	0	6	13	0.0001	137
2	0	4	14	0	173
3	0	402	15	0.0004	159
4	0	1,092	16	0	121
5	0	575	17	0	146
6	0.0033	980	18	0	21
7	0.0040	394	19	0	143
8	0.0054	338	20	0.0006	>4,000
9	0.0062	271	21	0.0007	>4,000
10	0.0074	151	22	0	3,311
11	0.0181	317	23	0.0002	2,196
12	0.0033	212	24	0	1,151

(注) Fraction 10 cc ごと

フラクション No. 1～18 まで、溶離剤として 1 規定硫酸、No. 19～ 4 規定硫酸で溶離させた。

樹脂に吸着させる試料量が少なければ、分離効果は良好である。高純度の酸化ジルコニウムを得るには、この

場合、フラクション No.7~12 を回収すればよい。このときの回収率は 90.61% であるが処理量が少ない欠点がある。

表 2.11 試料 1g の場合のジルコニウム、ハフニウムの溶離量および計数率

Fraction No.	ZrO <sub>2</sub> および HfO <sub>2</sub> (g)	計数率 cpm	Fraction No.	ZrO <sub>2</sub> および HfO <sub>2</sub> (g)	計数率 cpm
1	0.0002	0	19	0.0185	44
2	0	0	20	0.0177	66
3	0.0011	1,135	21	0.0208	56
4	0.0015	1,194	22	0.0214	68
5	0.0016	564	23	0.022	26
6	0.0050	606	24	0.0201	29
7	0.0047	355	25	0.030	39
8	0.0066	366	26	0.0194	33
9	0.0084	321	27	0.0105	92
10	0.013	210	28	0.0009	357
11	0.010	415	29	0	893
12	0.0109	91	30	0	83
13	0.0114	53	31	0.0008	3,352
14	0.0125	69	32	0.0017	>4,000
15	0.0129	42	33	0.0080	>4,000
16	0.0147	73	34	0.0003	3,521
17	0.0184	82	35	0	91
18	0.0202	59	36		

(注) Fraction 10cc ごと

試料 1g の場合は、回収できるフラクションは No. 12~27 までであり、このときの回収率は 73% である。

(注) オキシ塩化ジルコニウム 0.5g の場合はすでに記載したので重複を避けた。

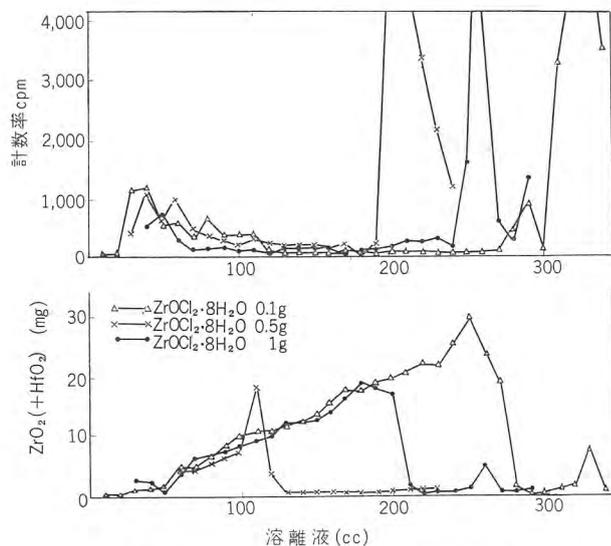


図 2.4 試料吸着量の変化による溶離曲線

Fig. 2.4 Elution curve for quantity of absorption of sample.

補助カラム中の樹脂に吸着させる試料量を変化させた場合の 3 種類について実験したのであるが、その結果はすべてかなり良好に分離できることを知った。

補助カラム中の樹脂が飽和に至るまでジルコニウムを吸着させて、分離する方法がパイロット・プラントに適していることが容易に考えられる。

d. 分離カラム中の樹脂量の変化による場合

補助カラム中の樹脂量 10cc に対する分離カラム中の樹脂量を 10cc, 20cc, 30cc と変化させて、そのときのジルコニウムおよびハフニウムの溶離状態を調べた。

ジルコニウムとハフニウムの分離に <sup>181</sup>Hf の利用・石橋・今村・小巻

樹脂に吸着させる際の液組成は 1 規定硝酸 50 cc + オキシ塩化ジルコニウム 0.5g である。溶離時の流速は 30 cc/h とした。

表 2.12 樹脂量 10cc の場合のジルコニウム、ハフニウムの溶離量および計数率

Fraction No.	ZrO <sub>2</sub> および HfO <sub>2</sub> (g)	計数率 cpm	Fraction No.	ZrO <sub>2</sub> および HfO <sub>2</sub> (g)	計数率 cpm
1	0.0020	0	11	0.0249	147
2	0.0022	2,217	12	0.0015	834
3	0.0062	1,178	13	0.0013	3,221
4	0.0118	877	14	0.0018	>4,000
5	0.0127	352	15	0.0019	>4,000
6	0.0170	169	16	0.0011	>4,000
7	0.0223	120	17	0.0029	>4,000
8	0.0229	95	13	0.0021	>4,000
9	0.0352	247	19	0.0017	751
10	0.03008	163	20		

フラクション No.1~16 までは 1 規定硫酸, No.17~ は 4 規定硫酸で溶離した。

分離カラム 10cc の場合は、あまり良い結果が得られないことを知った。高純度の酸化ジルコニウムが回収できるフラクションは No. 5~11 であり、このときの回収率は 82% である。

樹脂量が 20cc の場合は、10cc のときよりも分離効果は良いが、放射能は 30cc の場合よりもいくぶん強い。

使用した <sup>181</sup>Hf の 20μc は約 5 万カウント程度なので、

表 2.13 樹脂量 20cc の場合のジルコニウム、ハフニウムの溶離量および計数率

Fraction No.	ZrO <sub>2</sub> および HfO <sub>2</sub> (g)	計数率 cpm	Fraction No.	ZrO <sub>2</sub> および HfO <sub>2</sub> (g)	計数率 cpm
1	0.0003	10	11	0.0223	106
2	0.0004	305	12	0.0211	72
3	0.0003	1,056	13	0.0210	76
4	0.0039	101	14	0.0158	93
5	0.0084	430	15	0.0169	95
6	0.0103	187	16	0.0005	237
7	0.0105	161	17	0.0003	304
8	0.007	147	18	0.0002	904
9	0.0157	129	19	0.0055	>4,000
10	0.0188	161	20	0.0006	3,613

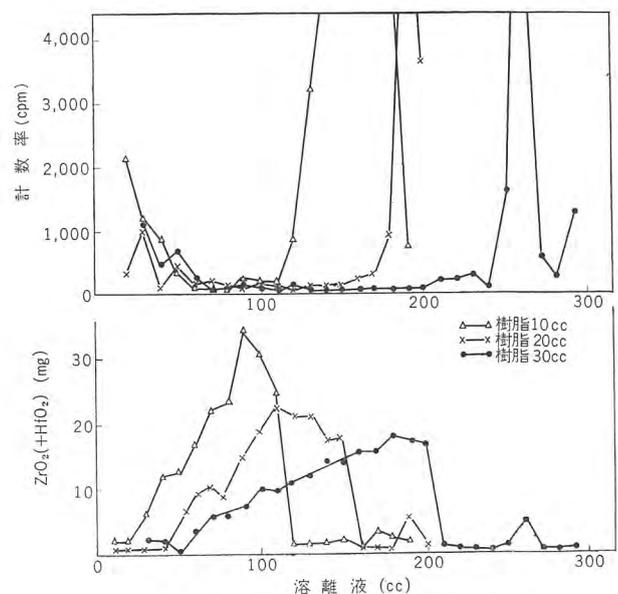


図 2.5 樹脂量の変化による溶離曲線

Fig. 2.5 Elution curve for quantity of resins.

ジルコニウムの多いフラクション中で感じる放射能から推定して、ハフニウムの混入はごく微量であると思われる。分離カラム中の樹脂量が多くなるほど、分離効果の良いことは、この実験から知ることができるが、補助カラムに対する分離カラム中の樹脂量の最低の比率は、1:3 以上を必要とすることがわかった。

### 2.3 パイロット・プラントによる実験

#### (1) 3cmφ カラムによる実験

##### a. 分離実験装置

前記、実験結果に基づいてオキシ塩化ジルコニウム 30 g 処理できる装置を組立てた。

装置の A, B とともに同じで、実験が並列にできるようにした。

##### b. 試料の吸着

試料溶液の組成は 1 規定硝酸 1,500cc にオキシ塩化ジルコニウム 30 g を溶かしたものである。この液を第 1

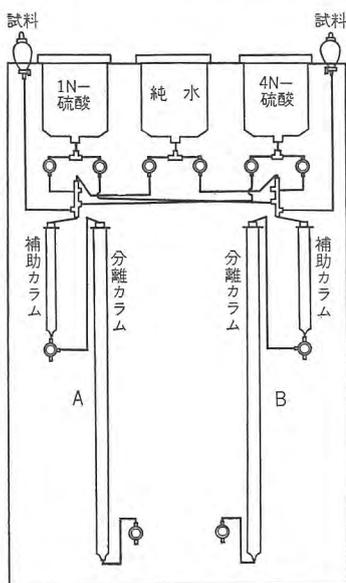


図 2.6 3cmφ カラムによる Zr と Hf の分離装置

Fig. 2.6 Separation apparatus of 3cmφ column.

1 規定硫酸を用い流速 1 cc/min で溶離させた溶液をフラクション 1 l ごとにとり、その溶離液中のジルコニウムを重量法により求めた。

4~7 l における酸化ジルコニウムについてスペクトル分析をしたところ、120 ppm という結果を得た。

##### d. B における溶離状態

1 規定硫酸を用い流速 0.5 cc/min で溶離させた溶液をフラクション 1 l ごとにとり、その溶離液中のジルコニウムを A と同様に重量法で求めた。

図表中の流出液後部の小さな波高にはスペクトル分析の結果、多量のハフニウムを認めた。

円筒(補助カラム)に流速 1 cc/min で 2 回繰り返して通した後、純水で Cl<sup>-</sup> を認めなくなるまで洗浄する。流出液より水酸化ジルコニウムの沈殿をつくり、口過、乾燥後、沈殿を焼しゃくして定量した。

A の吸着率は 98.3% であり、B の吸着率は 98.53% であった。

##### c. A における溶離状態

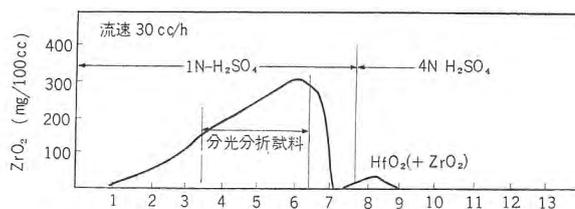


図 2.7 1 規定硫酸および 4 規定硫酸による溶離曲線  
Fig. 2.7 Elution curve for 1NH<sub>2</sub>SO<sub>4</sub> and 4NH<sub>2</sub>SO<sub>4</sub>.

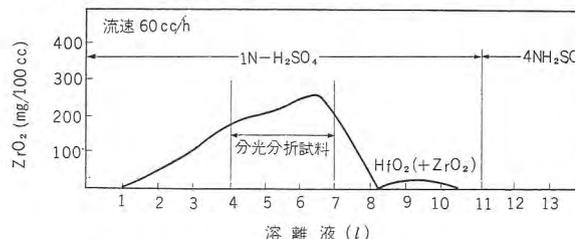


図 2.8 1 規定硫酸および 4 規定硫酸による溶離曲線  
Fig. 2.8 Elution curve for 1NH<sub>2</sub>SO<sub>4</sub> and 4NH<sub>2</sub>SO<sub>4</sub>.

3.5~6.5 l における酸化ジルコニウムについて、スペクトル分析をしたところ、100 ppm という結果を得た。

これらの結果から、流速を遅くするほど、分離効果はよくなり、ジルコニウムとハフニウムのきれいな二つの波高が得られる。また流速を早くして、分離を完全にしようとするれば、分離カラムをもっと長くしなければならない。

#### (2) 10 cmφ カラム精製装置

基礎的実験の結果を 3cmφ カラムに適用したところ、良好な結果を得ることができたので、装置をさらに大きくして、10 cmφ カラムの精製装置を試作した。そして <sup>181</sup>Hf をトレーサとして用いて分離を行なったところ、1 回の処理だけで相当高純度のジルコニウムが得られることがわかった。

写真説明により装置の概略は想像することができると

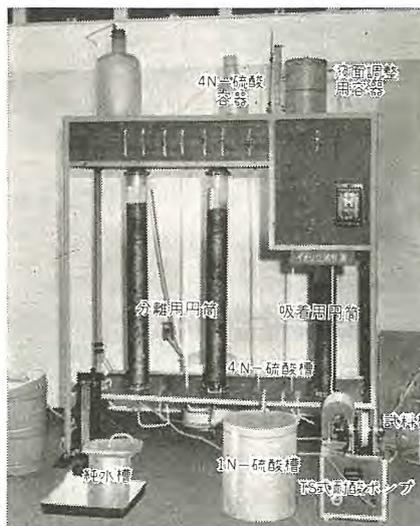


図 2.9 10cmφ カラムのイオン交換装置

Fig. 2.9 Ion exchange apparatus of 10cmφ column.

思われるが、精製装置に要したおもな器具を記し、そのおのおのについて説明する。

#### a. 円筒

一般にイオン交換樹脂で分離を行なう場合、使用する円筒は直径が小さく、長いものを使うほど分離の能率は良くなる。しかし実験室により直径、長さに限度があるから、その実験室に適したように考える必要がある。

筆者らは、オキシ塩化ジルコニウム 1kg を処理できるように考え、10cmφ カラムを採用した。

円筒はメタアクリル酸樹脂製であり、長さ 70cm の円筒 1 本、110cm の円筒 2 本である。

短いほう (70cm) はジルコニウムの吸着用に使用し、長いほう (110cm) は分離用として使用する。

円筒に何の加工もしていないのは放射性元素の使用を考慮して、溶液の漏れる恐れのある部分をなくしたからである。

#### b. 液面調整用容器

透明の硬質塩化ビニール製で浮子だけが、スチロール樹脂である。この液面調整用容器の特長は本体の容器と合わせて補助管を取付けて、その中に浮子を入れてあることである。サイホンになっているので本体中の溶液が減ると補助管中の溶液も減るので浮子は下がる。この浮子の上端、下端に接点をつけて、ポンプを働かすようにした。

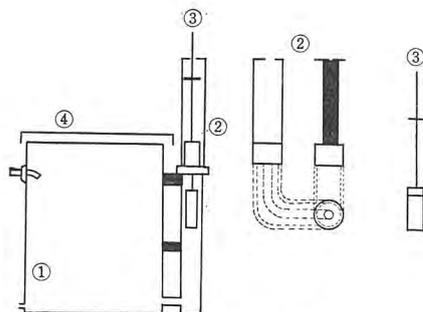


図 2.10 Vessel for control of solution level.

円筒支持台の上部に溶離剤を入れた大きな容器を置くことができず、また仮に置くことができても設備の関係上危険性を伴う場合が多い。

筆者らは、(a) 安全であること

(b) 夜間の無人操作が可能であることを目的として液面調整用容器を考案したのである。

#### c. 配管図

精製装置は図示したとおりである。TS 式耐酸ポンプ 1 台をできる限り広範囲に使用するように考慮した。

ジルコニウムとハフニウムの分離に  $^{181}\text{Hf}$  の利用・石橋・今村・小巻

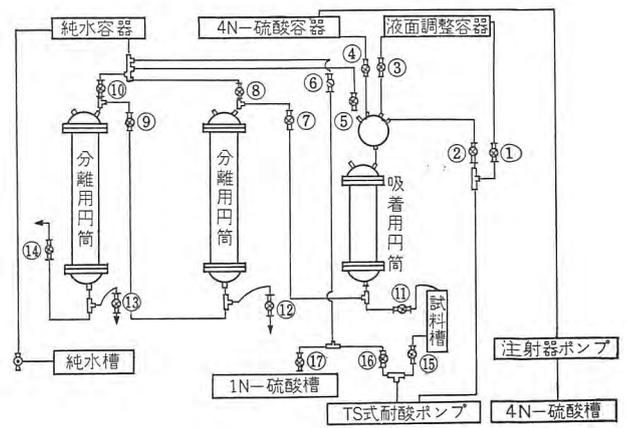


図 2.11 配管図  
Fig. 2.11 Block diagram of the apparatus.

(a) 試料溶液の循環 (b) 純水による樹脂の洗浄

(c) 1 規定硫酸を液面調整用容器に送る

である。洗浄用の純水はかなり多量を必要とするので、ミシン用モータとギヤポンプを組合わせて必要に応じて上部の純水容器に純水を送るようにした。4 規定硫酸も上部の容器に送るのであるが、これは手動である。

ジルコニウムの溶離剤としての 1 規定硫酸は液面調整回路により容器中の硫酸が減ると自動的に TS 式耐酸ポンプが働いて連続に溶離できる。

配管には硬質塩化ビニールパイプを使用した。

(3) 10cmφ カラム精製装置によるジルコニウム中のハフニウムの分離実験

#### a. 樹脂に吸着させる際の試料溶液組成

試料溶液槽に純水 10l を入れ、そしてオキシ塩化ジルコニウム 1kg を溶かして、濃硝酸 800cc を加えた。

試料溶液を樹脂層中に循環させて通すことにより飽和に至るまで吸着されるという考えから液組成は上記のようにした。

#### b. 吸着方法および流速

吸着方法には順流 (円筒の上部より下部に向かって流す) による場合と逆流 (円筒の下部より上部に向かって流す) による場合の 2 通りの方法が考えられる。(一般に工業的に行なうときは後者の方法が多いのであるが) また吸着時の流速も無視できない要因として考えられるので、いずれが効率が良いか実験した。

順流による場合は樹脂に吸着された試料溶液中のジルコニウム量を算出するために次のような方法をとった。

最初の溶液を 50cc 分取して、水酸化ジルコニウムとして沈殿させ、ろ過後、焼しゃくして酸化ジルコニウムとして定量する。そして樹脂に吸着させた後も 50 分ごと

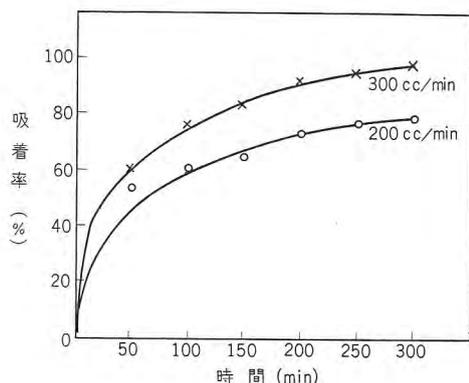


図 2.12 順流によるジルコニウムの吸着曲線  
Fig. 2.12 Absorption of Zr.

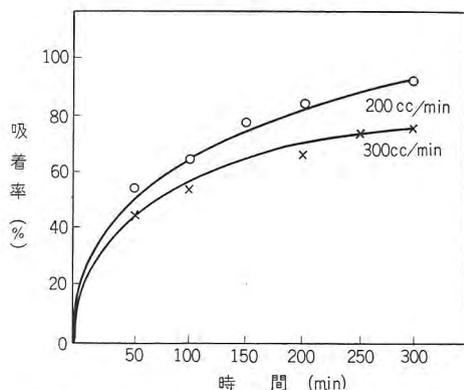


図 2.13 逆流によるジルコニウムの吸着曲線  
Fig. 2.13 Absorption of Zr.

に 50cc 分取して、上記と同様な処理をして定量し、吸着状態を比較した。

逆流による場合は吸着状態の比較は順流による場合と同様の方法により求めた。

図表から知られるように、順流による場合は、流速を早くして、試料溶液の循環を多くするほど、吸着率は増すが、逆流の場合は、流速が早くなれば、流速の遅いときに比較して、吸着率は低い。しかし種々の点から逆流によりジルコニウムを吸着させる方法が好ましいのであるが、筆者らは順流により、流速を早くしてジルコニウムを吸着させる方法を採用した。

#### c. ジルコニウムとハフニウムの溶離状態

溶離に使用した硫酸は 1 規定および 4 規定のものである。

フラクションを 10% ごとにとり、そのうち 200cc を分取して、水酸化物となし、口過、乾燥後、900°C で焼しゃくして酸化ジルコニウムの重量を求めて定量した。

流速を 50cc/min および 100cc/min で溶離させた場合は、二つの波高が得られるが、150cc/min になれば、一つの波高だけである。

50 cc/min および 100 cc/min の各フラクションより

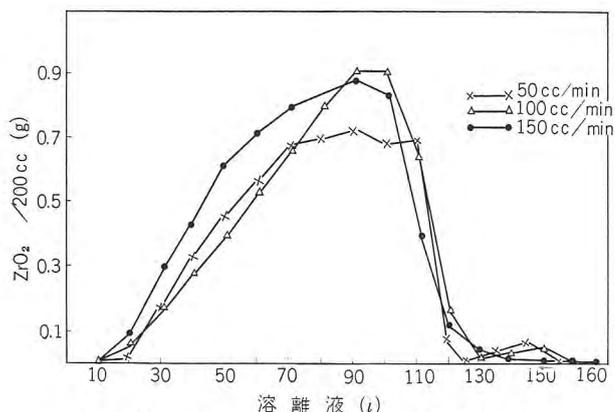


図 2.14 流速の変化による Zr と Hf の溶離曲線  
Fig. 2.14 Elution curve of Zr and Hf for flow rate.

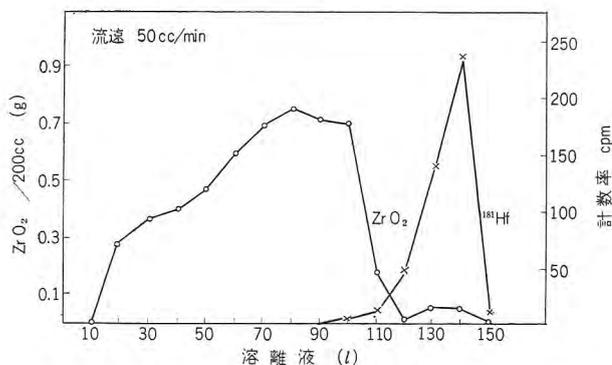


図 2.15 流速 50 cc/min による Zr と Hf の溶離曲線  
Fig. 2.15 Elution curve of Zr and Hf for flow rate of 50 cc/min.

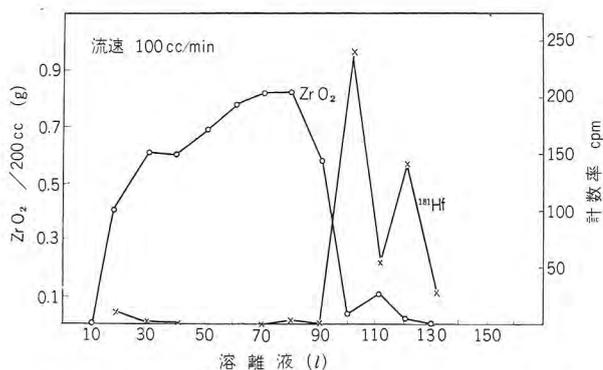


図 2.16 流速 100 cc/min による Zr と Hf の溶離曲線  
Fig. 2.16 Elution curve of Zr and Hf for flow rate of 100 cc/min.

得た  $ZrO_2$  について、島津製大形分光写真器でハフニウムの定量をしたところ、200ppm 以下という結果を得た。そして最後の小さい波高のフラクションでは多量のハフニウムを検出した。150cc/min の場合はジルコニウムとハフニウムの明瞭な波高が得られなかったため、この流速では高純度のジルコニウムを期待できない。

流速 50cc/min および 100cc/min での溶離に  $^{181}Hf$  を使用して、ジルコニウムとハフニウムの分離状態を観察した。(図 2.15, 2.16 参照)

### 3. 溶媒抽出法

ジルコニウム中のハフニウムを除去するための一方法としての溶媒抽出方法については、米国 AEC での一連の Y-12 計画の報告がわが国にも公開されている。

溶媒抽出法は、水相および有機相よりなる液相系より、ハフニウム、ジルコニウムの二液相間の分配の差を利用した分離法である。すなわち金属イオン錯化合物の水溶液と有機溶媒を接触振とうし、ハフニウムを有機相へ移行させる。この場合ハフニウムの有機相への抽出率は<sup>181</sup>Hf を使用し計測できる。筆者らはこの溶媒抽出法を採択し、ハフニウムのラジオアイソトープである、<sup>181</sup>Hf を使用し、種々の条件によりバッチ法で追試すると同時に、工業的にハフニウムの抽出分離を行なう場合問題となる濃度変化以外の因子についても検討を加えた。

#### 3.1 バッチ法による実験

原料としてはハフニウムを 2~3% 含有するオキシ塩化ジルコニウムを使用し、また錯化剤として硫シアン酸アンモニウム、塩析剤として硫酸アンモニウムを使用する。この塩酸酸性溶液より、あらかじめロダン酸を吸収させたヘキソン（メチルイソブチルケトン）で振とうし抽出を行なうものである。バッチ法においては振とうする容器として 100 ml 細口試薬ビンを使用し、水相は 5 ml (<sup>181</sup>Hf 約 20 μc を含む)、有機相は 30 ml で抽出実験を行なった。すなわち水相と有機相との量比は 1:6 である。抽出平衡に達する時間は振とう器で行なう場合 1~2 分間で抽出平衡に達することが認められたが、この実験では十分に時間をかけ 4~5 分間振とうし分離を行なった。

#### (1) HCNS-ヘキソン溶液調製法および CNS<sup>-</sup> 濃度滴定法

ヘキソン中に含有する CNS<sup>-</sup> 濃度はヒドロ硫酸第一セリウム (Ce(HSO<sub>4</sub>)<sub>4</sub>) による方法があるが、ここではもっとも簡単な硝酸銀溶液と指示薬として硫酸第二鉄アンモニウム (Fe<sub>2</sub>(SO<sub>4</sub>)<sub>3</sub>(NH<sub>4</sub>)<sub>2</sub>SO<sub>4</sub>·24H<sub>2</sub>O) を使用してヘキソン中の CNS<sup>-</sup> 濃度を滴定する方法を試みた。

未知 HCNS-ヘキソン溶液 1ml をピペットで秤取し、エタノール（メタノールにても可）で正確に 20ml に希釈しビュレットに入れる。N/10 硝酸銀溶液 5ml をピペットで秤取し 100 ml ビーカーに移し指示薬と水約 20 ml を加える。アルコールで希釈した未知の HCNS-ヘキソン溶液をビュレットより滴下し上澄液がかすかに

赤褐色になる点を終点とする。この場合測定誤差をなるべく少なくしたい場合は試料の秤取量を多くしアルコールによる希釈量も多くすればよい。上記の場合のロダン酸濃度は次式により算出される。

$$\text{CNS}^- (\text{mol}) = \frac{10}{\text{アルコールで希釈した HCNS-ヘキソン溶液 (ml)}} \text{である。}$$

HCNS-ヘキソン溶液は、4N 塩酸溶液中に硫シアン化アンモニウムを加え、ヘキソンと接触振とうヘキソン中に HCNS を吸収させる。この場合過剰の塩酸はヘキソン中には吸収されない。1mol, 1.5mol, 2mol, HCNS-ヘキソン溶液の調製法は表 3.1 に示すとおりである。

表 3.1 HCNS-ヘキソン溶液の調製法

HCNS 溶液 (mol)	NH <sub>4</sub> CNS (g)	4NHCl (ml)	ヘキソン (ml)	振とう時間 (min)	定量結果 (mol)
1	30	100	300	5	1.01
1.5	50	170	300	5	1.53
2	70	240	300	5	1.96

#### (2) 測定法

有機相へのハフニウム抽出率を求めるため <sup>181</sup>Hf のカウント測定を行なう。両相を振とうし抽出平衡に達した後、有機相より 1 ml, 水相より 0.5 ml をピペットでとりガラス製測定容器へ入れ、赤外線ランプで徐々に蒸発乾固させ、GM 計数管を使用して計測する。この場合の測定容器はガラス製であるため、乾燥中にヘキソンのクリーピングを起す可能性がある。このクリーピングを防ぐためケイ素樹脂で加工したものを使用した。乾燥させた両相の <sup>181</sup>Hf をそれぞれ GM 計数管で測定しバックグランドを差し引いた計数値を有機相 [0] cpm, 水相 [A] cpm とすれば有機相へのハフニウム抽出率は有機相と水相との量比が 6:1 である場合は次のようにして計算される。

$$\frac{3[0]}{[A]+3[0]} \times 100 = \text{Hf} (\%)$$

なお <sup>181</sup>Hf の β 線の試料による吸収や散乱を少なくするため試料は有機相、水相よりそれぞれ 1ml, 0.5ml を使用し均一な同じ状態の試料を作るように注意した。またカウント数測定における試料位置は同位置とする。

#### (3) 両相の種々の濃度変化による Zr, Hf 抽出率の影響

ジルコニウムの塩酸酸性溶液をヘキソンで抽出する際に加える錯化剤 NH<sub>4</sub>CNS, 塩析剤 (NH<sub>4</sub>)<sub>2</sub>SO<sub>4</sub> およびヘキソン中の HCNS 濃度などの変化によるハフニウム、

表 3.2 種々の濃度変化による Zr, Hf 抽出率

濃度変化	NH <sub>4</sub> CNS g/5 ml	(NH <sub>4</sub> ) <sub>2</sub> SO <sub>4</sub> g/5 ml	HCl (mol)	HCNS- ヘキソン (mol)	抽出率 (%) Zr Hf	分配係数 Zr Hf	分離係数
(1)ヘキサロ	2	0.5	1.5	1	26 58	0.058 0.23	4
(2)ソダ	2	0.5	1.5	1.5	27 67	0.061 0.33	6
(3)中酸	2	0.5	1.5	2	26 62	0.058 0.28	5
(4)硫	2	0.7	1.5	1	25 63	0.055 0.28	5
(5)安	2	1	1.5	1	24 63	0.053 0.28	5
(6)硫ア	1.5	0.7	1.5	1.5	23 77	0.050 0.57	11
(7)アン	2	0.7	1.5	1.5	26 76	0.058 0.58	10
(8)ン酸	2.5	0.7	1.5	1.5	31 83	0.075 1.0	13
(9)塩	2.5	0.7	0.5	1.5	34 66	0.087 0.32	4
(10)酸	2.5	0.7	1.0	1.5	30 77	0.072 0.55	7
(11)	2.5	0.7	1.5	1.5	31 83	0.075 1.0	13
(12)	2.5	0.7	2.0	1.5	25 79	0.055 0.63	12

表 3.3 食塩の濃度変化による Zr, Hf 抽出率

	NaCl g/5 ml	抽出率 Zr Hf	分配係数 Zr Hf	分離係数
(13)	0.25	33 86	0.05 1.0	20
(14)	0.5	30 94	0.072 2.7	39
(15)	0.75	30 92	0.072 2.0	28

ジルコニウムの抽出率におよぼす影響は表 3.2 に示す。水相は 5 ml 中にオキシ塩化ジルコニウム 0.27 g を含み、<sup>181</sup>Hf 溶液 1 ml, 硫シアン酸アンモニウム, 硫酸アンモニウム, 塩酸濃度はそれぞれ表に示したとおりである。ヘキソン中のロダ酸濃度は 1 ml, 1.5 mol, 2 mol の 3 種を前記の方法により調製使用した。表 3.2 で hafnium の抽出率および分離係数の比較的良好なのは (11) の条件である。この条件にさらに食塩を加えれば表 3.3 に示すようであった。

食塩を加えることにより分離係数は大となり分離に良好な結果を示すが 0.5 g/5 ml 以上の濃度で水溶液相は溶解せず沈殿を生ずるので、それ以上濃度を大きくすることはできない。水相, 有機相の振とう時間は振とう器で約 4 分であり前節で述べたように hafnium 抽出率を計算する。ジルコニウム抽出率は同条件のもとで別に調製した両相を使用し、水相中のジルコニウムはアンモニアで水酸化物として沈殿させ、乾燥, しゃく熱, 酸化物 ZrO<sub>2</sub> (+HfO<sub>2</sub>) として秤量する。有機相に抽出されたジルコニウム, hafnium は 20% 硫酸溶液で逆抽出し, アンモニアで沈殿させ水相と同様に酸化物として秤量し, ジルコニウム, hafnium の抽出率を計算した。表 3.2 および表 3.3 の結果は一般に分離係数の示すように非常に悪い。この場合振とう時間と hafnium 抽出率は 2~20 分以内ではほとんど変化しないが振とう後両相を接触放置すれば, hafnium は徐々に有機相へ抽出される傾向があることが判明した。

(4) 両相接触時間の抽出率に及ぼす影響

両相を振とう後, 接触放置すれば水相中の Hf は有機

相へ移行し約 25 時間程度で平衡に達する。(図 3.1)

これは有機相 30 ml, 水相 5 ml で体積の割合に接触面積が大であるため(約 20 cm<sup>2</sup>) 振とうしな

いでも移行するものと考えられる。この場合の両相の液組成はオキシ塩化ジルコニウム 0.27 g/5 ml, 硫シアン酸アンモニウム 2.5 g/5 ml, 硫酸アンモニウム 0.7 g/5 ml, 塩酸濃度 1.5 mol を 1.5 mol の HCNS-ヘキソン溶液で抽出した場合の Hf の挙動である。

オキシ塩化ジルコニウム 0.27 g/5 ml, 硫酸アンモニウム 0.7 g/5 ml, 塩酸 1.5 mol の同条件で硫シアン酸アンモニウムの濃度変化によるジルコニウム, hafnium の抽出率を図に示せば図 3.2 のようになり, ここで(A)は水溶液相調製直後に振とうして求めた値であり, (B)は振とう後 25 時間接触放置したときの値である。

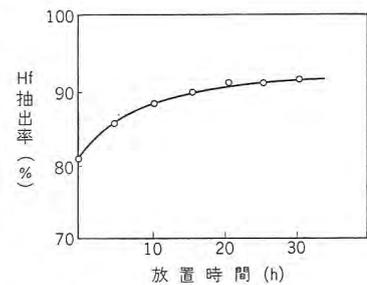


図 3.1 接触時間による Hf の抽出率

Fig. 3.1 Effect of contact time on the extraction of Hf.

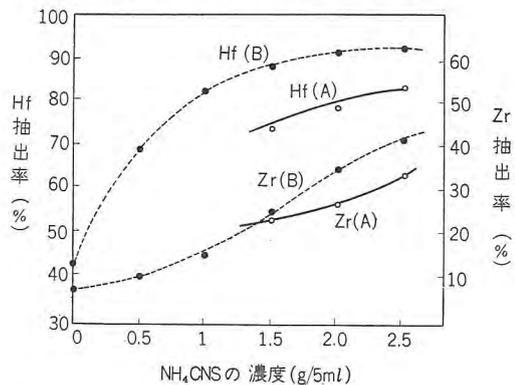


図 3.2 NH<sub>4</sub>CNS 濃度変化に対する Hf および Zr の抽出率  
Fig. 3.2 Effect of NH<sub>4</sub>CNS concentration on the extraction.

この図に示すように, hafnium およびジルコニウムの抽出率は硫シアン酸アンモニウム濃度の増加とともに増大する。25 時間放置後 hafnium は約 10% 程度有機相へ抽出されるが, ジルコニウムもまた同様に有機相へ抽出されている。硫シアン酸アンモニウム濃度 1.5 g/5 ml ではジルコニウムはあまり有機相へ移行されず, hafnium だけが移行する傾向が見られる。

また同様にジルコニウム濃度を約 0.4 mol (0.65 g/5 ml) に上げ, 同様に硫シアン酸アンモ濃度変化と接触放置時間による hafnium およびジルコニウムの抽出率の変化を示せば, 図 3.3 のようである。両相の溶液組成は硫酸

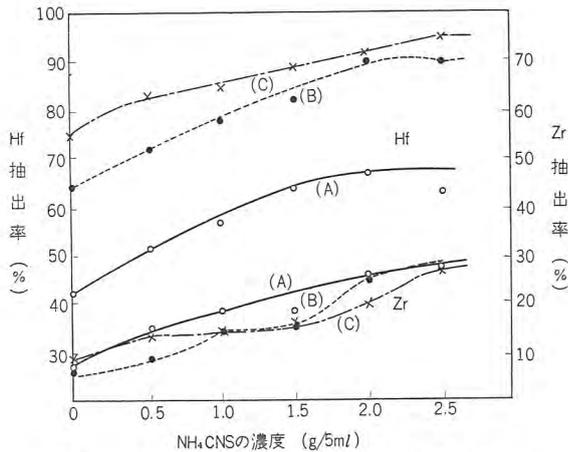


図 3.3 NH<sub>4</sub>CNS 濃度変化と Hf, Zr 抽出率の放置時間に対する影響

Fig. 3.3 Effect of time and NH<sub>4</sub>CNS concentration on the extraction.

アンモニウム 1g/5ml, 塩酸 2mol, 2mol の HCNS-ヘキソン溶液で振とう抽出させる。この場合の振とう後の接触放置時間は振とう直後, 25 時間, 50 時間の三段階に分け測定秤量した。

この図 3.3 において (A) は溶液調製直後 (B) は 25 時間放置 (C) は 50 時間放置したものである。

この結果ハフニウムは接触放置時間が大きくなるほど有機相へ移行され, ジルコニウムは硫シアン酸アンモニウムを加えない場合は時間とともに有機相へ抽出されるが 2.5 g/5ml では 25 時間, 50 時間の放置時間でジルコニウム抽出率には変化を示さない。硫シアン酸アンモニウム 1.5g/5ml, 1g/5ml ではジルコニウムは逆に有機相より水溶液相へ抽出される傾向がある。このような変化は水相中の成分が時間により質的な変化をしているものと考えられる。すなわちチオシアネート錯塩形成に関係あるものと思われ水相だけを放置した場合については次の節にその実験結果を示す。

(5) 水相の放置時間の抽出率におよぼす影響

有機相に抽出されるハフニウムチオシアネート錯塩の形成に時間がかかるとすれば水溶液相の放置が必要があると考えられる。この場合についてジルコニウム 0.15 mol (0.27g/5ml), 0.4mol (0.65g/5ml) について放置時間とハフニウム, ジルコニウムの抽出率に及ぼす影響について検討した。

a. ジルコニウムが低濃度 (0.27 g/5ml) の場合

オキシ塩化ジルコニウム 0.27 g/5ml, 硫シアン酸アンモニウム 2.5g/5ml, 硫酸アンモニウム 0.75g/5ml, 塩酸 2mol 溶液を 1.5ml の HCNS-ヘキソン溶液で抽出する場合の水相の放置時間 (常温) と抽出率の関係を図 3.4

ジルコニウムとハフニウムの分離に <sup>181</sup>Hf の利用・石橋・今村・小巻

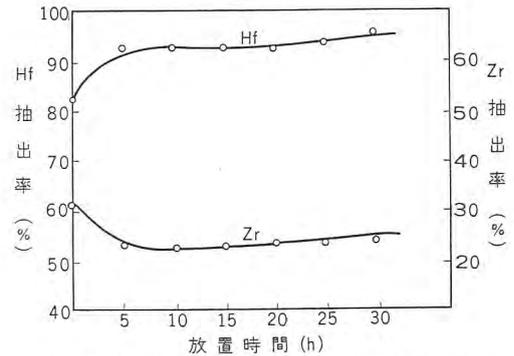


図 3.4 放置時間による Hf, Zr の抽出率

Fig. 3.4 Effect of time on the extraction of Hf and Zr.

表 3.4 放置時間と Zr, Hf の抽出率

放置時間 (h)	Zr 抽出率 (%)	Hf 抽出率 (%)	Zr 分配係数	Hf 分配係数	分離係数
0	31	83	0.075	0.82	1.1
5	23	93	0.05	2.2	44
15	23	93	0.05	2.2	44
20	23	93	0.05	2.2	44
25	24	94	0.05	2.6	52
30	24	96	0.05	3.9	78

に示す。またその場合の分配係数および分離係数を表 3.4 に示す。

この結果ハフニウムは時間とともに抽出率は増加しジルコニウムは反対に減少する。いずれも 5 時間以内に急激に変化し, その後徐々にではあるが変化する傾向を示している。30 時間の放置でハフニウム抽出率 96%, ジルコニウムは 24% となり分配係数は最大の 78 となる。

その後の 70 時間放置後の測定においてはほとんどジルコニウム, ハフニウムの抽出率に変化はなかった。

b. ジルコニウムが高濃度 0.65 g/5ml の場合

高濃度の場合も前節と同様に水相だけを放置した後有機相と接触振とうさせその結果をもとめたものである。

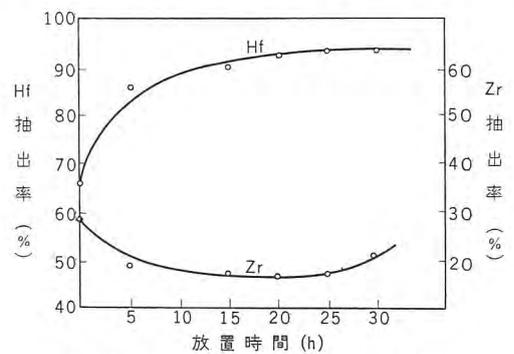


図 3.5 放置時間による Hf, Zr の抽出率

Fig. 3.5 Effect of time on the extraction of Hf and Zr.

表 3.5 放置時間と Zr, Hf の抽出率

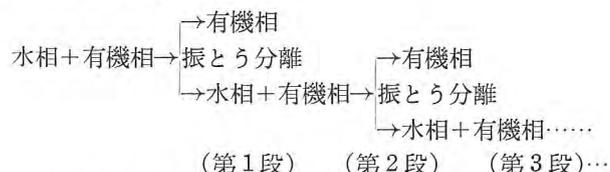
放置時間 (h)	Zr 抽出率 (%)	Hf 抽出率 (%)	Zr 分配係数	Hf 分配係数	分離係数
0	29	66	0.068	0.32	4.7
5	19	81	0.039	0.71	18
15	18	91	0.036	1.7	47
20	18	93	0.036	2.2	61
25	18	94	0.036	2.6	72
30	21	94	0.044	2.6	59
70	25	93	0.056	2.2	39

液組成はオキシ塩化ジルコニウム 0.65 g/5ml, 硫シアン酸アンモニウム 2g/5ml, 硫酸アンモニウム 1g/5ml 塩酸 2mol 溶液を 2mol の HCNS-ヘキソン溶液が抽出したものである。(図 3.5, 表 3.5)

この場合も a. と同様な結果を示している。ジルコニウムの低濃度と高濃度を比較すれば 5 時間以内でジルコニウム, ハフニウム抽出率とも急激に変化するが後者の場合はその後も徐々に変化しジルコニウムの抽出率は 25 時間経過後増加する傾向が見られ, 70 時間放置後では 25% に達する。分離係数のもっとも良好なのは 25 時間放置後の 71 である。

### (6) 多段階抽出

ジルコニウム中のハフニウム含有量 100 ppm 以下程度のジルコニウムを精製するため有機相と水相とを接触振とう後, 抽出平衡に達した有機相を新しく換え 4 段階抽出を行なった。この場合の各段階を図式すれば次のとおりである。すなわち



この場合第 1 段より第 4 段までの水相はそのままであり有機相は各段ごとに新しく取り換え, ハフニウム, ジルコニウムの各段階における抽出率を求めた結果を表 3.6 に示す。この場合の液組成はオキシ塩化ジルコニウム 0.65g/5ml, 硫シアン酸アンモニウム 2g/5ml, 硫酸アンモニウム 1g/5ml, 2mol 塩酸溶液でこれを 2mol HCNS-ヘキソン溶液で抽出した結果である。

水相調製直後の 4 段階抽出である (a) はその合計抽出率がハフニウムの 88% に対してジルコニウム 61% であり, 水相中のハフニウムの含有量は 3~4 段階ではほ

表 3.6 4 段階抽出における抽出率

段階	抽出回数	各段抽出率		合計抽出率		各段階の分離係数
		Zr	Hf	Zr	Hf	
(a)	1	26	62	—	—	5
	2	26	58	45	83	4
	3	19	16	55	86	1
	4	13	17	61	88	1
(b)	1	18	81	—	—	19
	2	18	57	33	92	6
	3	13	33	41	95	3
	4	13	18	49	96	1
(c)	1	18	90	—	—	41
	2	18	65	33	95	8
	3	15	34	42	97	3
	4	16	17	51	97	1
(d)	1	18	88	—	—	33
	2	16	74	31	97	15
	3	15	45	41	98	4
	4	11	14	49	98	1

- (a) 原液調製直後振とう
- (b) 原液を 30~35°C にて 30 分加温
- (c) 原液を常温で 25 時間放置
- (d) 原液を常温で 50 時間放置

とんど減少しないことを示している。(b)(c)(d) のいずれの場合も 3~4 段階のハフニウム抽出率は非常に悪くなり水相中のハフニウムはほとんど減少しない。分配係数の示すように 4 段階でいずれも 1 となり分離不能を示している。

各段の両相へ分配された <sup>181</sup>Hf の計数は酸化物として測定し, 同時に秤量しジルコニウム, ハフニウムの抽出率を計算した結果である。

この例に示した結果のように, 有機相だけ新しくかえる 4 段階抽出ではハフニウム含有量 100 ppm 以下のジルコニウムの精製は非常に困難である。

### (7) 再結晶法による 4 段階抽出

前節の結果ハフニウムは 3, 4 段においてハフニウムの抽出率が低下するため水相中のハフニウム含有量はあまり減少しない。このため水相中のジルコニウムを各段階ごとにオキシ塩化ジルコニウムとして再結晶させふたたび水溶液相を調製し抽出を行なった。各段階ごとの水相中のジルコニウムはアンモニアで沈殿させ塩酸に溶解(約 9 M) して再結晶しオキシ塩化ジルコニウムとして新たに水溶液相を調製, 分離を行なう。有機相に振とう後抽出されたジルコニウム, ハフニウムを 20% H<sub>2</sub>SO<sub>4</sub> で硫酸相へ抽出除去した後, つぎの段階で再使用する。この場合有機相の再使用により抽出能力が低下することが考えられるが, 有機相を硫酸で洗浄再使用しても表 3.7 に示すようにほとんど低下は認められなかった。このようにして 4 段階抽出の結果は表 3.8 に示す。

この場合の液組成はオキシ塩化ジルコニウム 0.2 mol, 硫シアン酸アンモニウム 1.75 mol, 塩酸 2 mol 溶液でこれを 2 mol の HCNS-ヘキソン溶液で抽出したものである。水相は調製後 25 時間放置し抽出を行ない有機相および水相はそれぞれ 300 ml, 50 ml 使用 <sup>181</sup>Hf は使用しなかった。

表 3.8 に示す計算値は各段階ごとハフニウム 90%, ジ

表 3.7 有機相の洗浄回数と抽出率

硫酸による洗浄回数	洗浄後の CNS-濃度 (mol)	Zr 抽出率	Hf 抽出率	Zr 分配係数	Hf 分配係数	分離係数
1	1.85	10	68	0.088	1.5	17
2	2.08	12	72	0.067	1.2	18
3	2.17	12	75	0.056	1.2	21
4	2.22	12	74	0.052	1.2	23
5	2.41	12	74	0.052	1.2	23
6	2.28	12	75	0.056	1.2	21
	2.44	12	69	0.075	1.2	16

表 3.8 4 段階抽出における Hf の分析結果

段階	水相 (Hf %)		有機相 (Hf %)	
	分光分析結果 (ppm)	計算値 (ppm)	分光分析結果* (ppm)	計算値 (%)
1	1,100~1,300	4,000	多量	15.4
2	<100	500	+	1.8
3	<100	50	2,324Å° Hf line	0.2
4	<100	<10	なし	0.03

\* 分光分析結果は島津製 QS20 形による結果

ルコニウム 18% 抽出されるものとしての計算値である。(原料中のハフニウム含有量は 3% とする) 分光分析の結果 1 段階においてハフニウム含有量は 1,100~1,300 ppm となり 2 段階以後は 100 ppm 以下の値を示し計算値との相当の開きを示しているがこれは計算に使用した原料中のハフニウムの分析値 3% はパラブroomsマンデル酸法で行なった結果でありパラブroomsマンデル酸の加水分解によるプラスの誤差が考えられる。このため計算値が大なる値を示しているものと考えられる。

再結晶による多段抽出は、3 段階後完全に 100 ppm 以下となる。

以上  $^{181}\text{Hf}$  使用によるバッチ法の実験結果の例を示したがジルコニウム中のハフニウムの分離は水相の放置時間が一つの大きな因子であることが認められた。

### 3.2 ミキサーセトラ装置による実験

前章に述べたように  $^{181}\text{Hf}$  を使用してバッチ法で検討した結果であるが、工業的規模でジルコニウム中のハフニウムを分離除去する場合、連続的に抽出を行なう必要がある。この場合の基礎実験をしてミキサーセトラ装置で実験を行なった。すなわち、抽出部分 6 連と、有機溶媒を洗浄再使用を目的とする洗浄部分 2 連を有する。

装置で連続的に向流抽出を行なうとき、溶媒は希硫酸で洗浄再使用するにあたって溶媒量は少ないほど望ましいがこの場合、水溶液相である原液と溶媒との量比により、抽出率にどの程度の影響をおよぼすかどうか、また生産を上げるために原液中のジルコニウム濃度を 1 mol にした場合の抽出率などについて 2, 3 の実験例を示す。

#### (1) 装置

この実験に使用したミキサーセトラ装置は図 3.6 に示したように有機相と原液とを混合させる部分、すなわちミキサ部分と、両相を分離するセトラ部分とよりなり材質は硬質ガラスを使用し製作した。大きさは長さ 25 cm ミキサ管径 5 cm, セトラ管径 2.5 cm である。

各部分の接続にはポリエチレン管で連結した。

原液および溶媒を流出させるポンプは耐酸性、耐有機溶媒性でなければならぬため、溶液の通路はダイフロン製の脈動式のポンプを使用し、流速はピストンの長さの増減により変速できるものを使用した。

硫酸溶液による洗浄部分は抽出部分と同形であるが、やや長さの大きいものである。

図 3.6 に示すように有機相は上部より各ミキサ管セトラ管を交互に通過し、最後に 2 組の洗浄部分で、有機相

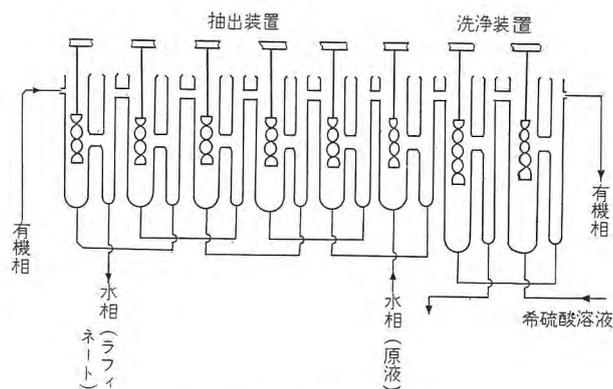


図 3.6 ミキサーセトラ装置

Fig. 3.6 Mixer-settler apparatus.

に抽出されたジルコニウム、およびハフニウムを除去し再使用される。一方原液は反対側の下部よりは入り、有機相と接触しミキサ管にてカクハン棒でカクハン抽出され流出される。有機相洗浄の希硫酸は高所よりの圧力で 2 種のミキサーセトラを通り洗浄する。

ミキサ管における両相の混合にはガラス製のカクハン棒を使用し左右にあるモータで回転カクハンさせる。カクハン速度は電圧により制御する。

#### (2) 原液と溶媒の量比による影響

溶媒は希硫酸にし洗浄再使用するため、流速に関係なく溶媒量が少ないほど望ましいが溶媒量によりジルコニウム、ハフニウムの抽出率に影響を与えるかが問題となる。このため、同一組成で水溶液相である原液と溶媒量をそれぞれ 1:1, 1:2, 1:3, で実験を行なった結果を表 3.9 に示す。この場合のラフィネートの収量および溶媒を希硫酸で洗浄再使用したときのヘキソン中のロタン酸濃度は、それぞれ表に示したとおりである。この場合の液組成はオキシ塩化ジルコニウム 2 mol, 硫シアン酸アンモニウム 1.75 mol, 硫酸アンモニウム 0.75 mol の塩酸 2 mol 溶液を 2 mol HCNS-ヘキソン溶液で抽出する。

この結果、原液と溶媒の量比は溶媒を硫酸で洗浄再使用することにより 1:1 程度でその能率はあまり低下しない。

#### (3) 原液中のオキシ塩化ジルコニウム 1 mol の場合

原液中のオキシ塩化ジルコニウムを 1 mol にかけて塩酸および硫シアン酸アンモニウムの濃度を变化させて、ミキサーセトラ装置をそれぞれ 2 回流出した結果を表 3.10 に示す。

この場合のハフニウム含有量は島津製の中形分光器を使用して 2,322.47 Å の Hf line より半定量的に求めた

表 3.9 原液と溶媒の量比による変化

	水相と有機相の量比	有機相 CNS <sup>-</sup> (mol)	流速 (ml/min) 水相:有機相	ラフィネート収量 (%)	ラフィネート中の Hf 含有量 (ppm)
1	1:1	2~2.65	25:150	86	2,000
2	1:2	2~2.6	50:150	87	1,300 (2回流出)
3	1:2	2~2.6	15:150	77	750 (2回流出)
4	1:3	2~2.6	25:150	82	1,200

表 3.10 原液中の ZrOCl<sub>2</sub>·8H<sub>2</sub>O 1 モルの場合

	水相の組成 (mol)		水相と有機相の量比	流速 (ml/min) 水相:有機相	ラフィネート収量 (%)	ラフィネート中の Hf 含有量 (ppm)*
	HCl	NH <sub>4</sub> CNS				
5	1	1	1:3	15:150	① 50 ② 39	± 2,000
6	1	2	1:3	15:150	① 17 ② 10	(2,800)
7	1	3	1:3	15:150	① 11 ② 4	± 2,000
8	2	1	1:3	15:150	① 46 ② 43	± 2,000
9	2	2	1:3	15:150	① 44 ② 29	± 2,000
10	2	3	1:3	15:150	① 21 ② 6	± 2,000

\* 島津中形分光器による定性。± < + < ± < ± 2,000 ppm 前後

結果である。硫酸アンモニウムは原液中のジルコニウム濃度が高いため沈殿が生ずるので使用しなかった。このためラフィネートの収量は非常に悪く、しかもハフニウムの含有量は 2,000 ppm 前後と考えられる。

(4) 再結晶による 3 段抽出

(1) と同様な液組成でジルコニウム中のハフニウム含有量を 100 ppm 以下にするため流出したラフィネートをオキシ塩化ジルコニウムに再結晶し、それを原料として抽出を行なった。この場合最初の原料であるオキシ塩化ジルコニウムは鉄分その他の不純物を除去するため再結晶を行なったものを使用した。

1 段抽出によるラフィネートの収量は 84~86% で、ハフニウム含有量 450 ppm 程度に精製され、それを原料として再抽出を行なった場合、ハフニウム含有量 20 ppm 程度の酸化ジルコニウムが得られた。3 段階の抽出においては、スペクトル分析の結果は、ほとんど同一の含有量を示している。

表 3.11 原液再調製による抽出

抽出回数	水相と有機相の量比	流速 (ml/min) 水相:有機相	ラフィネート収量	ラフィネート中の Hf 含有量
1	1:2	25:150	84~86	443
2	1:3	25:150	—	19
3	1:3	25:150	—	22

3.3 抽出塔による実験

溶媒抽出で工業的にジルコニウム中に含有するハフニウムを抽出するためには抽出塔によらなければならない、しかも能率の良い抽出塔が必要である。この実験は濃度変化以外の因子として、原液の流速による変化、抽出塔での連続水相、連続有機相による相違、充填物による影響などについて検討した。

その装置は写真のようであり、直径約 25mm 長さ約 3m のものである。

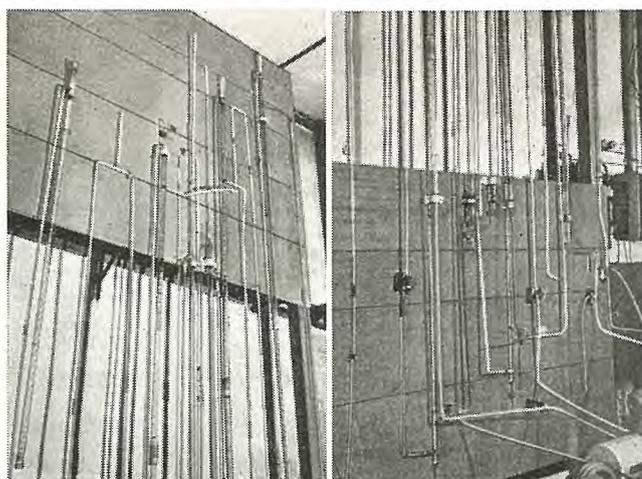


図 3.7 向流抽出装置 (上部)  
Fig. 3.7 Continuous counter-current extractor (upper side).

図 3.8 向流抽出装置 (下部)  
Fig. 3.8 Continuous countercurrent extractor (under side).

(1) 充填塔 (ラ旋形ガラスを挿入したもの) と非充填塔の比較

抽出塔 1 本と有機溶媒を洗浄再使用するための洗浄塔 1 本をもつ装置で、充填物の影響および連続水相、連続有機相の影響について、原液組成、溶媒中のチオシアン酸濃度および溶媒の流速は一定として原液の流速 10~50 ml/min に変化させて検討した。

連続有機相の場合を図 3.9 に連続水相の場合を図 3.10 にそれぞれ示す。

液組成はジルコニウム 0.2mol 硫シアン酸アンモニウム 1.75mol, 硫酸アンモニウム 0.75mol, 塩酸濃度 2mol, でこの水相は一昼夜放置後使用する。溶媒としては 2mol HCNS-ヘキソン溶液である。以下抽出塔での実験は同一液組成である。

その結果充填塔は非充填塔に比べ、充填塔は流速 10~20ml/min 付近では、原液を 2 倍程度の流速で流出させてもハフニウム含有量が同程度のジルコニウムが精製でき、かなり非充填塔よりも能率がよいことが判明した。また、連続有機相と連続水相では後者のほうが能率がよいなども判明した。

(2) 段階式連続向流装置による実験

前節の充填塔と非充填塔の比較は抽出塔 1 本で行なった結果であるがこの実験は写真にも示したような落差をもつ抽出塔 3 本を使用し、1 本の洗浄塔をもつ装置を試作し連続向流抽出を行なった。

この結果は表 3.12 および表 3.13 に示す。この場合、原液および有機相を同方向で次のカラムに移行するため、有機相中に抽出されたジルコニウムおよびハフニウムが一応抽出平衡に達して次のカラムに移行するものと

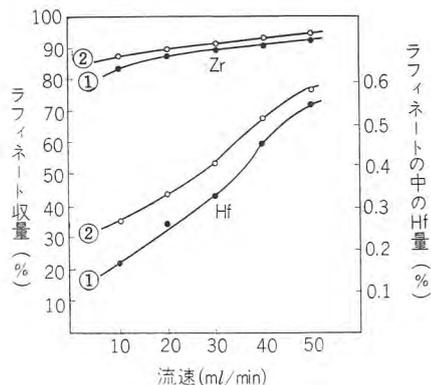


図 3.9 充填塔と非充填塔の比較 (連続有機相)

Fig. 3.9 The comparison between packed and unpacked column (continuous organic phase).

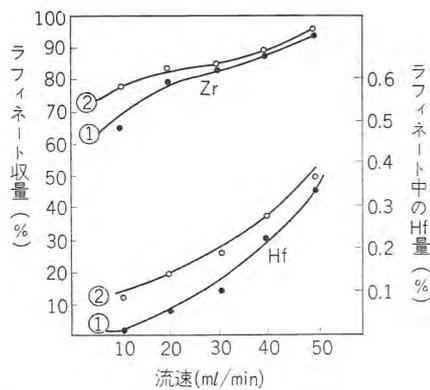


図 3.10 充填塔と非充填塔の比較

Fig. 3.10 The comparison between packed and unpacked column (continuous aqueous phase).

表 3.12 原液の流速による変化

	流 速 (ml/min) 水相 : 有機相	ラフィネート中の Hf 含有量 (ppm)	ラフィネートの収量 (%)
1	10 : 170	1,200	70~74
2	20 : 170	1,800	80~82
3	30 : 170	2,000	87~90

原料中の Hf 含有量約 3%

表 3.13 原液の流速による変化

	流 速 (ml/min) 水相 : 有機相	ラフィネート中の Hf 含有量 (ppm)	ラフィネートの収量 (%)
1	10 : 170	<100	69~75
2	20 : 170	<100	80~82
3	30 : 170	350	87~89

原料中の Hf 含有量約 2,000 ppm

表 3.14 原液の流速による変化

	流 速 (ml/min) 水相 : 有機相	ラフィネート中の Hf 含有量 (ppm)	ラフィネートの収量 (%)
1	10 : 170	800~1,000	75~80
2	10 : 170	200~500	72~74 (2 回流)
3	10 : 170	<200	70 (3 回流)
4	20 : 170	1,000~2,000	85~87
5	30 : 170	1,000~2,000	91~92

原料中の Hf 含有量約 3%

考えられ、あまり能率が良くないことが実験の結果判明したので、抽出塔間に洗浄塔を入れたほうが能率向上が期待できる。

この場合抽出塔は計 2 本洗浄塔は 1 本である。この結果を表 3.14 に示す。

#### 4. む す び

以上イオン交換樹脂法、および溶媒抽出法につき、ジルコニウムとハフニウムの分離に  $^{181}\text{Hf}$  をトレーサとして使用し、リアクターグレード用のジルコニウムの精製に成功した。以上これらを総括すると次のとおりになる。

##### (1) イオン交換樹脂法による場合

まず最初に試料の液性により、樹脂に対する吸着量の変化などの予備実験より始め、基礎実験として  $^{181}\text{Hf}$  を使用して、種々の条件におけるジルコニウムとハフニウムの分離状態を検討し、最適の分離条件が発見できた。

ジルコニウムとハフニウムの分離に  $^{181}\text{Hf}$  の利用・石橋・今村・小巻

すなわち

- 試料吸着量の液組成,  
 $\text{ZrOCl}_2, 0.5\text{g} + 2\text{N-HNO}_3, 50\text{cc}$
- 溶離剤の濃度,  $1\text{N-H}_2\text{SO}_4$   
(ジルコニウムの溶離に対して)  
 $4\text{N-H}_2\text{SO}_4$  (ハフニウムの溶離に対して)
- 流速,  $30\text{ cc/h}$
- 補助カラム樹脂量と分離カラム樹脂量比, 1:3

以上の基礎実験に基づいて  $3\text{ cm}\phi$  カラムへの応用, さらに  $10\text{ cm}\phi$  カラムを用いるパイロットプラント実験を行ない、ハフニウム

含量  $100\text{ ppm}$  程度のジルコニウムの製造に成功した。

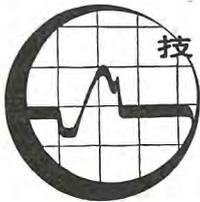
##### (2) 溶媒抽出法による場合

まず  $^{181}\text{Hf}$  を用いてバッチ法による基礎実験より始まり、抽出塔による向流実験までを検討し、つぎのような結論が得られた。

- 水相の放置時間により分離効率に非常に大きい差がある。25~30 時間で最高の分離効率を示した。
- 多段抽出において、2 段抽出でハフニウム含量  $100\text{ ppm}$  以下のジルコニウムを精製できた。
- 向流抽出において、充填塔と非充填塔の能率の差はほとんどなかった。
- 向流抽出において、連続有機相と連続水相の場合、連続水相のほうが能率が良かった。
- 段階式連続向流抽出において、抽出塔と洗浄塔を交互に入れることにより、抽出能率を一段と向上できた。最後に直接ご指導いただいた化学第二研究室立原室長に対し、またジルコニウム中のハフニウムの分析に関しては、名古屋工業技術試験所のご協力を得、とくに直接ご援助いただいた森田技官に対し厚く感謝する次第である。(34-8-17 受付)

##### 参 考 文 献

- B. A. T. Lister: J. Chem. Soc. 3123~8 (1951).
- " : Research (London) 5. 291~2 (1952).
- K. Street and G. T. Seaborg: J. Am. Chem. Soc. 70. 4268~9 (1948).
- " : U. S. Patent. No. 2. 506, 953. Mar. 27 (1951).
- I. E. Newnham: J. Am. Chem. Soc. 73, 5889 (1951).
- K. A. Krens and G. E. Moore: J. Am. Chem. Soc. 71, 3263 (1949).
- E. H. Haffman and R. C. Lilly: J. Am. Chem. Soc. 73, 2902~5 (1951).
- " : " 73, 4474~5 (1951)
- 千谷・内藤・永井: 第 1 回原子力シンポジウム (1957).
- 森田清: 原子力金属 2 巻 (1956).
- L. G. Overholser: AEC Reports. Y-477, Sept. (1949).
- W. M. Leaders: AEC Reports. Y-480, Sept. (1949).
- W. M. Leaders: AEC Reports. Y-559, Feb. (1950).
- W. R. Grimes: AEC Reports. Y-560, Feb. (1950).
- 西・松本, 浅島: 第 3 回原子力シンポジウム (1959).
- 石橋・小巻: 社内研究報告, 第 552 号 (1958).
- 立原・石橋・今村: 第 3 回原子力シンポジウム (1959).



## メーザ・メーバの雑音

研究所 喜連川 隆\*・白幡 潔\*

### 1. まえがき

メーザおよびメーバはともに雑音特性のすぐれた新しいマイクロ波増幅器である。メーザとメーバはそれぞれ量子論的立場および電気回路の立場から説明されており、雑音の発生機構にもそれぞれ相異なるところがあるが、両増幅器は同じ等価回路で表わすことができ、雑音指数もまったく同一の式で示すことができる。液体ヘリウム温度で動作させる3レベルメーザ本体の雑音指数は0.05db、常温で動作させるメーバは約3dbであるが、この間の大きな差異の起因するところは一つには動作温度である。すなわちこの種の増幅器の雑音源の大きな素因は回路の損失による熱じょう乱雑音であるからして、メーバでも冷却すれば雑音指数をさらに低めることができる。

本文は各種メーザおよびメーバの雑音指数あるいは等価雑音温度についての解説であって、理論式をあげ、数値計算および実験値を並記した。またメーザを前置増幅器とするメーザシステムの雑音特性についても述べるとともに、最後に計算法を記してある。

### 2. メーザの雑音

#### 2.1 メーザの雑音のあらまし

メーザは励起された分子の内部エネルギーを直接マイクロ波エネルギーの形で取り出し、マイクロ波電力の増幅を行なう装置であって、内部雑音としては回路損失による熱雑音および分子のいわゆる自発放出による雑音だけと考えられている。

増幅器の雑音特性は一般に雑音指数  $F$  なる尺度で表わしているが、メーザの雑音特性は等価雑音温度  $T_e$  で表わすのが普通のものである。これらの関係は次のように定められている<sup>(3)(10)</sup>。

$$T_e = T_0 \cdot (F - 1) \quad T_0 = 290^\circ\text{K}$$

メーザは回路的にみると空洞形と進行波形に分かれ、空洞形にはさらに反射形と透過形とがある。それぞれの雑音指数は次

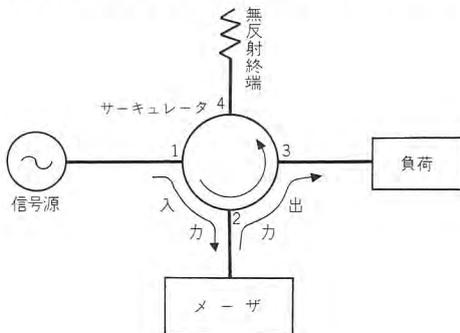


図 2.1 反射空洞形メーザ

のように表わされる。

#### (1) 反射空洞形メーザ<sup>(3)(15)</sup>

メーザ空洞は開口が1個しかなく、入力と出力とはサーキュレータで分けられる。サーキュレータは理想的なものとし、伝送回路も無損失とすると、この増幅器の雑音指数は利得の十分大きいとき、

$$F = 1 + \frac{1}{T_0} \left\{ |T_M| + \frac{Q_1}{Q_c} (T_c + |T_M|) \right\} \dots\dots\dots (2.1)$$

となり、等価雑音温度は

$$T_e = |T_M| + \frac{Q_1}{Q_c} (T_c + |T_M|) \dots\dots\dots (2.2)$$

となる。ここに  $T_M$  はメーザ材料の等価温度であって、その絶対値  $|T_M|$  は自発放出による等価雑音温度を表わす。メーザ作用の行なわれる二つのエネルギー準位のうち高準位にある分子数を  $n_2$ 、低準位にある分子数を  $n_1$  とすれば  $T_M$  は次のように表わされる<sup>(3)(16)</sup>。

$$\frac{n_2}{n_1} = \exp\left(-\frac{hf}{kT_M}\right) \dots\dots\dots (2.3)$$

メーザでは  $n_2 > n_1$  であるから  $T_M$  は負性であって、各種メーザについての絶対値は次のようである。

#### a. アンモニアビームメーザについては<sup>(16)</sup>

$$|T_M| = 0^\circ\text{K}$$

#### b. 2レベル固体メーザについては<sup>(16)</sup>

$$|T_M| = T_c$$

で、通常液体ヘリウムで冷却されるので  $1.25 \sim 4^\circ\text{K}$  である。

c. 3レベル固体メーザについては  $f_{32}$  でメーザ作用が行なわれるとすると<sup>(5)</sup>、

$$|T_M| = T_c \frac{f_{32}(w_{32} + w_{21})}{f_{21}w_{21} - f_{32}w_{32}} \quad (f_{21}w_{21} > f_{32}w_{32}) \dots\dots\dots (2.4)$$

で、ここに  $w_{ij}$  は熱的緩和作用の強さで緩和時間に逆比例する。多くの場合  $|T_M| = T_c$  である。  $T_c$  は液体ヘリウムで冷却しているので  $1.25 \sim 4^\circ\text{K}$  である。

また  $T_c$ : 空洞の温度

$Q_1$ : 外部  $Q$

$Q_c$ : 空洞の無負荷  $Q$

である。

#### (2) 透過空洞形メーザ<sup>(3)(15)</sup>

メーザ空洞には開口が2個あって、開口にはアイソレータを接続する。この場合は負荷側のアイソレータからの雑音がメー

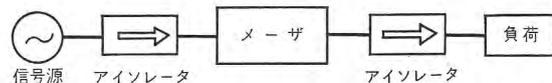


図 2.2 透過空洞形メーザ

ザにはいり増幅されるのを防ぎえないため、見掛上内部雑音は増加する。利得の十分大きいときの雑音指数は、

$$F=1+\frac{1}{T_0}\left\{|T_M|+\frac{Q_1}{Q_c}(T_c+|T_M|)+\frac{Q_1}{Q_2}(T_2+|T_M|)\right\} \dots\dots\dots(2.5)$$

となり、等価雑音温度は、

$$T_e=|T_M|+\frac{Q_1}{Q_c}(T_c+|T_M|)+\frac{Q_1}{Q_2}(T_2+|T_M|) \dots\dots(2.6)$$

となる。ここに

- $Q_1$ : 入力開口の外部  $Q$
- $Q_2$ : 出力開口の外部  $Q$
- $T_2$ : アイソレータの温度

である。

(3) 進行波形メーザ<sup>(16)</sup>

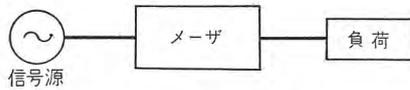


図 2.3 進行波形メーザ

この形のメーザは空洞を用いず、メーザ材料は伝送線に沿って配置される。マイクロ波は進行波のまま指数関数的に増幅されるが、増幅は単方向性とすることができるから、透過空洞形メーザのような負荷からの雑音の増幅による見掛上の内部雑音の増加は防ぎうる。利得が十分大きく、かつ伝送線の減衰定数に比べて増幅定数が十分大きい場合の雑音指数は、

$$F=1+\frac{1}{T_0}\left\{|T_M|+\frac{\alpha}{A}(T_{N0}+|T_M|)\right\}^{(16)} \dots\dots\dots(2.7)$$

となり、等価雑音温度は、

$$T_e=|T_M|+\frac{\alpha}{A}(T_{N0}+|T_M|) \dots\dots\dots(2.8)$$

となる。ここに

- $\alpha$ : 減衰定数
- $A$ : 増幅定数
- $T_{N0}$ : 伝送線の温度

である。

2.2 メーザ雑音の計算値および測定結果

(1) 3 レベル固体メーザ (反射空洞形)

a. 計算

文献 (14) に載っているメーザの仕様は次のようである。

- $f_{31}=9,400$  Mc……ポンプ周波数
- $f_{32}=2,800$  Mc……増幅周波数
- $f_{21}=6,600$  Mc
- $w_{21}=w_{32}=1/2\tau$
- $\tau=0.2\mu s$  = メーザ材料 ( $K_3Co(CN)_6$  +  $0.5\%K_3Cr(CN)_6$ ) の熱緩和時間
- $Q_c=23,000$  ( $1.25^\circ K$ )
- $Q_1=3,000$
- $T_c=1.25^\circ K$  (液体ヘリウムにて冷却)

式 (2.4) からメーザ材料の等価温度  $T_M$  を計算すると

$$T_M=-1.25 \times \frac{2800 \times 2}{6600-2800} = -1.9 \text{ (}^\circ K\text{)}$$

したがって式 (2.2) からメーザの等価雑音温度  $T_e$  は

$$T_e=1.9+\frac{3000}{23000}(1.25+1.9)=2.3 \text{ (}^\circ K\text{)}$$

となる。

b. 測定結果

文献 (11) にはこのメーザの雑音温度の測定について発表されている。測定結果は

$$T_e \doteq 2^\circ K$$

と記してある。

(2) アンモニアビームメーザ (反射空洞形)

a. 計算

文献 (3) のアンモニアビームメーザでは次のように計算している。

$$T_M=-0.25^\circ K$$

$$T_c=300^\circ K$$

$$\frac{Q_1}{Q_c}=0.225$$

文献では  $Q_c/Q_B=5.44$  の形で与えられているので、つぎの関係から  $Q_1/Q_c$  を求めた。

$$\frac{1}{Q_B} = \frac{1}{Q_c} + \frac{1}{Q_1}$$

アンモニアビームメーザの等価雑音温度  $T_e$  は式 (2.2) より

$$T_e=0.25+0.225(300^\circ+0.25) = 68 \text{ (}^\circ K\text{)}$$

b. 測定結果

同じく文献 (3) にはこのメーザの等価雑音温度について述べてあり測定結果では

$$T_e=78 \pm 15^\circ K$$

$$=63 \sim 93^\circ K$$

と記してある。

2.3 メーザを前置増幅器とした高感受受信系の等価雑音温度

雑音指数  $F_1$ , 利得  $G_1$  なる増幅器にカスケードに雑音指数  $F_2$  なる増幅器が接続されている場合の系全体の雑音指数  $F$  は次のように表わされる。

$$F=F_1+\frac{F_2-1}{G_1}$$

したがって等価雑音温度は

$$T=T_1+\frac{T_2}{G_1}$$

となる。

(1) 反射空洞形メーザ (3 レベル固体) 受信系

系全体の等価雑音温度  $T$  は次のように表わされる<sup>(11)</sup>。

$$T=T_{LA}+(L-1)T_0+L\left(T_{RM}+T_{LM}+T_e+\frac{T_R}{G}\right) \dots\dots(2.9)$$

ここに  $T_{LA}$ : サーキュレータに接続されている無反射終端で生ずる雑音がアンテナ接続点の反射によってアンテナ接続点で示す等価雑音温度

$T_0$ : アンテナからサーキュレータを含んでメーザ開口まで

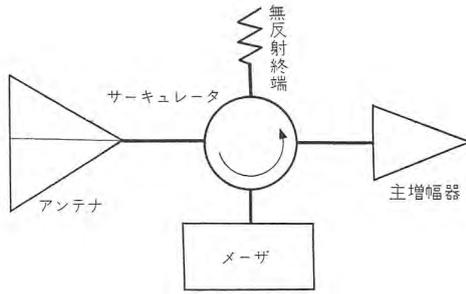


図 2.4 反射空洞形メーザ受信系

のフィーダの温度 (常温と仮定している).

$L$ : アンテナからサーキュレータを含んでメーザ開口までのフィーダの損失

$$L = \frac{\text{入力電力}}{\text{出力電力}} \geq 1$$

$T_{RM}$ : 主増幅器の入力抵抗で発生しサーキュレータを逆方向に漏洩してメーザにはいる雑音がメーザ入力端で示す等価雑音温度

$T_{LM}$ : 無反射終端で発生しサーキュレータ内を飛越漏洩してメーザにはいる雑音がメーザ入力端で示す等価雑音温度

$T_e$ : メーザ本体の等価雑音温度

$T_R$ : 次段主増幅器の等価雑音温度

$G$ : メーザの利得

であって,  $T_{LA}$ ,  $T_{LM}$ ,  $(L-1)T_0$  なる等価雑音温度はフィーダやサーキュレータの良さで決まるものであるが, 大体次のように評価される.

$T_{LA}$ : 無反射終端が常温, フィーダとアンテナとの整合が  $VSWR=1.1$ , すなわち反射量  $=-26$  db とすれば約  $1^\circ\text{K}$  となる.

$T_{RM}$ ,  $T_{LM}$ : サーキュレータの逆方向漏洩および飛越漏洩が  $-25$  db 以下ならば約  $1^\circ\text{K}$  以下である.

$(L-1)T_0$ :  $T_0$  を常温とすれば損失のあまり大きくない範囲では  $0.1$  db あたりほぼ  $7^\circ\text{K}$  である.

式 (1.9) の各項をさらに次のように,

アンテナ, サーキュレータ間のフィーダ損失..... $0.1$  db

サーキュレータ順方向挿入損失..... $0.3$  db

サーキュレータ, メーザ本体間のフィーダ損失... $0.2$  db

$$L=0.6 \text{ db}=1.15, \quad (L-1)T_0=43.5^\circ\text{K}$$

メーザ本体の等価雑音温度  $T_e=3^\circ\text{K}$

主増幅器の雑音指数  $6$  db, すなわち  $T_R=864^\circ\text{K}$

メーザの利得  $G=20$  db

(このときサーキュレータの順方向の  $VSWR$  は  $1.2$  以下でないとメーザが発振する.)

と仮定すると,

$$T=1+43.5+1.15\left(1+1+3+\frac{864}{100}\right) \\ \approx 60^\circ\text{K}, \quad F=1.2=0.8 \text{ db}$$

となる.

もしメーザの利得が  $30$  db (このときにはサーキュレータの

$VSWR$  を  $1.06$  以下にしないとメーザが発振する) ならば,

$$T=51^\circ\text{K}$$

ここで受信系全体の等価雑音温度に, いちばん大きく関与しているのは, アンテナからメーザまでのフィーダおよびサーキュレータの損失である.

(2) 透過空洞形メーザ (3 レベル固体) 受信系

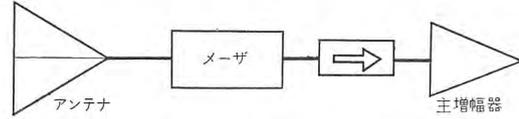


図 2.5 透過空洞形メーザ受信系

系全体の等価雑音温度  $T$  は次のように表わしうると考えられる.

$$T=(L-1)T_0+L\left(T_e+\frac{T_R}{G}\right) \dots\dots\dots(2.10)$$

ここに  $L$ : サーキュレータの挿入損失を含まないフィーダだけの損失

$T_e$ : 透過空洞形メーザの等価雑音温度

$T_e$  の計算は式 (2.6) で, アイソレータの温度  $T_2=290^\circ\text{K}$ ,  $Q_1/Q_0=0.2$ ,  $Q_1/Q_2=0.2$ ,  $|T_M|=1.9^\circ\text{K}$ ,  $T_c=1.25^\circ\text{K}$  と仮定すれば

$$T_e=1.9+0.2(1.25+1.9)+0.2(290+1.9) \\ \approx 61 (\text{°K})$$

ゆえに式 (2.10) に節 2.3(1) の場合と同様な値:

アンテナ, メーザ間のフィーダ損失:  $0.1$  db +  $0.2$  db =  $0.3$  db

$$L=1.07, \quad T_R=864^\circ\text{K}, \quad G=20 \text{ db},$$

を代入すれば

$$T=21+1.07\left(61+\frac{864}{100}\right) \\ \approx 96 (\text{°K}) \quad F=1.3=1.2 \text{ db}$$

(3) 進行波形メーザ (3 レベル固体) 受信系

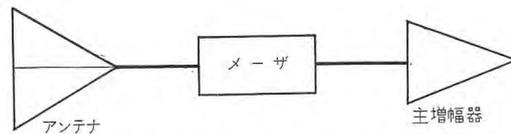


図 2.6 進行波形メーザ受信系

系全体の等価雑音温度は次のように表わしうると考えられる.

$$T=(L-1)T_0+L\left(T_e+\frac{T_R}{G}\right) \dots\dots\dots(2.11)$$

$T_e=2^\circ\text{K}$  とし, 他については節 2.3 (2) と同じとすれば,

$$T=32^\circ\text{K}, \quad F=1.11=0.45 \text{ db}$$

となる.

2.4 メーザ雑音についての文献

(1) M. W. P. Strandberg: Inherent noise of quantum-mechanical amplifier, Phys. Rev., 106, 617-620, May, 15, (1957).

(2) L. E. Alsop, J. A. Giordmaine, C. H. Townes & T. C. Wang: Measurement of noise in maser amplifier, Phys. Rev., 107, 1450-1451 Sept. 1, (1957).

- (3) J. P. Gordon & L. D. White: Experimental determination of noise figure of an ammonia maser, Phys. Rev., 107, 1728-1729, Sept. 15, (1957).
- (4) J. C. Helmer: A maser noise measurement, Phys. Rev., 107, 902-903, Aug. 1, (1957).
- (5) A. L. MacWhorter, J. W. Meyer & P. D. Strum: Noise temperature measurement on a solid-state maser, Phys. Rev., 108, 1642-1644, Dec. 15, (1957).
- (6) M. W. Muller: Noise in a molecular amplifier, Phys. Rev., 106, 8-12, Apr., (1957).
- (7) R. V. Pound: Spontaneous emission and the noise figure of maser amplifiers, Annals of Phys. 1, 24-32, (1957).
- (8) K. Shimoda, H. Takahashi & C. H. Townes: Fluctuations in amplification of quta with application to maser amplifier, J. Phys. Soc. of Japan, 12, 686-700, June, (1957).
- (9) M. W. P. Strandberg: Computation of noise figure for quantum-mechanical amplifiers, Phys. Rev., 107, 1483-1484, Sept. 15, (1957).
- (10) J. Weber: Maser noise considerations, Phys. Rev., 108, 537-541, Nov. 1, (1957).
- (11) A. L. MacWhorter & F. R. Adams: System noise measurement of solid state maser, Proc. IRE., 46, 913, May, (1958).
- (12) J. P. Gordon & L. D. White: Noise in maser amplifier-theory and experiment, Proc. IRE., 46, 1588 Sept., (1958).
- (13) J. O. Artman: The solid state maser, Symposium on the role of solid state phenomena in electric circuit P. I. B. April, 23, 24, 25, (1957).
- (14) A. L. MacWhorter & J. W. Meyer: A solid state maser ampifier, Phys. Rev., 109, 312-318, Jun. 15, (1957).
- (15) J. C. Helmer & M. W. Muller: Calculation and measurement of noise figure of a maser amplifier, IRE, Trans. MTT-6, No. 2, 210-214, Apr., (1958).
- (16) J. Wittke: Molecular amplification and oscillation of of microwaves, Proc. IRE. 45, 291-316, Mar. (1957).
- (17) C. R. Ditchfield & P. A. Forrester: Maser action in the region of 60°K, Phys. Rev. letter. 1, No. 12, 448, (1958).

3. メーバの雑音

3.1 メーバ雑音のあらまし

メーバはいわゆるリアクタンスパラメータ励振の原理に基づくマイクロ波増幅器であって、常温で低雑音特性が得られる。内部雑音としては信号回路の損失による熱雑音のほかに、アイドラー回路からの熱雑音がある。パラメトリック素子の損失分は

両回路の損失分を増加させる。

メーバは回路的にはメーザとまったく同一の取扱いが可能で反射空洞形、透過空洞形、および進行波形に分かれる。すなわち、メーザの場合の各式において、メーザ材料の自発放出による等価雑音温度をアイドラー回路によるメーバ材料の等価雑音温度なるものに置き換えれば、そのままメーバの等価雑音温度および雑音指数を表わす。なおメーバは通常冷却せずに用いられるが、この場合は空洞温度は常温となる。またメーバの雑音特性は等価雑音温度よりは雑音指数で示すのが一般のようである。

メーバ材料の等価雑音温度は次のように考える。Manley-Rowe<sup>(12)</sup>の式によれば、信号周波数  $f_s$  で非直線リアクタンスを出入する平均電力とアイドラー周波数  $f_i$  で非直線リアクタンスを出入する平均電力  $W_i$  との間には次の関係がある。

$$\frac{W_s}{f_s} = \frac{W_i}{f_i}$$

したがって

$$W_s = \frac{f_s}{f_i} W_i$$

すなわち  $W_i$  を常温 ( $T_0$ ) での雑音電力とすることができれば、このアイドラー回路での熱雑音は信号回路に次に示す等価雑音温度の雑音を誘発させるであろう。

$$T_M = \frac{f_s}{f_i} T_0 \dots\dots\dots (3.1)$$

(1) 反射空洞形メーバ

式(3.1)を式(2.1)および式(2.2)に代入し  $T_c = T_0$  とおけば、雑音指数および等価雑音温度は

$$F = 1 + \frac{f_s}{f_i} + \frac{Q_1}{Q_c} \left(1 + \frac{f_s}{f_i}\right)^{(1)} \dots\dots\dots (3.2)$$

$$T_e = T_0 \left\{ \frac{f_s}{f_i} + \frac{Q_1}{Q_c} \left(1 + \frac{f_s}{f_i}\right) \right\} \dots\dots\dots (3.3)$$

となる。もし入力を十分過結合にしておけば、 $Q_1 \ll Q_c$  であって、雑音指数および等価雑音温度は次のようになる。

$$F = 1 + \frac{f_s}{f_i} \dots\dots\dots (3.4)$$

$$T_e = T_0 \cdot \frac{f_s}{f_i}, \quad T_0 = 290^\circ\text{K} \dots\dots\dots (3.5)$$

$F$  あるいは  $T_e$  と  $f_s/f_i$  との関係をグラフにすれば図3.1のようになる。なお以上の式はパラメトリック素子がダイオードの場合も強磁性半導体の場合も同一である。このことは以下のメーバについても同様である。

(2) 透過空洞形メーバ

式(3.1)を式(2.5)および式(2.6)に代入し、 $T_c = T_0$  とおけば、

$$F = 1 + \frac{f_s}{f_i} + \frac{Q_1}{Q_c} \left(1 + \frac{f_s}{f_i}\right) + \frac{Q_1}{Q_2} \left(1 + \frac{f_s}{f_i}\right)^{(1)} \dots\dots (3.6)$$

$$T_e = T_0 \left\{ \frac{f_s}{f_i} + \frac{Q_1}{Q_c} \left(1 + \frac{f_s}{f_i}\right) + \frac{Q_1}{Q_2} \left(1 + \frac{f_s}{f_i}\right) \right\} \dots (3.7)$$

と表わされる。

(3) 進行波形メーバ

$$F = 1 + \frac{f_s}{f_i} + \frac{\alpha}{A} \left(1 + \frac{f_s}{f_i}\right)^{(13)} \dots\dots\dots (3.8)$$

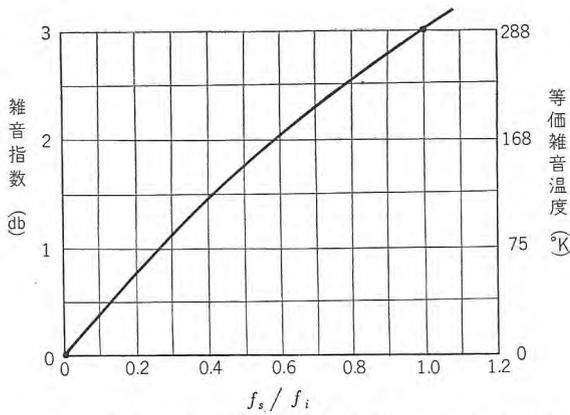


図 3.1 アイドラ対信号周波数と雑音指数, 等価雑音温度

$$T_e = T_0 \left\{ \frac{f_s}{f_i} + \frac{\alpha}{A} \left( 1 + \frac{f_s}{f_i} \right) \right\} \dots\dots\dots (3.9)$$

式 (3.8) および式 (3.9) は伝送線に強磁性半導体または強誘電体などのパラメトリック素子が連続分布している場合の雑音指数および等価雑音温度を示す。ダイオードなどの集中変数素子をいくつか周期的に配列した進行波メーバでは、雑音指数は文献 (11) に次のように示されている。

$$F = 1 + \frac{f_s}{f_i} + \left( \frac{G_1'}{Y_0} + \frac{f_s}{f_i} \frac{G_2'}{Y_0} \right) \dots\dots\dots (3.10)$$

$Y_0$ : 信号回路, アイドラ回路の終端コンダクタンス

$G_1'$ : ダイオードの  $f_s$  での並列コンダクタンス

$G_2'$ : "  $f_i$  " " "

なお非直線リアクタンス素子としてのダイオードの等価回路には通常図 3.2 (a) のようなものを用いている。  $G_1'$  および  $G_2'$  なる並列コンダクタンスは次の式から求められる。

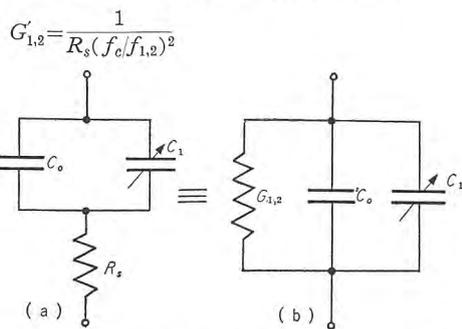


図 3.2 逆バイアス半導体ダイオード等価回路

表 3.1 メーバの雑音指数と等価雑音温度測定値の例

研究者	研究所	メーバの形	雑音指数 (db)	雑音温度 (°K)	信号周波数 (Mc)	アイドラ周波数 (Mc)	文	献
H. Heffner K. Kotzube	スタンフォード大学	透過形	4.8	590	1,200	2,300	P. IRE. 46, p. 1301, June, 1958	
C. F. Herrmann M. Uenohara A. Uhlir, Jr.	ベル研	反射形	6	865	6,000	5,700	P. IRE. 46, p. 1301, June, 1958	
"	"	"	5~6	626~865	6,000	6,000	Bell Lab. Rec. 35, p. 250, July, 1958	
R. S. Engelbrecht	"	進行波形	3.5	360	400	500	Bell Lab. Rec. 35, p. 250, July, 1958	
K. K. Chang S. Bloom	R C A	反射形 (4レベル)	10	2,600	380	220	P. IRE, 46, p. 1383, July, 1958	
小口・喜田・ほか	通研	反射形	10	2,600	4,170	3,930	通学会マイクロ波電子管専門委員会 1958-7-14	
R. S. Engelbrecht	ベル研	進行波形	3.5	360	360	250	P. IRE, 46, p. 1655, Sept., 1958	

$$f_c = (2\pi R_s C_0)^{-1}, \quad f_{1,2} \ll f_c$$

また式 (3.10) では伝送回路の損失は考えてない。なお 1 区間あたりの増幅度が小さい場合には次区間の素子からの雑音も考慮しなければならない。

### 3.2 メーバ雑音測定結果

理論値について明確に示した計算例はない。測定結果だけ表 3.1 に示す。

### 3.3 メーバを前置増幅器とした高感度受信系の雑音指数

各種メーバについても節 2.3 と同様に計算できるが、メーバ自体の雑音指数がメーザに比べてはるかに大きいので、サーキュレータおよびフィーダの損失はそれほど重要な意味をもたないのが普通である。メーバに付加される回路の条件が節 2.3 と同じとすれば、メーバ単独の値に加えて反射形の場合にはほぼ 0.8 db、透過空洞形および進行波形ではほぼ 0.4 db だけ雑音指数が増加する。

### 3.4 メーバ雑音についての文献

- (1) H. Heffner & G. Wade: Gain, bandwidth, and noise characteristics of the variable parameter amplifier, J. Appl. Phys., 29, 1321, Sept., (1958).
- (2) H. Heffner & K. Kotzube: Experimental characteristics of microwave parametric amplifier using semiconductor diode, Proc. IRE, 46, 1301, June, (1958).
- (3) C.F. Herrmann, M. Uenohara & A. Uhlir, Jr.: Noise figure measurement in two types of variable reactance amplifiers using semiconductor diode, Proc. IRE, 46, 1301, June, (1958).
- (4) 小口・喜田・稲毛・岡島: ゲルマニウムダイオードによるパラメトロン増幅器, 電気通信学会マイクロ波電子管専門委員会 (昭 33-4).
- (5) 喜田・藤井: 鉱石検波器によるマイクロ波の増幅について, 電気三学会東京支部連合大会 No. 496, (昭 29-10).
- (6) Low noise amplifier for high frequencies using new semiconductor diode, Bell Lab. Record, 250, July, (1958).
- (7) K.K. Chang & S. Bloom: A parametric amplifier using lower frequency pumping, Proc. IRE, 46, 1383

-1384, July, (1958).

- (8) R. S. Engelbrecht: A low noise nonlinear reactance travelling wave amplifier, Proc. IRE, 46, 1655, Sept., (1958).
- (9) A. Adler: A low noise electron beam parametric amplifier, Proc. IRE, 46, 1756, Oct., (1958).
- (10) S. Weber: The mavar, a low noise parametric amplifier, Electronics 65-71, Sept. 26, (1958).
- (11) 斎藤成文: Parametric element を含む伝送路一特に進行波パラメトリックアンプについて, 電気通信学会マイクロ波研究専門委員会, (昭 33-11-14).
- (12) J. M. Manley & H. E. Rowe: Some general properties of nonlinear elements—Part I. General energy relations, Proc. IRE, 44, 904-913, July, (1956).
- (13) P. K. Tien: Parametric amplification and frequency mixing in propagating circuit, J. Appl. Phys., 29, 1347, Sept., (1958).

4. 雑音指数および等価雑音温度の計算

4.1 雑音指数と等価雑音温度

雑音指数は出力の SN 比に対する入力 SN 比の比であって次のように示される。

$$F = \frac{S_i/N_i}{S_o/N_o} = \frac{N_o/N_i}{S_o/S_i} \dots\dots\dots(4.1)$$

- $S_i$ : 有能信号入力
- $N_i$ : " 雑音入力
- $S_o$ : " 信号出力
- $N_o$ : " 雑音出力

式(4.1)で分母の  $S_o/S_i$  は電力利得であってこれを  $G$  とする。雑音出力  $N_o$  は雑音入力  $N_i$  が  $G$  倍された  $N_{o1}$  および増幅器の内部で発生した雑音  $N_{o2}$  とからなる。

$$F = \frac{N_{o1} + N_{o2}}{N_i} \cdot \frac{1}{G} = \left(G + \frac{N_{o2}}{N_i}\right) \frac{1}{G} = 1 + \frac{1}{G} \cdot \frac{N_{o2}}{N_i} \dots\dots\dots(4.2)$$

増幅器の内部で発生して出力端に現われた雑音  $N_{o2}$  を入力端でみて, すなわち内部雑音はすべて入力端で発生するものとみなした場合の等価雑音入力を  $N_e$  とすれば, 式(4.2)は次のように表わされる。

$$F = 1 + \frac{N_e}{N_i} \dots\dots\dots(4.3)$$

∴  $N_e = N_{o2}/G$

さらに  $N_e, N_i$  をともに熱雑音によるものと考えれば, 雑音電力は単位帯域幅あたり  $kT$  であるから,  $N_e, N_i$  に対応して  $T_e, T_i$  がきめられる。  $T$  は絶対温度で表わした等価温度,  $k$  はボルツマン定数,  $B$  を帯域幅とする。

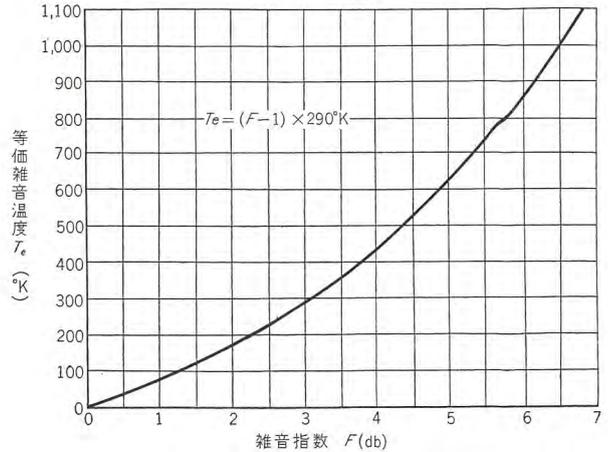


図 4.1 雑音指数と等価雑音温度

$$T_e = \frac{N_e}{kB} \dots\dots\dots(4.4)$$

この  $T_e$  が増幅器の等価雑音温度である。したがって式(4.3)は次のように表わされる。

$$F = 1 + \frac{T_e}{T_i} \dots\dots\dots(4.5)$$

等価雑音温度  $T_e$  は入力端の温度に無関係に式(4.4)できまるものであるから, 雑音指数は式(4.5)から入力端の雑音源の実際音温度  $T_i$  によって変るものであることがわかる。すなわち考えている系に対して固有なものは雑音指数でなくて等価雑音温度である。ただし米国の IRE では  $T_i = 290^\circ\text{K}$  ( $\approx 17^\circ\text{C}$ ) として, この場合の  $F$  を(標準)雑音指数と決めている。

$$F = 1 + \frac{T_e}{290} \dots\dots\dots(4.6)$$

$$T_e = (F-1) \times 290 (^\circ\text{K}) \dots\dots\dots(4.7)$$

式(4.7)から求まる  $T_e$  が通常には等価雑音温度と呼ばれているが, 式(4.7)の  $F$  が雑音源の温度を  $290^\circ\text{K}$  として測定された雑音指数でなければ, 式(4.7)の  $T_e$  と式(4.4)の  $T_e$  とは一致しない。この辺の事情については節 3.8 文献(1)(2)(3)を参照されたい。式(4.7)の  $F$  と  $T_e$  の関係を図 4.1 に示す。

4.2 アンテナ受信機全系の等価雑音温度

(1) 総合雑音指数および総合等価雑音温度

雑音指数  $F_1$ , 利得  $G_1$  なる増幅器(1)とおのおのが  $F_2, G_2$  なる増幅器(2)とが縦続接続されている場合の総合雑音指数は次のように示される。

総合利得  $G_{12} = G_1 \cdot G_2$

総合雑音指数  $F_{12}$  は

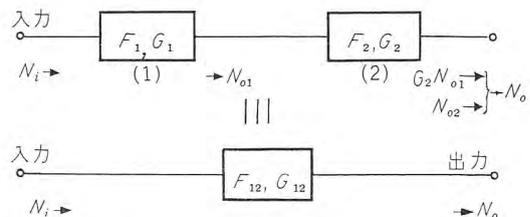


図 4.2 縦続接続した増幅器などの総合雑音指数

$$F_{12} = \frac{S_i/N_i}{S_o/N_o} = \frac{N_o}{G_{12}N_i} \dots\dots\dots(4.8)$$

で表わされる。ここに  $N_o$  は出力端に表われる雑音であるが、雑音器(1)の雑音出力を  $N_{o1}$ 、増幅器(2)で発生して出力端に表われる雑音を  $N_{o2}$  とすれば、

$$N_o = G_2N_{o1} + N_{o2} \dots\dots\dots(4.9)$$

となる。一方  $N_{o1}$  に対しては、

$$F_1 = \frac{N_{o1}}{N_iG_1}$$

$$N_{o1} = F_1N_iG_1 \dots\dots\dots(4.10)$$

なる関係があり、 $N_{o2}$  に対しては、

$$F_2 = 1 + \frac{N_{o2}}{G_2N_i}$$

$$N_{o2} = (F_2 - 1)G_2N_i \dots\dots\dots(4.11)$$

であるから、式(4.8)は次のように表わされる。

$$F_{12} = \frac{F_1N_iG_1G_2 + (F_2 - 1)G_2N_i}{G_1G_2N_i}$$

$$= F_1 + \frac{F_2 - 1}{G_1} \dots\dots\dots(4.12)$$

総合等価雑音温度  $T_{12}$  は式(4.5)を式(4.12)に代入して

$$T_{12} = T_1 + \frac{T_2}{G_1} \dots\dots\dots(4.12')$$

となる。

(2) 有損失伝送回路の付属した増幅器の雑音指数および等価雑音温度

つぎに増幅器(1)を抵抗損失  $L$  (=入力電力/出力電力)なる伝送回路とすれば、 $G_1 = L^{-1}$  なることは明らかであるから、式(4.12)および式(4.12')はまづ

$$F_{12} = F_1 + L(F_2 - 1) \dots\dots\dots(4.13)$$

$$T_{12} = T_1 + LT_2 \dots\dots\dots(4.14)$$

となる。ここに  $F_1$  および  $T_1$  はそれぞれ有損失伝送路の雑音指数および等価雑音温度であって、これらを求め得れば  $F_{12}$  および  $T_{12}$  が知れる。そこで次にこの  $F_1$  または  $T_1$  を求める。

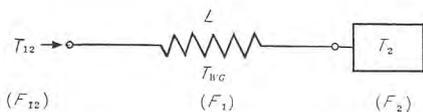


図 4.3 有損失伝送路付増幅器の等価雑音温度

伝送回路は内外とも温度  $T_w$  なるものとする、伝送回路の雑音指数は

$$F_1 = 1 + \frac{T_1}{T_w} \dots\dots\dots(4.15)$$

となるが一方熱平衡の場合を考えると、雑音に関しての利得は 1 であるから、

$$F_1 = \frac{S_i/N_i}{S_o/N_o} = \frac{N_o/N_i}{S_o/S_i} = \frac{1}{G} = L \dots\dots\dots(4.16)$$

となる。したがってまた式(4.15)と式(4.16)から

$$T_1 = (L - 1)T_w \dots\dots\dots(4.17)$$

となるから、この式(4.17)を式(4.14)に代入して

$$T_{12} = (L - 1)T_w + LT_2 \dots\dots\dots(4.18)$$

となる。これが等価雑音温度  $T_2$  を損失  $L$  なる温度  $T_w$  の伝送回路を通して見た等価雑音温度である。

(3) アンテナ、受信機全系の等価雑音温度

さらに伝送回路の入力端に他の雑音源、たとえば、自由空間の等価雑音温度  $T_s$  および節 2.3 に述べたようにサーキュレータの無反射終端からの雑音がアンテナで反射して示す等価雑音温度  $T_{LA}$  を考えると、全系の等価雑音温度は

$$T = T_s + T_{LA} + (L - 1)T_w + LT_2 \dots\dots\dots(4.19)$$

となる。ここに  $T_2$  は伝送回路の終端に接続されたメーザあるいはメーバを前置増幅器とする受信機全体の等価雑音温度である。

次節においては  $T_2$  中のメーザ、メーバの等価雑音温度  $T_c$  の導き方を記す。

4.3 反射空洞形メーザの雑音指数および等価雑音温度

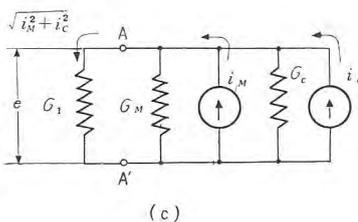
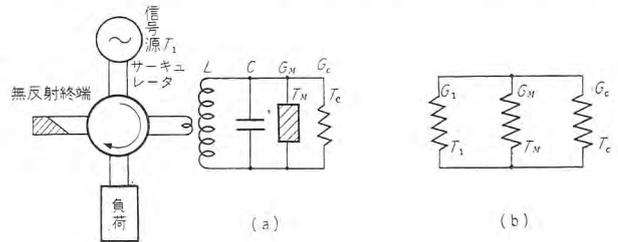


図 4.4 反射空洞形メーザ等価回路

$G_1$ : 発振器によって共振回路に接続された実効コンダクタンス

$G_M$ : メーザ材料の示す等価コンダクタンス (負性)

$G_c$ : 無負荷共振回路の実効コンダクタンス

$T_1, T_c$ : 発振器および空洞の温度

$T_M$ : メーザ材料の等価温度 (負性)

$e$ : 空洞内で発生する雑音の端子電圧

とする。

負荷へ流入する雑音電力  $N_o$  (単位帯域幅あたり)

= 信号源で発生し増幅されて負荷へ流れ込む雑音

+ 空洞内部で発生して負荷へ流れ込む雑音

$$= \mu N_1 + G_1 e^2 \dots\dots\dots(4.20)$$

温度  $T_1$ °K の信号源で発生する単位帯域幅あたりの雑音電力  $N_1$  は

$$N_1 = kT_1 \quad k: \text{ボルツマン定数} \dots\dots\dots(4.21)$$

$$\approx 1.4 \times 10^{-23} \text{ ジュール/°K}$$

反射空洞形メーザの電力利得  $\mu$  は電力反射係数  $\Gamma^2$  のものである。 $G_1$  は空洞でみた発振器の等価コンダクタンス、 $(G_M + G_c)$  は受端コンダクタンスとみなせるから、

$$\mu = \Gamma^2 = \left\{ \frac{G_1 - (G_M + G_c)}{G_1 + (G_M + G_c)} \right\}^2 \dots\dots\dots(4.22)$$

空洞内で発生する雑音というのは  $G_M, G_c$  による熱雑音であってこれが  $G_1$  なるコンダクタンスへ流入すると考える。熱雑音

源を定電流源とみなすならば、 $G_M$  による雑音電流は単位帯域幅あたり、

$$\bar{i}_M^2 = 4k|T_M||G_M| \dots\dots\dots(4.23)$$

となる。同様に  $G_c$  による雑音電流は

$$\bar{i}_c^2 = 4kT_cG_c \dots\dots\dots(4.24)$$

となる。したがって図 4.3 の等価回路の AA' の点においてテブナンの定理を適用するならば、AA' の端子電圧  $e$  は、

$$e = \frac{\sqrt{\bar{i}_M^2 + \bar{i}_c^2}}{(G_M + G_c) + G_1} \dots\dots\dots(4.25)$$

となる。よって  $G_1$  に流入する電力は次のようになる。

$$G_1 e^2 = \frac{G_1(4k|T_M||G_M| + 4kT_cG_c)}{(G_M + G_c + G_1)^2} \dots\dots\dots(4.26)$$

以上の結果を式 (4.20) に代入すると負荷へ流入する雑音電力は

$$N_0 = \mu N_1 + \frac{G_1(4k|T_M||G_M| + 4kT_cG_c)}{(G_M + G_c + G_1)^2} \dots\dots\dots(4.27)$$

となる。一方雑音指数は、

$$F = \frac{\text{負荷へ流入する雑音電力 } N_0}{\text{信号源で発生する雑音電力 } N_1 \times \text{利得 } \mu} \dots\dots\dots(4.28)$$

であるから、式 (4.21) と式 (4.27) とを式 (4.28) に代入すれば、

$$\begin{aligned} F &= 1 + \frac{4kG_1(|T_M||G_M| + T_cG_c)}{(G_1 + G_M + G_c)^2 k T_1} \\ &= \frac{(\sqrt{\mu} + 1)(|T_M||T_c| + T_cG_c)}{\mu T_1 G_1} \dots\dots\dots(4.29) \\ \therefore \sqrt{\mu} + 1 &= \frac{2G_1}{G_1 + G_M + G_c} \\ (\sqrt{\mu} + 1)^2 + \frac{4G_1^2}{(G_1 + G_M + G_c)^2} \end{aligned}$$

式 (4.29) はコンダクタンスで表わした雑音指数であるが、これを  $Q$  で表わせば、

$$F = 1 + \frac{(\sqrt{\mu} + 1)^2}{\mu} \left( \frac{|T_M|Q_1}{T_1|Q_M|} + \frac{T_cQ_1}{T_1Q_c} \right) \dots\dots\dots(4.30)$$

となり、さらに  $\mu \gg 1$  であれば次のようにおける。

$$F = 1 + \frac{|T_M|Q_1}{T_1|Q_M|} + \frac{T_cQ_1}{T_1Q_c} \dots\dots\dots(4.31)$$

ここに、 $Q_1$ : 外部  $Q$

$Q_M$ : メーザ材料の等価  $Q$  (負性)

$Q_c$ : 無負荷  $Q$

また、 $\mu \gg 1$  なる場合は  $|Q_M|$  は次のように表わされる。すなわち、式 (4.22) で  $\mu \gg 1$  とおくと、

$$G_1 + G_M + G_c \approx 0$$

となるから、

$$\begin{aligned} |G_M| &\approx G_1 + G_c \\ \frac{1}{|Q_M|} &\approx \frac{1}{Q_1} + \frac{1}{Q_c} \dots\dots\dots(4.32) \end{aligned}$$

である。したがって式 (4.32) を式 (4.31) に代入すれば雑音指数は、

$$\begin{aligned} F &= 1 + \left( \frac{|T_M|}{T_1} + \frac{|T_M|}{T_1} \frac{Q_1}{Q_c} \right) + \frac{T_c}{T_1} \frac{Q_1}{Q_c} \\ &= 1 + \frac{1}{T_1} \left\{ |T_M| + \frac{Q_1}{Q_c} (|T_M| + T_c) \right\} \dots\dots\dots(4.33) \end{aligned}$$

となる。信号源の温度  $T_1$  は常温  $T_0$  において等価雑音温度

$$T_e = |T_M| + \frac{Q_1}{Q_c} (|T_M| + T_c) \dots\dots\dots(4.34)$$

が得られる。これらが節 2.1 の式 (2.1) および式 (2.2) である。

#### 4.4 透過空洞形メーザの雑音指数および等価雑音温度

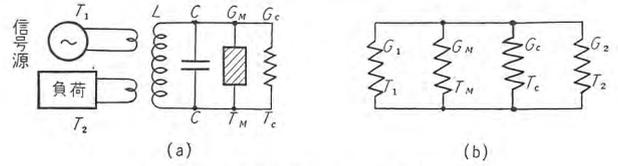


図 4.5 透過空洞形メーザ等価回路

$G_2$ : 負荷によって共振回路に接続された実効コンダクタンス

$T_2$ : 負荷の温度

とする。

負荷へ流入する雑音電力  $N_0$  (単位帯域幅あたり)

= 信号源で発生し  $\mu$  倍されて負荷へ流れ込む雑音

+ 空洞内部で発生して負荷へ流れ込む雑音

+ 負荷 (アイソレータ) から発生し  $\mu'$  倍されてまた負荷へ流入する雑音

ここに  $\mu$  は電力透過率であり、 $\mu'$  は出力側の結合における電力反射率である。

$$\mu = \frac{4G_1G_2}{(G_1 + G_2 + G_c + G_M)^2} \dots\dots\dots(4.35)$$

$$\mu' = \frac{(G_2 - (G_1 + G_c + G_M))^2}{(G_2 + (G_1 + G_c + G_M))^2} \dots\dots\dots(4.36)$$

負荷へ流入する雑音電力  $N_0$  は節 4.3 とほぼ同様にして

$$\begin{aligned} N_0 &= \mu N_1 + \frac{4kG_2(|T_M||G_M| + T_cG_c)}{(G_1 + G_2 + G_c + G_M)^2} + \mu' N_2 \\ &= \mu k T_1 + \frac{\mu k (|T_M||G_M| + T_cG_c)}{G_1} + \mu' k T_2 \dots\dots\dots(4.37) \end{aligned}$$

と計算されるから、雑音指数は

$$F = \frac{N_0}{\mu N_1} = 1 + \frac{|T_M||G_M| + T_cG_c}{T_1G} + \frac{T_2\mu'}{T_1\mu} \dots\dots\dots(4.38)$$

となる。この式 (4.38) の右辺第 3 項は、

$$\begin{aligned} \frac{T_2\mu'}{T_1\mu} &= \frac{T_1(G_2 - G_1 - G_c - G_M)^2}{4T_2G_1G_2} \\ &= \frac{T_2}{T_1} \frac{4G_2^2 + (G_1 + G_2 + G_c + G_M)^2 - 4G_2(G_1 + G_2 + G_c + G_M)}{4G_1G_2} \\ &= \frac{T_2}{T_1} \left\{ \frac{G_2}{G_1} + \frac{1}{\mu} - 2 \left( \frac{1}{\mu} \frac{G_2}{G_1} \right)^{\frac{1}{2}} \right\} \dots\dots\dots(4.39) \end{aligned}$$

となる。したがって、式 (4.38) は

$$F = 1 + \frac{|T_M||G_M| + T_cG_c + T_2G_2}{T_1G_1} + \left\{ \frac{1}{\mu} - 2 \left( \frac{1}{\mu} \frac{G_2}{G_1} \right)^{\frac{1}{2}} \right\} \frac{T_2}{T_1}$$

となる。 $\mu \gg 1$  であると式 (4.39) は

$$F = 1 + \frac{|T_M||G_M| + T_cG_c + T_2G_2}{T_1G_1} \dots\dots\dots(4.40)$$

これを  $Q$  で表わせば、

$$F = 1 + \frac{|T_M|Q_1}{T_1|Q_M|} + \frac{T_cQ_1}{T_1Q_c} + \frac{T_2Q_1}{T_1Q_2} \dots\dots\dots(4.41)$$

と記される。また  $\mu \gg 1$  では式 (4.35) より

$$G_1 + G_2 + G_c + G_M = 0$$

なるゆえ  $|Q_M|$  は次のように表わされる.

$$\frac{1}{|Q_M|} = \frac{1}{Q_1} + \frac{1}{Q_2} + \frac{1}{Q_c} \dots\dots\dots(4.42)$$

式 (4.42) を式 (4.41) に代入すれば雑音指数は

$$F = 1 + \frac{|T_M|}{T_1} + \frac{Q_1}{Q_c} \left( \frac{T_c}{T_1} + \frac{|T_M|}{T_1} \right) + \frac{Q_1}{Q_2} \left( \frac{T_2}{T_1} + \frac{|T_M|}{T_1} \right)$$

$$= 1 + \frac{1}{T_1} \left\{ |T_M| + \frac{Q_1}{Q_c} (T_c + |T_M|) + \frac{Q_1}{Q_2} (T_2 + |T_M|) \right\} \dots\dots\dots(4.43)$$

となる.  $T_1$  は  $T_0$  において等価雑音温度

$$T_e = |T_M| + \frac{Q_1}{Q_c} (T_c + |T_M|) + \frac{Q_1}{Q_2} (T_2 + |T_M|) \dots\dots(4.44)$$

が得られる. これらが節 2.1 (2) の式 (2.5) および式 (2.6) である.

4.5 進行波形メーザの雑音指数および等価雑音温度

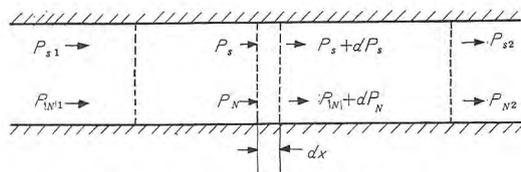


図 4.6 進行波形メーザの信号電力と雑音

図 4.6 において  $P_s$  を点  $x$  において右方へ進行する信号波の電力とし,  $P_N$  を  $P_s$  の周波数を中心とする単位帯域幅における雑音電力とする. 増幅器の長い  $dx$  に対する信号電力の増加  $dP_s$  は,

$$dP_s = (N_2 - N_1) \Gamma P_s dx - \alpha P_s dx \dots\dots\dots(4.45)$$

$N_2$ : 単位長あたりの上部エネルギー準位にある分子数

$N_1$ : " 下部 " "

$\alpha$ : 伝送線の減衰常数

$\Gamma$ :  $(N_2 - N_1) \Gamma = A$  = 単位長あたりの利得とさせる係数

式 (4.45) の右辺第1項は分子増幅を示し, 第2項は管壁抵抗などによる信号電力の減衰である. 一方雑音電力に対しては,  $dP_N = (N_2 - N_1) \Gamma P_N dx - \alpha P_N dx + \alpha P_{N0} dx + \beta N_2 dx \dots\dots(4.46)$

で, 右辺第1項第2項は信号電力とまったく同様な事から示す. 第3項は管壁からの熱雑音を示すもので, 添字0は管壁の温度  $T_0$  を示す. 第4項は分子からの自然放出による成分である.  $\Gamma$  と  $\beta$  との関係は分子をも温度  $T_0$  の熱平衡状態にあるとすれば,  $dP_N/dx=0$  であることから求めることができる. すなわち

$$0 = (N_{20} - N_{10}) \Gamma P_{N0} - \alpha P_{N0} + \alpha P_{N0} + \beta N_{20} \dots\dots(4.47)$$

より

$$\beta = \left( \frac{N_{10}}{N_{20}} - 1 \right) \Gamma P_{N0} \dots\dots\dots(4.48)$$

となる. 一方ボルツマンの分布則によって

$$\frac{N_{10}}{N_{20}} = \exp\left(\frac{h\nu}{kT_0}\right) \dots\dots\dots(4.49)$$

で, またプランクの分布則によって

$$P_{N0} = \frac{h\nu}{\exp\left(\frac{h\nu}{kT_0}\right) - 1} \dots\dots\dots(4.50)$$

であるから,  $\beta$  と  $\Gamma$  との関係は

$$\beta = h\nu \Gamma \dots\dots\dots(4.51)$$

となる. したがって式 (4.46) は

$$dP_N = \{ (N_2 - N_1) \Gamma - \alpha \} P_N dx + (h\nu \Gamma N_2 + \alpha P_{N0}) dx$$

$$= \left\{ P_N + \frac{h\nu \Gamma N_2 + \alpha P_{N0}}{(N_2 - N_1) \Gamma - \alpha} \right\} \{ (N_2 - N_1) \Gamma - \alpha \} dx \dots\dots(4.52)$$

となる. そこで,

$$x=0, \quad P_N \rightarrow P_{N1}$$

$$x=l, \quad P_N \rightarrow P_{N2}$$

として式 (4.52) を積分すれば,

$$\frac{P_{N2} + \frac{h\nu \Gamma N_2 + \alpha P_{N0}}{(N_2 - N_1) \Gamma - \alpha}}{P_{N1} + \frac{h\nu \Gamma N_2 + \alpha P_{N0}}{(N_2 - N_1) \Gamma - \alpha}} = \exp\{ (N_2 - N_1) \Gamma - \alpha \} l \dots\dots(4.53)$$

となる. また式 (4.45) を

$$x=0 \quad P_s \rightarrow P_{s1}$$

$$x=l \quad P_s \rightarrow P_{s2}$$

として積分すれば, 利得  $G$  は,

$$G = \frac{P_{s2}}{P_{s1}} = \exp\{ (N_2 - N_1) \Gamma - \alpha \} l$$

$$= \exp(A - \alpha) l \dots\dots\dots(4.54)$$

$A = (N_2 - N_1) \Gamma$ : 単位長さあたりの利得

となる. 便宜上

$$M \equiv \frac{h\nu \Gamma N_2 + \alpha P_{N0}}{(N_2 - N_1) \Gamma - \alpha} \dots\dots\dots(4.55)$$

とおくならば, 式 (4.53) は式 (4.54), (4.55) を用いて

$$\frac{P_{N2} + M}{P_{N1} + M} = \exp\{ (N_2 - N_1) \Gamma - \alpha \} l = G \dots\dots(4.56)$$

となり,

$$\frac{P_{N1}}{P_{N2}} = G + (G - 1) \frac{M}{P_{N1}} \dots\dots\dots(4.57)$$

が得られる. したがって雑音指数は定義によって

$$F \equiv \frac{P_{N2}}{G P_{N1}}$$

$$= 1 + \left( 1 - \frac{1}{G} \right) \frac{M}{P_{N1}} \dots\dots\dots(4.58)$$

となる. また式 (4.55) は

$$M = \frac{h\nu}{1 - \frac{N_1}{N_2}} \left( 1 + \frac{\alpha}{A - \alpha} \right) + \frac{\alpha P_{N0}}{A - \alpha} \dots\dots\dots(4.59)$$

と書けるので, 式 (4.58) は

$$F = 1 + \left( 1 - \frac{1}{G} \right) \frac{1}{P_{N1}} \left\{ \frac{h\nu}{1 - \frac{N_1}{N_2}} \left( 1 + \frac{\alpha}{A - \alpha} \right) + \frac{\alpha P_{N0}}{A - \alpha} \right\} \dots\dots\dots(4.60)$$

となる.  $G \gg 1$  であるとすれば, 式 (4.60) は

$$F = 1 + \frac{1}{P_{N1}} \left\{ \frac{h\nu}{1 - \frac{N_1}{N_2}} + \frac{\alpha}{A} \left( P_{N0} + \frac{h\nu}{1 - \frac{N_1}{N_2}} \right) \right\} \dots\dots\dots(4.61)$$

となる. ここに  $h\nu / (1 - N_1/N_2)$  は自発放出による雑音成分である<sup>(8)(9)</sup>. (注) これを  $P_M$  とするならば

$$F = 1 + \frac{P_M}{P_{N1}} + \frac{\alpha}{A} \left( \frac{P_{N0}}{P_{N1}} + \frac{P_M}{P_{N1}} \right) \dots\dots\dots(4.62)$$

となる。よって雑音をすべて等価的に熱雑音と考えるならば  $P=kTB$  なる関係から、

$$F=1+\frac{|T_M|}{T_{N1}}+\frac{\alpha}{A}\left(\frac{T_{N0}}{T_{N1}}+\frac{|T_M|}{T_{N1}}\right)$$

$$=1+\frac{1}{T_{N1}}\left\{|T_M|+\frac{\alpha}{A}(T_{N0}+|T_M|)\right\} \dots\dots(4.63)$$

が得られる。 $T_{N1}$  を  $T_0$  とおけば等価雑音温度は、

$$T_e=|T_M|+\frac{\alpha}{A}(T_{N0}+|T_M|) \dots\dots(4.64)$$

これが節 2.1(3) の式 (2.7) および式 (2.8) である。ここに

$T_{N1}$ : 信号源の温度

$T_{N2}$ : 伝送線の温度

$T_M$ : メーザ材料の等価雑音温度

(注) 自発放出の確率は  $N_2$  に比例するが、等価入力雑音に換算するために利得で割る。一方利得は  $(N_2-N_1)$  に比例するので、自発放出による雑音のエネルギー密度は  $N_2/(N_2-N_1)$  に比例する。この比例常数が  $h\nu$  である。

4.6 メーザ材料の等価雑音温度

メーザの内部雑音は回路からの熱雑音のほかにメーザ材料からの自発放出によるものがある。一方  $T^\circ K$  の抵抗体からの有能雑音電力は単位帯域幅あたり、 $kT$  であるので、自発放出の雑音電力を増幅器の入力端で発生するものと換算してこれが単位帯域幅あたり  $kT'$  に等しいときこの  $T'$  をメーザ材料の等価雑音温度という。

(1) 2 レベルメーザ材料の等価雑音温度

入力端で発生するものと換算した自発放出による雑音  $N$  は上位レベルにある分子数  $n_2$  に比例し、利得に相当する過剰分子数に反比例する。この比例常数が  $hf$  になり<sup>(8)(9)</sup>、

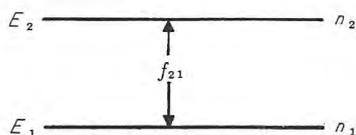


図 4.7 二つのエネルギーレベル

$$N=hf\frac{n_2}{n_2-n_1} \quad (n_2 > n_1)$$

$$=\frac{hf}{1-\frac{n_1}{n_2}} \dots\dots(4.65)$$

となる。さらにこの式 (4.65) にマックスウェル、ボルツマンの分布則:

$$\frac{n_2}{n_1}=\exp\left(-\frac{hf}{kT_M}\right) \dots\dots(4.66)$$

を代入するならば、

$$\left|\frac{hf}{kT_M}\right| \ll 1$$

が満足されるとき、

$$N \approx -kT_M \dots\dots(4.67)$$

となる。すなわち自発放出によるメーザ材料の等価雑音温度はマックスウェル、ボルツマンの分布則で示されるところの、レ

ベルの分子数の比からきまるその系の等価温度 (負性) の絶対値  $|T_M|$  に等しい。

(2) 3 レベル固体メーザ材料の等価雑音温度

3 レベル固体メーザでは、レベル 3 と 2 との間で増幅作用があるとする、自発放出による等価入力雑音は次のように示される。

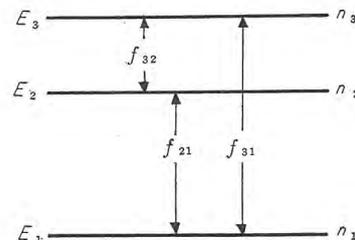


図 4.8 三つのエネルギーレベル

$$N=hf_{32}\frac{n_3}{n_3-n_2} \dots\dots(4.68)$$

一方  $(n_3-n_2)$  はレベル 1 から 3 への吸収あるいは誘導放出の確率  $W_{13}$  が、 $W_{32}$  および熱緩和の確率  $w_{ij}$  に比べて十分大きく、かつ  $|hf/kT| \ll 1$  なる仮定のもとに、すなわちレベル 1 からレベル 3 へ十分ポンピングが行なわれ  $n_3 \approx n_1$  になったときには、つぎのように示される<sup>(10)</sup>。

$$n_3-n_2 \approx \frac{nh}{3kT_c} \cdot \frac{w_{21}f_{21}-w_{32}f_{32}}{w_{23}+w_{21}} \dots\dots(4.69)$$

ここに、 $n=n_1+n_2+n_3$ ,  $n_1 \approx n_2 \approx n_3 \approx \frac{1}{3}n$

$w_{ij}$ : レベル  $i$  から  $j$  への熱的緩和の強さを示す。

$$w_{ij}=w_{ji} \exp\left(-\frac{E_j-E_i}{kT}\right) \approx w_{ji}$$

$T_c$ : スピン系のおかれている格子の温度、メーザ材料の実際の温度、すなわち空洞の温度

である。式 (4.69) から、 $w_{21}f_{21} > w_{32}f_{32}$  ならば、 $n_3 > n_2$  となってレベル 3~2 の間でメーザ作用を行なわせることができる。したがって式 (4.69) を式 (4.68) に代入すれば、

$$N=\frac{3kT_c hf_{32} n_3}{hn} \times \frac{w_{32}+w_{21}}{w_{21}f_{21}-w_{32}f_{32}} \dots\dots(4.70)$$

となる。ここで  $3n_3 \approx n$ , および  $N=-kT_M$  において、式 (4.70) から、

$$|T_M|=T_c \frac{f_{32}(w_{32}+w_{21})}{w_{21}f_{21}-w_{32}f_{32}} \dots\dots(4.71)$$

となる。 $f_{21} > f_{32}$  ならば通常  $w_{21} > w_{32}$  で、 $w_{21}f_{21} > w_{32}f_{32}$  となるので<sup>(10)</sup>、 $|T_M|$  は近似的に次のように示される。

$$|T_M|=T_c \cdot \frac{f_{32}}{f_{21}} \dots\dots(4.72)$$

また  $f_{21} \approx f_{32}$  ならば通常  $w_{12} \approx w_{21}$  であるが、適当な不純物を添加することにより、 $w_{21}$  を大きくすることができるので、やはり

$$|T_M|=T_c \frac{f_{32}}{f_{21}}$$

が得られる。これらが節 2.1(1) の式 (2.4) である。

4.7 メーバの雑音指数

メーバの雑音指数に対しては、節4.3および節4.4のメーザの場合とまったく同様に、外部から空洞に流れ込み増幅される雑音、および空洞内部で発生する雑音と分けて考え、メーバ材料の等価雑音温度としては節3.1に述べたものをとればメーザについて求めた諸式がそのままメーバにあてはまる。しかし本節では文献(11)による透過空洞形メーバの雑音指数の回路網的な求め方を記す。反射空洞形の場合には、節4.3と節4.4とを比較して明らかのように、透過空洞形の場合の負荷への開口を閉じたすなわち  $G_2=0$ 、または  $Q_2=\infty$  とおいたものに等しい。

メーバの例をダイオード形にとれば等価回路は図4.9(a)のようになる。

$G_1$ : 発振器によって増幅共振回路に接続された実効コンダクタンス

$G_2$ : 負荷によって " " "

$G_s$ : 無負荷信号共振回路の実効コンダクタンス

$G_i$ : アイドラ共振回路 " "

$\omega_s$ :  $\omega_i$ :  $\omega_p$ : 信号, アイドラ, ポンピングの角周波数

$$\omega_p = \omega_s + \omega_i$$

とする。

負荷へ流れ込む雑音には、

- (1) 信号源で発生し増幅されて負荷へ流れ込む雑音  $N_{01}$
  - (2) 信号共振回路で発生して負荷へ流れ込む雑音  $N_{02}$
  - (3) アイドラ共振回路で発生して負荷へ流れ込む雑音  $N_{03}$
  - (4) 負荷で発生し増幅されてまた負荷へ流れ込む雑音  $N_{04}$
- がある。

まず  $N_{01}$  については、単位帯域幅あたり (以下同じ)

$$N_{01} = \mu k T_0 \dots\dots\dots (4.73)$$

である。ここに  $\mu$ : 透過空洞形メーバの利得

$T_0$ : 信号源の温度で常温。以下全系同一温度とする。

つぎに  $N_{02}$  については図4.9(a)の等価回路によって、節4.3におけると同様にして

$$N_{02} = \frac{i^2 G_2}{(G_1 + G_2 + G_s - G)^2} = \frac{4kT_0 G_s G_2}{(G_1 + G_2 + G_s - G)^2} \dots\dots\dots (4.74)$$

となる。ここに  $(-G)$  は図4.9(a)でAA'から右をみた場合にパラメトリック作用によってAA'に現われる負性コンダ

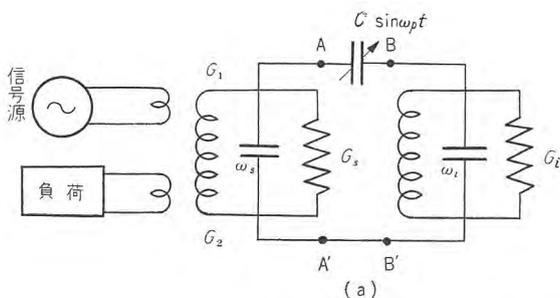


図4.9 透過空洞形メーバ等価回路

クタンスであって次のように示される。

$$G = \frac{\omega_s \omega_i C^2}{4G_i} \dots\dots\dots (4.75)$$

(3)の  $N_{03}$  はアイドラ回路に  $f_i$  を中心周波数として発生し、変換されて  $f_s$  を中心周波数とする雑音となって負荷へ流れ込む成分である。いまアイドラ回路に着目して図4.9(a)のBB'より左側を等価負性コンダクタンス  $(-G')$  で置換したとすると等価回路は図4.9(c)になる。

ここに  $G'$ ,

$$G' = \frac{\omega_s \omega_i C^2}{4(G_1 + G_2 + G_s)} \dots\dots\dots (4.76)$$

は式(4.69)より

$$= \frac{GG_i}{G_1 + G_2 + G_s} \dots\dots\dots (4.77)$$

となる。したがってアイドラ共振回路のBB'に生ずる端子電圧  $v_{ii}$  は、

$$v_{ii} = \frac{i}{G_i - G'} = \frac{i}{G_i - \frac{GG_i}{G_1 + G_2 + G_s}} = \frac{i}{G_1 + G_2 + G_s - G} \cdot \frac{G_1 + G_2 + G_s}{G_i} \dots\dots\dots (4.78)$$

となる。一方このBB'に生じている電圧  $v_{ii}$  によって、 $\omega_s$  なる角周波数でAA'に生ずる端子電圧  $v_{si}$  は

$$v_{si} = \frac{\omega_s C}{2(G_1 + G_2 + G_s)} v_{ii} = \frac{\omega_s C i}{2G_i(G_1 + G_2 + G_s - G)} \dots\dots\dots (4.79)$$

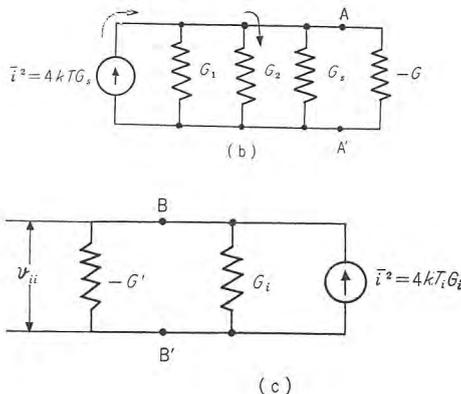
と求められるが、この電圧によって負荷へ流入する雑音  $N_{03}$  は、

$$N_{03} = v_{si}^2 G_2 = \frac{\omega_s^2 C^2 i^2}{4G_i^2 (G_1 + G_2 + G_s - G)} G_2 = \frac{\omega_s^2 C^2 4kT_0 G_s G_2}{4G_i (G_1 + G_2 + G_s - G)^2} = \frac{\omega_s}{\omega_i} \cdot \frac{4kGG_2}{(G_1 + G_2 + G_s - G)^2} \dots\dots\dots (4.80)$$

となる。(注)

最後の  $N_{04}$  については、

$$N_{04} = \mu' k T_0 \dots\dots\dots (4.81)$$



である。ここに  $\mu'$  は出力端子でみた電力反射率である。

また透過空洞形の電力利得  $\mu$  は電力透過率そのものであって、つぎのようにして求めることができる。

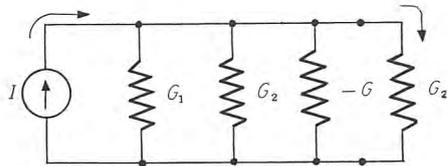


図 4.10 電力透過率を求めるための等価回路

$G_1$  を信号源の等価コンダクタンスとすれば、定電流源を  $I$  としたときの信号源の有能電力は  $I^2/4G_1$  である。端子電圧は  $I/(G_1+G_2+G_s-G)$  と求まるから負荷  $G_2$  に流入する電力は  $\{I/(G_1+G_2+G_s-G)\}^2 G_2$  である。したがって利得  $\mu$  は

$$\mu = \frac{\{I/(G_1+G_2+G_s-G)\}^2 G_2}{I^2/4G_1} = \frac{4G_1 G_2}{(G_1+G_2+G_s-G)^2} \quad (4.82)$$

となる。式 (4.81) の電力反射率は式 (4.22)、および式 (4.36) と同様にして

$$\mu' = \left\{ \frac{G_2 - (G_1 + G_s - G)}{G_2 + (G_1 + G_s - G)} \right\}^2 \quad (4.83)$$

である。さて雑音指数は定義によって

$$F = \frac{N_{01} + N_{02} + N_{03} + N_{04}}{\mu k T_0} \quad (4.84)$$

であるから式 (4.84) に式 (4.73)、(4.74)、(4.80) および式 (4.81) を代入すれば式 (4.85) が得られる。

$$F = 1 + \frac{G_s}{G_1} + \frac{G}{G_1} \cdot \frac{f_s}{f_i} + \frac{\mu'}{\mu} \quad (4.85)$$

式 (4.85) の右辺第 4 項  $\mu'/\mu$  は式 (4.39) で  $T_1 = T_2$  としたものとまったく同様であって  $\mu \gg 1$  なる場合は  $G_2/G_1$  となる。

$$F = 1 + \frac{G_s}{G_1} + \frac{G_2}{G_1} + \frac{G}{G_1} \frac{f_s}{f_i} \quad (4.86)$$

$\mu \gg 1$  では式 (4.82) から

$$G \approx G_1 + G_2 + G_s$$

なるゆえに、式 (4.86) は

$$F = 1 + \frac{f_s}{f_i} + \frac{G_s}{G_1} \left(1 + \frac{f_s}{f_i}\right) + \frac{G_2}{G_1} \left(1 + \frac{f_s}{f_i}\right) \quad (4.87)$$

となる。 $Q$  で表わせば、

$$F = 1 + \frac{f_s}{f_i} + \frac{Q_1}{Q_s} \left(1 + \frac{f_s}{f_i}\right) + \frac{Q_2}{Q_1} \left(1 + \frac{f_s}{f_i}\right) \quad (4.88)$$

となる。また等価雑音温度は

$$T_e = T_0 \left\{ \frac{f_s}{f_i} + \frac{Q_1}{Q_s} \left(1 + \frac{f_s}{f_i}\right) + \frac{Q_2}{Q_1} \left(1 + \frac{f_s}{f_i}\right) \right\} \quad (4.89)$$

となる。これらが節 3.1(2) の式 (3.6) および式 (3.7) である。

つぎに反射空洞形では  $G_2 = 0$  すなわち  $Q_2 = \infty$  とおけばよいから

$$F = 1 + \frac{f_s}{f_i} + \frac{Q_1}{Q_s} \left(1 + \frac{f_s}{f_i}\right) \quad (4.90)$$

$$T_e = T_0 \left\{ \frac{f_s}{f_i} + \frac{Q_1}{Q_s} \left(1 + \frac{f_s}{f_i}\right) \right\} \quad (4.91)$$

となる。これらが節 3.1(1) の式 (3.2) および式 (3.3) である。またこの場合、外部回路の空洞への結合を過結合にして  $G_s \gg G_1$  すなわち  $Q_1 \ll Q_s$  とすれば

$$F = 1 + \frac{f_s}{f_i} = \frac{f_p}{f_i} \quad (4.92)$$

となる。以上はメーザの場合の雑音、式 (4.33)、(4.34) および式 (4.43)、(4.44) にメーバ材料の等価温度として Manly-Rowe の式から求めた値式 (3.1) を入れ他の温度を常温としたものに等しい。

(注) 節 4.4 のメーザの雑音解析ではメーザ材料の示すコンダクタンス  $G_M$  を一つの雑音源として他のコンダクタンスと同一に扱っているのに対し、このメーバの場合には同一には扱っていない。しかしメーバの場合でもこの負性コンダクタンスの温度を常温とせず、メーザの場合と同様に、一般には空洞温度(メーバの場合は常温)と等しくない等価雑音温度を考えるならば、他のコンダクタンスと同一に取扱えば良い。メーバ材料の等価雑音温度は節 3.1 の式 (3.1) に示してある。

#### 4.8 文献

- (1) Noise factor and noise temperature. Proc. IRE, 46, No. 1, P2A; Jan., (1958).
- (2) IRE Standards on electron devices; Methods of measuring noise (53 IRE 7S1) Proc. IRE, 41, No. 7, July, 890-896, (1953).
- (3) IRE Standards on receivers; Definitions of terms (52 IRE 17S1), Proc. IRE, 40, Dec., 1681-1685, (1952).
- (4) R.F. Arams & G. Krayer: Design consideration for circulator maser system, Proc. IRE, 46, May, 912-913, (1958).
- (5) J.P. Gordon & L.D. White: Noise in maser amplifier-theory and experiment, Proc. IRE, 46, Sept. 1588-1594, (1958).
- (6) J.C. Helmer & M.W. Muller: Calculation and measurement of noise figure of maser amplifier, Proc. IRE, Trans, MTT-6, Apr., 210-214, (1958).
- (7) J. Whittke: Molecular amplification and oscillation of microwaves, Proc. IRE, 45, Mar., 291-316, (1957).
- (8) M.W.P. Strandberg: Inherent noise of quantum-mechanical amplifier, Phys. Rev., 106, No. 4, Feb., 15, 617-620, (1957).
- (9) M.W.P. Strandberg: The versitron—a new solid state quantum mechanical amplifier, Proceedings of the symposium on the role of solid state phenomena in electrical circuits; New York, Apr. 23, 24, 25, (1957).

- (10) N. Bloembergen: Proposal for a new solid state maser, Phys. Rev. 104, 324-327, (1956).
- (11) H. Heffner & G. Wade: Gain, bandwidth and noise characteristics of the variable parameter amplifier, J. of Appl. Phys. 29, No. 9, 1321, (1958).

5. メーザおよびメーバの雑音特性の比較

メーザおよびメーバは増幅さるべき信号周波数でみると、回路的にはまったく同一の取扱いができる。しかし実際の構成の上では、メーバはアイドラ回路と称される共振回路を必要とするのが一般であるが、メーザではこれを必要としないという相違がある。アイドラ回路にアイドラ周波数  $f_i$  で発生する雑音はパラメトリック励振すなわちポンピング作用によって信号回路に信号周波数  $f_s$  の雑音を誘発する。メーザにはアイドラ回路がないからメーバよりこの分だけ雑音が少ないように考えられるが、メーザにはメーザ材料自体による自発放出する内部雑音源がある。メーバにはこれがない。メーザおよびメーバにおいて、発生機構は異なるがともに有する内部雑音をそれぞれの材料の等価雑音温度  $|T_M|$  という同一の記号で書きうることから、雑音特性の解析も前記のように両者ともに同一方法でできる。

メーザ材料の等価雑音温度  $|T_M|$  は節 4.6 および節 2.1(1) に述べたように表わされるが、メーバの場合は節 3.1 および節 3.7 に述べたように、

$$T_M = \frac{f_s}{f_i} T_0 \dots\dots\dots(5.1)$$

とおくことができる。  $T_0$  は常温であるが、これはメーバが一般に常温の下におかれるとしているからで、もし冷却する場合は、これを冷却温度にすればよい。メーザの諸式に上の関係を代入したものがすなわちメーバの式となっている。

ここで興味あることは3レベルメーザとメーバの類似であるが、3レベルメーザの  $|T_M|$  は

$$|T_M| = \frac{f_{32}}{f_{21}} T_c \dots\dots\dots(5.2)$$

である。  $f_{32}$  は信号周波数であり、  $f_{21} = f_{31} - f_{32}$  であることから、メーバの場合の式 (5.1)  $T_0 = T_c$  すなわち常温の代りに冷却されている空洞の温度、とおいたものに等しい、この事実からも3レベルメーザとメーバとの雑音特性の差が冷却してあるか否かにあることがわかる。ただしメーザの場合には他の条件から冷却しなければメーザは実現されないであろうし、メーバの場合には逆に冷却することがメーザ材料にどのような影響を与えるかは別に考えられなければならない問題である。

メーザ、メーバでも実際にはさらにポンピング電力に含まれる雑音の内部雑音への寄与も考えなければならないが、このポンピングの雑音による影響を考えなければ、メーザ、およびメーバの雑音指数および等価雑音温度は材料の等価雑音温度  $|T_M|$  を用いてまったく同一の式で表わされる。次章においてはメーザ、メーバを区別せず、雑音特性が回路の構成でどのよ

うに変わってくるかというメーザ、メーバ共通の問題について述べる。

6. 反射空洞形、透過空洞形および進行波形の比較

前章でメーザとメーバの雑音特性を比較し雑音特性、等価雑音温度ともまったく同一の式で表わされることを述べた。本章においてはメーザ、メーバの雑音特性に表記三つの回路構成でどのような差異があり、いかなる特長を有するかというメーザ、メーバの共通の問題について述べる。メーザ、メーバとも回路的には表記のように3種考えられており、各等価雑音温度の式は、式 (6.1), (6.2) および式 (6.4) である。これらはメーザの式ではあるが、メーバについては、  $|T_M| = (f_s/f_i) T_0$ 、および  $T_c = T_0$  とおけばよいことは前述のとおりである。

$$T_e = |T_M| + \frac{Q_1}{Q_c} (|T_M| + T_c) \text{ 反射空洞形} \dots\dots\dots(6.1)$$

$$T_e = |T_M| + \frac{Q_1}{Q_c} (|T_M| + T_c) + \frac{Q_1}{Q_2} (|T_M| + T_2) \text{ 透過空洞形} \dots\dots\dots(6.2)$$

透過空洞形の場合は反射形に比べて右辺第3項が余分にあり、それだけ等価雑音温度は高い。とくに固体メーザの場合には  $T_2 \gg |T_M|, T_c$  であるため右辺第3項の等価雑音温度に与える影響は大きい。しかしこの項の  $Q_1/Q_2 \rightarrow 0$  とすることによって透過形の式を反射形の式に近づけることができる。これは信号源側の結合を大きくし、負荷側の結合を小さくすることである。このような動作状態にすることは透過形の利得、式 (6.3)

$$\mu = \frac{4G_1G_2}{(G_1+G_2+G_s+G_M)^2} \dots\dots\dots(6.3)$$

から明らかのように利得  $\mu$ 、無負荷コンダクタンス  $G_c$ 、およびメーザあるいはメーバの等価コンダクタンス  $G_M$  を一定に保ったまま可能である。すなわち  $G_1$  または  $G_2$  はある範囲で自由に選べ  $G_2/G_1 \rightarrow 0$  すなわち  $Q_1/Q_2 \rightarrow 0$  とすることができる。

一方帯域幅は  $\sqrt{G_1G_2}$  に比例する。  $\mu \gg 1$  なる場合には、式 (6.3) の分母が零に近づき  $G_1+G_2$  がほぼ一定であることから、  $G_2/G_1 \rightarrow 0$  なる状態では  $G_1 \times G_2$  が小さくなり帯域幅は非常に小さいものになってしまうであろう。すなわち透過空洞形における雑音指数の改善は帯域幅の犠牲を伴う。なお反射空洞形と透過空洞形との等価雑音温度の比較は式 (6.1) および式 (6.2) からだけでは不足なのであって、反射形の場合にはさらにサーキュレータの損失と漏洩による等価雑音温度をも含めて透過形の式 (6.2) と比較する必要がある。節 2.3 (1) および節 2.3(2) 参照。それで高性能のサーキュレータがあれば反射空洞形のほうが雑音特性および [(利得)<sup>1/2</sup> × 帯域幅] などの上から望ましいが、さもないときは透過空洞形についても一考の余地がある。

進行波形の等価雑音温度は式 (4.58) すなわち式 (6.4) で示される。

$$T_e = |T_M| + \frac{\alpha}{A} (T_N + |T_M|) \dots\dots\dots(6.4)$$

進行波形では出力は分離されており、また増幅は一方向性ゆえ負荷で発生する雑音が透過空洞形のように等価雑音温度を高めるといったことはない。すなわち式(6.4)のままで式(6.2)およびサーキュレータによる増加分を加えた式(6.1)に対応する点において進行波形が前二者にまさるものと考えられる。

個々の形について等価雑音温度を下げるには、

(1) 反射空洞形

式(6.1)では、 $Q_1 \ll Q_c$  すなわち過結合にする。また固体メーザでは空洞温度  $T_e$  は  $|T_M|$  にほとんど等しくこれらはごく低温であるのに対し、アンモニアビームメーザでは空洞温度は常温であって  $|T_M|$  に比べてメーザの等価雑音温度に寄与する割合が非常に大きいから等価雑音温度を下げるには空洞を冷却する必要がある。

以上のほか反射空洞形では実際にはサーキュレータの順方向損失および逆方向ならびに飛越漏洩による等価的な温度上昇も考慮しなければならない。サーキュレータが常温であれば損失  $L=0.1$  db あたりの等価雑音温度  $(L-1)T_w$  はほぼ  $7^\circ\text{K}$ 、漏洩による等価雑音温度は漏洩が  $-25$  db 以下であれば  $1^\circ\text{K}$  以下である。なおサーキュレータの問題については節 2.3(1)を参照されたい。

(2) 透過空洞形

式(6.2)では  $Q_1 \ll Q_c$ 、および  $Q_1 \ll Q_2$  すなわち信号源側の開口は過結合、負荷側は軽結合にする。空洞温度については反射形の場合と同じことがいえる。負荷またはサーキュレータの温度  $T_2$  は普通常温であろうから、これのメーザの等価雑音温度に寄与する割合は非常に大きい。したがってもしそれを冷却するならば等価雑音温度を大幅に減少させようであろう。

(3) 進行波形

式(6.4)では  $\alpha \ll A$ 、すなわち回路損失を小さくし単位長あたりの増幅度を上げればよい。しかし増幅器の内部および入力端に反射があると、負荷で発生する雑音が反射増幅されて見掛上の内部雑音を増加する。これを防ぎ、かつ動作を安定にする上にも増幅方向と逆方向に進行する雑音および反射波を吸収するアイソレータを増幅器内に内蔵することが望ましい。

7. む す び

(1) メーザの雑音温度はどれくらいまで下げうるか

空洞形メーザでは透過形より反射形のほうが等価雑音温度を低くすることができるであろう。反射空洞形メーザの等価雑音温度は入出力回路の空洞への結合を十分過結合にし  $Q_1 \ll Q_c$  とすれば

$$T_e \approx |T_M|$$

となる。さらに反射空洞形3レベル固体メーザについて考えると、 $f_{32}$  を増幅周波数とした場合等価雑音温度  $|T_M|$  は  $f_{32} < f_{21}$ 、 $\omega_{32} < \omega_{21}$  であるほど小さくなる。これらの条件から  $|T_M| \leq T_e$  とすることは可能であろう。したがって

$$T_e \approx T_e$$

となしうるはずであるから、液体ヘリウムで冷却している場合には、 $T_e$  を液体ヘリウム温度までは下げうると考えられる。ただしサーキュレータの影響は考慮していない。

進行波形メーザについても  $\alpha \ll A$  とすることができればまったく同様の結果になり、 $T_e$  は冷却温度までには下げうるものと考えられる。

(2) 超低雑音増幅器としてメーザシステムを考えた場合

反射空洞形メーザではフィーダの損失およびサーキュレータの順方向損失がいちばん大きな雑音源となる。したがってよりすぐれたサーキュレータの出現がとくに望まれる。このことは進行波形メーザによれば解決できる問題であるとも考えられるが、実際には進行波形メーザにも種々問題があるから断言はできない。またフィーダの損失を軽減する意味でメーザはできるだけアンテナに近い所に取付ける必要がある。

(3) メーザの雑音指数が低いのは、超低温でなければメーザが働かないということのいわば副次的な現象であって、等価雑音温度が  $2^\circ\text{K}$  でなくとも  $50^\circ\text{K}$  でもよいからもう少し高温で動作する固体メーザ材料がないかという問題もでてくるが、このことについても研究が行なわれている。(節 2.4(17))

一方メーバは常温でも動作可能であって、したがって雑音指数もメーザの  $0.05$  db に比較して約  $3$  db と大きい、 $f_s/f_i$  を小さくすれば事実  $1$  db 程度のものが得られるし、さらにメーバを冷却することによって雑音指数をメーザのそれに近づけることができるといわれている。

(4) 実用的見地からみてたとえばレーダシステムに必要なとされる雑音指数はどれほどかということは多方面から検討されなければならない問題ではあるが、仮りに探知距離の上からみれば、 $F=1$  db とするとその距離は  $F=0$  db の場合に比べて約  $96\%$  に短縮されるだけであり、 $F=3$  db では  $83\%$  になる。また現在のレーダ受信システムの雑音指数は  $10\sim 15$  db であるからその距離は約  $50\%$  に短縮されている。したがって雑音指数が  $10$  db から  $1\sim 2$  db になることは大きな改善といえるが  $1\sim 2$  db から  $0$  db になったとしても大した意味のないこともある。しかし見通し外通信または電波電文学への利用面からみると事情はかなり異なってくるだろう。

円形  $H_{01}$  モード伝送導波管による mm 波受信においては長い導波管を冷却するわけにはゆかないから、ごく低温にしてまでメーザを用いる必要はなく、常温メーバ程度の雑音でしんぼうしておくことになるであろう。

また長距離レーダでは周波数の比較的低いマイクロ波が用いられるであろうから、 $1,000$  Mc 以下での高性能サーキュレータの開発研究が強力に進められている一方進行波形メーザ、ダイオード進行波形メーバも大いに期待されている。

前々回のメーザ、前回のメーバに引き続き以上この解説によりメーザおよびメーバの概要が知れたことと思う。

付録 メーザ，メーバの雑音公式一覧（メーザ，メーバの利得の大なるとき）

	メーザ		メーバ
反射空洞形	$T_e =  T_M  + \frac{Q_1}{Q_c}(T_c +  T_M ) \quad (4.34)$ $F = 1 + \frac{1}{T_0} \left\{  T_M  + \frac{Q_1}{Q_c}(T_c +  T_M ) \right\} \quad (4.33)$		$T_e = T_0 \left\{ \frac{f_s}{f_i} + \frac{Q_1}{Q_c} \left( 1 + \frac{f_s}{f_i} \right) \right\} \quad (4.91)$ $F = 1 + \frac{f_s}{f_i} + \frac{Q_1}{Q_c} \left( 1 + \frac{f_s}{f_i} \right) \quad (4.90)$
透過空洞形	$T_e =  T_M  + \frac{Q_1}{Q_c}(T_c +  T_M ) + \frac{Q_1}{Q_2}(T_2 +  T_M ) \quad (4.44)$ $F = 1 + \frac{1}{T_0} \left\{  T_M  + \frac{Q_1}{Q_c}(T_c +  T_M ) + \frac{Q_1}{Q_2}(T_2 +  T_M ) \right\} \quad (4.43)$		$T_e = T_0 \left\{ \frac{f_s}{f_i} + \frac{Q_1}{Q_c} \left( 1 + \frac{f_s}{f_i} \right) + \frac{Q_1}{Q_2} \left( 1 + \frac{f_s}{f_i} \right) \right\} \quad (4.89)$ $F = 1 + \frac{f_s}{f_i} + \frac{Q_1}{Q_c} \left( 1 + \frac{f_s}{f_i} \right) + \frac{Q_1}{Q_2} \left( 1 + \frac{f_s}{f_i} \right) \quad (4.88)$
進行波形	$T_e =  T_M  + \frac{\alpha}{A}(T_N +  T_M ) \quad (4.64)$ $F = 1 + \frac{1}{T_0} \left\{  T_M  + \frac{\alpha}{A}(T_N +  T_M ) \right\} \quad (4.63)$		$T_e = T_0 \left\{ \frac{f_s}{f_i} + \frac{\alpha}{A} \left( 1 + \frac{f_s}{f_i} \right) \right\} \quad (3.9)$ $F = 1 + \frac{f_s}{f_i} + \frac{\alpha}{A} \left( 1 + \frac{f_s}{f_i} \right) \quad (3.8)$
アンテナメーザシステム全系	$T = T_s + T_{LA} + (L-1)T_0 + L \left( T_{RM} + T_{LM} + T_e + \frac{T_R}{G} \right)$		

ただし透過空洞形および進行波形の場合には  $T_{LA}$ ,  $T_{RM}$ ,  $T_{LM}$  は零となり， $L$  はサーキュレータ損失を含まない。

$T_e$ : メーザ，メーバの等価雑音温度

$T_M$ : メーザ材料の等価雑音温度

2 レベルメーザ  $|T_M| \approx T_c$

3 レベルメーザ  $|T_M| \approx T_c f_{32}/f_{21}$

$T_c$ : 空洞およびメーザ材料の実際温度

$T_0$ : 常温

$T_N$ : 増幅伝送回路およびメーザ材料の温度

$T_2$ : 負荷の温度（通常 =  $T_0$ ）

$Q_1$ : 信号源側の開口についての外部  $Q$

$Q_2$ : 負荷側の開口についての外部  $Q$

$Q_c$ : 信号空洞の無負荷  $Q$

$\alpha$ : 伝送回路の減衰常数

$A$ : メーザ作用による伝送回路の増幅定数

$f_s$ : 信号周波数

$f_i$ : アイドラ周波数

$F$ : 雑音指数

$G$ : メーザ，メーバの利得

$T$ : メーザ，メーバ受信システムの等価雑音温度

$T_s$ : アンテナで受信される自由空間の実効雑音温度；アンテナ温度

$T_{LA}$ : サーキュレータに接続されている無反射端で生ずる雑音がアンテナの反射によってアンテナ接続点で示す雑音温度

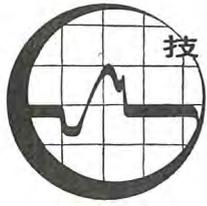
$T_{RM}$ : 主増幅器の入力抵抗で発生し，サーキュレータを逆方向に漏洩してメーザにはいる雑音がメーザの入力端子で示す雑音温度

$T_{LM}$ : 無反射終端で発生しサーキュレータを飛越漏洩してメーザにはいる雑音がメーザの入力端子で示す雑音温度

$T_R$ : 次段主増幅器の等価雑音温度

$L$ : アンテナからサーキュレータを含んでメーザ開口までのフィーダの損失（入力/出力）

(34-6-14 受付)



—火力発電所用配電盤—

1. まえがき

最近の新鋭火力発電所における配電盤は、新しく開発された各種の制御装置、監視装置、保護装置によって、その性能、外觀ともいちじるしく変化した。

従来の発電所ではボイラ用配電盤、タービン用配電盤、発電機用配電盤は別々の制御室に設置され、それぞれ単独に制御しやすいように考えられていたが、ここ 3、4 年来これらの配電盤は中央制御室に集中され操作人員の数を急速に減少させることができた。

一方現場用配電盤も W 形メタルクラッド、パワーセンタ、コントロールセンタの発展によって床面積は節約され操作も保護もきわめて安全かつ確実となった。

2. 電気系統

最近の新鋭火力発電所の電気系統は図 2.1 にその一例を示すように、1 台の発電機 (G) に対して 1 台の主変圧器 (M.Tr.) および 1 台の所内変圧器 (H.Tr.) をそれぞれ直結したいわゆるユニットシステムが採用されることが多く、これ以外の系統はほとんどみられなくなったことは周知のとおりである。また一つの発電所には 2 台、4 台、6 台と 2 台の発電機を 1 組とし、これら 2 台 1 組の発電機に対して 1 台の起動用所内変圧器 (S.Tr.) を設けることが多いことも図 2.1 にみられるとおりである。所内回路の構成も同じく図 2.1 に示すとおりのもが多いが、発電機容量の増大に伴い変圧器の低圧側を二つの母線に分割する方法 (図 2.2 参照)、変圧器の低圧側巻線を二つの巻

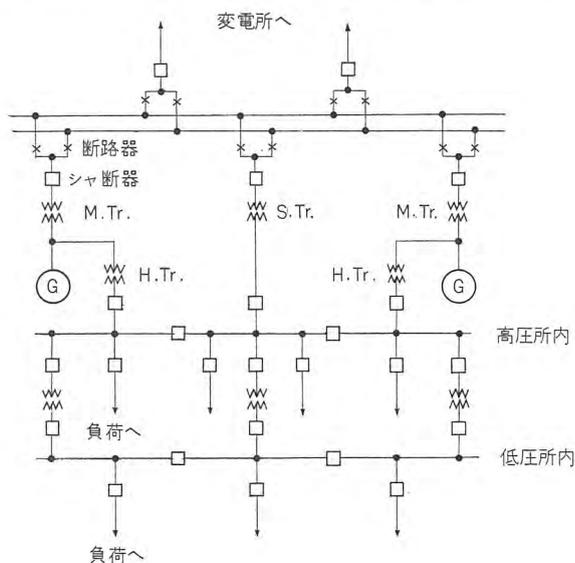


図 2.1 新鋭火力発電所電気系統の代表的な一例

線に分ける方法 (図 2.3 参照)、変圧器を 2 台に分ける方法 (図 2.4 参照) などが採用され、母線の電流容量やシャ断器のシャ断容量などの軽減をはかっている。なお特高側母線から送電線側は各発電所によって、種々の方式があり図 2.1 がその一例に過ぎないことはもちろんである。

つぎに各回路の電圧であるが発電機電圧としては 11kV, 13.2kV, 13.8kV, 15kV, 18kV などが用いられ発電機容量に応じて、より高い電圧を使用して発電機電流がいちじるしく増大するのを防いでいるが、それでも発電機電流は 7,000A 程度にまでおよんでおり、したがって発電機と各変圧器との間にはシャ断器や断路器を入れることなく直接接続され、しかも多く

の場合ケーブルなどを使用することなく離相母線が採用されている。所内電圧としては低圧側には 220V, 440V を、高圧側には 3.3kV, 4.4kV, 6.6kV とこれも発電機容量の増大に伴う所内変圧器容量や電動機容量の増大に対応して、より高い電圧を採用している。電動機容量と電圧との関係は各発電所によって異なっているが、当社としては 30kW 以下の電動機には 220V を、30~100kW に対しては 440V を、100kW 以上は 3.3kV 以上の高圧を使用されるように推奨している。従来多くの発電所に 220V と 3.3kV だけが採用されてきたが 75MW 級以上の発電所には 220V 以外に 440V が採用されるようになり、さらに 125MW 級以上では 3.3kV の代りに 4.4kV 以上を採用するか、図 2.2~2.4 に示したような母線方式を採用して電圧は従来どおり 3.3kV を使用している発電所もある。

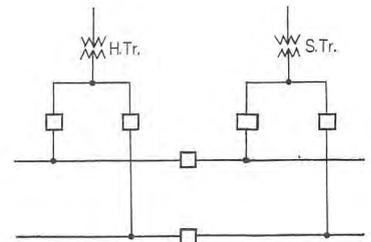


図 2.2 所内回路の一例 (a)

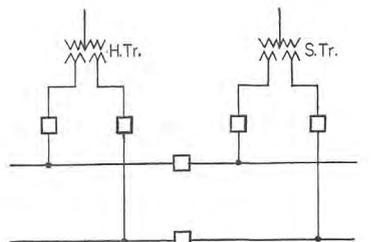


図 2.3 所内回路の一例 (b)

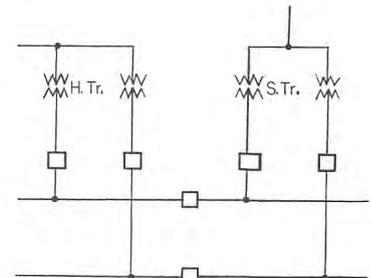


図 2.4 所内回路の一例 (c)

3. 配電盤の分類

火力発電所用配電盤はその形式、用途などによってまことに

# 技術解説

種々雑多であるが、ここでは説明の便宜上その設置される場所によって次の二つに大別することにする。

- (1) 中央制御室用配電盤
- (2) 現場用配電盤

### 3.1 中央制御室用配電盤

最近の火力発電所における中央制御室は通常タービン発電機と同じ階上にあり、しかもその電気系統が図2.1に示すようなものが多いため（これはボイラ、タービンの補機の構成からきている訳であるが）2台の発電機の中間位置におかれて、これら2台の発電機を監視制御するのに便利になっており、中にはタービン発電機に面した壁をガラス張りにして中央制御室の中からタービン発電機を監視することができるようになっている所もある。中央制御室用配電盤としてはその用途によって二つに分けることができる。すなわちボイラおよびタービン本体、各種のポンプ、ファン、ミル、弁、ダンパ、ベーンなどの制御、保護、監視に必要な装置を集めたボイラ用配電盤、タービン用配電盤と発電機、変圧器、母線、送電線、所内回路などの制御、保護、監視に必要な装置を集めた発電機用配電盤とである。これらの配電盤の形式はすでに冒頭に述べたようにきわめて種々雑多であるが

- (1) 直立盤だけからなりボイラ用、タービン用、発電機用

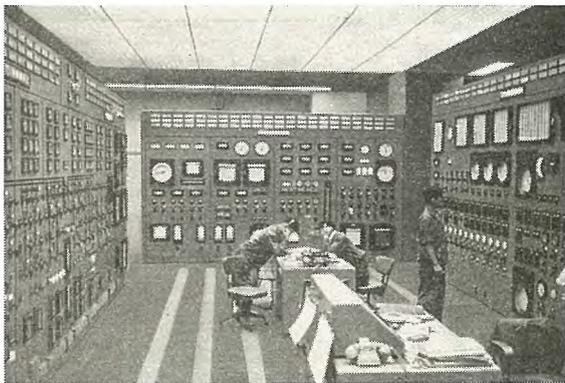


図 3.1 中央制御盤の一例（関西電力姫路発電所2号機）



図 3.2 図 3.1 中の発電機用配電盤外形寸法図

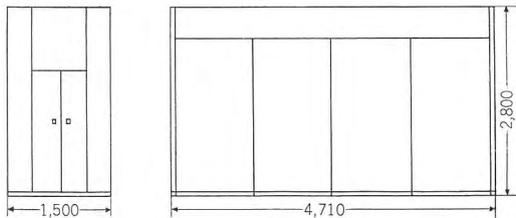


図 3.3 図 3.1 中のタービン用配電盤外形寸法図

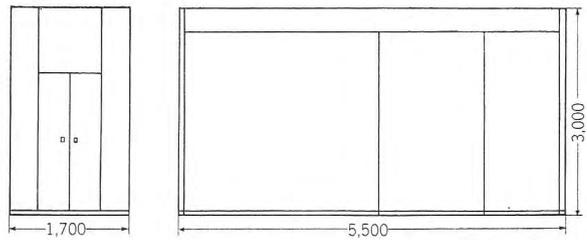


図 3.4 図 3.1 中のボイラ用配電盤外形寸法図

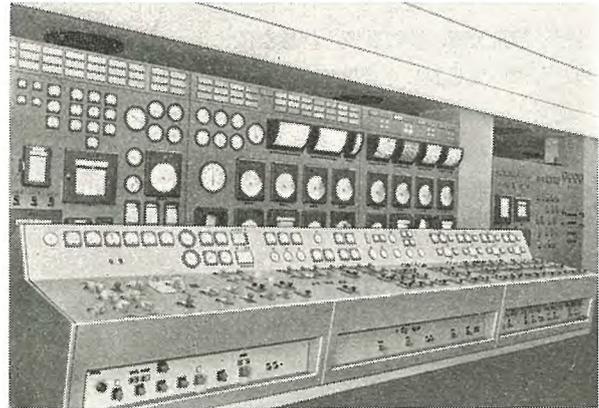


図 3.5 中央制御盤の一例（中国電力新宇部発電所1号機）

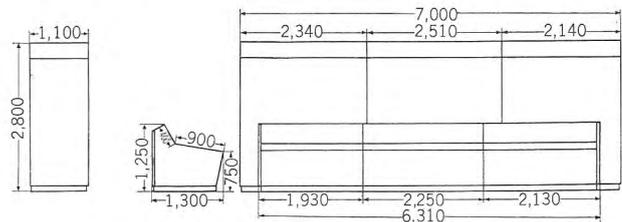


図 3.6 図 3.5 に示す中央制御盤外形寸法図

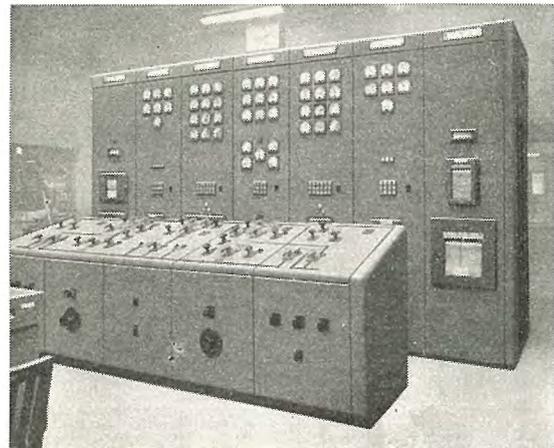


図 3.7 中央制御盤の一例  
（東京電力新東京発電所3,4号機用発電機盤）

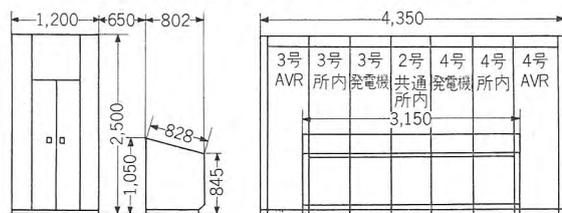


図 3.8 図 3.7 に示す配電盤外形寸法図

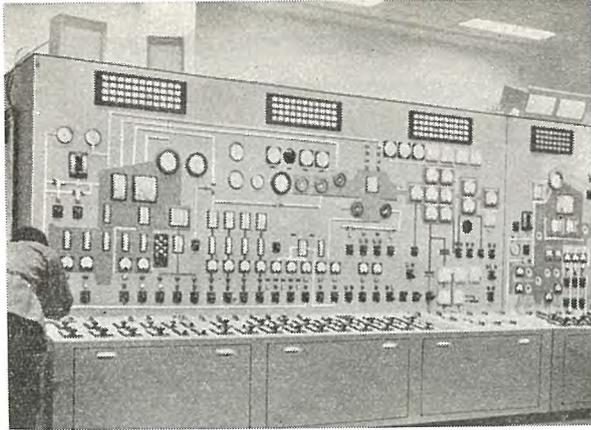


図 3.9 中央制御盤の一例  
(中部電力三重発電所 2 号機用 BTG 盤)

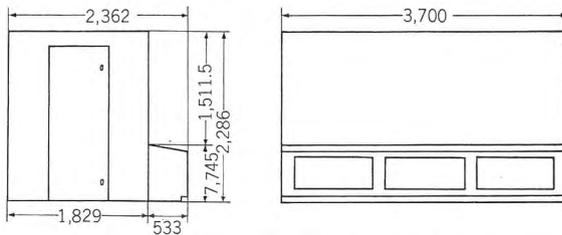


図 3.10 図 3.9 に示す中央制御盤外形寸法図

が別々の盤に分割されているもの (図 3.1, 3.2, 3.3 および図 3.4 参照)

- (2) 直立盤と机盤とからなり同じくボイラ用, タービン用発電機用が別々の盤に分割されているもの (図 3.5, 3.6, 3.7 および図 3.8 参照)
- (3) 直立盤と机盤が一体となり同じくボイラ用, タービン用, 発電機用が別々になっているもの
- (4) 直立盤と机盤が一体となりしかもボイラ用, タービン用, 発電機用が一体となっているもの (図 3.9 および図 3.10 参照)
- (5) 配電盤の背面がそのまま中央制御室の壁を構成しているもの (例: 多奈川発電所)
- (6) 保護継電器類を別盤として別室に移したもの (例: 鶴見発電所 5 号機)

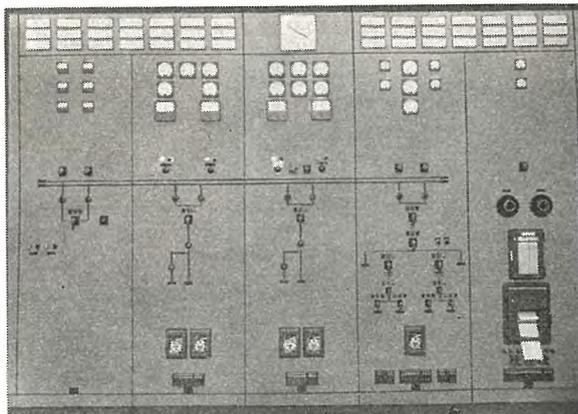


図 3.11 中央制御室用補助盤の一例  
(中国電力新宇部発電所送電盤)

(7) 送電線用, 運炭用などの補助盤を設けているもの (図 3.11 参照)

などに分けることができる。

以上は運転員の人数, 中央制御を主体とするか中央制御と現場制御の双方を併用するかなどによって変わってくる訳である。

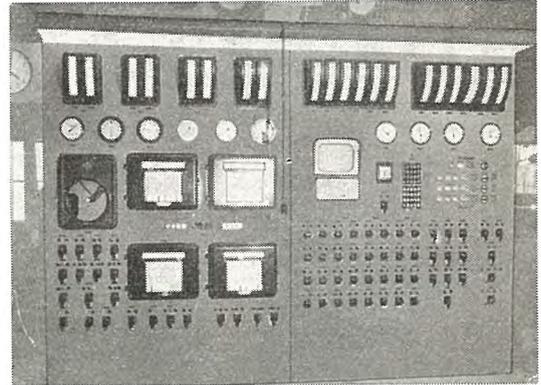


図 3.12 現場用配電盤の一例  
(中部電力三重発電所 2 号機用 FAP 盤)

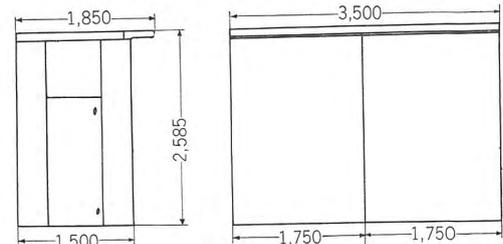


図 3.13 図 3.12 の外形寸法図

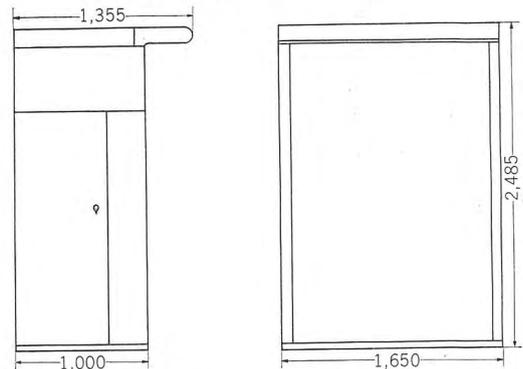


図 3.14 現場用配電盤の一例  
(関西電力姫路発電所タービン操作盤)

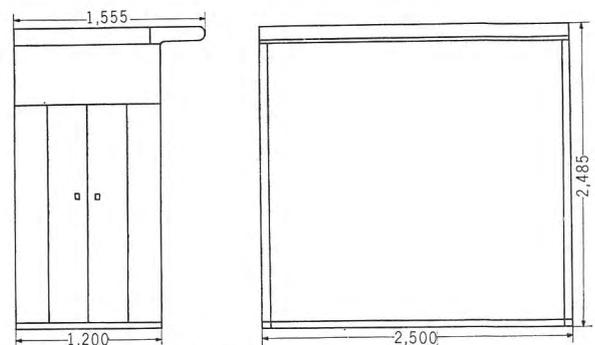


図 3.15 現場用配電盤の一例  
(関西電力姫路発電所ボイラ操作盤)

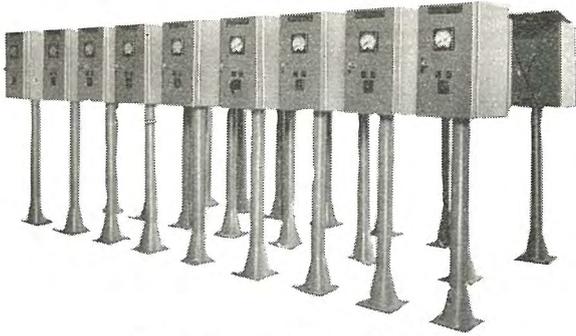


図 3.16 現場用ポスト形制御盤  
(関西電力姫路発電所2号機用)

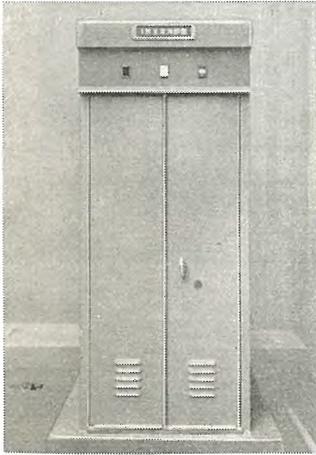


図 3.17 現場用キュービクル形配電盤  
(中国電力新宇部発電所1号機)

### 3.2 現場用配電盤

現場用の配電盤としては

- (1) 3.1 に記載されたボイラ用、タービン用配電盤と類似のものが運炭装置、ボイラ補機、タービン補機用の現場制御盤としてそれぞれの制御に適した場所に分散配置されたもの(図 3.12, 3.13, 3.14 および図 3.15 参照)
- (2) 補機モータ単独または複数台に対するポスト盤形式やキュービクル形式の現場制御盤(図 3.16 および図 3.17 参照)
- (3) 主回路電気器具および制御、保護、監視装置を取付けた開閉装置(いわゆるメタルクラッド、パワーセンタ、コントロールセンタなど)(図 3.18, 3.19, 3.20, 3.21 参照)
- (4) 電灯用、直流用、工作工場用などの雑盤(図 3.22 参照)

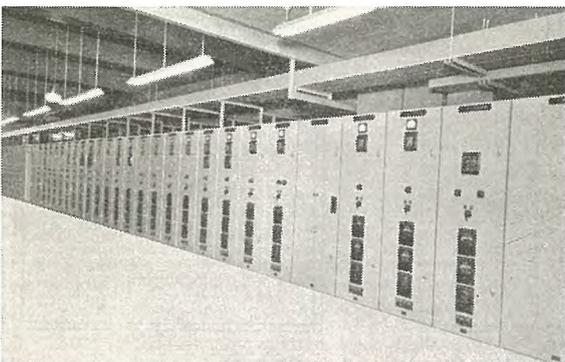


図 3.18 メタルクラッド形配電盤  
(中国電力新宇部発電所1号機用)

などがある。

以下主として中央制御室用配電盤中の発電機用配電盤および

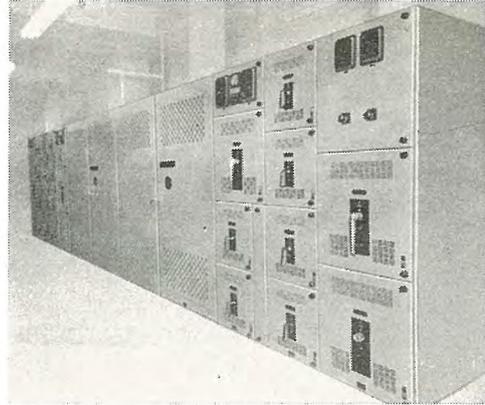


図 3.19 パワーセンタ(中国電力新宇部発電所1号機用)

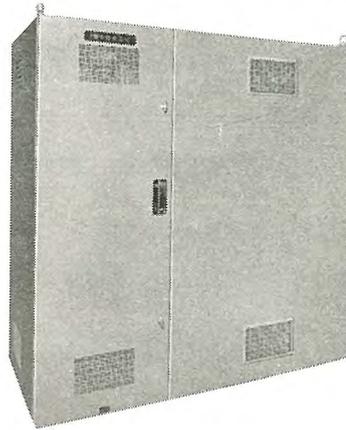


図 3.20 発電機用中性点接地用キュービクル  
(中国電力新宇部発電所1号機用)

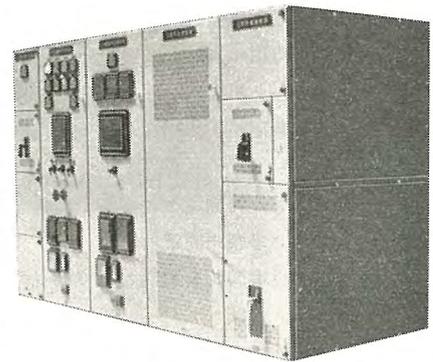


図 3.21 発電機用界磁シャ断器界磁調整器およびAVR用キュービクル  
(東北電力八戸発電所2号機用)

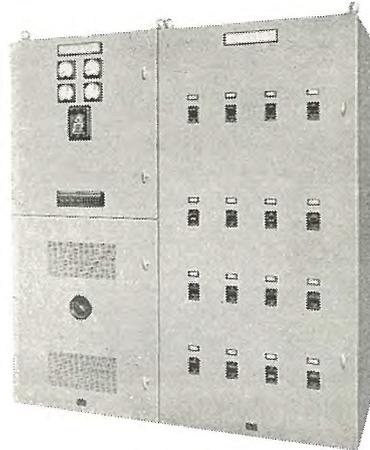


図 3.22 電灯配電用キュービクル  
(中国電力新宇部発電所1号機用)

現場用開閉装置とこれらに付属する制御装置、監視装置、保護装置について述べよう。

#### 4. 中央制御室設置の発電機用配電盤

中央制御室に設置される発電機用配電盤は3に述べたように各種各様であるが、3にとりあげたそれぞれの実例について説明すると

- (1) 図3.2に示すものは図3.1において向かって左側にある配電盤であって、図に示すように側面に両開き式の扉を有し内部に通路をもつ両面形の配電盤であって、前面盤には図3.1に示すように指示計器、操作用開閉器、シグナルランプ、積算計器、記録計器、制御装置、故障表示器、照明名板、試験用端子などが取付けられ、後面盤には図4.1に示すように保護継電器、補助継電器、指示計器、操作用開閉器、積算計器、記録計器、制御装置、照明名板、試験用端子などが取付けられている。なお図3.1において正面がタービン用配電盤、向かって右側がボイラ用配電盤であり発電機盤の手前は今1台の発電機盤と図には表われないがタービン盤が並んでいる。さらに同じく図には表われないがボイラ盤の手前と正面のタービン盤と相対する位置にボイラ盤がある。すなわちこの発電所は2機3缶から形成されている訳である。またこれらの配電盤の下部には防振ゴムが敷かれ外部よりの振動が配電盤取付けの計器類に影響をおよぼすのを防いでいる。
- (2) 図3.8に示すものは上記のうち、操作用開閉器とシグナルランプだけを机盤に移しており、図3.6に示すものはさらに指示計器の一部を机盤に移している。図3.7に示すものは発電機盤だけであって直立盤の構造は図3.1に示すものと類似であるが、故障表示器の形式、照明名板の形式、同期検定器の取付位置などが異なっている。机盤は操作用開閉器を取付けた部分が図4.2に示すように開閉することができ保守点検を便ならしめている。図3.5に示すものは

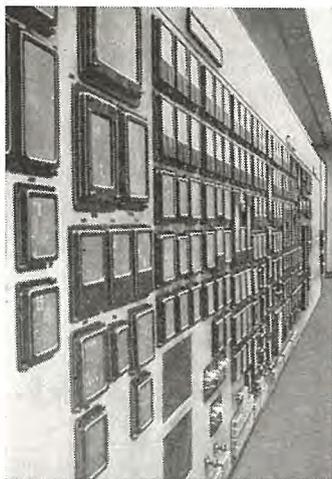


図4.1 中央制御室用継電器盤  
(関西電力姫路発電所1,2号機用)  
(図3.1および図3.2に示す発電機盤の裏面盤)

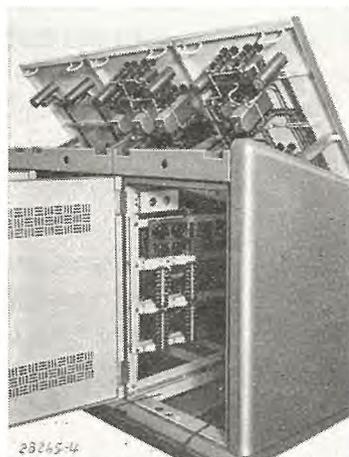


図4.2 机形制御盤  
(東京電力新東京発電所3,4号機用)  
(図3.7の机形制御盤)

直立盤、机盤ともに、いちばん左の盤が発電機およびタービン盤、中央がタービンおよびボイラ盤、右端がボイラ盤である。直立盤の形式は前述のものとは大部趣を異にし、その奥行寸法は最小限にとられ床面積が節約されている。裏面盤はやはり継電器盤として使用されており盤内部へ出入りするための扉は中央のタービン・ボイラ盤の背面に取付けられている。机盤の前面下部には切込みがつけられ、ここに各種の切換スイッチその他比較的使用ひん度の少ないものが取付けられている点はきわめて特異な形式である。この場合同期検定器は机盤に取付けられている。なお2号機の配電盤はこの配電盤に相対して設けられる関係上1号機の配電盤と左右反対になっている。

- (3) 図3.10に示すものは操作用開閉器とシグナルランプの一部を机部分に移したものであるが、図3.9をみればわかるようにこの配電盤は主要機器を模擬したグラフィックパネルであって、各模擬板は色別してパネル上に取付けられ、その間をこれも色別された模擬母線によって連絡し関係計器、操作用開閉器およびシグナルランプを適当な関係位置を選んで取付けてある。指示計器は関係模擬板と同色で製作され判別しやすいようになっている。なお図3.9において左からボイラ、タービン、発電機であることはいうまでもない。裏面盤には記録計器や保護継電器が取付けられている。
- (4) 保護継電器や補助継電器を別盤として別室に設けたものや、補助盤を設けたものがあることは3に述べたとおりであるが、これらの配電盤の形式は直立盤だけからなるものが多く上述のものとはその構造は大差がない。

以上の盤形式には一長一短がありいずれの方式が決定的なものであるとも断定することができず、それぞれの発電所の内部事情によっていろいろ異なった形式をとられるのもやむを得ないものがあると思われるが、パネルを小形化してパネルのすえ付面積を減少させようとする努力を払うのあまり、パネル内部の器具取付スペースがきわめて狭少となりつつある。一方必然的にパネル表面に取付けられる器具も小形化されるが、これに付属する器具類がかえって増大するためパネル内部のスペースはますます狭少となり、保守点検にいちじるしい制約を与えているように思われる。

つぎに中央制御室に設置される発電機用配電盤に取付けられる器具類のうちおもなものについて最近の傾向を述べよう。

#### 4.1 制御装置

##### (1) 自動負荷調整装置 (ALR)

この装置は発電機端の有効電力を任意に整定された一定値になるように運転を行なうためのものである。すなわち図4.3に示すように系統の周波数が減少(または増大)すれば、调速装置によって定まる垂下特性によって発電機の出力は増大(または減少)しようとする。この発電機出力を図4.4に示すように発電機端に接続された計器用変圧器 (PT) および変流器 (CT) を通して電力

# 技術解説

検出要素に導き上述の任意に整定された定負荷値と比較する。上述の場合発電機出力のほうが定負荷値より大きい(または小さい)から電力検出要素はL側(またはR側)の接点を閉じ、ガバナモータを回転させて図4.3の垂下特性を矢印(または点線矢印)の方向に移動させ発電機出力をもとにもどすように作用する。以上はタービンに付属するロードリミッタによっても類いの運転を行なうことができる。すなわち図4.3において、ガバナモータを操作して垂下特性を点線矢印の方向に極

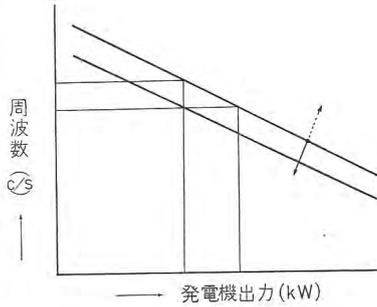


図 4.3 调速装置垂下特性

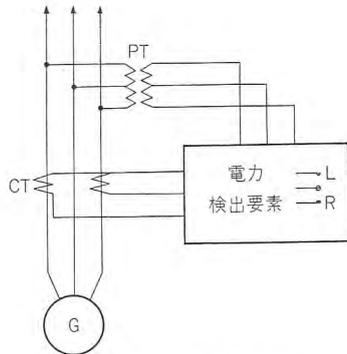


図 4.4 ALR 概略結線図

限まで移動させロードリミッタを任意の定負荷値に整定すればよい訳である。これら両者の相違は系統周波数変動時に前者は暫時の間発電機出力が変動するのに対し、後者は系統周波数が変動しても调速弁開度がロードリミッタによっておさえられているためガバナの垂下特性とロードリミッタの交差する所まで周波数が増大しない限り発電機出力は変動しない点である。なお電力検出要素としてはサーマルコンバータやトルクバランスリレーなどが使用されている。図4.5は最近当社で製作したものの一例である。

また最近の傾向として、このALRを使用して起動停止時その他のプログラムコントロールを行なおうとする発電所が次第に増加しつつある。

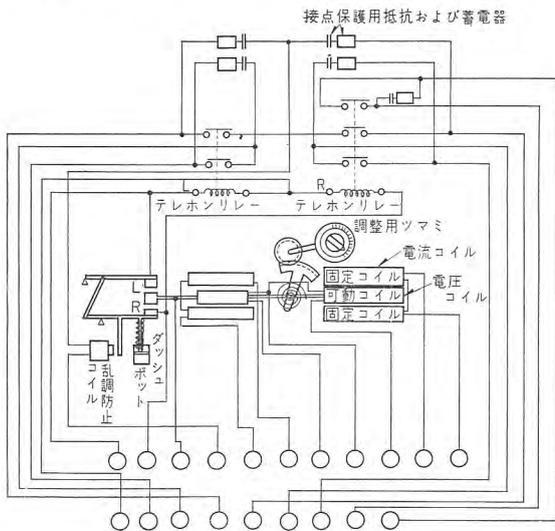


図 4.5 ALR 内部結線図の一例

## (2) 自動無効電力調整装置 (AQR)

この装置は発電機端の無効電力(Q)を任意に整定された一定値またはそのときの発電機出力(P)のある関数になるように運転を行なうためのものである。すなわち負荷の変動によって発電機の負担する無効電力が変動する。そこで系統運営上合理的な無効電力の配分を行なう必要上AQRを設置する必要性が生じてきた。通常このAQRは

$$Q = a + bP + cP^2$$

ただし a, b, c は任意に整定される定数

なる式で表わされる関係で発電機が無効電力を発生するように調整を行なうが、発電機の電圧があらかじめ定められた上限値または下限値をこせばAVRとして動作するようになっている。

最近当社が製作したものは図4.4および図4.5に示されたALRのPT二次回路に無効分補償器を挿入してAQRとし、発電機の無効電力変動に応じてAVRにかかる見掛上の電圧を変え、発電機の励磁をかえることによって

$$Q = a$$

という定無効電力運転を行なわせるようにしたものである。

## (3) 自動力率調整装置 (APR) または力率限定装置

この装置は発電機端の力率をある一定範囲におさまるような運転を行なわせるものである。すなわちなんらかの原因によって系統電圧が発電機誘起電圧より大きく(または小さく)なれば発電機の力率が良くなり(または悪くなり)、場合によっては進み力率になることもある。これを発電機端に設けた力率検出装置によって検出し、発電機力率がある一定範囲をこえれば発電機誘起電圧の大きさを変えることによって系統電圧に近づけ、発電機力率をある一定範囲内におさめる訳である。これを実現するためには通常発電機に取付けられているAVRにかかる見掛上の電圧を力率検出装置によって変えてやれば所期の目的を達することができる。なお自動力率調整装置は力率を一定値に保つ場合、力率限定装置は力率をある一定範囲内におさめる場合の称呼として使用しているが装置としての使用目的を異にするだけで原理的にはなんら異なることはない。

## (4) 電流限定装置

この装置は発電機端の電流が任意に整定された値(通常発電機の定格電流値を選ぶ)をこさないように運転させるものである。すなわち負荷の増大に応じて発電機の負担するkVAが増大したがって発電機電流は増加する。これをそのまま放置すれば発電機は過電流となり焼損するか過電流保護装置によって発電機を停止しなければならない。これを防止するために発電機端に設けられた電流検出装置によって、発電機電流が制限値をこせば上述の力率調整と同様にAVRにかかる見掛上の電圧を遅れ力率(または進み力率)の場合は上げ(または下げ)て発電機の誘起電圧を下げ(または上げ)ることにより電流を制限値内に低下させる。

従来力率限定装置および電流限定装置は比較的小容量の発電所に対して使用されてきたが、最近では系統容量がいちじるしく増大してきたために新鋭火力発電所においてもこれらの装置を設けるものが増加している。

(5) 自動電圧調整装置 (AVR)

AVR として従来使用されてきたものは直接または間接の励磁機抵抗器形 (SR 形および BJ 形) や回転増幅器形 (ロートロール形) であったが、最近磁気増幅器形 AVR が軌道にのり使用されるようになった。これに伴い回転増幅器形はほとんど使用されなくなったが、励磁機抵抗器形は価格が安価であることと実績も多いため磁気増幅器形とともに盛んに使用されている。図 4.6 は磁気増幅器形 AVR の実施例である。すなわち発電機端子に接続された計器用変圧器 (PT) の二次側に単巻変圧器を通して三相全波整流用のセレン整流器を接続してある。このセレン整流器の出力側を初段磁気増幅器の制御巻線に接続する。したがって初段磁気増幅器の制御巻線を通る電流は発電機電圧に比例したものとなる。一方高周波電圧発生用 M-G によって発生した 420 (または 400) サイクルの高周波電圧を定電圧装置に加えて得られた基準電圧を初段磁気増幅器の基準巻線に加え、制御巻線に加えられた電圧との差を初段磁気増幅器、後段磁気増幅器、出力増幅器によって増幅し発電機電圧のほうが基準電圧より大きい (または小さい) ときには減磁用 (または強磁用) 出力増幅器によって主励磁機の降圧用 (または昇圧用) 界磁巻線を励磁して発電機の誘起電圧を下げ (また上げ) 基準電圧に合致させる。上記の高周波電圧は定電圧装置以外に、各磁気増幅器の出力巻線に供給されている。なお出力巻線に加える電圧として高周波電圧を使用するのは AVR の即応度を増すためである。

4.2 監視装置

指示計器としては外観形式から考えると広角度計器が使用されることが多いが、縮小形配電盤などには小形広角度計器が使用されている。図 3.5 の発電機用直立盤上部左から K-6 形小形広角度計器および K-24 形広角度計器が取り付けられている。

特殊用途の指示計器としては送電線の充電判定装置、最高指示付接地検出計、励磁回路接地検出計などが時々使用されている。

記録計器としては 1 点連続記録のものは直動式も電子管式も小形化され、多点式のものタービン・ボイラ用として 48 点程度まで使用されている。さらに従来は主として指示計が使用されていた分野にも記録計が使用されることが多くなった。たとえば発電機固定子や回転子の温度測定がそれである。また各

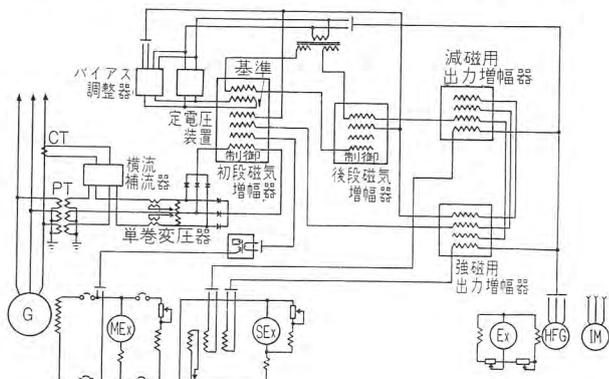


図 4.6 磁気増幅器形 AVR の一例

記録計の時間軸を正確に合致させ、事故発生時の判定に便ならしめるため

(1) 定周波発生装置を設けて発電所全体の記録計に定周波電源を供給し、記録計に内蔵された同期電動機によって記録紙を駆動させる方式

(2) パルス発生装置を設けこれから発生されるパルスによって各記録計に内蔵されたパルスモータを動かし記録紙を駆動させる方式

の二つの方式がしばしば採用されている。

特殊記録計として自動オシロ (主として仏国カルバンチュ社製、図 3.11 中の向かって右端の盤で下側の記録計がそれである) が採用されることが多い。これは記録したい諸要素、たとえば電圧、電流などの交流回路や継電器接点、シャ断器接点などの直流回路を記録計の各要素に接続し、回転するドラム上にドラム頂上部において連続記録し事故発生を検出すると同時に記録紙をドラム側面に押しつけると事故発生を検出した時間よりドラムの 1/4 回転分だけ以前にさかのぼって記録させることができる訳である。なおこのドラムは底部においてインクつぼにつけられ今までの記録を消すと同時に新たにドラム面上にインクを塗布するようになっている。

最後にテレメータであるが、これは発電機端の電力がサーマルコンバータをかいて直流に変換され、所長室、運転課長室、給電司令所などへ伝送される程度である。

4.3 保護装置

発電機単独の保護装置および保護方式についてはすでにこのシリーズに詳述されているのでそのほうにゆずり、主としてタービンおよびボイラとの関連において必要な保護装置について述べる。ただし発電機単独の保護方式も各発電所ごとにいろいろ異なった形となっているのが最近各電力会社の全国工務部長会議の継電方式委員会で新鋭火力発電所保護方式が取り決められたのはまことに結構なことで、今後各発電所建設にあたってはこの線に沿って保護方式を立案されることを望みたい。

(1) ロードアンティシペータ

75 MW 級以上の新鋭火力発電所には再熱式を使用しているがこの方式のタービンでは従来のタービンに比し負荷シャ断時の速度上昇がいちじるしく大きくなる可能性をもっているので調速機の動作を助けるためにロードアンティシペータが設けられている。これは図 4.7 および図 4.8 に示すとおり、発電機電流と中圧タービン入口蒸気圧力を検出して中圧タービン入口蒸気圧力が一定値以上あり、発電機電流が一定値以下であればソレノイドバルブを働かして高圧油系統と調速油系統とをバイパスし、高圧油を調速弁およびインターセプタ弁のサーボモータに導きただちに両者を閉弁させる。これは負荷がシャ断されれば発電機電流はなくなるかまたは所内負荷だけとなるが、中圧タービン入口蒸気圧力はインターセプタ弁が閉じるまでは低下しないから成り立つ訳である。中圧タービン入口蒸気圧力の一定値および発電機電流の一定値はタービン発電機の定格によって異なることはもちろんである。

(2) ボイラ、タービン、発電機停止事故相互インターロック

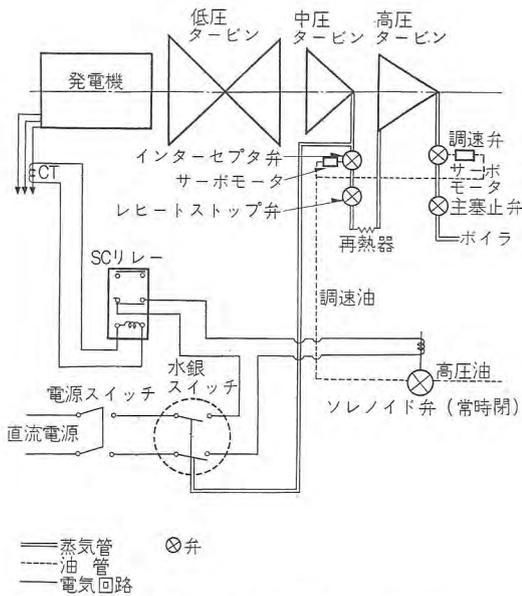


図 4.7 ロードアンティシペータ

発電機側に停止事故発生したときは次の諸動作を行ない、ボイラ、タービン、発電機を停止させる。すなわち

- 主変圧器用シャ断器、所内変圧器用シャ断器をシャ断して系統との連絡を断ち無負荷運転とする。
- 主変圧器用シャ断器がシャ断されたのを条件として界磁シャ断器をシャ断し無負荷無励磁運転とする。
- タービン危急停止ソレノイドを働かしてタービン主塞止弁、調速弁、レヒートストップ弁、インターセプタ弁を同時に閉弁してタービンへの蒸気流入を断ちタービン発電機を停止する。
- 同時にミルを停止し重油シャ断弁、軽油シャ断弁を閉じてボイラへの燃料供給をシャ断し蒸気の発生を停止する。

ボイラおよびタービン側に停止事故発生したときおよび調速弁が無負荷位置にきて 10 秒以上経過したときにも、その順序は異なるが上記と同様の操作が行なわれる。ただし以上は再熱式タービンの場合であって再熱サイクルのないタービンでは無負荷運転や無負荷無励磁運転を短時間の間継続させることもある。

(3) 急速減磁

発電機固定子巻線短絡事故などのように急速に発電機電流を減少させたいとき、発電機界磁回路を界磁シャ断器によってシャ断するのがもっともよい方法であるが、主励磁機界磁回路をシャ断する場合には主励磁機差動界磁だけを生かして逆方向に励磁を与え急速に減磁させ発電機電圧がいちじるしく降下したところで差動界磁を切りはなして発電機電圧が逆転するのを防止する方法がとられている。

4.4 その他の装置

(1) 故障表示装置

もっともよく使用されるのはランプ式の故障表示器であってほとんど大部分の発電所で使用されている。その外形は図 3.1 および図 3.5 に示すような大形ユニット式のもの、図 3.7 に示すような小形ユニット式のもの、図 3.9 に示すような集合式のものなどがある。また重故障と軽故障を区別する必要がある場

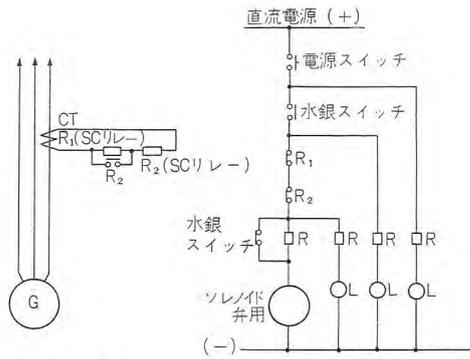


図 4.8 ロードアンティシペータ

合は故障表示窓の色を変えたり、警報装置の種類を変えたりしている。表示の方法としては故障発生と同時にランプが点灯し警報を発することには変わりはないが、このとき

ランプを点滅させる方法とさせない方法とがある。そのほか種々の方式があるがあまり細部にわたるので省略する。

(2) 試験用開閉器

従来使用されてきた丸形端子にかわって刃形開閉器式の試験用開閉器が開発され、さらにこれがユニット式となり保守点検に便宜を与えている。これには CT 回路に使用する FTU-C、CT 回路短絡用に使用する FTU-S、PT 回路に使用する FTU-P、直流回路に使用する FTU-T などがある。図 3.11 にはこの FTU 形試験用開閉器と旧形の丸形端子が示されている。この場合丸形端子はカルバンチュ自動オシロ用として使用されている。

(3) 操作用開閉器とシグナルランプ

操作用開閉器は従来より使用されてきたもの以外に新しく小形のものを使用されるようになり縮小形配電盤などに利用されている。両者の相違は接点のシャ断容量であって大形は DC 110V で 10A、小形は DC 110V で 2A である。さらにハンドルの形状、名板の形式、操作方式などにそれぞれ新形ができてきている。

シグナルランプは角形のもの製されほとんど丸形のものにかわって使用されている。

また上記の操作用開閉器を密閉形に改めタービンの各種主弁用リミットスイッチとして使用している。これは周囲温度が高いため絶縁用スペーサやパッキングにはシリコン製品を使用している。

5. 現場用配電盤

3.2 に述べた中で (1) および (3) は別にこのシリーズに詳述される (2) についてはとくに述べることはないからここでは (3) に関連する保護装置についてだけ述べよう。

5.1 短絡保護

3.3kV 以上の所内高圧回路では主回路に挿入された変流器二次側に接続される過電流継電器または継電器中の高速度要素によって保護され、600V 以下の低圧回路では DB 形気中シャ断器または NF 形ノーヒューズブレーカに内蔵する瞬時直列引はずし装置によって保護される。高速度要素の動作時間は 0.008 秒、これに 3.3kV 回路にもっともよく使用される DH 形気中シャ断器の全シャ断時間 0.06 秒を加えると所内高圧回路では 0.068 秒で故障は除去される。直列引はずし装置の場合は DB

形シャ断器で 0.05 秒, NF 形の場合 0.05 秒以下となり NF 形のほうがやや早く故障を除去することができる。以上は各キ電線の保護であるが, これ以外に母線の保護がある。これは母線受電回路の過電流継電器またはシャ断器の直列引はずし装置によるか, 母線の両端にかけられた差電流継電器によって保護される。いずれの場合も各キ電線と協調をとるため時限引はずしになっている。なお 2 において述べたように短絡容量の軽減には十分留意されているが, 短絡容量の増大に伴ってしばしば問題になるのが変流器の過電流強度である。通常この過電流強度は 40, 150, 300 が採用されるが必要に応じてより大きなものを製作することもある。

## 5.2 接地保護

600 V 以下の低圧所内回路は通常電気工作物規程第 33 条に従って接地されており, 接地保護は行なわれていない。3.3 kV 以上の高圧所内回路の接地方式には次のようなものがある。

- (1) 計器用変圧器の中性点を接地して 500mA 以下の接地電流を流す方式
- (2) 接地用変圧器の中性点を接地して 3~10 A の接地電流を流す方式
- (3) 接地用変圧器または所内および起動変圧器の中性点を抵抗接地して 100~300 A の接地電流を流す方式
- (4) 所内および起動変圧器の中性点を抵抗接地して 3 相短絡電流の 5% 程度の接地電流 (通常 1,000~2,000 A 程度) を流す方式

(1) の方式は従来電気工作物規定によって定められてきたものであるが, 最近この電気工作物規定が廃止になったため次第に採用されないようになってきた。というのは発電容量の増大に伴い, 発電所建家が大きくなり各キ電線のケーブル長が長くなるため充電電流が増大し有効接地電流が 500mA 程度では十分な接地保護を行なうことができないためである。保護継電器の側から考えると当然接地電流は大きいほど保護がやりやすく事故時にキ電線をシャ断する場合は当社としては (3) の方式とくに 100 A 接地を推奨している。(4) の方式は最近米国で推奨され輸入プラントに採用されているものであるがあまりに接地電流が大きすぎるように思われる。つぎに接地保護継電器としては, (1) および (2) に対しては高感度誘導形選択接地継電器, (3) に対しては誘導形選択接地継電器が使用されている。(4) の場合はできるだけ早くシャ断する必要上プランジャ形の高速度電流継電器を使用している。なお継電器は変流器の残留回路, 三次巻線, 零相変流器のいずれかに接続されるが特性その他の点から考えても, メタルクラッドの構造から考えても零相変流器を使用することが多い。

## 5.3 電動機保護

従来電動機の過負荷保護としては長限時の過負荷保護継電器が使用されてきたが, その時限特性が電動機の過負荷特性に合致しないことおよび整定値が段階的にしか変えられないことなどのため良好な保護とはいえない切れなかった。これにかわって電動機の過負荷特性と類似の特性をもちしかも整定値を連続的に変えることができるバイメタルスプリング式の熱動形温度継電

器を使用するようになった。この継電器は整定値を連続的に変えることができるので, その最低動作値を電動機定格電流に十分近づけることができる訳である。この継電器の出現により長限時特性の過電流継電器および 5, 1 に述べたような高速度要素を組み合わせることによって電動機保護に万全を期することができるようになった。低圧所内回路は DB 形シャ断器の場合は短絡保護と同様に直列引はずし装置によっており NF 形ノーヒューズブレーカの場合は熱動形引はずし装置によっている。なお最近の火力発電所用の補機電動機はジカ入レ起動のカゴ形電動機を使用するため起動電流および継続時間がかなり大きく整定に注意を要する。さらに電動機保護として低電圧保護があり低電圧時に誘引通風機や電動励磁機などを除いていっせいにシャ断することが多い。

## 5.4 母線自動切換え

火力発電所においては補機電動機を停止すれば発電容量のいちじるしい減少または全停電の可能性を生ずる。しかも最近のように発電機 1 台あたりの容量が増大すると, 1 台の発電機を停止することにより系統におよぼす影響がいちじるしいためにますます補機電動機を停止する機会を減らす必要がある。このため所内補機電源が停電した場合にはただちに非常用電源に切換わる操作を行なう。これを実現するために自動切換えが行なわれるようになり母線側故障や手動で電源側シャ断器をシャ断したとき以外の原因によって停電したときにはただちに自動切換えを行なうようになっている。ただしそのとき運転されていた電動機の容量や台数によって母線残留電圧の変化の状況が異なるしまた切換えに要する時間すなわち電源の喪失時間の長短によって残留電圧の大きさや位相が異なるため切換時に流れる突入電流の大きさも異なってくる。一方ボイラの蓄積容量は減少の一途をたどっておりこの点から考えるとできるだけ早く切換える必要がある訳である。したがって切換所要時間のもっとも適当な値を選ぶことは非常にむずかしい問題である。

## 6. む す び

以上発電機用配電盤および現場盤の一部について簡単に記したが, ここに述べられたものはすべてすでに製作された配電盤を中心としており, 磁気増幅器, 無接点継電器などの発達によりこれからの火力発電所用配電盤では制御装置, 保護装置などにかかなりの変化がみられるものと期待される。

(神戸製作所 松尾 潔・堀 謙二郎)

## 参 考 文 献

- (1) A.G. Mellor, R.A. Schmidt JR.: Auxiliary Power Systems for Steam Electric Generating Stations, AIEE Trans., 986 (1952).
- (2) D.G. Lewis, W.D. Marsh: Transfer of Steam-Electric Generating Station Auxiliary Busses, AIEE Trans., 322 (1955).
- (3) L.E. Backer, P. Barth, R.A. Huse, D.W. Taylor: Transfer Tests on Station Auxiliary Busses, AIEE Trans., 1441 (1956).

## 大電流用トリニスタ

F. S. Stein & E. W. Torok: High-Current Trinis-tors (Conference Paper, No. 58-1397)

回路開閉器として有力なものに数種の半導体接合体があり、そのうち、もっとも有望なものとしてPNPNトランジスタスイッチ: NPNPスイッチ: 固体サイラトロン: 四層ダイオード: トリニスタ: サイリスタ: 制御電極付整流器およびダイニスタなどの3端子接合体素子がある。本文はこのうちのトリニスタとよぶW社製品で10kW程度(150~200°Cの冷却条件下で20A, 常温で50A)の3端子シリコンNPNPスイッチの性能の紹介である。

図1はベース電流 $I_b$ を変化させたときの20Aトリニスタの代表的電圧-電流特性曲線である。一般にこの種のはサイラトロンの代用に使用される。

このトリニスタは約9.53mm直径のシリコンを使い20Aで正方向電圧降下が1Vであって20Wの損失を発生する。(図2参照)よって熱抵抗としては $35^\circ\text{C}/20\text{W} \Rightarrow 1.8^\circ\text{C}/\text{W}$ に相当する。150~200°Cでの電流定格は20Aであるが常温では50Aであり、電流密度は約 $100\text{A}/\text{cm}^2$ であり大きくとっていない。スイッチとして使用する最大の電力はBreakover電圧と通流可能電流との積で示される。すなわち10kWでは50A 200V定格か20A 500Vであり、電圧の高いほどのもましいことは明らかである。電力用トリニスタは400V以上のBreakover電圧( $V_B$ )をもつように設計され、200~300Vの範囲が適当である。 $V_B$ とシリコンの比抵抗( $\rho$ )と不純物の拡散深さ( $L$ )とは次の関係にある。

$$V_B \approx 2,000(L, \rho_N)^{0.36} \dots \dots \dots \text{N形ベース} \dots \dots \dots (1)$$

$$V_B \approx 1,500(L, \rho_N)^{0.36} \dots \dots \dots \text{P形ベース} \dots \dots \dots (2)$$

単相の対称的スイッチング回路では2個のトリニスタが使われそときの能率( $E$ )は式(3)で示される。

$$E = 1 - V_F/V_0 \dots \dots \dots (3)$$

$V_F$  = 正方向電圧降下.....1.0~1.1V程度である

$V_0$  = Standby voltage.....150~300V //

ゆえに $E$ は99%以上である。

また応動時間(turn-on time)は負荷電流の関数であり、低電流値で $0.02\mu$ 秒から高電流値で $0.1\mu$ 秒である。直流回路でのベース電極による“turn-off”は低電流値では容易であるが高電流値では一定値に電流を下げる必要がある。交流回路ではなんら困難性はなく交流電圧が反転する毎サイクルごとに自然にturn-offが行なわれ、その時間は1Aの電流で2~5 $\mu$ 秒程度である。(伊丹製作所 加藤又彦訳)

## 負荷に適合した運転

M.H. Fisher: Matching Drives to Loads (Westing-house Engineer, Vol. 19, No. 3, May, 1959, p. 66)

速度制御の原価を下げ、良好な運転特性を得るためには、種類の多い制御方式の中から、負荷の要求する特性に合致した方式を選定しなければならない。負荷の特性には大別して三つある。トルク一定: コンベヤ, 印刷機, などの摩擦負荷, 一定径のドラムに一定張力が作用する巻上機などが一例である。馬力一定: タンデムのロールミル, 張力一定のリールなど。トルク変化: 送風機, 遠心力ポンプなどで一般にトルクは速度の2乗に比例する。電動機をパンチプレスのような反復動作で使用するときは、セン頭トルクと温度上昇に注意する必要がある。

これに対し各速度制御方式の特性は次のとおりである。

### 界磁制御なしの加減電圧方式

最近ではリアクトルと半導体を使ったものもあるが、普通電動発電機の形で電力が供給されるので減速時には電力を吸収できる。速度制御範囲は8対1くらいで一定トルクの能力と一定速度の特性をもち、効率は悪く最大70%である。

### 電動機の界磁を制御した加減電圧方式

電動機の界磁を弱めて高速で低トルクが要求される、工作機、紡績のスラッシュなどに用いる。弱め界磁では馬力一定の特性が得られる。

### 整流運転

巻線形電動機の二次出力を整流して同軸上の直流電動機に供給するクレーマ方式を活用したもので、最近では半導体が進歩して寸法を小さくできるようになった。この方式は馬力一定の負荷に適し、効率は高く、比較的平らな速度-トルク特性をもっている。起動特性は巻線形誘導電動機と起動トルクの高い直流機を加え合わせた特性である。

### 過流継手

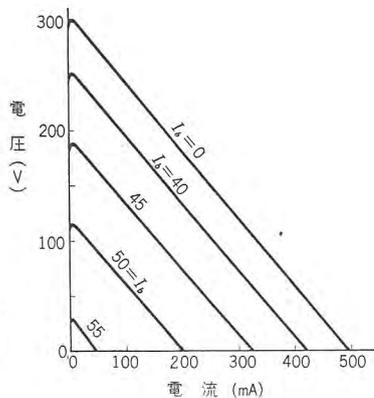


図1 NPNP三端子スイッチの代表的特性

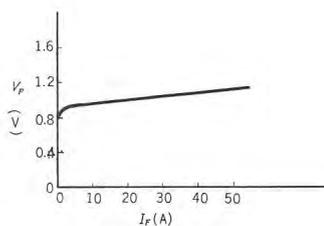


図2 トリニスタの直流電圧-電流特性

スベリに比例した損失を生じるための低速での使用は運転費および寸法が大きくなって不利であるが、ポンプまたは送風機の特性には適している。

#### 機械的変速機

V ベルト、チェーン駆動、円板摩擦装置などで理論的には馬力一定である。安価で単純であるため小容量の機器の速度制御に用いられるが部品には物理的限界がある。

#### 油圧運転

油圧による動力伝達速度制御は加減電圧方式に似ており、最高効率率は約 67% くらいである。速度調整範囲は広いが油漏れの恐れのあるのが欠点である。(名古屋製作所 高岡明雄訳)

## 配電用変圧器の負荷管理

R.F. Lawrence, A.M. Lockie: Distribution Transformer Load Management (Westinghouse Engineer, Vol. 19, No. 3, May, 1959, p. 86~89)

配電用変圧器の設備費はかなり大きいので、これを合理的に設置することにより、かなりの費用を節約できる。

変圧器の負荷は温度上昇、電圧降下、経済的条件などにより制限される。このうち経済的制限以外は広く知られており、これをこえないよう努められているが、軽負荷による損失についてはそれほど注意されておらず、近年の変圧器ではインピーダンスの減少、過負荷耐量の増大もあって、軽負荷運転の場合が多いようである。

負荷状況の調査にはメータを使用して直接測定する方法があるが、最適なデータを提供するものとはいえない。完全な負荷データを簡便に得るものとして load survey recorder が開発された。これはデマンドメータと磁気記録計を有し、負荷の大きさ、時間に比例したパルスをテープに別々に記録するもので、テープは IBM で翻訳、記録される。

負荷密度の小さいところでは熱制限より先に電圧制限を受けるので、これによって管理することもあるが、変圧器の設備費は高いので負荷増加に伴い変圧器をかえることがあっても電圧降下ではなほだしく制限されることがないように配電線を設計することが望ましい。

最近の高速度デジタルコンピュータの発達に伴い電力消費量と kVA との関係を通し負荷を決定する方法に関心もたれるようになった。この方法の精度は変換係数の選定にかかっている。

CSP変圧器の警報装置も負荷判定法となる。この方法は総合的な負荷条件に反応し、急激なパターンの変化に対しても対応する利点があり、また温度上昇ばかりでなく電圧降下、経済性のめやすとしても役が立つ。熱的限界に関しては ASA の油入変圧器運転指針があるだけでこれはかなり安全にとられている。

経済的負荷は要約すると

セン頭負荷  $L$  のときの kWh あたりのコスト  $= A + BL^2/CL$  で示される。ここに  $A, B, C$  は年間セン頭負荷あたりの固定費、運転費、年間出力により定まる定数である。変圧器は定格

の 50~125% の年間平均負荷をかけるのが経済的であり、これは各電力会社の正規運転に比べて大きく、他の条件によってはこれだけの負荷をかけられない場合もある。

(名古屋製作所 木野崎泰三訳)

## 普通の白熱電球ソケットに使用できるケイ光ランプ

What's New in Engineering: Fluorescent Lamp Uses Ordinary Light Socket (Westinghouse Engineer, Vol. 19, No. 4, July, 1959, p. 126)

ケイ光ランプのほかに安定器やスタータのような点灯補助装置を必要とせず、普通の電球ソケットに使用できるケイ光ランプの試作品が完成した。この試作ランプはバイメタル式の起動スイッチと安定器として作用する白熱フィラメントを内蔵しているため、その点灯に補助装置を用いる必要がない。ケイ光ランプに白熱フィラメントを内蔵させると次のような大きな利点がある。白熱フィラメントにより光出力を増加させるとともに、白熱フィラメントによって生ずる赤色の光は青緑色のスペクトルをもつケイ光を増加させる。なお、安定器内蔵式ケイ光ランプはもっとすぐれた効率をもち、寿命は普通の白熱電球に比べて数倍長い。この試作ランプは今までのようにランプの両端に口金をつけたり、あるいは片方だけつけたり、どちらでも良い。またいろいろと変わった装飾的な形のものもできる。

(大船工場 山下源一郎訳)

## 平面形ケイ光ランプ

What's New in Engineering: A Wide, Thin, Flat Fluorescent Lamp (Westinghouse Engineer, Vol. 19, No. 4, July, 1959, p. 127)

ケイ光灯照明で新しく発達したものは、大きなガラススタイルに似たケイ光ランプが完成されたことである。このケイ光ランプは、平面ガラスに封じられたまがりくねった通路の中をアーク放電するときケイ光を発する。平面形ケイ光ランプはいろいろの大きさのものが試作され、長さ 60.96cm、幅 20.32cm、厚さ 2.54cm のものや、30.48cm 四方で、2.54cm 厚さのものも完成された。その中には、片面に反射膜を施して光を一方に規制したものもある。また明るさや、光の方向を規制するために、ガラスの表面を適当な形に成形するものも考えられている。真四角のものや、ク形の平面形ケイ光ランプが完成して以来、壁や天井、床などの照明に使用されるとともに、この平面形ケイ光ランプは薄くてきているので、今までの照明に必要であった天井の深さを思い切って減らすことができた。また重く、衝撃に強いガラスでつくることができるので、道路や、踊り場などこれと同じような用途に使用されるにちがいない。また従来のケイ光灯器具と違って平面ガラスの表面だけをきれいにすることでよいから保守費がやすくてすむ。(大船工場 山下源一郎訳)

## 九州電力 220 kV 北九州幹線の人工故障試験は好成績で完了

九州電力における 220 kV 送電線路は現在まで昭和 32 年 5 月完成の中央幹線と昭和 33 年 11 月完成の苅田幹線がブロック的に存在し、途中 110 kV 系統を介在して連れいされていたが今回北九州幹線の竣工により初めて 220 kV 系統が構成された。これにより九州の系統は飛躍的に強固となった。

しかるに山家変電所には中央幹線竣工と同時に、潮流制御装置として直列蓄電器が設置されており、これが保護装置へ及ぼす影響は直列蓄電器保護間げき（三菱電機製）の動作とからんできわめて複雑なものがある。

よって昭和 34 年 7 月 19 日より 20 日にかけて、電磁誘導測定をもあわせて保護装置動作を確認するため、人工故障試験が実施されたが予期以上のきわめて優秀な結果が得られた。

ことに西谷変電所における GW 形ウォッチケース油シャ断器と苅田幹線に一役をかった主継電方式の常時位相比較搬送継電方式（160 kc および 170 kc）（ともに三菱電機製）がこの試験の主役を遺憾なく果たした。

人工故障試験結果の概要は次のとおりである。

故障時の電圧と電流

### 1. 健全相電圧上昇

試験番号	直蓄ギャップ項目	苅田発電所		西谷変電所		山家変電所		上椎養発電所	
		進み相	遅れ相	進み相	遅れ相	進み相	遅れ相	進み相	遅れ相
1	動作	kV		kV		kV		kV	
	故障前A	123.9	125.1	123.8	125.0	(120.0) 126.6	(120.0) 126.6	128.0	128.0
	故障中B	108.5	110.3	108.4	110.2	(110.0) 116.0	(110.0) 116.0	110.0	106.0
	B/A %	87.5	88.1	87.5	88.1	(91.5) 91.5	(91.5) 91.5	85.9	82.7
2	動作	kV		kV		kV		kV	
	故障前A	123.9	123.2	123.8	123.1	121.0 (133.0)	121.0 (133.0)	128.0	128.0
	故障中B	108.5	110.3	108.4	110.2	111.0 (122.0)	111.0 (122.0)	110.0	110.0
	B/A %	87.5	88.1	87.5	88.1	91.7 (91.7)	91.7 (91.7)	85.9	85.9
3	動作	kV		kV		kV		kV	
	故障前A	125.4	125.1	125.3	125.0	(127.0) 130.0	(127.0) 130.0	128.0	128.0
	故障中B	113.2	115.9	113.1	115.8	(115.0) 118.0	(115.0) 118.0	113.0	110.0
	B/A %	90.4	92.5	90.4	92.5	(91.5) 91.5	(91.5) 91.5	88.3	85.9

(注) 山家変電所電圧の ( ) 内に示すものは山側電圧。  
上表に見るように、健全相の電圧上昇率はすべて 1.0 以下であり、昭和 32 年 4 月中央幹線竣工時に行なわれた人工故障試験の際とほとんど変化はない。

### 2. 直蓄故障相端子電圧上昇

次表における過渡最大電圧は、S. V. C に印加された最大電圧

試験番号	故障前電流 (A)	負荷率 (%)	過渡電圧最大値 (kV)	定格電圧に対する (%)	過渡最大値回路電圧	備考
1	280	46.3	59.0	149	2.11	定格電圧=28 kV (実効値)
2	230	38.0	78.7	199	2.81	
3	250	41.3	76.7	194	2.74	

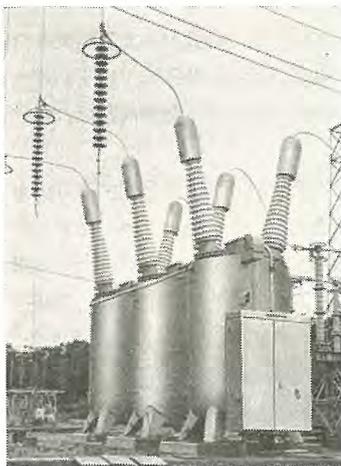
でもあるとともにギャップ放電開始電圧値でもある。

したがって最初の試験である試番 (1) の故障発生瞬時の過渡電圧最大値が、第 2 回以降の試番のそれより低いのは、ギャップ内の残留ガスの存在によるもので試験全般におけるギャップの動作は良好である。

故障電流の分布については試験時の電圧変動を加味するとおおよそ予備計算結果と一致している。

### 3. 継電器動作

- 搬送継電器によるシャ断時間は 5.0～6.1 サイクルで両端の 0.5 サイクルのズレは位相比較原理に基づくものである。
- 無電圧時間は 27～27.5 サイクルで調整結果は良好である。
- 以上の動作経過はすべて良好で、後備保護継電器の動作もきわめて良好であった。

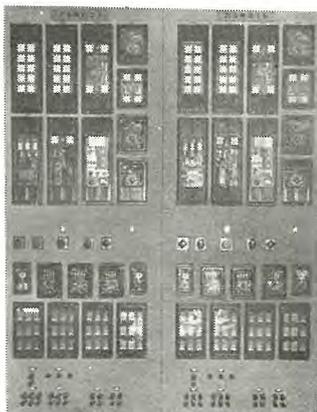


220 kV, GW 形油シャ断器 (西谷変電所)

### 4. 山家変電所誤動作防止装置

誤動作防止装置の原理は、過去 2 年間故障なく運転してきたが、今回は北九州幹線と中央幹線の連れいにより、新たに地絡距離継電器の誤動作防止装置が付加された。

これは試験時のギャップ動作により、厳密な確認はできなかったが、模擬送電線による各種の試験によってその動作は確



苅田—西谷 220 kV 系統送電線保護継電装置

認されているので、正常な動作が十分期待される。

## ■ 140 V 8,000 A 1,120 kW 江戸川化学山北工場 向け 風冷式シリコン整流器3組完成す

本器は水電解用直流電源にして 24,000 A の電流量を有し、生産増強の一端をになう最新鋭電気品である。この風冷式シリコン整流器は当社の標準方式、第1号であり、下記の仕様と特長とを有している。

仕様

- (1) 6.6 kV 受電 三相 50 サイクル ……………  
150MVA O.C.B. …… 3 台
- (2) 1,310 kVA, 負荷時電圧調整器 …………… 3 台
- (3) 1,310 kVA, シリコン整流器 …………… 3 台
- (4) 140 V 8,000 A, 風冷式シリコン整流器 …… 3 台
- (5) 受電盤および制御盤 …………… 1 式

特長

- (1) トレー方式の組立方式のキュービクル形シリコン整流器であってトレーはキュービクルの両面に配置してある。すなわち二つのワック組を組合わせたキュービクル。
- (2) トレーは 20 kg であり、その大きさは 210×148×570 mm である。
- (3) 交流ならびに直流母線の配列に特長があって保守、点検が容易である。
- (4) 冷却扇はシリコン整流器の上部に設置され、下部より吸引冷却式である。
- (5) 速応ヒューズをすべて三菱製とした1号器である。
- (6) 直流出力電圧は 1,310 kVA の負荷時電圧調整器とこれとタップ間は可飽和リアクトルによって連続的に調整できる。



140 V 8,000 A 1,120 kW 風冷式  
シリコン整流器キュービクル外観

## ■ 電用小形単位スイッチ完成す

投入容量、シャ断容量が電磁接触器より格段にすぐれている。単位スイッチを低床形の市街電車や郊外電車に使用するため、以前より小形単位スイッチを開発中であったが、絶縁物、鋳物などの基礎研究とあいまって、このたびこれを完成することが

## ニュース フラッシュ

できた。

諸元および定格

形名 UP 98 (600V用)

UP 99

(1,500V用)

電圧 600 V または

1,500 V インタロ

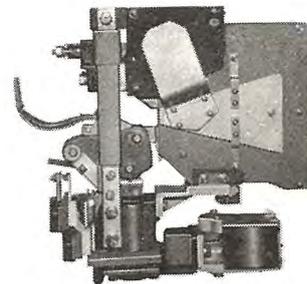
ック接点数 4 点

電流 350 A 連続

重量 12 kg

空気圧 5 kg/cm<sup>2</sup>

最低動作 3 kg/cm<sup>2</sup>



UP 98 形小形単位スイッチ

この構造は小形化、とくに、高さを低くするために、新機軸を採用したので高さはわずか 345 mm にすぎず、しかも堅牢な構造となっており、また、占積率も非常によい。

シャ断容量も小形にもかかわらず非常に優秀で、一次および二次吹消コイルの構造は、単位スイッチとしては、新しい試みである。なお、600 V 用は、呉市交通納め制御装置の断流器および抵抗制御スイッチに使用し好評である。

## ■ 低圧プラグイン・バスダクト用 NFP 形ノーヒューズシャ断器

近年、ビル・工場などの電気容量の増大に伴いバスダクトが使用され始めた。バスダクトのもつ幾多の特長から、今後バスダクトは普及する傾向にある。

これに関連してプラグイン・バスダクト用 NFP 形ノーヒューズシャ断器を完成した。

NFP 形ノーヒューズシャ断器は、プラグイン・バスダクトから分岐回路を引き出した NF 形ノーヒューズシャ断器でその分岐回路を安全に保護する。

特長

- 1. ノーヒューズシャ断器による確実な回路保護
- 2. 便利な取付け

NFP 形ノーヒューズシャ断器をバスダクトに取付けるに



NFP 形ノーヒューズシャ断器

は、単にチョウナットを締めるだけで確実に固定され、バスダクトを加工しなくてよい。バスダクト母線との接続は着脱容易なクリップ式である。ただし箱内シャ断器が 600 A フレームおよび 800 A フレームの場合は、ボルト締めである。

3. 操作が容易

シャ断器の開閉は、箱の外部に設けた操作ハンドルをローブまたはフックにより操作する。

仕様

箱内シャ断器 50 A フレームから 800 A フレームにいたる、NF 形ノーヒューズシャ断器を収納

配線方式 AC 600 V 以下の单相二線、单相三線、三相三線、三相四線

■ MF 形および MU 形広範囲積算電力計

このたび MF 形および MU 形積算計器の開発を完了した。これはいずれも JIS C 1210, 1211, 1214 に合格する耐候形広範囲積算電力計である。

1. MF 形: MF 形は单相広範囲積算電力計で、MF-30 形と MF-60 形とがあり、それぞれ従来の計器にない特長を有している。

特長

(1) ハイトルク

MF 形はいずれも従来の計器の約 2 倍のトルクを有しており、したがって永年使用に対しても、その誤差変化はきわめて少なくなっている。

(2) 超広範囲

MF-60 形は記銘定格電流の 120%、MF-30 形は記銘定格電流の 150% までそれぞれ正確な計量を行ない、かつ連続使用可能なことは従来の計器と大差がないが、さらに低負荷に対しては従来の計器にない長所を有している。すなわち 20(10) A 定格の計器を 10(5) A の需要家へそのまま使用することができる。したがって、わずかの負荷を使用する需要家から定格値をオーバーする需要家まで広い範囲の需要家に対し、1 種類の定格電流の計器で正確に計量することができる。

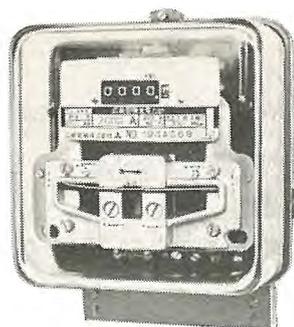
(3) 振動、衝撃に対して安定

電磁石、制動磁石など強固なフレームに確実に取付ける構造になっており、かつ円板と制動磁石間の空けきが従来のものより広がっているため、輸送、運搬、その他による振動、衝撃に対し、きわめて安定している。

(4) 長い寿命

制動磁石は高級磁鋼がダイカストされており、軸受、計量器の摩擦が少なく、かつハイトルクであるため機械的の良度がきわめて大きくなっているため、長い寿命が期待できる。

(5) その他



MU形広範囲積算電力計



MF形広範囲積算電力計

耐候構造であり、組立調整が容易なこと、検針しやすいことなどの長所のほかハイトルクにかかわらず電力損失はきわめて少ない。

2. MU 形: MU 形は三相三線式広範囲計器で、その素子は MF 形のそれを 1 枚の円板に対称に取付けてある。

特長

(1) ハイトルク

三相計器は変成器とともに使用される場合が多く、しかも乗率は 10 の  $n$  べきがほとんどである。したがって比較的小なる歯車比を有する計量器が使用されることがありこのような場合にとくに有利である。

(2) 外形寸法小

1 枚円板であるため、外形寸法が小である。したがって各電力会社の单相重負荷屋外計器箱に収納することができる。

(3) 長い寿命

ハイトルクであるとともに、ロータの重量がかかるため、機械的の良度が大きい。

また制御磁石は高級磁鋼がダイカストされている。軸受、計量器などの摩擦が少ないなど長い寿命が期待できる。

(4) 相互干渉小

1 枚円板であるがその相互干渉はきわめて少なく、ASA 規格に十分合格する。

(5) 調整容易

調整はすべて前面より行なえるので非常に楽である。

(6) その他

耐候構造、検針しやすいなどのほか、ハイトルクにもかかわらず、その電力損失はきわめて少ない。

(7) 振動、衝撃に対して安定

電磁石、制動磁石など強固なフレームに確実に取付けられており、円板と制動磁石間の間げきが大きいなど MF 形と同様振動、衝撃に対して安定している。



## 特許と新案

### 内燃機関着火自動進角装置

発明者 大森俊郎

この発明はエンジンにより駆動される着火断続器の断続時期を遠心力による重錘の回転によって自動的に制御する自動進角装置の改良に関するものである。

図1において(1)はエンジンで回転される軸(2)に定着した自動進角装置の台板、(3)、(4)は台板(1)に上記軸に対し対称位置に植立したピン、(5)、(6)は台板に定着したバネかけ、(7)、(8)はピン(3)、(4)に回転自在に遊合した重錘、(9)、(10)は両重錘に植立したピン、(14)は一端を重錘(7)の自由端のバネかけ穴(11)に、また他端をバネかけ(5)に張架したツル巻バネ、(12)はピン(10)に一端を遊合する連動金具で自由端のバネかけ穴(13)と上記バネかけ(6)間にツル巻バネ(15)が懸架されピン(10)とバネかけ穴(13)を結ぶ線(a)と穴(13)とバネかけ(6)を結ぶ線(b)が常時バネ(15)の自由長の状態で屈折するよう構成されている。換言すれば上記線(a)、(b)が一直線の状態となるまではバネ(15)の自由長を保つようになされている。(16)は軸(2)に遊合した着火断続器操作カム、(17)は上記カムに定

着されピン(9)、(10)がかん合する半径方向の長穴(18)、(19)を有する腕である。

エンジンの運転により矢印方向に自動進角装置が回転し回転速度が図2に示す $x_A$ に達するとツル巻バネ(14)の張力に打ち勝って重錘(7)はピン(3)を中心として反時計方向に回転する、したがって腕(17)は軸(2)を中心として反時計方向に回転してカム(16)を進角さす。このとき重錘(8)も同様回転するが上記線(a)、(b)はなお屈折状態にあるため図2の曲線(AB)で示すように変化する。しかし軸(2)の回転数が $x_B$ に達しピン(10)、穴(13)、バネかけ(6)が一直線、すなわち上記線(a)、(b)が一直線となればそれ以上の回転数の上昇に対してはバネ(14)、(15)の張力に抗して重錘が回転するのでその進角は図2の曲線(BC)で示すように変化する。さらに回転が上昇し $x_C$ に達しピン(9)、(10)が長穴(18)、(19)に係合する状態となればその後の回転の上昇に対しては重錘はもはやそれ以上回転することを阻止され、したがって図2の水平曲線(CD)に示すように進角は一定状態に保持される。この自動進角装置は上記のように所定低速度から進角をはじめ最初は進角特性曲線のコウ配は大で、高速度になると上記コウ配は小さくなり、所定以上に高速となると進角を停止するようになっているので上記 $x_A$ 、 $x_B$ 、 $x_C$ の値を適当の値に選ぶことによりエンジンの高効率な運転を可能にすることができる。またこの自動進角装置は構造が簡単でしかも堅牢であって工作も容易であり進角特性の均一なものが製作しやすいので大量生産に適する。さらに従来の自動進角装置に連動金具を付加するだけで容易に改良できるなどの効果がある。(特許第241992号)(小林記)

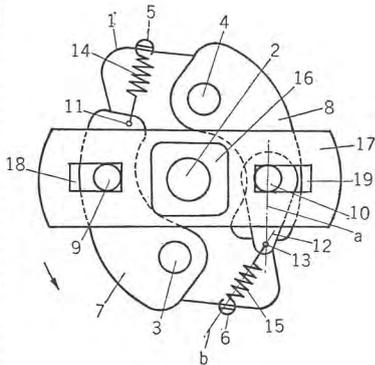


図1

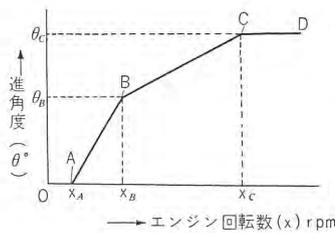


図2

### 伸縮管内の電線支持装置

考案者 藤沢 亘

伸縮する管(たとえば扇風機スタンド、マイクロホンスタンドなど)内に電線を納める場合、電線を単にラ旋状に巻いて挿入したのでは、伸縮管を伸縮するたびごとに、この内壁と摩擦して電線の絶縁被覆がはがれるおそれがある。

この考案はこのような欠点を改良したもので、図に示すように伸縮管(1)(2)の内側に弾性金属線(3)をラ旋状に巻

き込み、さらにこの弾性金属線(3)の内側に、この金属線(3)の巻き方向とは逆に電線(4)をラ旋状に巻き込んだものである。

このようにすると電線(4)は直接伸縮管(1)(2)の内壁とすれ合わず、また金属線(3)と接触する面積は伸縮管(1)(2)の内壁に直接接触する場合に比して小さいから摩擦が小さく、伸縮管(1)と(2)とをスムーズに伸縮できるとともに電線の被覆がはがれにくい、また金属線(3)を被覆しておけば万一電線(4)の被覆がはがれても漏電することがない、などの実用的効果がある。

(実用新案登録第486809号)(竹歳記)

