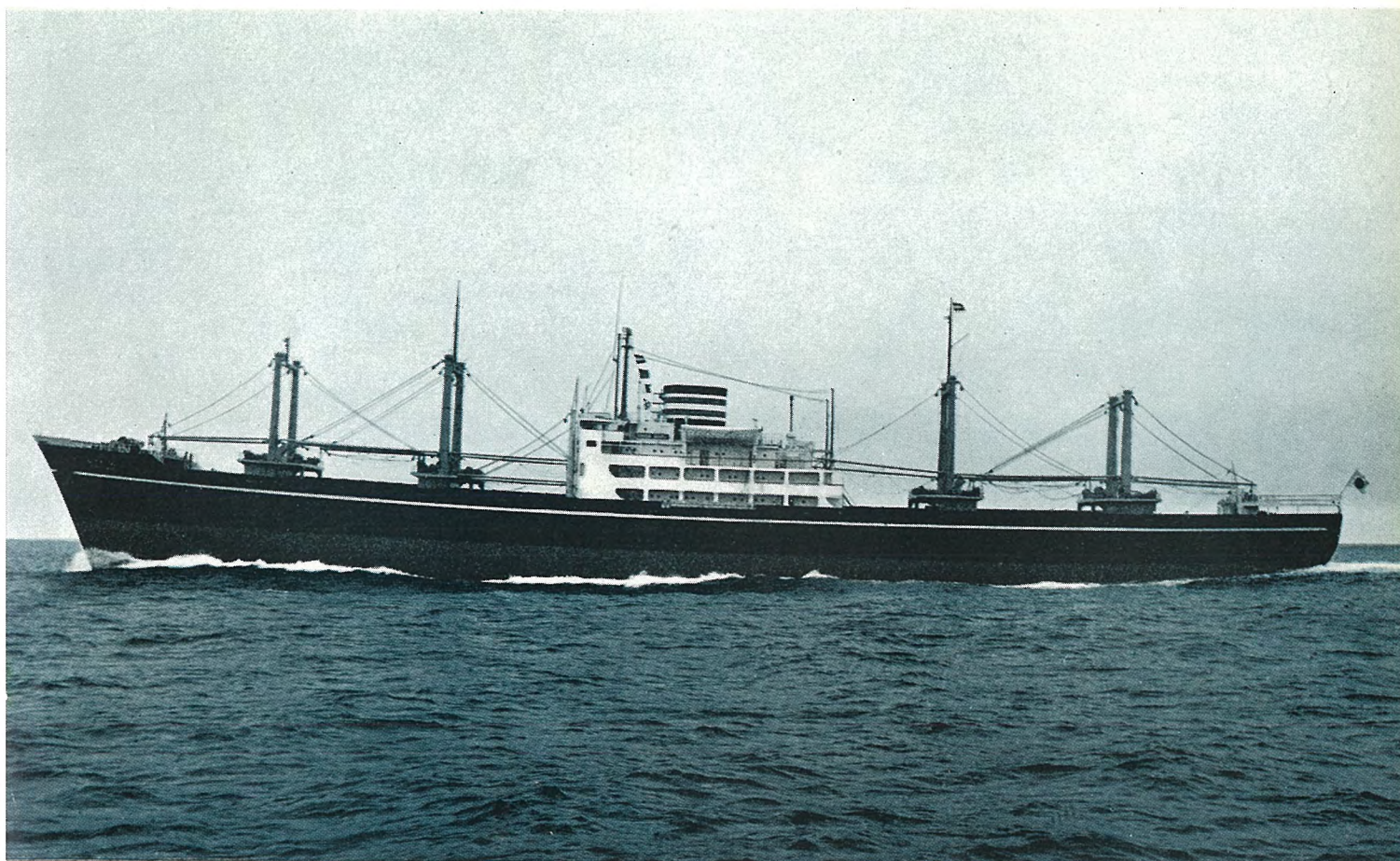


**MITSUBISHI DENKI**

# 三菱電機



日本郵船「滋賀丸」(昭和 33 年 4 月竣工)

**5**

**VOL33 1959**





MITSUBISHI DENKI

# 三菱電機

## 表紙説明

日本郵船「滋賀丸」

33年4月三菱長崎造船所建造

本船は他に同形船10隻を有する11,500 D/W、航海速力17.7ノットのいわゆる高速S形船隊の1隻であり、全船交流化された優秀貨物船である。本船搭載の主発電機、ワードレオナード式電動甲板補機を始め主要電機製品には当社製のものが大巾に採用され優秀な実績を得ている。

なお本年5月下旬竣工する同形船「佐賀丸」には、本誌表紙2に見るように当社製自励式交流発電機および極数変換形交流電動揚貨機が搭載され、就航後の活躍が期待されている。

## 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 兵庫県尼ヶ崎市南清水  
長崎製作所 長崎市平戸小戸町  
無線機製作所 兵庫県尼ヶ崎市南清水  
名古屋製作所 名古屋市中区矢田町  
静岡工場 静岡市小笠町110  
津川工場 岐阜県中津川市駒場  
和歌山工場 和歌山市岡町  
福岡工場 福岡市今宿青木町  
福岡工場 福岡市沖野上町  
姫路工場 兵庫県姫路市千代田町  
船橋工場 千葉県鎌倉市大船  
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 兵庫県尼ヶ崎市南清水  
無線機製作所 東京都世田谷区池尻町  
東京工場 札幌市北二条東12  
札幌修理工場 東京都千代田区丸の内2—20  
東京商品 三菱商事ビル2階  
営業所 (電)東京(211)代表 2511  
大阪営業所 大阪市北区堂島北町8番地1  
(電)大阪(34)代表 5251  
名古屋営業所 名古屋市中区広小路通  
(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 札幌市大通西1丁目(大通ビル)(電)札幌(2)代表 7236  
仙台営業所 仙台市東一番丁63  
(電)仙台(2)代表 6101  
富山営業所 富山市安住町23の2  
(電)富山 4692・5273・2550  
広島営業所 広島市袋町6(富国生命ビル)  
(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)直通代表 2-5021  
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

昭和34年第33巻第5号

(船用電機品特筆)

## 目次

最近の船舶電気設備	前田道生	2
3t ポールチェンジウインチ		
和田義勝・熊本 永・有働星一・新良由幸		14
自励交流発電機の容量決定上の2,3の問題	甲斐 高	25
三菱自励交流発電機	武藤 哲	38
DB形シャ断器による船舶電気回路の保護	勝田久登	47
信濃川送電線の故障による通信線誘導電圧の発生確率		
斎藤六郎・豊田龍太郎・山田栄一・迎 久雄		57
空心変成器による母線保護方式	森 健	65
トウ管形変流器	大野 暁	80
三菱ボイラ用通風機	岩原二郎	91
電力用半導体整流器回路の諸問題(その2)	岡 久雄	96
ロープウエイのリアクトル制御	佐藤正夫・吉田太郎	107
Cu-Be合金への添加元素Coの影響	山森末男・実 博司	113

## 技術解説

火力発電シリーズ: 運転指令装置	121
------------------	-----

## W社文献抄訳

タービン発電機の大形化の趨勢・充電装置の半導体ダイオードによる制御方式・陶磁器とアルミニウムとの封着・熱を電気に変える新しい物質	128
--	-----

## ニュースフラッシュ

大形タンカ電機品8隻分大量受注に成功・本邦の記録23kV 6,000A 2,500MVA 屋外キュービクル開閉装置完成・中性子モノクロメータ・原子時計・溶接工場の照明・計器用補償変成器	130
--	-----

## 特許と新案

(新)救命イカダ (新)救命イカダ	133
-------------------	-----

## 最近登録された当社の特許および実用新案

次号予定	134
------	-----



# 最近の船舶電気設備

三菱長崎造船所 前田道生\*

## The Latest Marine Electric Equipment

Mitsubishi Nagasaki Shipyard Michio MAEDA

A great number of ships have been built in Japan lately, most of them being tankers, freighters and guard ships. No matter what type they may be, electric equipment is no less important to them than any other marine apparatus. It is almost invariably built on AC system in this country now though discussion of DC or AC had remained unsettled till a few years ago. Simplicity, reliability and economy of AC equipment are fully guaranteed at present by overcoming various difficulties. Of them, AC electrification of winches was first considered a tedious problem and is now realized in full by the application of pole number changing system as well as a self excited AC generator.

### 1. ま え が き

最近わが国において建造中の船舶は主としてタンカ、貨物船、鉱石運搬船および警備艦などである。これらのうち主として当所において最近建造した船舶の電気設備につきその概要、改善事項、ならびに傾向につき述べようとするものである。

現在建造中の代表的な各船種の主要要目を表示すれば表 1.1 のようである。このうち鉱石運搬船は広島造船所建造に変更された。各船種とも次第に大形化の傾向をた



図 1.1 タンカ “Maryland Getty” 46,000 DWT 昭和 34 年 2 月竣工

Fig. 1.1 Tanker Maryland Getty.

表 1.1 各船種主要要目表

船 種	タンカ	貨物船	鉱石運搬船	警 備 艦
ト ン 数	46,000 重量トン	11,600 重量トン	35,000 重量トン	2,300 トン
垂線長 (m)	213	145	192	115
巾 (m)	30.5	19.5	27.5	12
深 サ (m)	15.2	12.3	14.9	8.5
速力(ノット)	17.0	20.25	16.5	32
主 機	タービン	ディーゼル	ディーゼル	タービン
馬 力	17,600 軸馬力	12,000 制動馬力	12,000 制動馬力	45,000 軸馬力
主 発 電 機	875 kVA×2	300 kVA×3	350 kVA×2	550 kVA×2
非常発電機	188 kVA×1	—	—	150 kVA×2
船 級	ABS	ロイド NK	NK	—

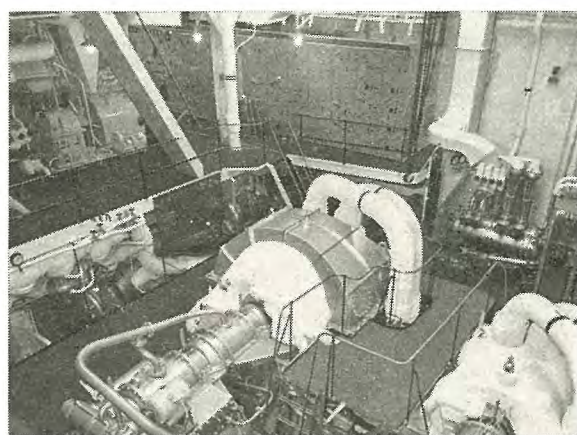


図 1.2 タンカの機関室

Fig. 1.2 Engine room in a tanker.

どりタンカにおいては、68,000 DWT および 87,500 DWT の超大形船も建造中である。

図 1.1 にタンカ、図 1.2 にタンカの機関室の写真を示す。

### 2. 配 電

船舶においては直流方式か交流方式かその優劣につき永く論議されたところであるが、昭和 30 年 (1955 年) を契機としてわが国においてはほとんど全面的に交流化され、今日では簡素化、信頼性ならびに経済性に期待したとおりの成果を収めた。

交流化をはばんでいたウインチも、初めはワードレオナード方式を採用したが、昨年より自励交流発電機の採用とともに極数変換方式の純交流化が実現しつつある。

現在配電方式は一般に交流 60 c/s で、



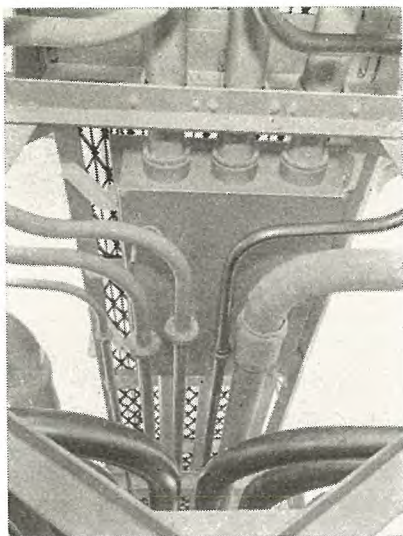


図 2.1 ウォークウェイ下のパイプ配線  
Fig. 2.1 Pipe-wiring under the walk way.

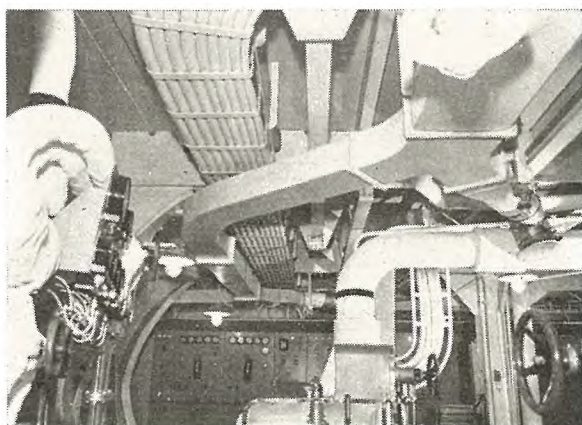


図 2.2 機関室主電路  
Fig. 2.2 Wiring in engine room.

動力 440 V

電熱 220 V (小形電熱器は 115 V または 110 V)

電灯 115 V (艦艇および輸出船) または 110 V (国内商船)

が採用されている。

ケーブルは天然ゴムまたは Varnished cambric 絶縁, Polyvinylchloride または Polychloroplene または鉛被覆, 鉄線または青銅線鎧装のものを使用場所に応じて使用する。

タンカの甲板上の配線はウォークウェイを利用したパイプ工事(図 2.1)とし, 機関室の主電路はハンガ上(図 2.2)に配線する。

### 3. 発 電 機

発電機の原動機は推進機関がタービンまたはディーゼル機関かに応じてそれぞれタービンまたはディーゼル機関である。

最近の船舶電気設備・前田

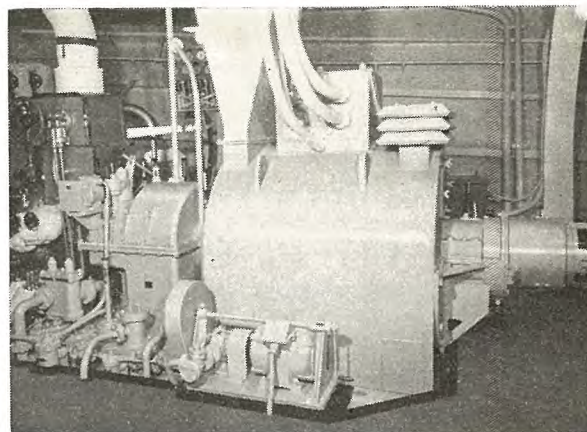


図 3.1 875 kVA タービン発電機  
Fig. 3.1 875 kVA turbine generator.

タービン発電機の場合, 発電機の回転数は機械的強度, 騒音などの関係上だいたい 900 kVA までは 1,800 rpm が採用できるがそれ以上では 1,200 rpm または円筒形回転子を使用して 3,600 rpm とする。

当所において 46,000 DWT タンカでは 875 kVA 1,800 rpm で, 68,000 DWT タンカでは 1,100 kVA 3,600 rpm, 87,500 DWT タンカでは 1,250 kVA 3,600 rpm を採用している。

なお 3,600 rpm の場合は保守の点より空気冷却器を装備している。

図 3.1 に 875 kVA 発電機の船内装備を示す。

ディーゼル発電機の場合には主発電機ではエンジンの発達とともに次第に回転数が高くなり現在では 514 rpm が普通で使用されている。非常用発電機では国産の場合 600 または 720 rpm が普通であるが, 米国 General Motors Co. 社の 1,800 rpm の高速エンジンを輸入して使用した例もある。この非常用発電機エンジンはほとんど蓄電池起動である。

昨年より自励交流発電機が採用されるようになり国内船にはほとんど全面的に採用する傾向にあるが輸出船に対してはもう少し実績を見た上で推奨したい。

自励交流発電機の特長としては次のようである。

- (1) 回転形直流励磁機を有しないため発電機の構造が簡単となり, また軸方向の長さが短くなるため機関室の配置上有利である。
- (2) リアクタ, 変流器, セレン整流器などは配電盤の中に組込むことができるので別に配置場所および配線を必要としない。
- (3) AVR を使用しないでも無負荷から全負荷までの間において負荷の変動による電圧変動は  $\pm 3\%$  以内である。直流発電機においては普通約  $6\%$  である。



(4) 過渡特性が良好で急激な負荷の変動に対して発電機電圧の変動が少ない。だいたいにおいて従来の励磁機付の場合には発電機容量 (kW) に 1/10 を乗じた kW までの電動機はじか入れ起動できたのであるが、自励式の場合には 1/3 を乗じた kW までの電動機がじか入れ起動できる。したがって従来大形電動機を減電圧起動していたものがほとんど全面的にじか入れ起動できる。

これはきわめて大きな利点であってまた極数変換式ウインチを使った時の電灯のチラツキも非常に緩和される見込である。

上記の特長により AVR および手動電圧調整器を使用しないでも実用上はさしつかえないのであって Siemens においてはこれらをいっさい装備していないが、わが国ではまだ実績も少なく従来の習慣もあるので一応手動電圧調整器を装備して任意の電圧が得られるようにしている。しかしこれも実績によって廃止したい考えである。

昨夏 Siemens のベルリン工場を訪問した時自励交流発電機の発明者 Dr. Harz は製作実績としては船用は最大 900 kVA, 陸上用は 55,000 kVA であるが大きさに制限はないので今後の交流発電機は船用陸用を問わず全部自励式で進むと話していた。陸用のものは方式もやや異なり、十分に経済的かどうか問題があるとしても、船用には自励式が全面的に採用される傾向にある。

交流発電機の進歩改善事項を列举すれば次のようである。

#### (1) 発電機の小形化

以前は励磁機が単独の別個の直流発電機でありベッとも別になっていたが軸方向の長さを短くするためにタービン発電機の場合は励磁機を交流発電機の軸端に Over hung し (図 3.1 参照), ディーゼル発電機の場合には励磁機を軸受の内側に入れた。

またタービン発電機の場合にはブラケットタイプの片軸受とし他端は減速歯車直結とした。

以上により長さおよび重量が相当に減少された。

(2) 自励式を採用することにより前述のような多くの利点があるので、全面的にこれに切換えられつつある。

#### (3) 発電機の通風方式の改善

タービン発電機においては冷却空気をタービンの反対側から吸ってタービン側上部に排出していたがこれでは排気付近の室温が上りまた近くに主配電盤があり、この付近の温度が上るのは好ましくないので排気をトランク

で機関室上部まで導き排出している。

さらにマンモスタンカでは空気冷却器を付けて冷却空気を室内に放出しない構造とした。

ディーゼル発電機においては従来発電機の両側から吸って中央周囲に排出していたがエンジン側の油気を吸い込み発電機内部をよごすのでエンジン側の吸気をふさいで汚損を防止している。

#### (4) 騒音防止

数年前発電機容量が増大して 600 kW 1,800 rpm となった時騒音が 100 ホンをこえたことがある。実際に 100 ホンをこえるような場所では耳が痛くなり話もできなくなるのでフェルトを吸排気側につけて騒音を減らすことができた。種々検討の結果現在では特別の消音装置をつけなくても 100 ホン以下におさまるようになってい

#### (5) 振動防止

タービン発電機の場合原動機と直結して陸上試験を行なう時または船内すえ付後振動が大きくてバランスのやり直しをやるが多かった。

最近では発電機のバランスを厳重にし振動を定回転数で全振巾 1/100 mm 以下に押えて工場出荷するように要求している。なおエンジンメカにはカップリングならびにボルトも振動発生の原因となるのでそのバランスにも十分注意するよう要求している。

#### (6) 軸受からの油漏れ防止

一般にタービン発電機の場合軸受から油が漏れて発電機内にはいり巻線をよごすという苦情の出ることが多い。軸受の構造を種々検討するとともに、効果的なエアパッキングを行なうことにより、この問題は現在ではほぼ解決された状態にある。

また適正油圧および油量を決めて過剰の油を与えないよう注意することも重要である。

#### (7) 軸電流防止

軸受の部分に絶縁物を入れて軸電流を防止する構造とした。

#### (8) 集電環の摩耗防止

かつて砲金または青銅を使用していたころはリングの摩耗が相当に早かったが 18-8 クローム鋼に換えてからはこの種の不具合は全然起っていない。

#### (9) 発電機船内試験の簡略化

水抵抗を使って全負荷試験をやっていたが大電流を流すための仮配線をする不便を除くためと陸上で十分な総



合試験をやっておけばふたたび同様な試験を繰り返す必要はないので船内の回定配線を使って実用負荷試験をすることにより工数節約を計っている。

ただし安全装置の試験は全部確認するようにしている。

発電機の今後の問題としては自動式を推進しこれを進歩させて手動ならびに自動電圧調整器を不要とすること、リアクタ、CT、セレンなどの付属品の外形を小さくすることなどである。

つぎに当所最初の NYK 向け 300 kVA 自励交流発電機のエンジン直結試験成績の一部を以下に示す。

#### (1) 発電機要目：

300 kVA 225 kW 450 V 60 c/s 0.75 PF  
514 rpm 三菱電機長崎製作所製

#### (2) 原動機要目：

340 BHP 514 rpm 三菱日本重工製

#### (3) 負荷漸変特性 (100 % 力率)

	4/4	3/4	2/4	1/4	0	1/4	2/4	3/4	4/4
出力 (kW)	225	169	113	55	0	56	113	168	225
端子電圧 (V)	450	447	445	447	454	446	443	445	449
周波数 (c/s)	60	60.5	60.9	61.3	61.7	61.2	60.8	60.5	60
回転数 (rpm)	514	518	522	526	529	524	521	518	514

注 1. 原動機速度変動率 2.92 %

2. 整定電圧の下限 443 V -1.55 %

#### (4) 負荷急変特性

##### a. 100 % 力率負荷のしゃ断投入

	しゃ断				投入			
	変化前	瞬時	整定	整定までの時間	変化前	瞬時	整定	整定までの時間
電流 (A)	283	0	0	—	0	283	283	—
電圧 (V)	450	436	452	約 0.5 sec*	452	430	450	約 0.8 sec*
電圧変動率 (%)	—	3.1	0.44	—	—	4.9	0.44	—
回転数 (rpm)	514	534	528	約 7.23 sec	528	497	514	約 6.83 sec
回転変動率 (%)	—	3.9	2.7	—	—	5.8	2.7	—

注 \* 回転数変化の影響も含む

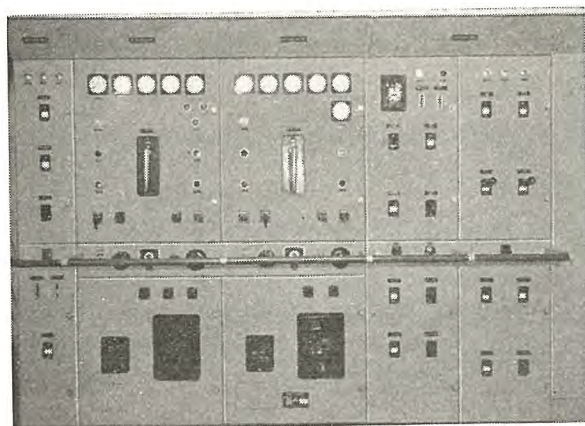


図 4.1 主配電盤

Fig. 4.1 Main panel

最近の船舶電気設備・前田

#### b. 電動機起動 (37 kW 2台 同時計 75 kW 起動)

	起動前	起動瞬時	無負荷整定
電流 (A)	0	500	64①
電圧 (V)	450	382	462
電圧変動率 (%)	—	15.1	2.7
回転数 (rpm)	514	504②	513③
回転変動率 (%)	—	1.9	0.2

注 ① 整定 (加速完了) までの時間約 0.65 秒

② 回転数の最低値は約 0.6 秒後に生じている

③ 回転整定までの時間約 5.7 秒

#### (5) 並列運転 (100 % 力率) 3 台並列

	3/4	2/4	1/4	1/5	1/4	2/4	3/4	4/4	3/4
電圧 (V)	450	452	455	456	455	452	450	451	452
周波数 (c/s)	60	60.4	60.8	60.9	60.8	60.4	60	59.4	60
No. 1 (kW)	169	119	56	42	56	120	171	221	172
No. 2 (kW)	169	109	55	46	56	104	166	227	166
No. 3 (kW)	168	109	55	47	56	106	167	228	167
kWの最大不平衡	1	10	1	5	0	16	5	7	6
同上定格に対する %	0.44	4.4	0.44	2.2	0	7.1	2.2	3.1	2.7

## 4. 配電盤

昭和 29 年までは DC 220 V 二線式または三線式ライブフロント形がもっぱら使用されていたが昭和 30 年より全面的に AC 440 V 三線式デッドフロント形が一般的となった。

図 4.1 にタンカの支配電盤の写真を示す。

### 4.1 気中シャ断器

一般に発電機回路用には気中シャ断器を用い、負荷回路用には埋込シャ断器を用いる。いずれも手動引はずし自由形で周囲温度 50°C の恒温槽で校正をする。

気中シャ断器は限時過負荷継電器、瞬時引はずし装置、逆電力継電器、低電圧引はずし装置などを有する。

限時過負荷継電器は気中シャ断器の定格電流の約 80 ~160 % に調整可能なものとし、普通発電機定格電流の 100~200 % の間に 5 段階の調整目盛を付け約 140 % にセットする。時限はセット電流値の 125 % (発電機定格電流の 175 %) で 20 秒以内とする。

瞬時引はずし装置は気中シャ断器の定格電流の 250 ~500 % に調整可能なものとし発電機定格電流のだいたい 300~600 % の間に 5 段階の調整目盛を付け、発電機の任意短絡電流で確実にしゃ断しかつ埋込シャ断器の瞬時しゃ断値より高い点を目標にだいたい 400 % くらいにセットする。

逆電力継電器は発電機を並列運転するものに使用したタービン発電機の場合は定格出力の 5 %, ディーゼル発電機の場合は定格出力の 15 % にセットし逆時限特性で時限は上記の逆電力で 15 秒以内とする。

気中シャ断器の短絡しゃ断容量は最大短絡電流の数値



が正確に計算できない場合には AIEE No. 45 の示す数値を採る。

直流発電機のばあい

$$\begin{aligned} & (\text{発電機定格電流の総和}) \times 10 \\ & + (\text{電動機定格電流の総和}) \times 3 \end{aligned}$$

交流発電機のばあい

制動巻線を有するばあい

$$\begin{aligned} & (\text{発電機定格電流の総和}) \times 10 \\ & + (\text{電動機定格電流の総和}) \times 3 \end{aligned}$$

制動巻線を有しないばあい

$$\begin{aligned} & (\text{発電機定格電流の総和}) \times 6 \\ & + (\text{電動機定格電流の総和}) \times 3 \end{aligned}$$

上記計算式中の発電機および電動機は予備を除き同時に使用されるもの全部とする。

埋込シャ断器は過負荷引はずし装置と瞬時引はずし装置を有しとくに指定する場合のほかは定格電流の 10 倍で瞬時引はずし機構が作動するものとする。フレーム容量の大きなものでは発電機 ACB との協調から 10 倍より下になることがある。

埋込シャ断器は配電盤の表面から電源が生きたままで交換可能の構造とする。

## 4.2 計 器

電圧計、電流計、電力計、力率計および周波計は最近では埋込広角形を使用しているが、定格点では極力誤差を少なくするよう計器の製作に注意を要する。

積算電力計は発電機および陸上受電と負荷側との間の母線に接続する。

発電機を並列に入れるために指針形同期検定器および電球表示式を併用する。

## 4.3 非常配電盤

外国船の場合には非常用発電機を有するのが普通であってその容量は負荷のとり方によって種々異なりだいたい 100~350 kVA である。

非常用の負荷は居住区、機関室などの非常灯および諸通信航海用電源のほかに主発電機が航海中なんらかの原因で停止した時にも“Slow”で航海できるように舵取機、1 缶使用できるだけの缶室補機、主機を“Slow”で動かせるだけの機械室補機ならびに消火用ポンプに給電できるようになっている場合もある。

非常用発電機は蓄電池または空気起動で主発電機の電圧が下がった場合に自動的に起動するようにすることもあ

る。押しボタンで起動可能とする。

非常用の負荷は正常状態では主配電盤から電源を供給されているが主発電機の電圧が 80 % 以下に下がった場合に非常用発電機を回していれば非常用発電機側に自動的に切換えられ、90 % 以上に復帰した場合には主発電機側に自動的に切換えられる。

また主発電機が停止の場合に主配電盤上の押しボタン操作で非常用配電盤から主配電盤にフィードバックすることもできる。

図 4.2 に 187 kVA 非常用発電機および配電盤の写真を示す。

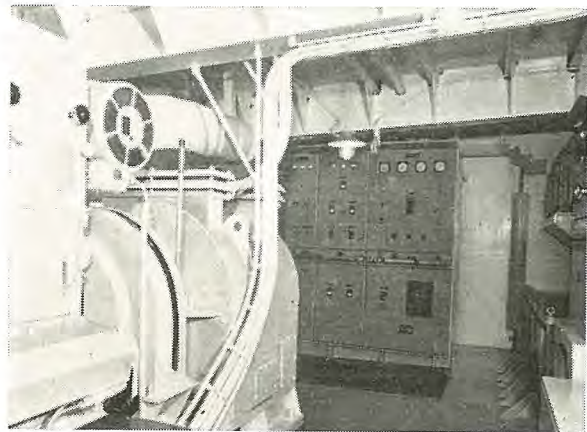


図 4.2 187 kVA 非常用ディーゼル発電機および配電盤  
Fig. 4.2 187 kVA emergency diesel generator and switchboard

## 4.4 配電盤の進歩改善事項

- (1) 気中シャ断器が陸上試験の時と船内試験の時とで過負荷継電器の時限が違っていたことがある。このようなことをなくするために陸上で恒温槽内で温度を変えて特性を調査することとした。
- (2) 埋込シャ断器の引はずし機構ならびに投入機構に不備な点の改良。
- (3) 接続部の締付が船の振動でゆるまないように全面的に“Taper lock nut”を採用。なお締付部は極力 2 箇所締付とした。
- (4) 盤内配線は色分けをなしかつ全面的に AMP 端子を使用。
- (5) ACB および断路器は発電機の定格電流の 125 % で温度飽和するまで温度上昇試験を施行する。  
母線の温度試験は設計値で行なう。  
NFB は加熱子定格の 125 および 200 % の点で 50°C の恒温槽内で特性のチェックをする。
- (6) 盤と盤との接続部には端子盤を設け配線にわかりやすいような電線鉄板を付け、また開閉する部分の波



り線はフレキシブルコードとした。

- (7) 全面的に + ネジに切換え 3 mm 以下の小ネジは使用しないこととした。

#### 4.5 今後改善すべき事項

- (1) 計器類に有効な温度補償をなすこと。電圧計周波計などが船内温度の変化で指度が変わるのは困る。とくに定格値付近で誤差を極力小にするを要す。
- (2) 周波計は 50 c/s および 60 c/s 両用であるが船用は 60 c/s だけであるから専用のものがほしい。見やすくするためである。
- (3) 自励交流発電機の場合配電盤に組込むセレン、CT、リアクタなどの部品の外形を小さくし手動ならびに自動電圧調整器をやめてしまいたい。
- (4) 塗装色を極力全国的に統一単純化したい。

### 5. 電 動 機

一般に半閉防滴形構造で端子箱は湿気の浸入による事

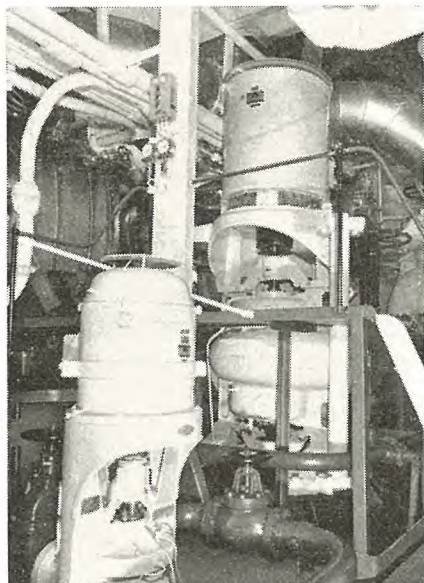


図 5.1 主循環水ポンプ 126,82 kW 600/514 rpm  
Fig. 5.1 Main circulation pump 126/82 kW 600/514 rpm.

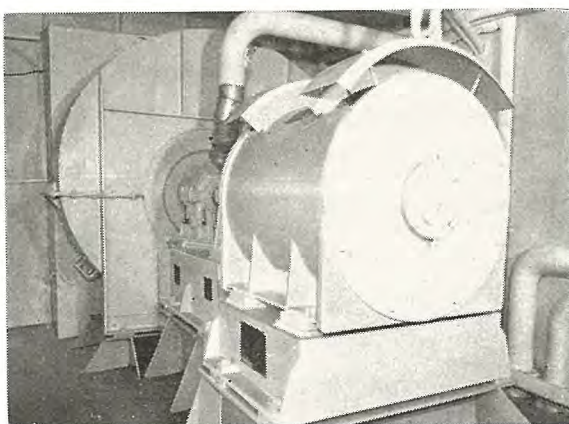


図 5.2 強圧通風機 134/18 kW 1,800/900 rpm  
Fig. 5.2 Forced draft fan 134/18 kW 1,800/900 rpm.

最近の船舶電気設備・前田

故をなくするため防水形とする。機関室で低い場所にありビルジなどで浸水しやすい恐れのある電動機は全閉外扇形とする。甲板上露天にさらされる電動機は防水形とし使用時通風冷却の必要ある場合には開口部を開いて使用する。

機関部補機電動機の最大のものは 46,000 DWT タンカの “Main circulating pump” 126/82 kW 600/514 立て形, 87,500 DWT タンカの “Forced draft fan” 145/19 kW 1,800/900 rpm 横形などである。図 5.1 に “Main circulating pump” 126/82 kW, 図 5.2 に “Forced draft fan” 134/18 kW 1,800/900 rpm の写真を示す。

甲板部補機電動機では 1 万トン貨物船でウインドラスが 67 kW, 5 t ワードレオナードウインチの電動発電機の電動機が 90 kW である。

目下建造中の 1 万トン貨物船の甲板補機は

5 t ウインチ	レナード式	42 kW×4 台
3 t ウインチ	ポールチェンジ式	20 kW×16 台
ウインドラス	レオナード式	67 kW×1 台
ムーアリングウインチ	〃	42 kW×1 台

Siemens においては 5 t ウインチとウインドラスもポールチェンジ式を採用している。艦艇においてウインドラスに “Janney” 油圧式および “Helshow” 油圧式を実施して操作は非常に円滑であった。

電圧は一般に AC 440 V 三相 60 c/s とし “Galley” でレンジ、オープンなどの負荷があって AC 220 V から電源を取ったほうが便利な時には AC 220 V 三相とする。0.55 kW 以下の小形電動機は AC 115 V または 110 V 三相または単相とする。

#### 5.1 電動機本体

電動機の特性は負荷側の要求に適するものとしなおなるべく低起動電流とする。起動に際しては発電機の電圧降下が大いいたい 20 % をこえない範囲で極力大出力のものまでじか入れ起動とする。

軸受は大部分玉軸受で現状では 11 kW 1,800 rpm までのものは密封玉軸受を使用しているがさらに大形のものまで密封玉軸受としたい。軸受には船全体として統一した標準のグリースニップルをつけグリースガンを使用してグリースを補給する。

図 5.3 に密封玉軸受を有する電動機の写真を示す。目下船用電機特別委員会で電動機の標準化を推進中であるがもっとも普通に使用される電動機で寸法ならびに諸特



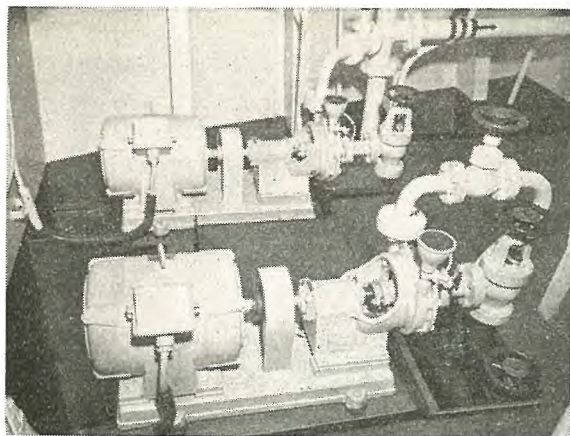


図 5.3 密封軸受を使用した電動機  
Fig. 5.3 Generator provided with sealed bearings.

表 5.1 標準電動機出力および同期回転数

出力		同期速度 (毎分回転数)					
HP	換算 kW	3,600	1,800	1,200	900	720	600
1/4	0.2	○	○	—	—	—	—
1/2	0.4	○	○	—	—	—	—
1	0.75	○	○	○	○	—	—
2	1.5	○	○	○	○	—	—
3	2.2	○	○	○	○	—	—
5	3.7	○	○	○	○	—	—
7.5	5.5	○	○	○	○	—	—
10	7.5	○	○	○	○	—	—
15	11	○	○	○	○	○	○
20	15	○	○	○	○	○	○
25	19	—	○	○	○	○	○
30	22	—	○	○	○	○	○
35	26	—	○	○	○	○	○
40	30	—	○	○	○	○	○
45	33	—	○	○	○	○	○
50	37	—	○	○	○	○	○

性の標準化まで期待しているのは表 5.1 のとおりである。

## 5.2 起 動 器

電動機がほとんど全面的にカゴ形誘導電動機になり構造簡単がんで故障がほとんどなく保守が非常に容易になったが交流化の初めのころは起動器の故障がないではなかった。起動器でもっとも大切なのは個々の構成器具の信頼度である。ただ一つの補助接点の接触不良でも起動器の機能を失うだけでなく、たとえば減圧起動器でタイムリレーの作動不良が起動補償器の焼損にまで発展しうることや過負荷継電器の不具合が電動機の焼損すら招くことを思えば、このことは明らかである。とくに補助接点の多い複雑な制御回路では起動器としての信頼度を確保するには、個々の接点の信頼度がいちじるしく高いものでなければならない。現在では注意すればまずなら不安のないところまで進歩向上している。艦艇用のものでは米軍式の 2,000 g の衝撃試験にも耐えるものができている。

国内船では運転表示灯と電流計を起動器に装備するのが普通であるが外国船ではほとんどこれらを装備しない。

航海に必要な機関室主要補機は主ゲージボード付近に



図 5.4 集合起動盤  
Fig. 5.4 Group control starter.

装備する“Engineer's alarm panel”にて監視される。常時は緑色の運転表示灯がつき故障停止の時には赤灯がついて警報ベルが鳴り押しボタンによりベルを止め故障復旧再起動すれば赤灯が消えて緑灯がつくようになっている。

さらに最近の傾向としていわゆる“Group control starter”と称して機関室冷凍機室などで多数の起動器を使用する場合これらを 1 箇所にとめて、電動機の起動停止の押しボタンスイッチを電動機の付近および“Group control starter”の上の 2 箇所に装備することが多くなった。これのほうは起動停止の押しボタンをもっとも便利な位置に選定しうるし、起動器はすみのほうの適当な位置に置くことができ、機関室の配置上便利ですっきりし見通しもよくなる。“Group control starter”は各起動器ごとにコンパートメントに仕切り故障局限に留意している。

図 5.4 に“Group control starter”の写真を示す。

## 5.3 電動機の改善事項ならびに問題点

(1) カゴ形誘導電動機では消耗部分は軸受だけであるが普通の玉軸受ではグリースの補給を必要とし“Over change”ならびに不足の時には軸受を焼く恐れもある。密封玉軸受ではグリースの補給の必要は全然なく寿命のくるまでなら手入れの必要がないのが保守上非常に重宝である。極力大形のものまでこれを使用したいのであるが現状ではまだ前記のように 11 kW 1,800 rpm までである。さらにメーカーの研究を期待したい。

(2) 誘導電動機の標準化を推進したい。



標準出力、主要寸法、実際の回転数、定格電流、起動電流、起動回転力、最大回転力、効率などについて一般に使用される電動機（表 5.1）の標準値を全国的に極力早期に決定してもらいたい。これが決定すればいちいち補機メーカーと寸法打合わせをする必要がなく計画に非常に有利である。また電動機の互換性があるとか、見込生産可能で短納期となるなどの利便がある。

標準電動機を使用できないような特殊要求のあるものはもちろん話は別である。

- (3) 端子箱の構造を防水形としカバーを逆方向につけても端子に接触しないようにした電線の引入れに都合の良い方向に端子箱全体を向けられる構造とした。

防水構造としたのは船内の湿気による短絡事故を防止するためである。

- (4) 電動機のバランスは定盤上に自由に置いた状態で振動を全振巾で 2/100 mm 以内に押え 1/100 mm を目標としている。電動機の台板あるいは定盤が弱くて補機メーカーでの結合試験で振動が大きかったため電動機のバランスを取直したことがあったがバランスを厳密にしてから改善された。

- (5) かじ取り電動機は普通 2 台装備し航海中 1 台常用 1 台予備として使用しているが予備として停止中に絶えず振動を受け、軸受に傷がつくことがある。軸受を“Angular contact”形 2 個ずつを組合わせて使用し遊びきをなくすることで解決できそうであるのでこれに切替中である。

- (6) 甲板補機については 3t ウインチまでは極数変換式が本年度 14 次船にて全面的に採用されるところまで進んできた。この実績を見て 5t ウインチ、ムーアリングウインチ、さらに一歩進んでウインドラス、キャプスタンまでカゴ形電動機の極数変換式が採用できればこれで初めて全船完全交流化が実現する訳である。技術の進歩により必ず近い将来このような時代がくることと思う。

#### 5.4 起動器の改善事項ならびに問題点

- (1) 問題のあるごとに起動器の各部品に改良を要望し作動確実となりほとんど不安なく使用できるようになった。中間検査、完成検査を厳密にし十分な試験を行なっておけば引渡後問題になることはまず起り得ないはずである。各メーカーとも優秀部品の標準化を計り事故を繰り返さないように心がけるべきである。

- (2) 全面的に表面結線としたために配線が整然となり

最近の船舶電気設備・前田

保守点検が容易となり増締めにも便利となった。裏面配線の場合締付部が船の振動でゆるんで事故を起したことがある。

また AMP 端子の使用により配線の締付がより確実となった。AMP 端子の出口で配線が切れることを防ぐために端子締付部で配線に無理をしないよう細心の注意が必要である。

ネジは全面的に + ネジとした。

- (3) 船用電機特別委員会であらゆる場合の起動器の標準結線を決定し取付器具の標準を決めたので各メーカーとも起動器の標準ができ、価格引下げ納期短縮に貢献できたことと思う。

また最近“Group control starter”が広く採用される傾向にあるのでその構造について各メーカーで立派な標準を作っておくべきである。

- (4) 箱の構造も振動の点を十分考慮し取付部品が多く箱が大きくなってくれば補強に特別の注意を要する。箱がガタガタ振動すれば内部の部品にも悪影響を及ぼし事故の原因となる。標準的なものについては完成品につき全振巾 3 mm 1,000 c/min の振動試験をし自信をつける必要がある。

ふたのヒンジもがんじょうにしセットボルトは少なくとも直径 6 mm 以上とし先をとがらしネジを荒くするなど簡単に円滑に開閉できるように工夫すべきである。表示灯の電球は極力ガラス表面に接近させ、識別容易にすべきである。電球も長寿命で小形の標準を設定したい。

電流計は埋込形としふた取付にしたほうが見やすい。電線入口は箱の上または側面からはいる場合はグラウンド付とし、下からはいる場合は船用電機特別委員会で決めた要領で合理的な電線引込構造とすべきである。

“Phenol resin”製品加工部は必ず“Phenol resin varnish”で絶縁処理をすべきである。

#### 6. エレベータ

タンカで“Engine room elevator”を設置しているのでその概要を述べる。

容量： 350 kg×30 m/min

形式： 交流一段，“Single automatic control”方式

電動機： 5.5 kW 440 V 60 c/s 3φ 十極 1/2 h 定格 抵抗起動



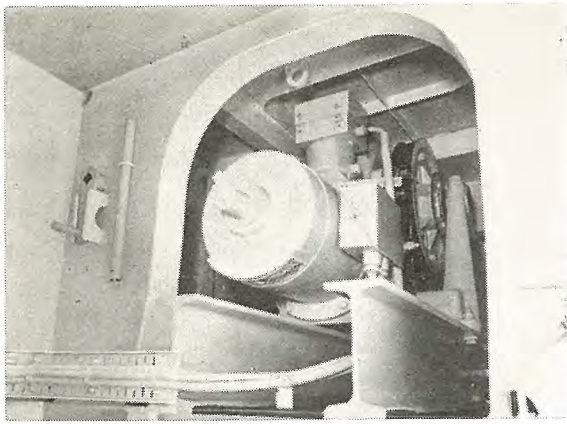


図 6.1 エレベータ上部  
Fig. 6.1 Upper part of elevator.

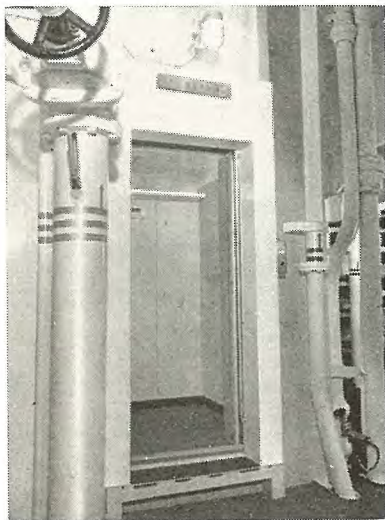


図 6.2 エレベータカゴ  
Fig. 6.2 Elevator car.

昇降階数：5

このエレベータは主として機関部員の昇降を目的として設置されたもので船客を対象としたものでない。したがって加速減速特性、着床誤差などたいして問題にならないことおよび故障した場合のサービスエンジニアを全然期待できずもっぱら乗組員の手により応急処置をしなければならないことを考慮し、自動運転としてはもっとも簡単な交流一段“Single automatic control”方式を採用している。

乗場は“Engine room”, “Boiler room”, “Upper deck”, “Poop deck”, “Boat deck”の5場所で各乗場には乗場ボタン、カゴ位置表示灯、方向表示灯使用中表示灯などがあり、カゴ内には行先ボタン、非常停止ボタン、手動昇降ボタン、非常警報ボタンなどがある。

巻上機および制御盤は“Engine casing top”に設置されている。船用として使用する場合いちばん問題になるのはローリング、ピッチングによるレールへの応力増加、着床誤差の増大および故障時の処理をいかにする

かなどであった。レールは予想される負荷に対して十分余裕のある強度としてあり、着床誤差も当方で判明している限りでは最大 50 mm 程度であった。故障時の処置としては使用中故障した場合はカゴ内の人が押しボタンにより機関室ゲージボード付近に設けた警報ベルを鳴らして当直者に知らせ当直者はそれを機関長にすぐに報告する方式にしてある。また制御器室とカゴ間には電話を設けカゴ内の方は制御器室からの指示に従って行動するたてまえとしてある。幸にして今までに事故の生じたことはない。図 6.1 および図 6.2 にエレベータの写真を示す。

## 7. 変 圧 器

船舶用変圧器は通常単相変圧器 3 個を△に結線し 1 個を予備とする。絶縁は B 種とするのが普通で空気冷却防滴構造とする。

定格電圧および追加タップはだいたい表 7.1 のとおりとし通常追加タップに接続する。

変圧器の接続は図 7.1 のようにすれば一次側も二次側

表 7.1 変圧器の定格電圧および追加タップ

定 格 電 圧 (V)		追 加 タ ッ プ (V)	
輸出船の場合	電 灯 電 源	440/120	負荷が発電機に近い時 450/117 " 遠い時 445/117
	電 熱 器 電 源	440/220	" 遠い時 445/220
国内船の場合	電 灯 電 源	440/110	" 近い時 450/113 " 遠い時 445/115

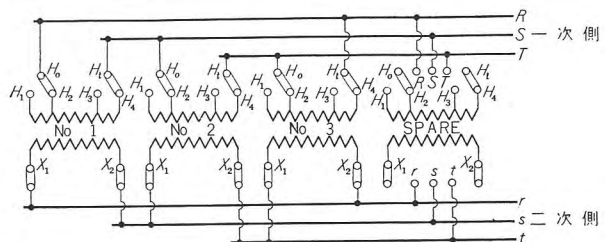


図 7.1 単相変圧器の接続図

Fig. 7.1 Connection diagram of single phase transformers.

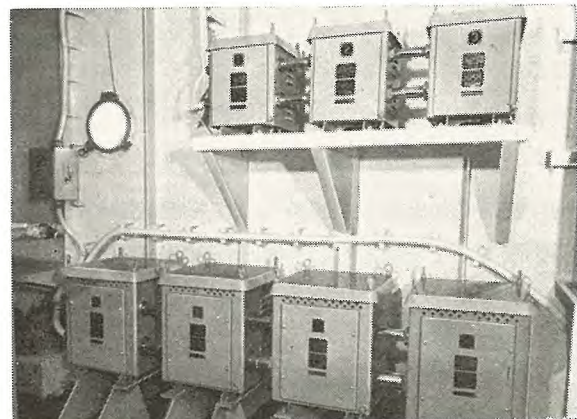


図 7.2 変圧器の装備状況

Fig. 7.2 Installation of transformers.



表 8.1 U.S. Coast Guard の蓄電池容量に関する規定

a. 一般動力, 照明用非常電源

船の種類と大きさ	非常電源の種類	非常電源の運転時間 および最小容量
旅客船	1,600 GT およびそれ以上の遠洋および近海旅客船, ならびに電動水密扉を有するすべての旅客船	自動切換装置を有する蓄電池 (一時的電源として) および 自動起動および切換装置を有するディーゼル発電機
		1/2 時間
	15 GT 以上 1,600 GT 未満の遠洋および近海旅客船	自動切換装置を有する蓄電池もしくは自動起動および切換装置を有するディーゼル発電機
油貨物船および		36 時間
	15 GT 以上 上記以外のもの	自動切換装置を有する蓄電池もしくは自動起動および切換装置を有するディーゼル発電機
油貨物船および		36 時間もしくは航海時間の 2 倍のうちどちらか短いほう
	1,600 GT およびそれ以上すべての船	蓄電池またはディーゼル発電機 (自動または手動操作)
油貨物船および		8 時間もしくは航海時間の 2 倍のうちどちらか短いほう
	300 GT およびそれ以上で 1,600 GT 未満のすべての船	蓄電池, ディーゼル発電機もしくは承認された安全灯
油貨物船および		12 時間
		12 時間もしくは航海時間の 2 倍のうちどちらか短いほう

b. Diesel engine 起動用蓄電池  
30 秒起動—1 分休止の順序で 6 回起動操作可能のこと  
船内通信および警報用蓄電池  
8 時間放電可能のこと。

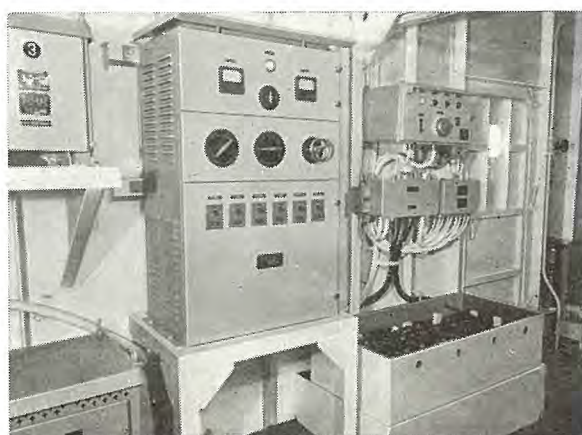


図 8.1 エンジン起動用蓄電池および充放電盤

Fig. 8.1 Engine starting batteries and charging and discharging panel.

も三心線が使用できかつ変圧器間はパイプ工事としリード線も付属してメーカから供給されれば装備上非常に便利である。タップ切換えの“Link bar”は故障変圧器の切離しの断路器の役も兼ねて便利である。

図 7.2 に変圧器の船内装備状況を示す。

## 8. 蓄電池および充放電盤

エンジン起動用, 非常用電灯用, 通信用, 無線用などに使用される。普通鉛電池を使用するが船主よりとくに要求があった場合にはアルカリ電池を使用する。

いずれも耐振形船舶用で鉛式の場合には木箱に耐酸塗料を塗り鉛板の内張りをする。アルカリ式の場合には鉄箱で防錆塗料の上に耐アルカリ塗料を塗る。

アルカリ式を使用する船ではいっさい鉛電池を混用しないようにしている。箱内では振動を止めるために木または“Phenolresin”のクサビを打込む。

最近の船舶電気設備・前田

エンジン起動用電池は短時間に大電流を放電するためたとえば 11 kW セルモータでは約 1,000 A を放電するので電池も特別な構造を要求され, 鉛電池の場合には高比重薄極板形のもの, アルカリ電池の場合にはニッケル—カドミウム電池の低内部抵抗のものを使用する。蓄電池の容量についてはその国の法令により規程される場合が多い。一例として米国“Coast guard”の規定を表 8.1 に示す。

充放電盤の充電電源は交流船では一般にセレン整流器を使用し船主要求によってはゲルマニウム整流器を使用することもある。充電方式もそれぞれの場合に適した方式が選ばれ“Floating”方式, “Trickle”方式なども使用される。

図 8.1 にエンジン起動用蓄電池および充放電盤の写真を示す。

## 9. 調理用電気器具

国内船の場合には調理用電気器具としては電力消費の大きいものは一般に少なく, 豆腐製造機, オイルレンジ用送風機, 冷蔵庫, トースタ, 小形電熱器などでありこれらはほとんど AC 110 V で給電する。

これに対し輸出船の場合にはレンジ, オープンなどに大形電熱器を使用するのが普通でその総容量も 60~110 kW に達し船内電力需要の大きな要素となる。船渡協会の規則では大形電熱器で固定配線のものに対しては AC 440 V が許容されているがヒータに対する信頼性および取扱者に対する安全の点から一般に AC 220 V が使用されているのが実情である。つぎにタンカの一例を示す。

“Cooking Range” 25 kW×4 台

“Baking Oven” 11 kW×1 台

これらの電熱器具は乗組員の食生活に直結しているのて, 乗組員が居住している限り, 1 日といえども休止することを許されず, しかもその使用条件は非常に苛酷であり一方故障した場合乗組員の志気に影響する。したがって高度の信頼性が要求される。

レンジの表面積およびオープン容量は乗組員数により決定する。法規としては英国 MOT の定めたものがある。

電熱器はレンジに対しては一般に鑄込パイプヒータ, オープンに対してはパイプヒータが使用されオープンに対してはサーモスタットによる温度制御を行なう。



レンジの電熱器容量は予熱に要する時間と熱板の熱容量から決定されるが一方司厨員に“Switch control”を期待できないので最高温度で連続使用する場合の熱板表面温度から逆に容量の制限を受ける。現在のものゝ熱板の表面負荷率は  $2\sim 3\text{ W/cm}^2$  で  $260^\circ\text{C}$  ( $500^\circ\text{F}$ ) までの温度上昇所要時は約 25 分、最高飽和温度  $400\sim 450^\circ\text{C}$  程度である。

オープンには前記のようにサーモスタット制御を行なうので最高温度による容量の制限は受けないのが普通である。

従来の使用実績から考えて問題になるのは熱板の絶縁抵抗の低下、端子部の腐食、切換スイッチの寿命、またオープンにおいてはサーモスタットの信頼性などであるがこれらは逐次改善されてはきたがまだ完璧とはいえない。

なおこれら電氣的部品のほかにたとえばオーブンドアのひんぱんな開閉による破損、船体振動による各部の異常振動など機械的構造の点でも注意を要する。

輸出船においてはこれら電熱器具のほかに、皮剥機、ミキサ、厨芥処理機、冷蔵庫などが搭載されることがある。

## 10. 照明電灯装置

電源には AC 115 V (輸出船および艦艇) または AC 110 V (国内船)、DC 220 V (直流船) DC 24 V (非常灯) のいずれかを使う。

貨物船、タンカとも電灯総数約 700 灯 60 kW くらいである。

船舶では乗組員の居住および衛生などに必要な居住区、航海に使用される諸作業室および諸機械室、荷役設備など多種多様の設備が設けられているのでこれらの諸室お

表 10.1 船内照度基準

水平面平均照度 (lx)	場 所 名
150	サロン、ロンジ、その他の公室
100	高級船員室 (居室)、喫煙室、娯楽室、船員食堂、調理室、配膳室、医務室、事務室、無線室。
75	客室、士官寝室、機械室 (主要部)、工作室。
50	船員室、病室、旅客出入口、浴室、洗面所、海図室、ジャイロ室、船匠作業室、洗タク機室、主機室、発電機室、ボイラ室、舵取機室、冷凍機室。
25	一般通路、便所、諸倉庫、機械室およびボイラ室通路、軸室、通風機室、電池室、電動機室、揚錨機室、荷油ポンプ室、乾燥室。
10	糧食冷蔵庫、貨物艙、上甲板、外側通路、操舵室、ポンプルーム入口。



図 10.1 サロン  
Fig. 10.1 Saloon.



図 10.2 ロンジ  
Fig. 10.2 Lounge.

よび諸設備の機能に対してもっとも適当な照明がなされなければならない。また海上生活という特殊な環境に対してとくに留意する必要がある。しかしながら船価低減、習慣などのため従来より船舶の照度は陸上照明に比べ低照度であったが次第に照度も向上されてきた。

基準照度については AIEE および MOT などに規定があるが国内照度委員会においても昭和 33 年度において船舶の照度基準原案を作製し工業技術院に答申されている。照度委員会の照度基準が現時としては適当なものであると考えられるが照度段階が広範であるため一部修正して当所では表 10.1 の基準を目標に照明設計をしている。

“Saloon,” “Lounge,” “Smoking room,” “Recreation room” などの公室では間接照明または装飾器具を使用する。

図 10.1 はサロン、図 10.2 はロンジの写真を示す。

船員室には天井灯のほかに卓上灯、寝台灯、鏡灯などを設備し照明器具は船員の格付に応じて適当な設計のものを使用する。



通路灯は甲板高さが低いので形状および取付に注意を要す。主機室はトランク、パイプ、諸機械などが錯そうしているので暗がりを生じないように電灯の数を決めなければならない。また配電盤、計器盤、缶水面計その他各種計器に対しては必要に応じ局部照明をする。

荷役照明としては貨物船ではマストまたはデリックボストに 500 W カーゴライトを、上部甲板に 500 W 投光器を設けて上甲板を照明する。貨物艙の照明はポータブルカーゴライトを各艙に 5~6 個ずつ使用する。

タンカではオイルタンクおよび“Cofferdam”には規格によりいっさいの照明器具の使用を禁じられている。またオイルタンクに隣接する場所では防爆天井灯を使用し、ポンプ室には室外より防爆隔壁灯を使用して照明する。

船内照明のほかに船舶では国際条約により航海および人命の安全のため所要の照明または信号灯の設備を規定している。船の種類、航路、トン数などにより相違するが大形貨物船ではしょう灯 2 個、舷灯 1 組、船尾灯 1 個、停泊灯 2 個、危険灯 2 個、500 W または 1 kW 信号灯 1 個、200 W または 100 W 乗艇灯 2 個が設備される。このほかモールス信号灯、積油信号灯、スエズ運河探照灯および信号灯などを設備する。

船内主電源故障の際非常発電機または蓄電池により点灯する非常灯または予備灯を機械室、通路、端艇付近、電信室、その他船内の主要箇所に設備する。

照明電灯回路は各規格により最終支回路に接続する電灯数は 10 灯以内 (Lloyd) または 880 W (ABS) に制限されている。また灯端の電圧降下は電源電圧に対して 6 % (Lloyd), 5 % (ABS, BNK), 3 % (AIEE) に規定されている。

最近陸上と同様にケイ光灯が広く採用されるようになった。ケイ光灯は天然に近い昼光色が得られ、やわら

かい快適な感じを与え熱を伴わず効率が良くとくに寿命が長い点が重宝である。船のように昼夜を連続点灯するような場合には電球の寿命が問題となり白熱電球では耐振寿命約 1,000 h に対しケイ光灯は 7,000 h にも及ぶ。

普通に使用される電灯器具およびスイッチ類は JIS として大部分標準化されているがケイ光灯器具も早急に立派な標準を決定したい。

器具の製作上注意を要することは工作精度を上げて互換性をもたせ、鋳物を使用する場合には巣やキズのないように注意し部品の検査は厳重に行なわなければならない。メッキ加工はとくに入念に行ない、アルミを使用する場合には材質工作に特別の考慮を払い腐食、強度不足などのないようにしなければならない。

露天甲板につけるものはバネ座金、割ピン、ジョウ、ボルトナットなどは絶対に鋼製のものは使用せず、リン青銅、黄銅などを使用すべきである。

## 11. む す び

以上最近当所で建造された船舶の電気設備一部の概要につき述べたのであるが、ほとんど毎月 1 隻ずつの割合で新造船が完成就航しており、その間つねに、技術的に進歩向上のあとがうかがえるのである。

造船業は関連産業の総合生産事業であり、関連技術の総合である。1 箇所でも時勢に遅れていたり欠陥があったりしては全体としてまとまりの悪いものである。

日常生活に電気が深く結びついていると同様、船においても一時も電気がなくして船は運航できないのである。電気の使命の重大性にかんがみ、これに関連あるすべての分野において誠心誠意をもって優秀な部品を生産し、使用者の期待に答え、世界に声価を高からしめるよう念願する次第である。



# 3t ポールチェンジウインチ

長崎製作所

 和田 義勝\*・熊本 永\*\*  
 有働 星一\*\*\*・新良 由幸\*\*

## 3-ton Pole Changing Type Cargo Winches

Nagasaki Works

 Yoshikatsu WADA・Hisashi KUMAMOTO  
 Seiichi UDO・Yuko SHINRYO

AC electrification of deck-machines has been a world-wide problem for engineers. The cargo-winch with Ward-Leonard system control has been a solution for sometime until its economical disadvantages has come to attract the attention of ship builders. Starting from this Ward-Leonard winch, Mitsubishi developed three speed squirrel cage motors to drive cargo winches, supplying four sets to S.S. Sanuki-maru of N.Y.K. in 1955. Soon after that, self excited AC generators came in use as a power source on board, which has led to the development of 3-ton pole changing cargo winches coupled with them. These new sets are now displacing the Ward-Leonard devices with marked success, promising a bright future.

表 2.1 仕様概要

ウインチ定格 3t 36 m/min		
機 械	主 巻 胴 直 径	400 mm
	ロ ー プ 直 径	20 mm
	巻 取 り 長 さ	180 m
	平歯車二段減速, 副巻胴 1 個	
電 動 機	電 出 力	440 V 60 c/s 三相
	極 回 数	20/20/4.3 kW
	電 形 式	4/8/32 極
	絶 縁	1,760/860/180 rpm 36/41/37 A 全閉外扇形カゴ形誘導電動機 B 種
ブレーキ	形 式	水防直流円盤形, B 種
制御装置	方 操 作 電 源	電磁式極数変換
	主 幹 制 御 器	440 V 60 c/s
	接 触 器	水防スタンド形
	盤	防滴壁掛形

### 1. ま え が き

船舶交流化の最後の主題は、甲板補機の交流化であるといっても過言ではない。とりわけ搭載台数も多く使用ひん度の激しいカーゴウインチに対しては、種々の方式が考えられ、当社の HWL 形, HSL 形レオナード・ウインチもまたその有力な手段であったが本質的には直流ウインチであり、回転機の増加は保守の必要さを増し、また高価となるとともにすえ付面積も増大する。これらの欠点にかんがみ当社は率先してもっとも安価、かつ保守が容易でがんじょうなカゴ形三相誘導電動機により直接駆動される交流ウインチの製作に先鞭をつけ、改良を加えてきた。

過去の戦前には触れないが、昭和 30 年日本郵船讃岐丸に搭載されて満足に稼働中の当社の 3t 36 m/min のポールチェンジウインチは、わが国における唯一の現用機である。当時はいまだ自励交流発電機は船用としてはクローズアップされておらず、電源に対する考慮はウインチ電動機自体に加えたのであるが、当社は今回これまでの研究と実績を考慮にいて自励交流発電機との組み合わせにおいて、新形ポールチェンジウインチを、昭和 33 年 7 月に完成、引きつづき日本郵船の 14 次船向けとして 3t ウインチの実用機を製作したのでその内容を報告する。

### 2. ウインチの仕様概要

このウインチの仕様概要を表 2.1 に示す。

全体として簡素化をねらい重量も主電動機を含めて約 2,700 kg であり、従来の 3t ウインチに比し軽量となっている。特記すべきことは主電動機が全閉形で冷却風が電動機フレームの外周を冷却する構造となっており、ま



図 2.1 3t ポールチェンジウインチ外観

Fig. 2.1 Outside view of 3 ton pole-changing type cargo-winch.



た冷却ファン用電動機も水密形としたのでいづれも外気の影響をまったく受けないことと、主電動機はフランジ付として歯車箱にオーバハンクされていて電動機の取はずしや取付けが容易であることである。また電磁ブレーキを極力小形とするためその冷却方式に新方式を採用した。

速度段数は表 2.1 に示すように 4, 8 および 32 極の 3 段であり、定格速度の約 1/4 の微速が得られる。

図 2.1 はその外観、図 2.2 は概略寸法を示す。

### 3. ウインチの性能

ポールチェンジウインチはカゴ形電動機の本質的な分巻特性より加速トルクが大きく、平均速度が十分高くなりうるために特性曲線の上でみられる速度が低いのに直流ウインチと同程度の荷役能率を示すことになる。

当社はこの特長や保守の容易その他の種々な利点に着目しポールチェンジウインチの実現に努めてきたのであるが、今回これらの特長や利点をさらに十分に発揮させ

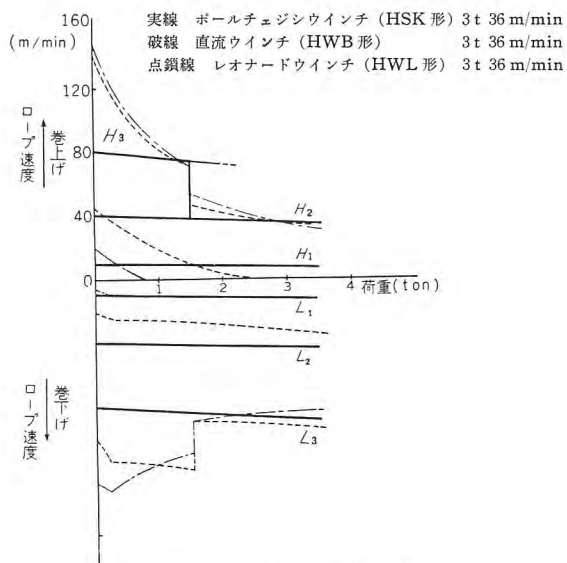


図 3.1 ウインチ特性曲線  
Fig. 3.1 Load-speed curves for typical winches.

3t ポールチェンジウインチ・和田・熊本・有働・新良

表 3.1 代表的ウインチの 12 m 巻上げ巻下げに要する時間

荷重	または 上または下	HSK 形 ポール チェンジウインチ		HWL 形 レオナードウインチ		HWB 形 直流ウインチ	
		ロープ速度 (m/min)	時間 (sec)	ロープ速度 (m/min)	時間 (sec)	ロープ速度 (m/min)	時間 (sec)
フック	H	76	10.3	147	7.8	140	9.7
	L	76	9.2	120	6.2	114	6.5
1.5 t	H	74	11.1	72	12.6	70	12.1
	L	77	8.9	106	7.9	120	6.3
3 t	H	36	20.8	36	20.8	36	20.9
	L	78	8.8	81	9.0	93	8.3

注 1. いずれのウインチも定格 3 t, 36 m/min  
2. H…巻上げ L…巻下げ  
3. 揚程 12 m

るべく新たな観点にたつて製作したのがこのウインチである。

上記の荷役能率については各種ウインチとポールチェンジウインチとを数値的に比較すれば明らかである。図 3.1 は当社の代表的ウインチの特性曲線、表 3.1 はそれぞれのウインチを使用し 12 m を巻上げ巻下げするに要する時間 (秒) である。

実際のばあいには荷のシフトの巧拙や荷さばきの時間、休憩時間などを考慮にいれると、この程度の数値差は総合荷役能率にはほとんど影響がないものとみてよい。

総合荷役能率の向上には、もちろんウインチ自体の荷役能率の向上は重要でありつねにこのことに意を用いているのであるが、一方集荷方法の改善やトッピングウインチの装備など他の要素を検討することが重要であることもまたすでに指摘されているところである。

また 32 極の採用により約 8 m/min の微速が得られるので、ロープのゆるみどりや着床操作がきわめて円滑であるとともに、インテングの際に使用されるこのノッチの回転数が低いことは、回転子に発生する起動損失の減少となり二重の効果を有するものである。ちなみに従来のレオナードウインチの巻下げ微速は約 10 m/min であり一般に巻下げの微速は 15 m/min 以下がよいとされている。

巻上げ 3 ノッチではこのノッチの出力を電動機定格出力におさえるために負荷選択を行なっているが、巻下げ 3 ノッチでは負荷選択をころして全負荷高速巻下げを可能としている。

停止操作時の荷のすべりを一定限度以内におさめ、しかも装置に衝撃を与えずに荷を停止させることはウインチの使いよさと安全のために大切なことである。このために電磁ブレーキの制動力だけにたよらずに電氣的にもブレーキをかけることがあらゆる意味から有利である。この目的のために最低速巻線の 32 極による再生制動を



利用している。

また一般的なことであるが、カゴ形電動機では電動巻上げと電動巻下げの特性がまったく同一であるので副巻胴を使ってワーピングを行なうばあいにきわめて都合がよいし、電動巻下げより制動巻下げへの移行になんらの制御を要しないことも制御の単純化となっている。

定格荷重を最高速度の 82 m/min で巻下げればあいの返還電力は約 32 kW, 1.5 t のばあいは約 16 kW であり、巻下げのノッチ位置とその時の荷の重さに応じて電力を電源に返還し、この電力は巻上げ中のウインチを含む他の電力消費負荷に有効に利用されることになる。

ポールチェンジウインチ採用に際し、電源との関係について従来問題とされた主要点は

- (1) 荷役時の電源電圧の変動はどの程度か、起動電流が何台分同時に重なって発生する可能性があるか。
- (2) 発電機容量をレオナードウインチを搭載したばあいより増す必要があるか。

などであった。

これらの命題については本誌の“自励交流発電機の容量決定上の 2, 3 の問題”に詳述されているので参照願いたい。

電磁ブレーキはその作動を敏活ならしめるために、ウインチ始動時に強制励磁を行ない、ただちにブレーキの保持電流にまで電流を減らしている。

## 4. 主電動機

主電動機の定格については表 2.1 を参照願いたい。定格ノッチ (2 ノッチ, 8 極) の電動機出力 20 kW は、滑車 2 枚を含む機械部分の総合効率を 88 % として計算されたもので 3 t 36 m/min のウインチに対し十分なものであることは後に示す試験結果から明らかである。

### 4.1 主電動機の責務

ウインチは 2 台を 1 組として、いわゆる“けんか”巻きによって荷役するばあいが多い。したがって主電動機の責務を決定するためには“けんか”巻について解析しておく必要がある。

図 4.1 は“けんか”巻きによる荷役の状態をあらわすもので (a) は巻上げ、(b) は横行、(c) は巻下げの状態を示す。これらの各状態において 2 台のウインチ A および B はそれぞれ図に示すような動作をおこなう。また復路は往路とまったく逆の動作をくりかえして元の位置にもどる。

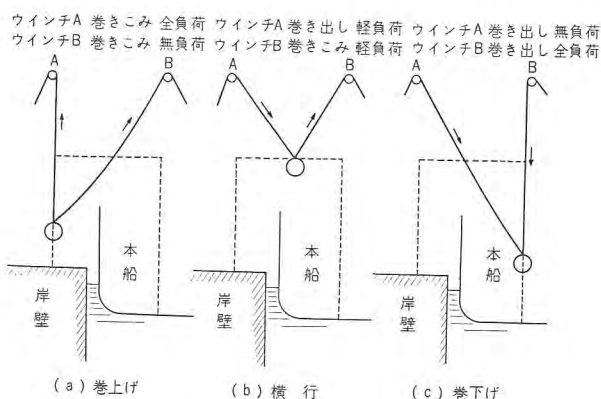


図 4.1 けんか巻の説明

Fig. 4.1 Illustration of burtoning method.

今荷物を岸壁側から本船側に積みこむものとすれば、まずウインチ A は (a) の状態では全負荷巻きこみ、(b) の状態では軽負荷巻き出し、(c) では無負荷巻き出しをおこない、復路は無負荷でこの逆の動作をおこなう。またウインチ B は、(a) では無負荷巻きこみ、(b) では軽負荷巻きこみ、(c) では全負荷巻き出しをおこない復路は無負荷で巻きこみ、巻き出しをくりかえす。

このような荷の運び方をおこなうばあいには、運転者の技術、荷の種類その他種々の条件によって 1 往復の所要時間が大巾に変化することはやむをえない。したがってウインチとしてはもっとも苛酷と考えられる運転に対して相当長時間十分安全に耐えうるように設計しなければならない。そこで合理的な設計をおこなうためには前記諸条件に支配される不確定性要素を極力排除して荷役の責務とそれともなう電動機内部の発生損失を予測しなければならない。

そのためには次のように問題を簡易化して取りあつかうのが実用的である。荷の経路を図 4.2 のように仮定すれば点 1 から 2 の巻上げ、または 3 から 4 の巻下げは単純な垂直運動であり取りあつかいはきわめて簡単であるから点 2 から 3 の横行に要する時間とその間の等価な負荷とを解析すれば十分である。計算を簡単にするために

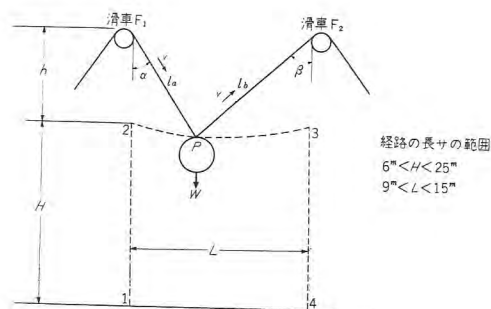


図 4.2 けんか巻経路とその長さ

Fig. 4.2 Load passage at burtoning method.







表 4.2 3t 36 m/min ウインチによる荷役の1往復に要する時間

塔の高サ $H'$ (m)	所要時間 (sec)	
	3t 負荷	1.5t 負荷
30	125	100
9	37.5	30

ただしこの表の時間は簡単のため 1.5t 負荷のばあいも無負荷のばあいにもロープ速度は 72 m/min と仮定した。また電動機の起動時間および荷のかけはすしに要する休止時間は含んでいない。

このような経路の長さに対する所要1往復時間を表 4.2 に示す。ただし表内の時間は、3t 36 m/min のウインチに対するもので、電動機の起動時間および荷のかけはすしのための休止時間を含んでいない。電動機の1回の起動時間を2秒(1往復起動回数4なるゆえ計8秒)、また1回の荷のかけはすしの時間5秒(計10秒)と仮定すれば、表の値に18秒を加算して、短いばあいは約1分、長いばあいは2~2.5分の間に電動機は4回の起動停止をくり返すことになる。カゴ形電動機を使用するばあいにもっとも問題になるのはこの起動ひん度であり、このようにはげしい起動停止に対して安全に耐えうるか否かが直接にそのウインチの優劣を支配するといっても過言ではない。

そこでわれわれのウインチがこのような状態を十分考慮して設計されていることを以下順次述べる。

## 4.2 主電動機の発生損失

### (1) 起動損失

前項に述べたようなはげしい責務で使用されるカゴ形ウインチ電動機では、起動停止のための損失が全発生損失の相当大きな部分を占める。そのためこの損失を減少することが設計上もっとも重大な問題となる。

カゴ形誘導電動機が自己の発生トルクによって速度を  $\omega_1$  から  $\omega_2$  に変化するばあいには次の損失を発生する。

$$\left. \begin{aligned} \text{回転子内発生損失} &= \frac{1}{2} I (\omega_2^2 - \omega_1^2) \frac{T_M}{T_M - T_L} \\ \text{固定子内発生損失} &= \frac{1}{2} I (\omega_2^2 - \omega_1^2) \frac{T_M}{T_M - T_L} \frac{r_1}{r_2} \end{aligned} \right\} \dots (4.6)$$

ただし  $I$  = 回転部分の慣性モーメント

$T_M$  = 電動機の発生トルク

$T_L$  = 負荷の要求するトルク

$r_1$  = 一次抵抗  $r_2$  = 二次抵抗

したがって、これを減少するには次の四つの手段が有効であることは式からただちに結論できる。

- $I$  を小さくすること
- $(\omega_2^2 - \omega_1^2)$  を小さくすること
- $T_M$  を大きくすること
- $r_1/r_2$  を小さくすること

18 (584)

これらの手段について逐次検討していきたい。

### a. $I$ を小さくすること

ウインチでは回転部分全体の慣性モーメントの80~90%を電動機の回転子が占めているので、回転子の慣性モーメントを小さくすることが先決である。

電動機のトルクあたりの慣性モーメントは  $D^2$  に比例するから与えられた出力の電動機の慣性モーメントを小さくするにはできるだけ回転子直径を小さくすることが有効である。このため極力  $D$  を小さく設計しているが、 $D$  を小さくすれば鉄心が軸方向に急速に長くなるので機械的な制限(たとえば振動または各部の機械的強度)、電氣的諸特性および工作上の面から  $D$  の縮小にはおのずから限度があるので、さらに回転子上の不要な部分をいっさい除去して慣性モーメントの減少に努力した。そのため後に示すように起動時間を大巾に短縮することに成功した。

### b. $(\omega_2^2 - \omega_1^2)$ を小さくすること

電動機が最後に到達すべき回転数  $\omega_2$  はあらかじめきまっているから、 $(\omega_2^2 - \omega_1^2)$  は  $\omega_1$  を大きくすることによって小さくできる。すなわち、速度の段階を4/8/32極とし、つねに32, 8, 4極の順で起動すれば停止から一挙に4極だけで起動するばあいに比べて起動損失は1/2以下にすることができる。このように、3段速度を採用したことは適当な荷役特性をもたせることと起動損失を減少させることの二重の意義をもっているわけである。

### c. $T_M$ を大きくすること

今電動機を無負荷で1回起動したときの固定子、回転子内の全発生損失を  $L_a$  とすれば、“けんか”巻1往復間の全起動損失は4回の起動のうち3回は無負荷である

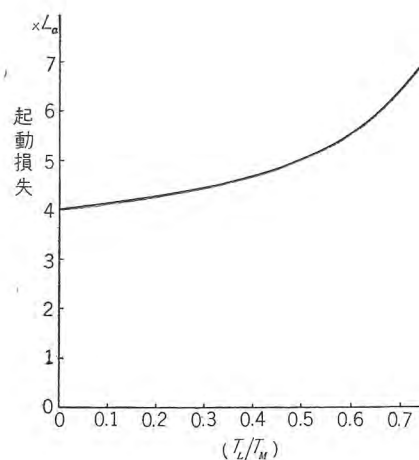


図 4.3 けんか巻における起動損失と電動機トルクとの関係  
Fig. 4.3 Relation between starting loss and motor torque at burtoning method.



ことに注意して次式であらわすことができる。(ただしこの式は図4.2のウインチAに対するもので、Aのほうが起動損失が大きいのでAだけを考える)

$$\text{全損失} = L_a \left( 3 + \frac{T_M}{T_M - T_L} \right) \dots\dots\dots (4.7)$$

この式は図4.3の曲線で表わすことができ、図から明らかのように  $T_M$  はある程度以上に大きくしても大した効果がなく、逆に起動電流が大きくなるというのぞましくない結果を招くので、 $T_L/T_M$  の値はだいたい 0.5~0.3 程度におさえるべきである。

d.  $r_1/r_2$  を小さくすること

$r_1/r_2$  を小さくするには、一次抵抗を小さくすることももちろんであるが、 $r_2$  を大きくすることが効果的である。また  $r_1/r_2$  を小さくすることは、固定子内の発生損失を減少することにだけ有効であることは注意しなければならない。このため起動時にとくに抵抗の大きい二重カゴ形を採用した。しかしつねに二重カゴ形がもっとも有利であるとはかぎらず、ウインチの定格および責務によっては高抵抗形回転子のほうが有利となるばあいも多いということを忘れてはならない。

(2) 運転損失

運転損失は一般の誘導電動機と同様の方法で小さくすることができるが、とくに次の諸点に十分意を用いて設計した。

a. 鉄損の減少

ウインチのような小形誘導電動機では、固定子みぞ高調波による回転子表面の損失が全体の鉄損に対し相当大的な割合を占めるので、固定子は半閉みぞとしてみぞ高調波を小さくしさらに当社独特の方法によるケイ素鋼板積層間の絶縁をおこない損失の減少をはかっている。

b. 銅損の減少

銅損を減少するには効率・力率をできるだけ高くし、かつ各部の電流密度を小さくすることが効果的である。このため、前述のように二重カゴ形回転子を用いることによって運転時の二次抵抗を小さくし、固定子に半閉みぞを採用することによって高い力率を確保し、さらに巻線の断面積を十分大きくして電流密度の減少をはかった。

c. 漂遊損失の減少

誘導機の漂遊損失は巻線のコイルピッチ、みぞ数組合わせその他きわめて多くの要素と関連があり、不注意な設計によればしばしば相当大的な値に達することがあるが、これら諸要素の調整にとくに意を用いてその減少を

はかった。

以上ウインチ電動機に発生する損失の減少のために採用した方法の概略を述べたが、要するにこれら多種類の損失のおおのを減少するばかりではなく前に述べた電動機の責務を考慮に入れてすべての損失の調和をはかり全体として減少させることがもっとも肝要であり、ウインチ用主電動機の構造もこの点に主眼をおいて考慮されるべきである。

### 4.3 主電動機の構造

前項においてはいかに損失の減少に対して努力したかを述べたが、さらに合理的な冷却がこれにともなわなければならない。はげしい責務に耐えうる満足な電動機を製作することは困難であり、今回のように完全な全閉構造のばあいにはとくにこの点が問題となる。さらに船舶という特殊な立地条件にあっては防水、耐食および大きな機械的強度、すなわち高い信頼度が要求され、これらすべての満足な解決ということに構造上もっとも苦心したのは当然である。

以下主要な各部分ごとに、いかにしてこれらの点を解決したかを述べる。

(1) 鉄心

固定子鉄心は 4/8 極用と 32 極用とは独立しており、これら 2 種類の鉄心が同一の固定子わく内に組みこまれている(図4.4参照)。また回転子も独立した 4/8 極用と 32 極用とが同一軸上に組立てられていわゆるタンデム形式となっている。

われわれは従来鉄心がすべて共通の形式のものを多数製作した経験をもっており、この両者の優劣の判定は容易ではないが、一般的に見てタンデム形式のほうが慣性モーメントの点では若干劣るが、製作が容易になるという利点をもっている。

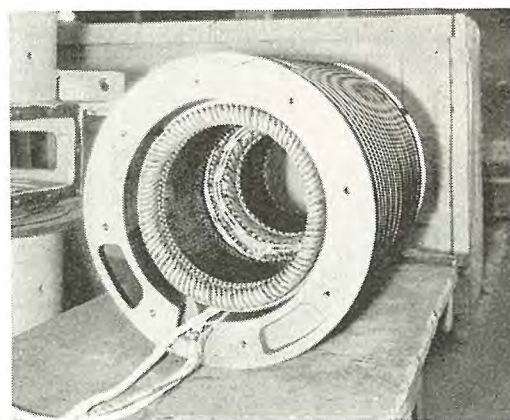


図 4.4 固定子完成品  
Fig. 4.4 Completed stator.



また回転子鉄心は前述のように外径を極力小さくするとともに、できるだけ内径を大きくし不要部分をすて去って慣性モーメントの減少をはかっている。

## (2) 巻線

固定子巻線は 4/8/32 極用のすべてが独立しており、4, 8 極巻線は同一鉄心のみぞ内に収納され 32 極巻線は別の 32 極用鉄心に収納されている。

4/8 極巻線は、いわゆる Consequent Pole 巻線によって 1 種類の巻線を共用することも可能であるが、これをあえて独立させたのは主として制御の簡易化をはかるためである。

回転子は 4/8 極用は前述のように二重カゴ形を採用してあるが、損失がさほど問題にならない 32 極用にはとくにトルクの大きい高抵抗カゴ形を採用した。これら回転子に使用した材料は、いずれも耐食性および機械的強度の大きい特殊合金である。

また回転子棒とエンドリングの接合部は高周波インダクションブレイジングによって完全に銀ろう付けされているので製作時の過熱による材質の劣化がなく、振動または膨張などによる応力に対してきわめて強靱である。

## (3) 固定子わく

固定子わくは冷却と密接な関係をもつ重要な部分である。外周に多数の冷却リブを配列した全閉形鑄鉄わくであり、その冷却表面積はきわめて大きい。また固定子わく内面は固定子鉄心の外周にかたく密着して熱の伝導を良くするようとくに考慮されている。

## (4) 通風方式

本機の通風方式は図 4.5 および図 4.6 にみるとおりで、電動機下部に取りつけられた通風箱の中央部吸気口 ①

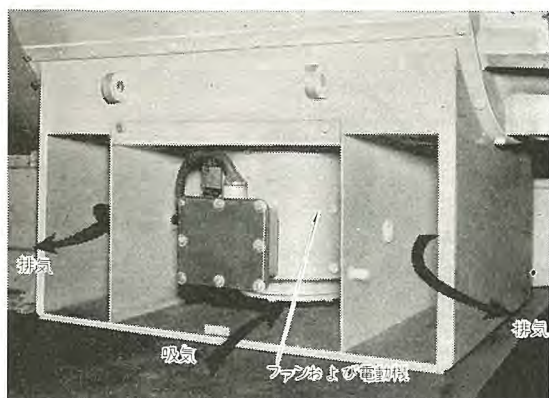


図 4.5 通風箱 (ドアを取去ったところ)  
Fig. 4.5 Ventilation box (without door).

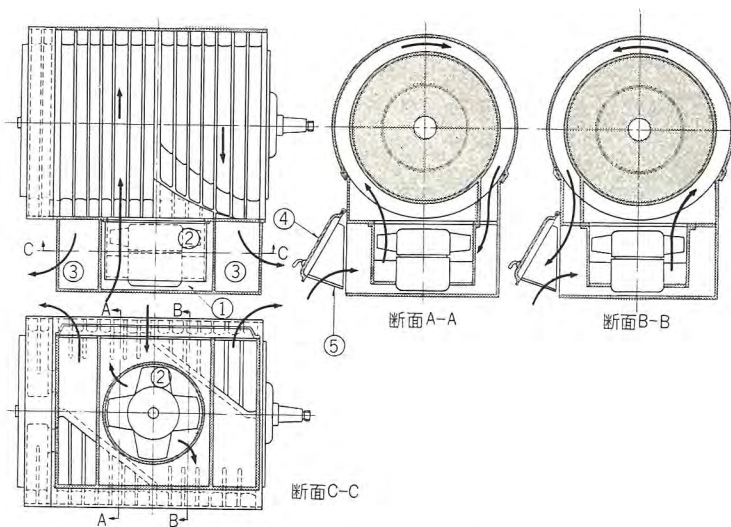


図 4.6 主電動機通風構造  
Fig. 4.6 Cooling system of main motor.

からはいった空気は冷却ファン ② をとおって固定子わく下部において冷却リブの形成する通風路にそって左右両側に分流し、そのおのおのが外わく外周を互に逆方向に 1 周して最後に通風箱の左右両側の排気口 ③ から排出される。このような方式を採用した最大の理由は通風路に極端な曲りが無いので抵抗が小さくなり、冷却ファンを小形化できしがつて主電動機の軸中心高さを低くできることである。

また通風箱は吸気と排気とが混合されて吸気の温度が高くなることを防止するため通風箱のドア ④ には排気が軸方向に流れるよう導風板 ⑤ が装着されている。またこの通風箱は航海中はドアを閉じて冷却ファンおよび駆動用電動機を激浪から保護し、ウインチを使用するばあいにはこれを開いて通風するようになっている。なお、ドアと冷却ファン用電動機および主電動機とはドアスイッチによってインタロックされている。

## (5) 冷却用ファンおよび電動機

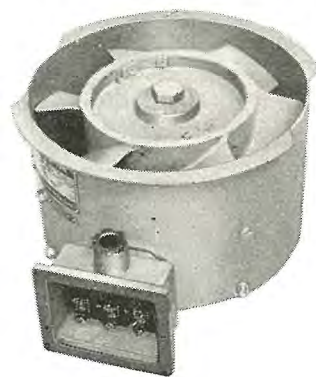


図 4.7 冷却用電動ファン  
Fig. 4.7 Cooling motor fan.

冷却ファンは高い効率と小形化のため耐食性軽合金鑄物の軸流ファンを採用している。(図 4.7 参照) また駆動用電動機は 1/2 kW 3,600 rpm で主電動機と同様完全 B 種絶縁がほどこされ、さらに約 1 m の水中に長時間没しても絶対に浸水



しない構造とした。このため軸貫通部にはメカニカルシールを装着しているが、このメカニカルシールは当社において数ヵ月にわたり摩耗とシール能力に関する継続実験をおこなったものであり、油や水などによる潤滑をおこなわないで高速回転してもほとんど摩耗がなく、しかもシール効果がきわめて高いことが実証されている。

#### (6) ギヤ側ブラケットの油漏れ対策

ギヤ側のブラケットは軸が貫通しその軸端にピニオンが装着されており、電動機が回転するとギヤのかみ合いにともなうギヤオイルを飛散させるために油漏れが生じやすい。これを完全に防止するために新方式を採用した。

すなわち、まずピニオンからの油の飛散を防止するためにガイド板をもうけ、さらにベアリング側に到達した油はブラケットに装着されたカバーによって直接にブラケット面に付着することを防止し、カバーの軸貫通部にはオイルシールを装着しているのでほとんどの油はこの部分でシールされてしまうが、さらにこのシールを通して漏れた油への対策もたてられている。

以上のようなきわめて厳重な油漏れ防止構造を採用しているため従来のものとは飛躍的に高い信頼度が確保されている。

### 5. ウインチ本体（機械部）

巻胴は歯車囲にオーバハングされた電動機より2段の減速歯車をかいして駆動されている。

主巻胴・副巻胴はいずれも摩耗のすくない硬質の鋳鉄製である。各巻胴と歯車囲との間には巻胴おおいをもうけ、ロープが巻胴よりはずれて危害を招くのを防止している。この巻胴おおいはなお形態に一段の精彩を添えるものとなっている。

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

減速はヘリカルおよびスパーギヤによる二段減速となっている。第1段ピニオンはニッケルクローム鋼・第2段ピニオンは高炭素鋼製で、いずれも歯切前適当な硬度に熱処理している。2個のギヤにはともに高炭素の特殊鋳鋼を用い、これらの歯車は全部高精度の歯切盤で歯切され、広い歯巾とあいまって十分な耐摩耗性を有してい

る。潤滑は油浴・はねかけ式で、給油は完全である。

巻胴軸の軸受には鉛青銅を裏金として使用し、中間軸軸受にはボールベアリングを使用している。歯車囲内に納められた軸受は歯車の飛まつによるはねかけ潤滑方式であり、巻胴軸一端の軸受だけは鎖による給油となっている。

### 6. 電磁ブレーキ

従来の直流ウインチと同様、ディスク形ブレーキを電動機的一端に取付けているが、新しい冷却方式の採用とあいまって、電動機と一体となり、外観がいちじるしく、スマートになった。そのほか、あらゆる点について、ディスク形ブレーキに関する多くの経験を十分に生かしているため、きわめて信頼性の高いものとなっている。

冷却方式を簡単に述べれば、運転中のスライダのファン作用により、ブレーキ内部の空気を循環させるとともに、電動機冷却用の外部ファンにより、ブレーキ外被をも、強制冷却する点が特長である。

荷役中のブレーキ制動部の発熱量は、ブレーキコイル部の発熱量に比して、いちじるしく大である。このブレーキの制動部に発生した熱量は、内外空気循環強制冷却方式により、きわめて有効に運び去られる。他方発熱の程度の低いマグネットコア部は、有効に高温部から隔離され、発生熱は、ただちに外被を通じて、放散される。

そのほか、ブレーキ部の特長を列挙すれば、つぎのとおりである。

- (1) ブレーキコイルはB種絶縁とした。このことは前述の冷却方式とあいまって、ブレーキの信頼性をいちじるしく向上させている。
- (2) 従来の直流ウインチと同様、特殊用具により、容易に分解調整ができるようになっている。
- (3) 空げき点検用のぞき窓が設けられているが、そのほか手動釈放装置用ハンドルの取付部のところに内ぞうされている尺度により、空げきを計測することができるようになった。

### 7. 制 御 装 置

制御装置は主幹制御器と電磁接触器箱とに別れ、すべての制御器具は防滴形のキャビネット内におさめられ、主幹制御器により遠隔操作される。

主幹制御器の軸貫通部にはオイルシールを採用して水防の万全を期した。上部カバーを取はずすことにより内



部が完全に露出するため保守点検がきわめて容易となった。またいわゆるワンマン・コントロール形である点や、安全スイッチを設けていることは従来通りである。

電磁接触器箱は狭いデッキハウス内に設置されるのでその観音扉は簡単に取はずことができ、また必要に応

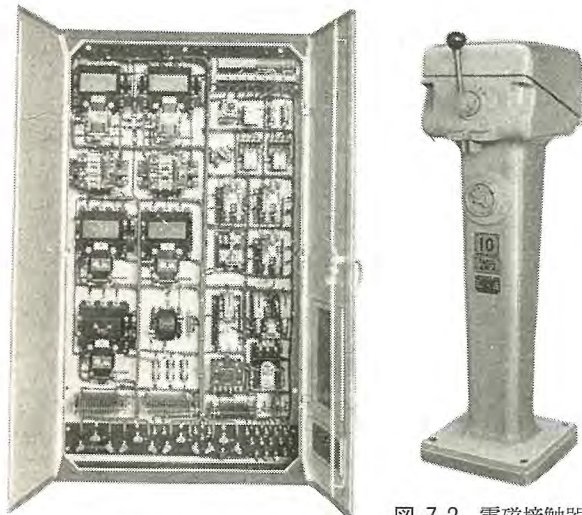


図 7.1 主幹制御器

Fig. 7.1 Master controller.

図 7.2 電磁接触器箱

Fig. 7.2 Magnetic contactor box.

じケース全体をはずして開放形とすることができる。区分開閉器はデッキハウス内の分電盤の気中シャ断器を代用し、設備の重複をさけた。

図 7.1 は主幹制御器、図 7.2 は電磁接触器箱の写真を示す。図 7.3 の簡略結線図にみられるように主回路接触器は速度切換用 3 個、巻上げ巻下げ用で 2 個、計 5 個でありきわめて単純である。3 ノッチでは巻上げうる荷重を制限するために 2 ノッチの電流を検出して負荷選択を行なっている。

制御回路は 440 V であり制御方式および装置には次の諸点が考慮されている。

#### (1) 主電磁接触器

主要器具である主電磁接触器は JIS A 級 1 種 1 号に相当する新交流接触器 N 形を使用した。

“けんか”巻における各接触器の 1 往復間の開閉回数は通常の操作ではインテングも含めてもっとも多い接触器で 10 回以下少ないもので 5 回程度である。この数字をもとにし、航海日数とその間の荷役状態（荷種および量、けんか巻 1 回の荷重など）を実船に合わせて計算す

ると、接触器接点の取換時期が大略推定できる。

ただし JIS 規格に示された電氣的寿命試験は A 級では接触器定格電流の 5 倍を閉路し、ただちに定格電流に低減して使用率 40 % の通電を行なうことになっておりまた開閉ひん度は 1,200 回毎時であるが、ウインチの責務は JIS の A 級 1 号よりかなり楽であり寿命もそれだけ延びることになる。なお開閉ひん度は多いばあい 500 回毎時程度とみてよく 1 号の約 1/2 すなわち 2 号相当の責務である。

#### (2) 限時加速

急激操作のばあいにも、最低速ノッチより順序起動をする。このことは前記のように起動損失の減少となり、また突入 kVA が電源におよぼす電圧降下を緩和する効果がある。

タイムリレーは耐久度を考慮し DT 形直流リレーを採用している。その電源は電磁ブレーキ電源とは別の小形のセレン整流器とし補償タップ付の変圧器を付した。

電磁ブレーキの電源はスペースを減らすために直接 440 V を整流して得ている。

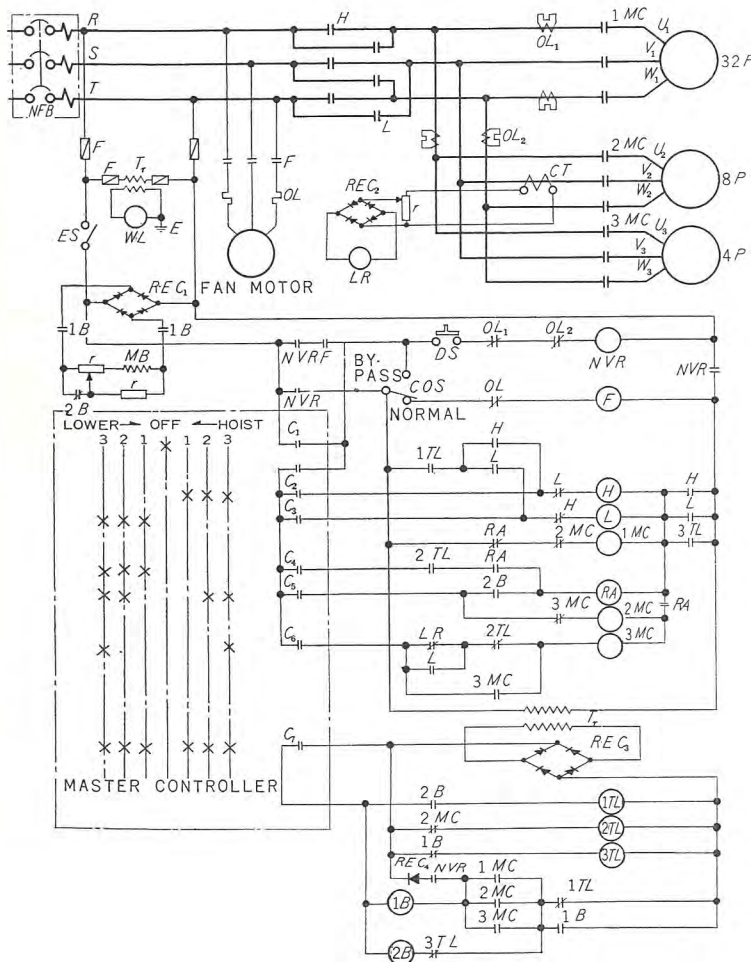


図 7.3 簡略結線図

Fig. 7.3 Connection diagram of HSK AC winch.



### (3) 急激停止および逆転

急激にハンドルを停止に進めたとき、電気制動をかけるには、回生制動回路を短時間電氣的に保持させる必要があり、この方法としては 2, 3 あるが当社は過去において種々の方法について検討した結果、つぎの方法によった。すなわち 2 または 3 ノッチから急激に停止にハンドルを進めたときには、電磁ブレーキによる制動と併行して 32 極巻線が短時間電源に接続されて回生制動が加わる。

また急逆転のばあいも同様にいったん電磁ブレーキと 32 極による回生制動により荷を完全に停止させてから、逆方向の接触器が投入されるようタイム・リレー ITL がはたらく。

### (4) 負荷選択

巻上げ 3 ノッチは定格荷重の約 1/2 以下の時だけ使用しうるようにタイム・リレーと電流リレーとによって選択を行なっている。この電流リレーは動作の確実、調整の容易および耐久性を考慮して直流リレーを採用した。

### (5) 無電圧保護と通風機とのインタロック

無電圧保護は一般に行なわれている方法と変りはないが操作との関連において次の点が考慮されている。すなわち通風口ドアを開きかつ冷却ファンが運転されなければ、ウインチの操作ができないように、無電圧リレーを介してインタロックされている。万一のファンの故障の場合にはこのインタロックは接触器箱内に取つけたバイパススイッチにより責任者の手により解除できるようにした。またドアを閉じたままファンは運転できない。なおドアスイッチもファン用電動機と同様に水中形の構造としている。

### (6) 過負荷保護

熱動継電器による保護であるが可飽和変流器を介してヒータを加熱し、起動停止や切換時のひんぱんな突入電流により動作することなく、しかも電動機巻線の適切な保護をおこないうるよう慎重にヒータ定格の選定を行なった。

### (7) 電磁接触器の開路保護

ノッチ進めまたはもどしのとき閉路すべき接触器がなんらかの理由により投入されなかったときは、電磁ブレーキがかかるように保護回路を設けたので、運転者がなんらの処置（ハンドル操作など）をとらなくても荷重がすべりおちる危険はまったくない。

これはまた電動機のいずれの巻線も電源に接続されていないときは電磁ブレーキがゆるまないインタロックともなる。

### (8) その他の保護装置

主幹制御器に設けた制御回路のカットオフスイッチ、運転休止中にハンドルを下方に倒して停止ノッチに固定し、不時の起動を避けるとともにロープによるハンドルの破損を防ぐなど、従来のものと同様の保護装置がある。

## 8. 試験結果

上述のように多角度から慎重に設計され製作されたウインチは開発の段階を含めてきわめて多種類の試験を長期にわたり施行した結果、予期どおり満足なものである

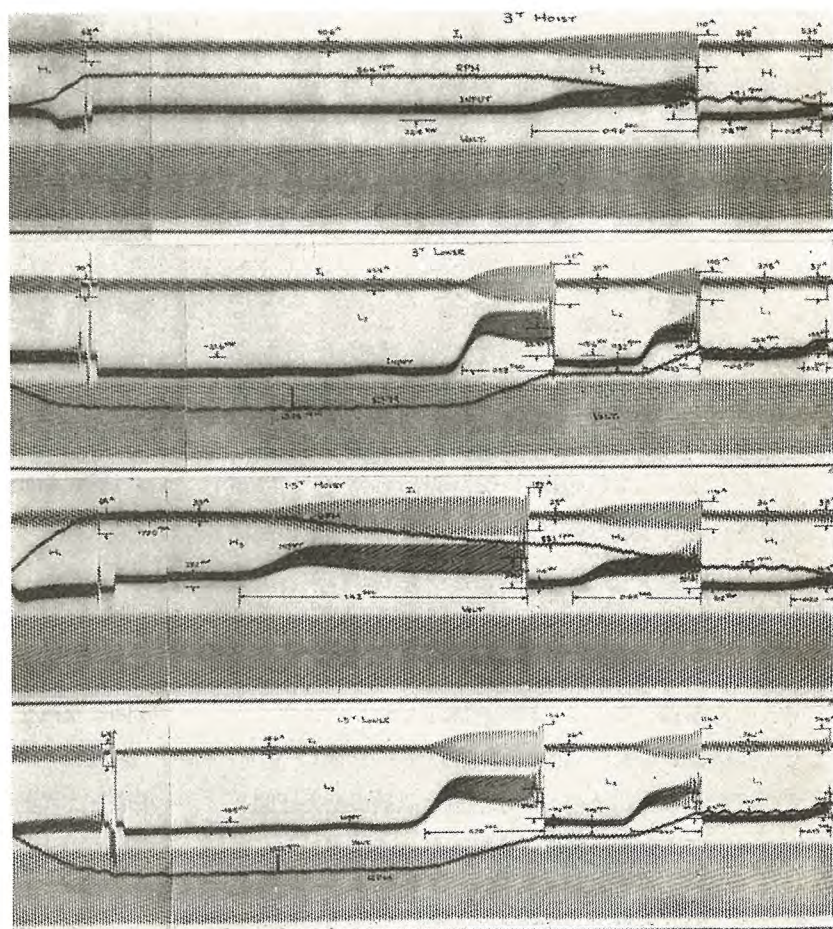


図 8.1 加速および減速特性（オシロ）

Fig. 8.1 Reduction characteristic and acceleration.



ことが確認された。以下試験結果の一部を紹介する。

### (1) 加減速特性

加減速特性はいろいろな負荷条件においてオシロで実測れた。一例として図 8.1 に 1.5t 負荷巻上げの状態での加速時間、3t 負荷巻下げ時の減速時間および各ノッチ操作時の突入電流を示し、また表 8.1 はこれをまとめて表示する。

表 8.1 主電動機の起動停止特性

a. 起動特性 (1.5t 負荷巻上げ)		
ノッチ操作	突入電流 (A)	起動時間 (sec)
0→1	53	0.2
1→2	115	0.7
2→3	160	1.4
b. 停止特性 (3t 負荷巻下げ)		
ノッチ操作	突入電流 (A)	停止時間 (sec)
3→0	70	0.75

これらの結果は電動機とブレーキの慣性モーメントが十分小さくしかも電動機トルクが十分大きいことを示している。

### (2) 運転特性

運転特性は表 8.2 に示すようにきわめて良好な結果が得られた。とくに出力の大きい 2、および 3 ノッチの力率が良好であることに注意を要する。

表 8.2 主電動機の運転特性

3t 負荷				
ノッチ	電流 (A)	入力 (kW)	回転数 (rpm)	力率 (%)
1	36.8	7.8	191	27.8
2	40.6	22.4	864	72.3
3	—	—	—	—
1.5t 負荷				
ノッチ	電流 (A)	入力 (kW)	回転数 (rpm)	力率 (%)
1	36.0	5.2	208	18.9
2	28.0	11.6	881	54.4
3	35.0	23.2	1,770	86.9

### (3) 温度試験結果

JIS F 6702 に示されている直流ウインチに関する試験法すなわち荷重 1.5t にて 1 回/1 分 1 時間、引きつづき荷重 3t にて 1 回/1.5 分 2 時間の責務での 12m の試験塔の往復温度試験の結果は、いずれの巻線の温度上昇も 40°C 以下という B 種絶縁の規格値に対してきわめて低い値を示した。(ただし温度は試験用サーモカップルにより測定された) この他にも先に説明した責務の考え方を基にして温度試験の結果十分満足に使用することが確認された。(図 8.2 参照)

また電動機の定格負荷での単独温度試験の結果は図 8.2 に示される。4 極の巻線の温度上昇は連続運転をしても規格の温度上昇をこえないことがわかる。

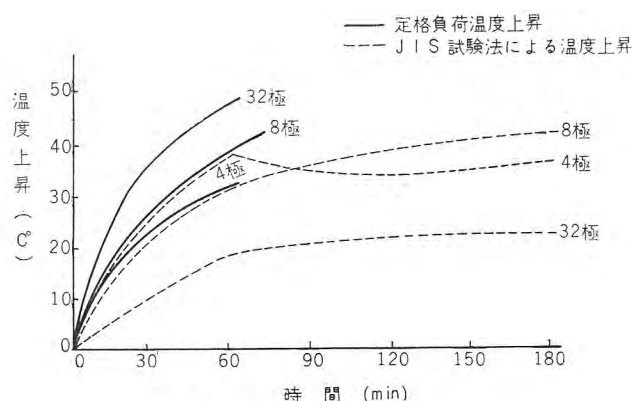


図 8.2 温度上昇曲線

Fig. 8.2 Temperature rise characteristics.

### (4) その他

万一のファン電動機の事故を考慮して、ファンを停止した状態での試験を行なった結果、このような事故を生じてもウインチとして数時間実用上さしつかえなく使用できることが実証された。

その他機械部、電磁ブレーキ、制御装置もいずれも予期どおりの性能を示した。このウインチに対しては上述の試験のほか、船上で遭遇する可能性のあるすべての試験を厳重に施行した結果は想定しうる種々の条件に対し満足なものであったが詳細は省略する。

## 9. む す び

新形 3t ポールチェンジウインチの概要と試験結果について説明したが、長年にわたるわれわれの船舶交流化への努力が報いられ全船にポールチェンジウインチが搭載される貨物船が生れることは、先に日本郵船讃岐丸にとくに 4 台搭載されたときにも増し、喜びに堪えない。

他の甲板補機であるムーアリングウインチとしては、すでに三菱広島造船所にて建造された NIARCHOS 社向け輸出船に 7t 24 m/min の 3 段速度のカゴ形極数変換方式のものを納入しており、さらに現在試作中の 5t ウインチおよびウインドラス(10,000 トン級貨物船用)がほぼ同時に近く完成するが、これによって甲板補機はすべてカゴ形電動機に代り、今後の貨物船がよりいっそう安価に交流化されることを期待したい。

最後にポールチェンジウインチの発展に対し、終始ご指導とご援助を賜った日本郵船、三菱造船に対して感謝の意を表す。



# 自励交流発電機の容量決定上の2, 3の問題

長崎製作所 甲 斐 高\*

## A Few Problems on Capacity Determination of Self-excited AC Generators

Nagasaki Works Takashi KAI

The latest history of marine electric equipment is, in a sense, the history of untiring efforts in the AC electrification of ships. It has been a long standing problem for electrical engineers how to use sturdy and inexpensive electric apparatus to auxiliaries on board—particularly to cargo winches. Mitsubishi has been trying hard in the study and development of pole-change type AC winches since 1937, now being in a position to bear fruits, by applying self-excited AC generators as their power source, in successful operation. To meet the requirements of reducing the cost of ships in the shipping world, this new system will no doubt play an important part.

### 1. ま え が き

船舶用電機品の最近の歴史は、一面から考えれば船舶交流化へのたえまない努力の歴史であり、がんじょうで安価な交流機を甲板補機、とくにカーゴウインチに使用するにはどうすべきかというのが電気技術者の多年の課題であった。当社では昭和 12 年以來、ポールチェンジ形交流ウインチの研究と開発に努力を続けてきたが、近年になって自励交流発電機を電源として使用することにより、きわめて良好な運転性能を発揮できることが広く認識され、長期間の苦心がようやく実を結びつつあることは喜びにたえない。船価低減という最近の海運界の要望に応じて 14 次計画造船ではポールチェンジウインチと自励交流発電機のコンビによる新方式が多数採用されたが、今後、実績の増加に伴ってこの方式の利点がさらに広く理解されることが期待される。

ポールチェンジウインチならびに自励交流発電機自体については、これまでも多数の文献が発表されており、本誌にも別に詳細な紹介が行なわれているが、この両者の関係は従来ほとんど明らかにされておらず、まれにあってもごく抽象的なものかあるいは経験的な報告にすぎない。本文ではこの両者の関係の中の 2, 3 の重要な点についての基本的な考え方を示し、それが実際にどのように利用できるかを述べてみたい。またその具体的な成果として日本郵船の 14 次船に搭載される 3 台の主発電機の試験成績について大略を紹介する。

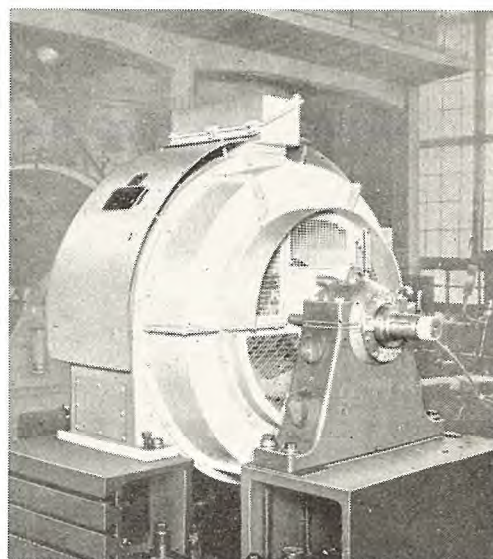


図 1.1 300 kVA 自励交流発電機

Fig. 1.1 300 kVA self-excited AC generator.

本文に述べる統計的考え方は単にウインチ負荷だけではなく周期的な脈動負荷に対しては類似の方法が適用できると考えられる。

### 2. 発電機容量の決定

ポールチェンジウインチは直流ウインチやレオナードウインチに比べると、本質的に起動電流が大きいから、発電機容量を決定するにあたって直流ウインチにおける 1/3 の負荷率を用いて計算する方法をそのまま適用できるか否かについては疑問がある。この点についての従来の考えの 2, 3 の例をまず紹介する。



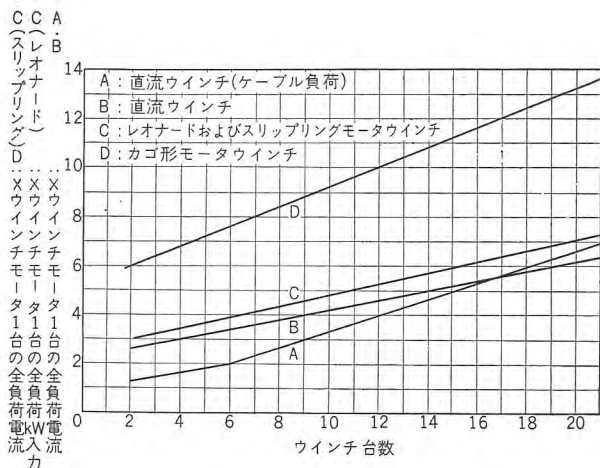


図 2.1 各種ウインチの負荷率

Fig. 2.1 Load factor for various winches.

表 2.1 カゴ形モータウインチ

ウインチモータ入力 37.5 kW (45 kVA, 0.83 PF)  
起動時全負荷電流 400 % (180 kVA 0.4 PF)

No. of Winch	Load factor	kW	Starting		Running	
			No. of Winches	% Load	No. of Winch	% Load
2	6	6 × 37.5 = 225	2	130	3 F.L.	33
4	6.75	6.75 × 37.5 = 252	2	118	2 F.L., 2 light	36
6	7.5	7.5 × 37.5 = 280	2	107	3 F.L., 3 light	48
8	8.5	8.5 × 37.5 = 318	3	140	3 F.L., 3 light	42.5
10	9.5	9.5 × 37.5 = 356	3	126	3 F.L., 3 light	38
12	10	10 × 37.5 = 375	3	120	4 F.L., 4 light	48
16	11.5	11.5 × 37.5 = 430	4	140	4 F.L., 4 light	42
20	13.5	13.5 × 37.5 = 510	4	118	5 F.L., 5 light	44
24	15	15 × 37.5 = 565	5	132	6 F.L., 6 light	48

## 2.1 A. S. Brown の説<sup>(1)</sup>

図 2.1 に各種のウインチの負荷率を示し、表 2.1 にポールチェンジウインチの負荷率を示している。これらの負荷率がいかなる根拠から導かれたかは明らかでないが、各種のウインチの負荷率について説明している中で、ポールチェンジウインチに対しては次のように述べている。

「ポールチェンジウインチの負荷率を決定するにあたっては起動時のピークとそのピークが AVR を有する普通他励式発電機におよぼす影響を考慮して十二分の余裕がとってある。

ポールチェンジウインチの起動時の負荷は運転中の負荷よりはるかに大きい。発電機の容量に関係のある表 2.1 で、記載してある過負荷の量はある場合にはディーゼルエンジンが負うことのできる過負荷の量をこえていることを注記しておかなければならない。しかしウインチ起動時の過負荷は低力率の場合が多いから原動機にかかる負荷はそれほどではない。」

この文献に記述されていることから判断すれば、

- (1) 他励式の普通の発電機を考えているので、自励発電機を採用した場合の負荷率は図 2.1 および表 2.1 に示されている値より小さくてすむ。

- (2) 負荷率の決定には非常に大きな余裕を見込んである。

などの点が明らかとなり、本文の目的にはさして参考にならない。

## 2.2 欧州における計算法の一例

欧州における計算法の一例は次のとおりである。

ウインチ全数の 1/2 が無負荷でその内訳は

$$\left. \begin{aligned} \frac{\text{全数}}{2} \times \frac{1}{2} \dots\dots 3 \text{ ノッチ (4 極)} \\ \frac{\text{全数}}{2} \times \frac{1}{4} \dots\dots 2 \text{ ノッチ (8 極)} \\ \frac{\text{全数}}{2} \times \frac{1}{4} \dots\dots 1 \text{ ノッチ (32 極)} \end{aligned} \right\} \dots\dots (A)$$

ウインチ全数の 1/4 が全負荷でその内訳は

$$\left. \begin{aligned} \frac{\text{全数}}{4} \times \frac{1}{4} \dots\dots 2 \text{ ノッチ (8 極)} \\ \frac{\text{全数}}{4} \times \frac{3}{4} \dots\dots 3 \text{ ノッチ (4 極)} \end{aligned} \right\} \dots\dots (B)$$

ウインチ全数の 1/4 が突入状態にある

突入電流値は最大のものを採る …………… (C)

ウインチ以外のベース負荷 …………… (D)

上記のように仮定すれば発電機容量は次のようになる。

$$\text{発電機容量} = K \{ (\vec{A}) + (\vec{B}) + (\vec{C}) + (\vec{D}) \}$$

ただし矢印はベクトル和、すなわち電流を有効分と無効分にわけておのおのの和を求め、その自乗和平方根値として電流を求めることを示す。K の値はポールチェンジウインチに固有の常数であって初期には 1/2 をとっていたが、ポールチェンジウインチを実際に装備した船がふえるにつれて最近では 1/2.3 を採用しているとのことである。

この方法は主として経験にもとづくものであるから、ウインチの容量、周波数その他の諸元がことなるわが国で、上記どおりの計算式をそのまま使用することにはためらわない訳には行かないし、また K という経験的な常数がはいっていることにも大きな不満がある。

## 2.3 統計的考察

以上に述べた従来の考え方に代るものとして、本文では統計的手法にもとづく発電機容量の計算法を説明する。一般に 1 台のウインチまたはけんか巻をしている 1 組 (2 台) のウインチ (ポールチェンジにかぎらない) をある荷役サイクルで運転して電流、電力などをオシロとにれば、図 2.2 に示すような変動量が得られる。この変動はほぼ一定の周期 (1 荷役サイクル) で何回も繰り返されるから、数時間にわたって電流、電力などの変動量を記録し、これからその変動量の時間に対する分布を求め



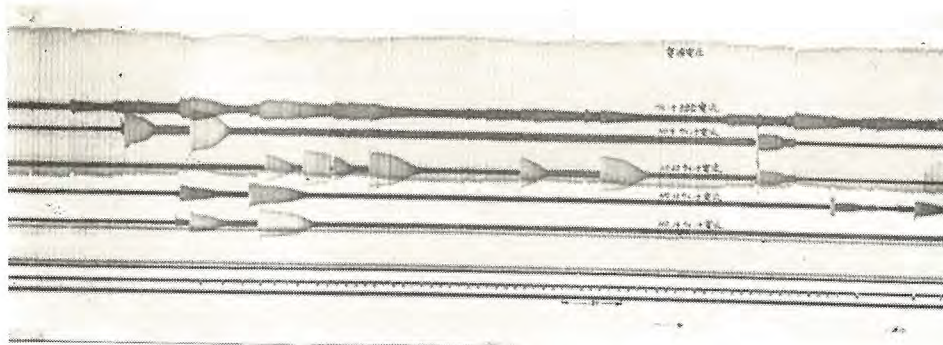


図 2.2 荷役中のウインチの電流変化  
Fig. 2.2 Current change of winch during loading cargo.

れば、これは 1 荷役サイクル中の変動量の時間に対する分布にほぼ等しくなるであろう。逆に 1 荷役サイクル中の変動量の分布を計算から求めることができれば、これは長期間の荷役中の変動量の分布を示すことになる。

このように時間の経過に伴って観測された数列を確率過程が実現されたものと見るとき、これを時系列という。本文では荷役中の電流、電力などの変動量をすべて時系列として考える。説明の便宜上、確率論における 2, 3 の公式を示しておく。

#### (1) 確率変数の自乗の平均値

確率変数を  $X$ 、その平均値を  $\bar{X}$ 、標準偏差を  $\sigma$  とすれば

$$\bar{X}^2 = (\bar{X})^2 + \sigma^2 \quad (2.1)$$

#### (2) 2 個の独立な確率変数の和の自乗の平均値

2 個の確率変数を  $X, Y$ 、おのおのの平均値を  $\bar{X}, \bar{Y}$ 、おのおのの標準偏差を  $\sigma_X, \sigma_Y$  とすれば

$$(\bar{X} + \bar{Y})^2 = (\bar{X} + \bar{Y})^2 + \sigma_X^2 + \sigma_Y^2 \quad (2.2)$$

#### (3) 多数の独立な確率変数の和の自乗の平均値

確率変数を  $X_1, X_2, \dots, X_m$ 、おのおのの平均値を  $\bar{X}_1, \bar{X}_2, \dots, \bar{X}_m$ 、おのおのの標準偏差を  $\sigma_1, \sigma_2, \dots, \sigma_m$  とすれば

$$\left(\sum_{i=1}^m \bar{X}_i\right)^2 = \left(\sum_{i=1}^m \bar{X}_i\right)^2 + \sum_{i=1}^m \sigma_i^2 \quad (2.3)$$

また  $\sum_{i=1}^m X_i$  を  $X$ 、その平均値を  $\bar{X}$ 、標準偏差を  $\sigma$  とすれば

$$\bar{X} = \sum_{i=1}^m \bar{X}_i \quad (2.4)$$

$$\sigma^2 = \sum_{i=1}^m \sigma_i^2 \quad (2.5)$$

#### (4) 2 個の確率変数の自乗の和の平均値

2 個の確率変数を  $X, Y$ 、おのおのの平均値を  $\bar{X}, \bar{Y}$ 、おのおのの標準偏差を  $\sigma_X, \sigma_Y$  とすれば

$$\bar{X}^2 + \bar{Y}^2 = \bar{X}^2 + \bar{Y}^2 \quad (2.6)$$

$$= (\bar{X})^2 + (\bar{Y})^2 + \sigma_X^2 + \sigma_Y^2 \quad (2.7)$$

$$\text{kVA} = \sqrt{P^2 + Q^2}$$

$$= \sqrt{(mP_i + nP_j + P_B)^2 + (mQ_i + nQ_j + Q_B)^2 + (m\sigma_{ip}^2 + n\sigma_{jp}^2 + m\sigma_{iq}^2 + n\sigma_{jq}^2)} \quad (2.19)$$

$$\text{PF} = \frac{\sqrt{(mP_i + nP_j + P_B)^2 + (m\sigma_{ip}^2 + n\sigma_{jp}^2)}}{\sqrt{(mP_i + nP_j + P_B)^2 + (mQ_i + nQ_j + Q_B)^2 + (m\sigma_{ip}^2 + n\sigma_{jp}^2 + m\sigma_{iq}^2 + n\sigma_{jq}^2)}} \quad (2.20)$$

自励交流発電機の容量決定上の 2, 3 の問題・甲斐

いま同じ種類の多数のウインチまたはウインチの組が同一の荷役サイクルでしかも互にまったく独立に荷役している場合には、これらのウインチの組の変動量は同一の確率変数  $X_i$  に従いながら互に独立であるから、和の確率変数  $X$  は式 (2.3),

(2.4), (2.5) で

$$X_1 = X_2 = \dots = X_m = X_i$$

$$\sigma_1 = \sigma_2 = \dots = \sigma_m = \sigma_i$$

とおいた式に従う。

$$\bar{X}^2 = (m\bar{X}_i)^2 + m\sigma_i^2 \quad (2.8)$$

$$\bar{X} = m\bar{X}_i \quad (2.9)$$

$$\sigma^2 = m\sigma_i^2 \quad (2.10)$$

上記のほかにベース負荷がある場合もベース負荷を 1 個の確率変数と考え、その標準偏差を 0 とおいてよいから、

$$\bar{X}^2 = (m\bar{X}_i + B)^2 + m\sigma_i^2 \quad (2.11)$$

$$\bar{X} = m\bar{X}_i + B \quad (2.12)$$

$$\sigma^2 = m\sigma_i^2 \quad (2.13)$$

さらに別の種類のウインチがこれ以外にある場合には

$$\bar{X}^2 = (m\bar{X}_i + n\bar{X}_j + B)^2 + (m\sigma_i^2 + n\sigma_j^2) \quad (2.14)$$

$$\bar{X} = m\bar{X}_i + n\bar{X}_j + B \quad (2.15)$$

$$\sigma^2 = m\sigma_i^2 + n\sigma_j^2 \quad (2.16)$$

#### 2.4 発電機容量の計算式

発電機容量は有効電力、無効電力の自乗の平均の和の平方根で与えられるから、式 (2.8), (2.11), (2.14) を用いて発電機容量を計算できる。

発電機の所要 kW、所要 kVar をそれぞれ  $P$  kW,  $Q$  kVar とし、ウインチが 2 種類とベース負荷が存在するもっとも一般的な場合を考える。式 (2.14) から

$$P = \sqrt{(mP_i + nP_j + P_B)^2 + (m\sigma_{ip}^2 + n\sigma_{jp}^2)} \quad (2.17)$$

$$Q = \sqrt{(mQ_i + nQ_j + Q_B)^2 + (m\sigma_{iq}^2 + n\sigma_{jq}^2)} \quad (2.18)$$

発電機容量は式 (2.6) により



ただし上記各式中の記号の意味は次のとおりである。

$m$ …… $i$  ウインチの台数 (または組数)

$P_i$ …… $i$  ウインチの 1 台 (組) の荷役中の有効電力の平均値

$Q_i$ …… $i$  ウインチの 1 台 (組) の荷役中の無効電力の平均値

$\sigma_{ip}$ …… $i$  ウインチの 1 台 (組) の荷役中の有効電力分布の標準偏差

$\sigma_{iq}$ …… $i$  ウインチの 1 台 (組) の荷役中の無効電力分布の標準偏差

$n$ …… $j$  ウインチの台数 (組数)

$P_j, Q_j, \sigma_{jp}, \sigma_{jq}$  は  $j$  ウインチについての値

$P_B$ ……ベース負荷の有効分

$Q_B$ ……ベース負荷の無効分

$P$ ……発電機の所要 kW

$Q$ ……発電機の所要 kVar

kVA……発電機容量

PF……負荷力率

## 2.5 計算の実例

2.4 項の計算式を使用する場合に、1 台 (組) のウインチの荷役中の有効および無効電力の分布の平均値と標準偏差を求めるのが比較的にめんどうである。

ここでは実例として、本誌に発表されている 3 t×36 m ポールチェンジウインチを採りあげ、これが 2 台ずつ 8 組 (16 台) けんか巻をしていると考える。この場合の荷役サイクルとしては次の仮定を設けた。

- (1) 3 t と 1.5 t の荷役を交互に行なう。
- (2) 荷の移動経路および移動距離は図 2.3 に従うものとする。

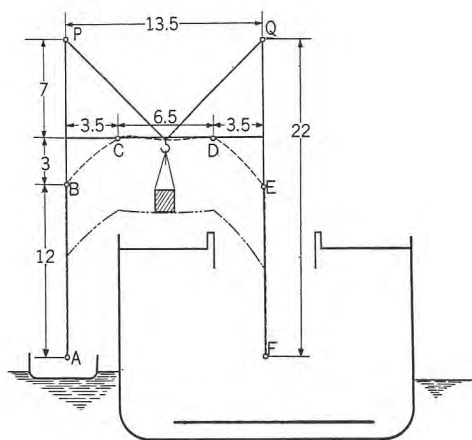


図 2.3 荷の移動経路と移動距離

Fig. 2.3 Moving route and moving distance of load.

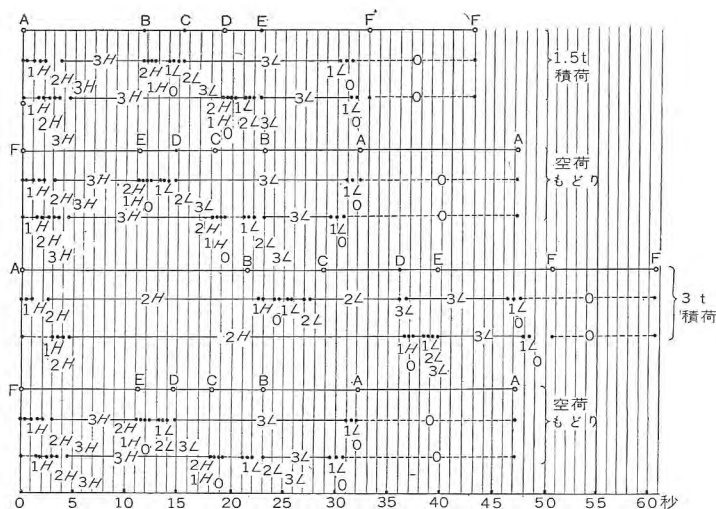


図 2.4 荷役サイクルの模型

Fig. 2.4 Model of loading cycle.

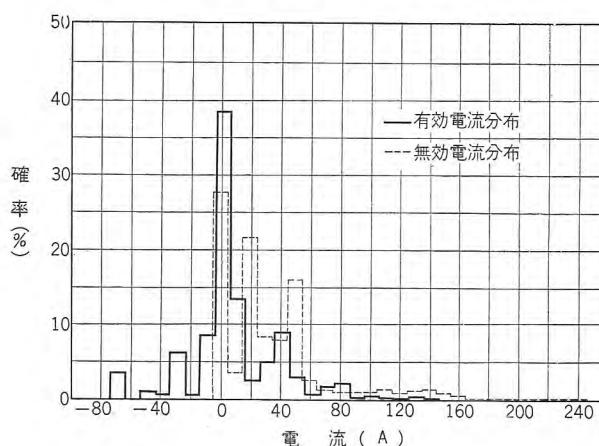


図 2.5 3 t×36 m ウインチ 1 組 (2 台) 電流分布

Fig. 2.5 Current distribution of one set (two units) of winches.

- (3) 3 t 荷役時は 2 ノッチまで、1.5 t 荷役時は 3 ノッチも使用する。
- (4) ウインチの休止時間は 1 往復に 25 秒とする。

以上の仮定にもとづき、荷の移動経路、移動距離、各ノッチの所要時間、ノッチシフト中の所要時間およびこの各時間中の電流の変化をウインチモータの特性から精密に計算し、これより 3 t 1 往復 107.7 秒、1.5 t 1 往復 90.1 秒、合計 197.8 秒間の電流の有効分、無効分の分布を求めた。途中の計算は煩雑であるから省略して結果だけを示せば、各部の所要時間は図 2.4、電流分布は図 2.5 のようになる。

図 2.5 から有効電流、無効電流の平均値および標準偏差を求めると

$$\bar{I}_{pi}=8.55 \text{ A}, \quad \sigma_{pi}=32.26 \text{ A}$$

$$\bar{I}_{qi}=33.40 \text{ A}, \quad \sigma_{qi}=37.22 \text{ A}$$

これからポールチェンジウインチが 8 組荷役している



場合の有効電力，無効電力の実効値は

$$\sqrt{I_p^2} = \sqrt{(8\bar{I}_{pi})^2 + 8\sigma_{pi}^2} = 114 \text{ A} \rightarrow 89 \text{ kW}$$

$$\sqrt{I_q^2} = \sqrt{(8\bar{I}_{qi})^2 + 8\sigma_{qi}^2} = 287.2 \text{ A} \rightarrow 224 \text{ kVar}$$

$$I = \sqrt{I_p^2 + I_q^2} = 309 \text{ A} \rightarrow 241 \text{ kVA}, 0.37 \text{ PF}$$

ポールチェンジウインチのほかにベース負荷として，  
143.5 kW，114 kVar を考えれば

$$\sqrt{I_p^2} = \sqrt{(8\bar{I}_{pi} + I_{pB})^2 + 8\sigma_{pi}^2} = 268.4 \text{ A} \rightarrow 210 \text{ kW}$$

$$\sqrt{I_q^2} = \sqrt{(8\bar{I}_{qi} + I_{qB})^2 + 8\sigma_{qi}^2} = 426.4 \text{ A} \rightarrow 333 \text{ kVar}$$

$$I = \sqrt{I_p^2 + I_q^2} = 503.8 \text{ A} \rightarrow 393 \text{ kVar}, 0.53 \text{ PF}$$

さらにこのほかに 5 t×40 m レオナードウインチ 4 台

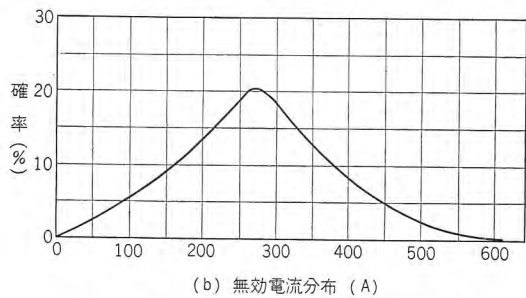
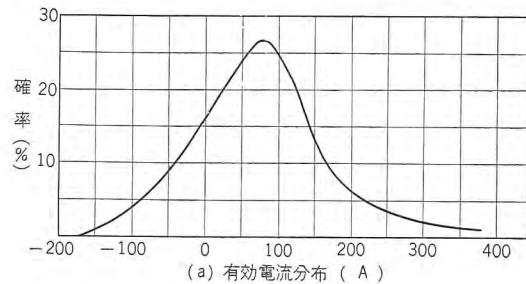


図 2.6 3 t×36 m ウインチ 16 台の電流分布  
Fig. 2.6 Current distribution of 16 winches.

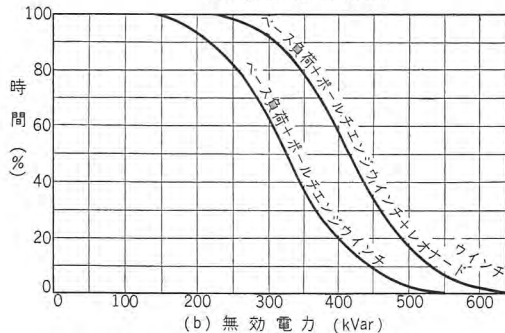
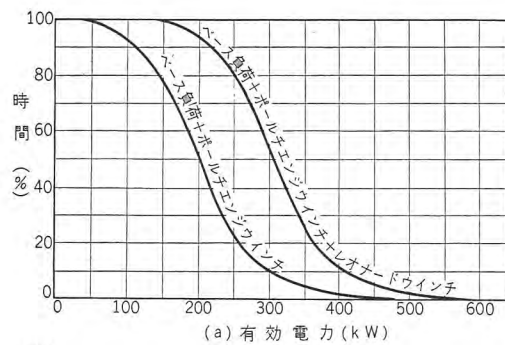


図 2.7 負荷電力の分布  
Fig. 2.7 Distribution of load power.

が荷役している場合を考える。厳密にはこれもポールチェンジウインチと同様に平均値と標準偏差を考えなければならないが，簡単のため等価的に 107 kW，89 kVar の一定負荷と仮定すれば

$$\sqrt{I_p^2} = \sqrt{(8\bar{I}_{pi} + I_{pB} + I_{pj})^2 + 8\sigma_{pi}^2} = 400 \text{ A} \rightarrow 312 \text{ kW}$$

$$\sqrt{I_q^2} = \sqrt{(8\bar{I}_{qi} + I_{qB} + I_{qj})^2 + 8\sigma_{qi}^2} = 532.8 \text{ A} \rightarrow 416 \text{ kVar}$$

$$I = \sqrt{I_p^2 + I_q^2} = 666.2 \text{ A} \rightarrow 520 \text{ kVA}, 0.58 \text{ PF}$$

以上で発電機の容量を計算できた。これで十分であるが参考までに図 2.5 から統計的に全負荷電流の有効分，無効分の分布を求めると図 2.6，2.7 となる。

図 2.6 は図 2.5 から乱数表を用いて任意に 8 個の電流値を抜きとり，これらの和をとることを 200 回繰り返して求めたものでポールチェンジウインチ 16 台が同時に荷役している時の電流の分布を示す。8 個が 10 個，20 個と多くなればなるほど独立な確率変数の和の分布が正規分布に近づくことは確率論の教えるところであるが，8 個でもすでに相当に正規分布に近づいている。有効電流の分布に負の領域があるのはウインチが荷を下している時にモータが誘導発電機として働き，無効電力は電源からとって消費するが有効電力は逆に電源に送りかえすことがあるためである。

図 2.6 の分布がつねに正規分布に近いことを仮定できるならば，乱数表などを用いて分布を求めなくてもよく，式 (2.9) の平均値と式 (2.10) の標準偏差とから分布を決定できるが，後に示す試験結果などをみれば必ずしも正規分布に十分に近いとはいえない。

図 2.7 はポールチェンジウインチ 16 台のほかにベース負荷がある場合，ならびにベース負荷とレオナードウインチ 4 台がある場合の全負荷の分布を全時間に対する割合として示したもので，図 2.6 から容易に求めることができる。

ここでとくに注意すべきことは，発電機自体については上述の計算どおりの容量があれば熱的に問題はないが，原動機（ディーゼルエンジン）は普通発電機と同程度の過負荷耐量を有しないから，定格 kW を決定するには上記計算値より相当の余裕をみておくほうが安全だという点である。図 2.7 のレオナードウインチも含んだ場合を例にとれば，計算で求めた所要 kW は 312 kW であるが，図 2.7 より判断すれば 450 kW 程度が適当であろう。

発電機に要求される無効電力はレオナードウインチがある場合にはさきに示したように約 400 kVar であったから，発電機の定格としては



$$\left. \begin{aligned} \sqrt{450^2 + 400^2} &\doteq 600 \text{ kVA} \\ \frac{450}{600} &\doteq 0.75 \text{ PF} \end{aligned} \right\}$$

となり、0.75 PF 300 kVA の発電機が 2 台あれば十分  
なことが明らかである。なお計算の基礎とした本項の最  
初の仮定は通常の荷役ではほとんど起らないような厳格  
なものであったから、実際に必要な定格は 0.75 PF 300  
kVA よりも相当小さくてすむと考えられる。しかしこ  
れは荷役サイクルをどう選ぶべきかという別の問題にな  
るのでここでは触れない。

日本郵船の 14 次船では、ほぼ上記どおりの負荷に対  
して 0.75 PF 300 kVA の主発電機 3 台を装備し、荷役  
時にはそのうちの 2 台を並列運転するように決定された  
が、これは本文の計算結果に合致している。計画に関与  
された方々に深く敬意を表する次第である。

## 2.6 ポールチェンジウインチの荷役記録

国内では、14 次船ではじめて全船にポールチェンジウ  
インチを装備するようになったので実際の荷役記録はま  
だ存在しないが、欧州製のポールチェンジウインチを装  
備した貨物船での記録が 2, 3 手もとにあるので発表し  
てご参考に供したい。

### (1) WORLD JASMINE 号

この資料は昭和 32 年 12 月三菱造船株式会社広島造  
船所で施行された WORLD JASMINE 号の荷役試験記  
録の一部であり、広島造船所ならびに船主の Ludlow  
Corporation Niarchos Ltd. のご了解を得て発表するも  
のである。

発電機およびウインチ定格

発電機……2台 SSW 製

560 kVA 450 V 718 A 60 c/s 0.8 PF

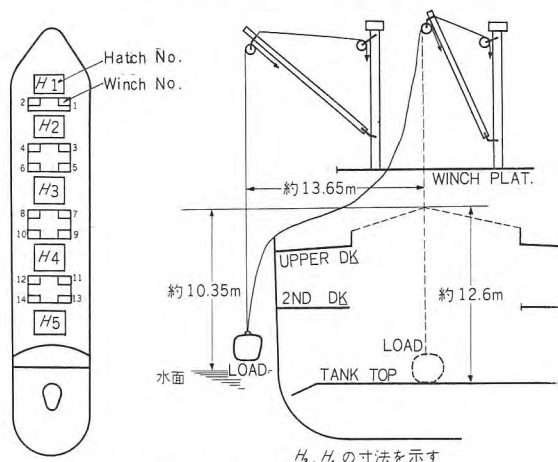


図 2.8 WORLD JASMINE 号ウインチの配置  
と綱取りの状況

Fig. 2.8 Arrangement of winches and roping.

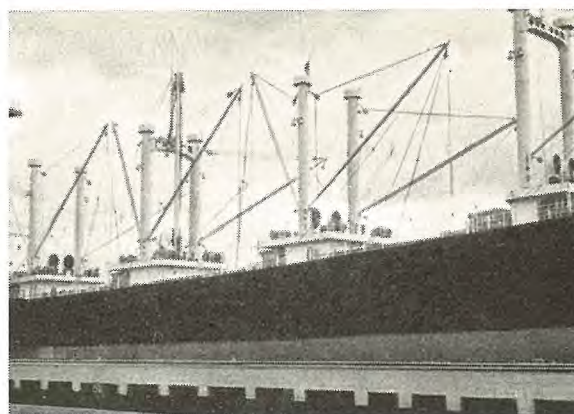


図 2.9 けんか巻の態勢にある WORLD JASMINE 号  
Fig. 2.9 S. S. WORLD JASMINE ready for burtoning.



図 2.10 荷役試験中の WORLD JASMINE 号  
Fig. 2.10 S. S. WORLD JASMINE during loading cargo test

1,800 rpm

過負荷定格 700 kVA 900 A 2 時間

自励式 DC 25 V 200 A

ウインチ……14 台 SSW 製

19 kW 440 V 52 A 60 c/s 0.6 PF 860 rpm

15 % ED Int. Duty

けんか巻 2 時間連続荷役試験内容

ウインチ 14 台 (7 組) 全機を使用し、そのうち 8  
台 (4 組) に 1.5 t の荷重をかけ、残り 6 台 (3 組)  
はライトフック (約 200 kg) の状態として運転した。  
ただし荷の掛け換えは行わず往復とも同一荷重を  
つって運転した点が実船荷役と異なる。

ウインチの配置と綱取りの状況を図 2.8 に、試験  
時の写真を図 2.9, 2.10 に示す。

試験結果

配電盤計器の観察による任意負荷状況は下記のと  
おり

電源電圧………390~450 V



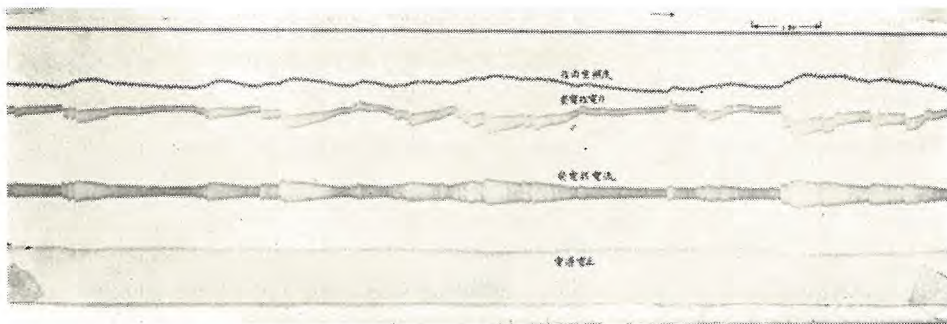


図 2.11 荷役中の発電機電力、電流、電圧ならびに機関室照度の変化  
Fig. 2.11 Generator power, current and voltage of generator during loading work and change of luminous intensity in engine room.

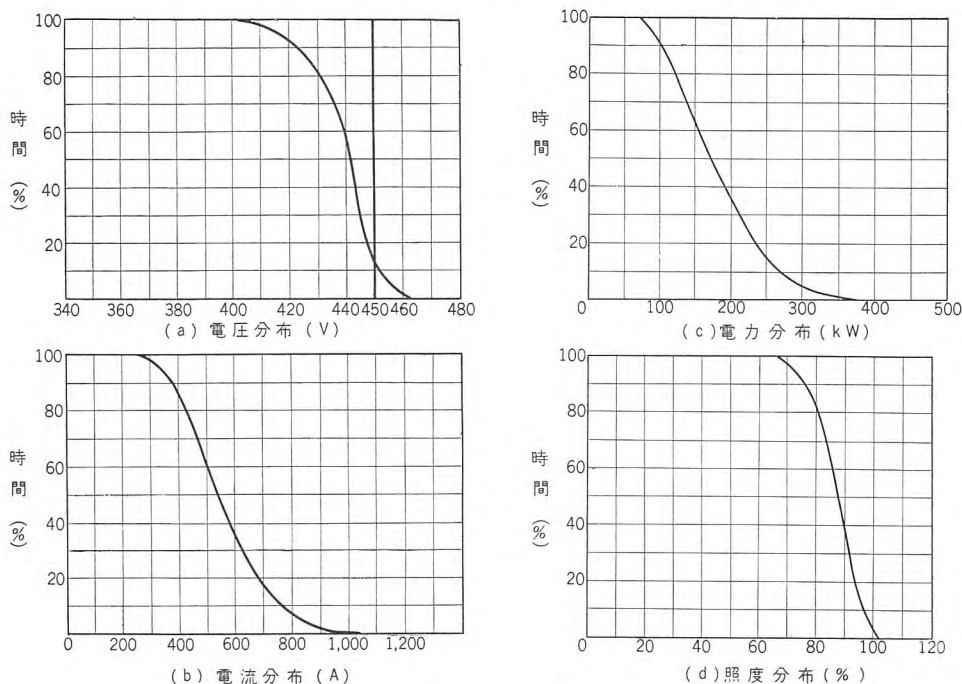


図 2.12 WORLD JASMINE 号の試験結果  
Fig. 2.12 Test results of S.S. WORLD JASMINE.

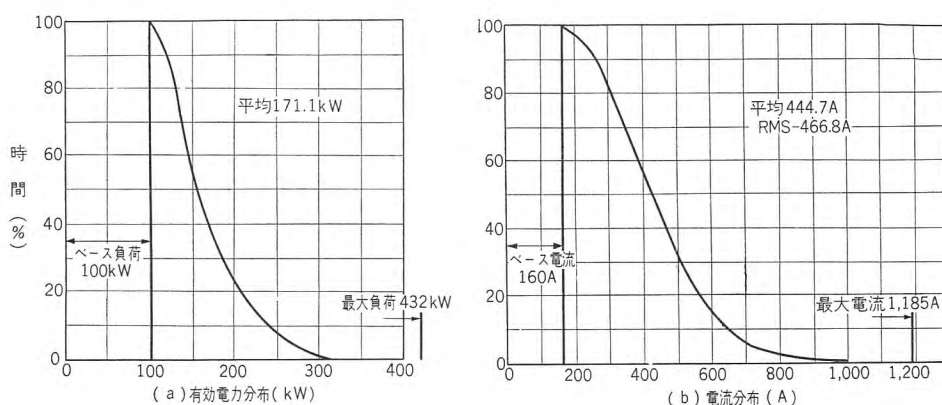


図 2.13 CAP BLANCO 号の電力、電流の分布  
Fig. 2.13 Distribution of power and current of S.S. CAP BLANCO.

表 2.2 WORLD JASMINE 号オシロ解析結果

電源電圧	(V)	最大	最小	平均
"	(%)	464	346	435
発電機電流	(A)	1,170	77	96.7
"	(%)	163	120	530
発電機電力	(kW)	487	16.7	73.7
"	(%)	108	67	179
機関室照度	(%)	102	14.9	39.8
			49	84.5

表 2.3 CAP BLANCO 号荷役状況

ハッチ番号	荷 物	1 サイクル 所要時間 (秒)	備 考
1	毛 皮	100~110	ランチより積込
2	箱 入 リンゴ	120	トラックより積込
3	箱 入 リンゴ	110	"
4	食 用 肉	70~80	"
5	袋 入 麻 種 子	70~110	"

発電機負荷電流  
.....400~1,000 A  
発電機負荷電力  
.....100~400 kW  
周波数...59~61 c/s  
力率.....0.5 程度(時々  
0.5 以下にスケール  
アウト)  
ベース負荷  
.....60~75 kW  
0.73~0.74PF

また図 2.11 に示した  
のは任意荷役中のオシロ  
のひとこまであるが、こ  
のオシロを解析して電源  
電圧、発電機負荷電流、発  
電機電力および機関室照  
度の分布曲線を求めた結  
果が図 2.12 である。な  
お、2 時間の計測中発生  
した各量の最大、最小な  
らびに平均値をオシロか  
ら求めたものを表 2.2 に  
示す。

## (2) CAP BLANCO 号

1955 年 8 月 Buenos  
Aires 港における荷役の  
記録であって、本文の末  
尾に記載した文献<sup>(4)(5)</sup>に  
発表されている。

### 装備

発電機.....3×300  
kVA 自励式(常  
時 2 台運転)

ポールチェンジウイ  
ンチ.....14 台

実荷役試験 2 時間の内  
容



ウインチは全数 14 台が運転していた。荷役の状況を表 2.3 に示す。

#### 試験結果

オシロ解析の結果を図 2.13 に示す。

### 2.7 発電機容量計算法の結論

2.6 項に示した実際の荷役記録の解析結果（図 2.12, 2.13）と統計的に計算した図 2.7 を比較してみると、負荷分布の形は非常に似ていることがわかる。これは上記計算法が正しい方向をたどっていることを示す。

計算実例自体については荷役サイクルの仮定そのものが相当に議論のある問題なので必ずしも正確とはいえないかも知れないが、1 台（組）のウインチの電流さえ正しく求めておけば、正しい統計的推理によってウインチが何台あろうと、また他の種類の負荷がどれだけはいってこようと、発電機に必要な容量を正確に予測することができる。この方法の利点を列挙すれば次のとおりである。

- (1) 従来の経験的方法から脱して、正確な計算を行なうことができる。
- (2) ウインチだけでなく、すべての種類の脈動負荷に適用できる。
- (3) ウインチの台数が変わってもしごく簡単に容量を決定できる。
- (4) ウインチ 1 台（組）だけの荷役試験を行なえば、これから多数のウインチが荷役している場合の総合負荷を算定できる。
- (5) ある種類のウインチについて 1 度だけ (4) の試験を行なっておけば、これと同一のウインチを使用するすべての場合に利用できる。

この方法の難点は、1 台（組）のウインチの電流分布の平均値と標準偏差を求めるのが割合にめんどうなことであるが、これについては実際の荷役のデータの集積を待って、簡単で精度の高い近似式を求める方向に進むべきであろう。

## 3. 突入電流による自励発電機の電圧降下

前章には発電機の熱容量を決定する方法を述べたが、ポールチェンジウインチの電源として使用する発電機にはあと一つの大きな課題がある。

それはポールチェンジウインチの大きい突入電流による端子電圧降下をどの程度まで押えうるかという問題で、これがポールチェンジウインチの採用を長い間はばんで

きた大きい理由の一つでもあった。自動交流発電機は突入電流に対する電圧降下の量が小さく、また応答速度が早いからこれを使用すれば、ポールチェンジウインチを使用してもなんら問題はないということが広くいわれており、またそうに違いないが、この章ではこの問題点を詳細に検討する。

### 3.1 確率的考え方

1 台のウインチは前章にも述べたように 1 荷役サイクル中にほぼきまった回数のノッチシフトを行ない、そのたびにごとに異なった突入電流を発生する。ここでは計算の便宜上それらのノッチシフトがすべて等間隔におこり、そのたびに同じ値の突入電流が発生すると仮定する。この仮定は突入電流の端子電圧におよぼす影響だけにかぎって考えれば、等価的な突入電流の値を適当に選ぶことによって十分に正当なものとみなすことができる。

いま 1 荷役サイクルに要する時間を  $T$  秒とし、この間に等間隔に発生するノッチシフトの数を  $n$  個とすれば、上の仮定により  $T/n$  秒に 1 回だけある決まった大きさの突入電流が発生することになる。発電機の端子電圧は突入電流が発生した直後には降下し、ある時間の後に突入前の値に回復すると考えられるが、ここでも便宜上、回復に要する時間は一定で  $x$  秒であるとしよう。

このような仮定を設ければ、任意の 1 台のウインチの突入電流によって端子電圧は  $T/n$  秒に 1 回だけ  $x$  秒間続く電圧降下を生ずるといえる。いいかえれば任意の 1 台のウインチの突入電流によって任意の瞬間に瞬時電圧降下を生じている確率  $p$  は

$$p = \frac{x}{T/n} = \frac{nx}{T} \quad \dots\dots\dots (3.1)$$

電圧降下を生じていない確率はあきらかに

$$1-p = 1 - \frac{nx}{T} \quad \dots\dots\dots (3.2)$$

ある瞬間に  $N$  台の全ウインチ中  $r$  台が突入を起し、残りの  $(N-r)$  台が突入を起していない確率  $P_r$  は、確率論で知られているとおり

$$P_r = {}_N C_r p^r (1-p)^{N-r} \quad \dots\dots\dots (3.3)$$

$$= {}_N C_r \left(\frac{nx}{T}\right)^r \left(1 - \frac{nx}{T}\right)^{N-r} \quad \dots\dots\dots (3.4)$$

したがってある瞬間に  $N$  台の全ウインチ中の少なくとも  $k$  台が重複して突入を起している確率  $P_k$  は

$$P_k = \sum_{r=k}^N P_r = \sum_{r=k}^N {}_N C_r p^r (1-p)^{N-r} \quad \dots\dots\dots (3.5)$$

$$= \sum_{r=k}^N {}_N C_r \left(\frac{nx}{T}\right)^r \left(1 - \frac{nx}{T}\right)^{N-r} \quad \dots\dots\dots (3.6)$$



一方、このようにして求めた  $P_k$  の値が十分に小さくてたとえば1年間船を運航しても1回もおこらない程度のものであれば、その時には  $k$  台以上のウインチが重複して同時に突入を起す場合のことを心配しなくてもよい。すなわち発電機としては  $k$  台より少ない数のウインチが重複して突入を起す場合の対策さえ考えておけばよい。いま1年間船を運航した時の荷役時間の総計を  $H$  秒とすれば考慮すべき最低の確率  $P_{\min}$  は

$$P_{\min} = \frac{x}{H} \quad \dots\dots\dots (3.7)$$

式 (3.6) と式 (3.7) から

$$P_k > P_{\min}$$

すなわち

$$\sum_{r=k}^N {}^N C_r \left( \frac{nx}{T} \right)^r \left( 1 - \frac{nx}{T} \right)^{N-r} > \frac{x}{H} \quad \dots\dots\dots (3.8)$$

を満足する  $k$  の値の中で最大値  $K$  をとれば、 $K$  が考慮すべき最大の重複回数である。

上式中で

$$\left. \begin{aligned} T/n &= 3.5 \text{ 秒} \\ H &= 1,000 \text{ 時間 } (3.6 \times 10^6 \text{ 秒}) \end{aligned} \right\} \quad \dots\dots\dots (3.9)$$

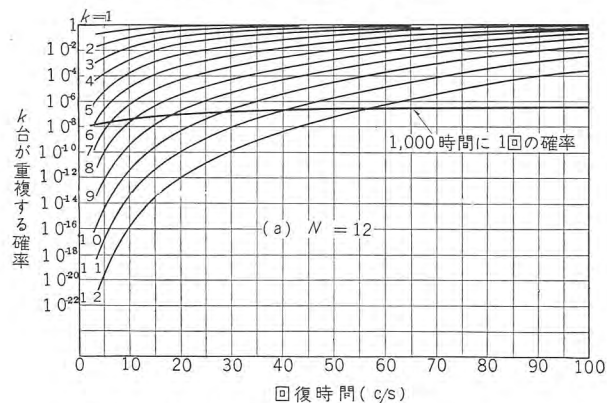


図 3.1 (a) ウインチ突入電流の重複する確率

Fig. 3.1 (a) Probability of superposition of winch in-rush current.

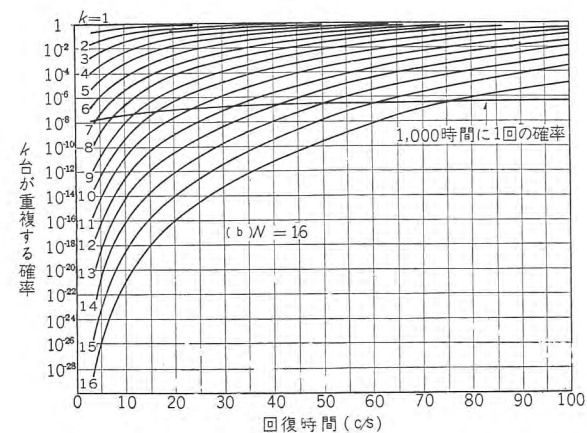


図 3.1 (b) ウインチ突入電流の重複する確率

Fig. 3.1 (b) Probability of superposition of winch in-rush current.

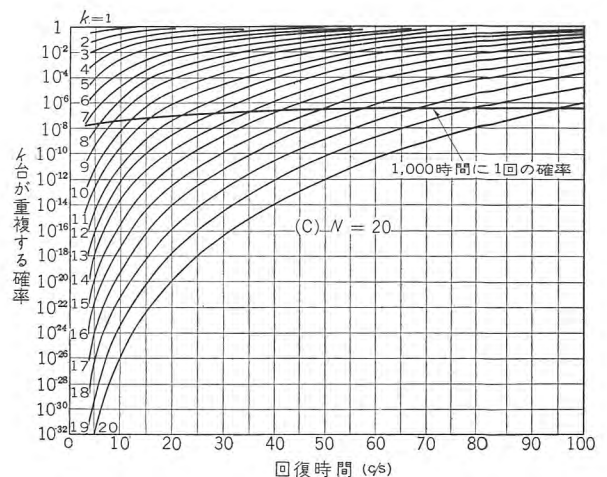


図 3.1 (c) ウインチ突入電流の重複する確率

Fig. 3.1 (c) Probability of superposition of winch in-rush current.

表 3.1 重複を考慮すべきウインチ台数

$x$ (サイクル) $N$ (ウインチ) $\left[ \frac{\text{電圧降下}}{\text{継続時間}} \right]$ $\left[ \frac{\text{全台数}}{\text{全台数}} \right]$	4	10	20	40	100
2	2	2	2	2	2
3	3	3	3	3	3
4	4	4	4	4	4
5	4	5	5	5	5
6	5	5	6	6	6
7	5	6	7	7	7
8	5	6	7	8	8
9	6	6	7	9	9
10	6	7	8	9	10
11	6	7	8	10	11
12	6	7	9	11	12
13	6	7	9	11	13
14	6	8	9	11	14
15	6	8	10	12	15
16	6	8	10	13	16
17	7	8	10	13	17
18	7	9	11	14	18
19	7	9	11	14	19
20	7	9	11	14	20

として、 $N, k$  をパラメータにとり  $P_k$  および  $P_{\min}$  を  $x$  の関数として計算すれば、結果は図 3.1 である。また式 (3.8) を満足する  $k$  の値中の最大値  $K$  を表 3.1 に示す。

これから、発電機の応答速度 (回復時間)  $x$  が考慮すべき重複台数  $K$  がいかに大きく影響するかがわかる。

### 3.2 突入電流の平均値

3t×36m のポールチェンジウインチを考え、突入電流の平均値を求めると表 3.2 のようになる。表 3.2 で 0→1 ノッチシフト以外は突入前に運転電流が流れているから、端子電圧に影響をおよぼす突入電流値はウインチの突入電流から突入直前の運転電流を差し引いた値に

表 3.2 3t×36m ポールチェンジウインチ突入電流

ノッチ	突入電流 (A)	突入前の無負荷電流 (A)	発電機に影響する突入電流 (A)
0→1	53	0	53
1→2	115	36	79
2→3	160	22	138
3→2	135	15	120
2→1	55	22	33

平均 84.6 A



なる。運転電流は荷重によって変化するが、最悪の条件を考えて無負荷電流をとった。

### 3.3 端子電圧降下

発電機を 300 kVA 2 台とすると定格電流の合計は 770 A であるから、ポールチェンジウインチ 1 台の平均突入電流値の発電機定格電流に対する比率は

$$100 \times \frac{84.6}{770} \div 11 \% \quad \text{となる。}$$

発電機の端子電圧降下は図 3.2<sup>(6)</sup> に示すようにリアクタンスの影響が非常に大きい。かりに  $X_d' = 17\%$ ,  $X_d'' = 9\%$  と仮定すれば、自励発電機で考慮すべきリアクタンスは  $\frac{X_d' + X_d''}{2} = 13\%$ <sup>(7)</sup> となり、普通他励発電機では  $X_d' = 17\%$  である。このデータからウインチの

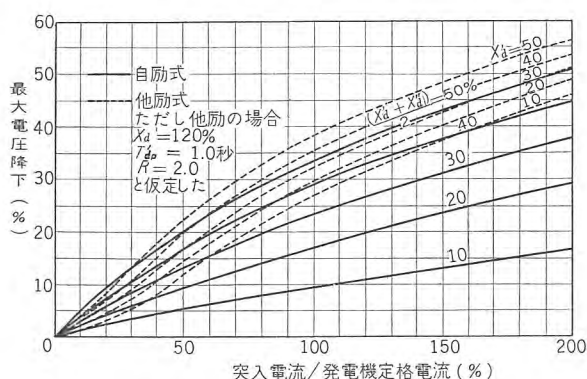


図 3.2 交流発電機の最大電圧降下

Fig. 3.2 Maximum voltage drop of AC generator.

表 3.3 突入電流の重複と端子電圧降下の関係

突入電流の重複台数	突入電流の定格電流に対する比率 (%)	端子電圧降下 (%)	
		自励式	他励式
1	11	2	2
2	22	3	4
3	33	4.5	7.5
4	44	5.5	11.5
5	55	7	15
6	66	8	18.5
7	77	9	22
8	88	10	25
9	99	11	28
10	110	12	31
11	121	13	33.5
12	132	14.5	36
13	143	15.5	38
14	154	16.5	40
15	165	17.5	42
16	176	18.5	44
17	187	19.5	45.5
18	198	20.5	47
19	209	21.5	48.5
20	220	22.5	50

重複台数と発電機の端子電圧降下の関係を求めたのが表 3.3 である。

この表だけで比較しても自励式は他励式の電圧降下の半分以下ですむことがわかるが、このほかに 3.1 項で述べたとおり、重複を考慮すべき台数の差が加わる。ウインチ 16 台を考えれば、自励式で考慮すべき重複台数は表 3.1 から 6~8 台であるから、悪くても 10% 以上の

電圧降下はほとんどない。これに対して他励式では回復時間を 40 サイクルと見積っても考慮すべき重複台数は表 3.1 より 13 台となり、38% の電圧降下を生じうることになる。

### 3.4 電灯のちらつき

瞬間的な電圧変動が繰り返されると当然電灯のちらつきを生ずる。電圧変動がどの程度までならば電灯のちらつきが大して気にならないかという問題は、生理上の問題であるので非常に微妙であり個人差も多い。したがってはっきりした限界は引きにくいがある文献<sup>(8)</sup>では白熱電灯について図 3.3 を与えている。これによれば 5% 以下の端子電圧の変化でも気になる訳であるから、自励発電機の卓越した性能をもってしても、これ以内に押えることは無理である。しかし前項にも述べたように 10% 以上の電圧変動はほとんど起らないから実用上大きな支

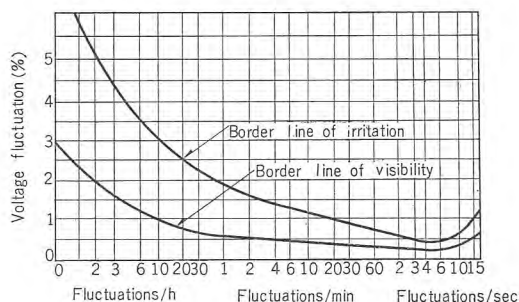


図 3.3 電圧変動と電灯のちらつきの関係

Fig. 3.3 Relation of voltage fluctuation with flicker of light.

障はないといえよう。電灯のちらつきを非常に厳格に考える場合には、全船にケイ光灯を装備するか、あるいは電灯用の M-G を設置すればよいであろう。

### 3.5 自励発電機の電圧降下の結論

- (1) 重複を考慮すべきウインチ台数は表 3.1 に示したとおりである。
- (2) 発電機の端子電圧の降下は図 3.2 から求められる。
- (3) 3 t×36 m ポールチェンジウインチ 16 台を使用した場合に考慮すべき重複台数は 6~8 台であり、この時の端子電圧降下は 10% をこえない。
- (4) 白熱電灯を使用する時には、電灯のちらつきを完全に押えることは困難であるが、自励発電機を使用すればさして気にならない程度となる。この問題がとくに重要な場合には全船にケイ光灯を装備するか、電灯用 M-G を設備すべきであろう。
- (5) ポールチェンジウインチ用の電源として使用する発電機に要求される特性は表 3.1, 図 3.2 から明らかのように



- a. 電圧の回復ができるだけ早い
- b. リアクタンスがなるべく小さい

ことであって、自励発電機はこの特性をもっとも理想的に満たしている。

#### 4. 300 kVA 自励交流発電機

長崎造船所で建造の日本郵船の 14 次船（佐賀丸）は、ポールチェンジウインチ 16 台とレオナードウインチ 4 台を搭載し、電源として 3 台の 300 kVA 自励交流発電機を装備した最新鋭貨物船であるが、その電機品はすべて当社が受注、製作したものである。ポールチェンジウ

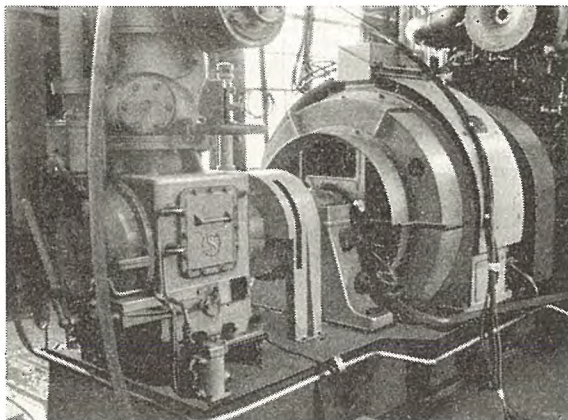


図 4.1 原動機と直結試験中の 300 kVA 発電機  
Fig. 4.1 300 kVA generator under test of direct coupling with prime mover.

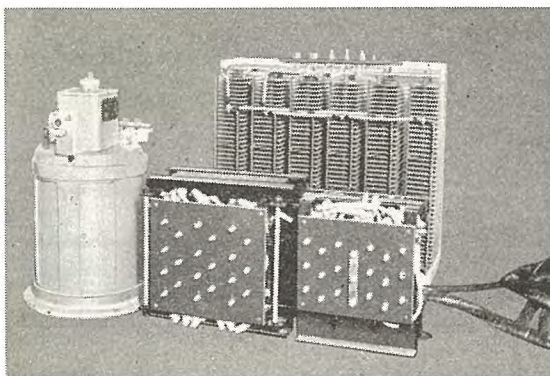


図 4.2 励磁装置外観  
Fig. 4.2 View of exciting apparatus.

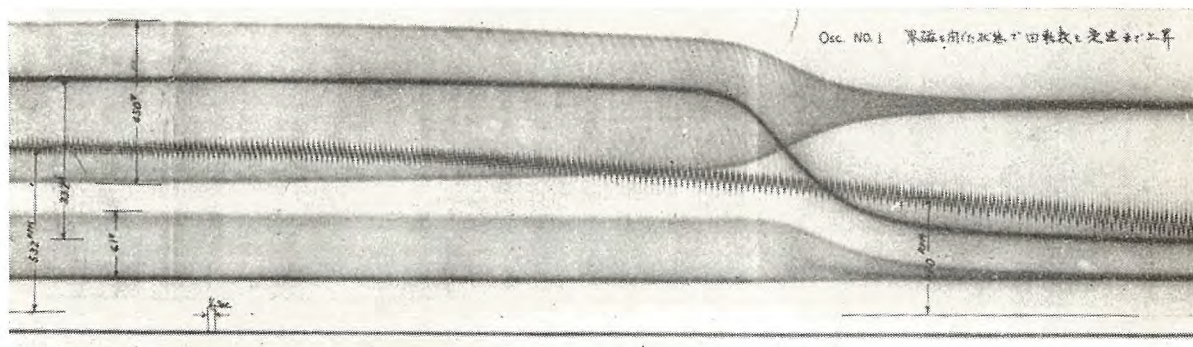


図 4.4 電圧の Build up.

インチについては別に詳細に紹介されているので、ここには自励発電機の試験成績の概略を述べるに止める。

#### 4.1 定格と構成

定格出力	300 kVA
定格電圧	450 V
定格電流	385 A
周波数	60 c/s
回転数	514 rpm
定格力率	0.75
絶縁階級	発電機本体 A 種
励磁装置	H 種（温度上昇は B 種な み）
励磁方式	複巻自励
規格	NK, ロイド

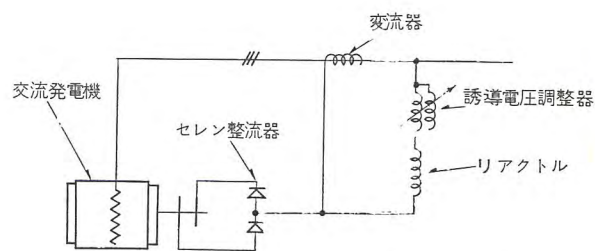


図 4.3 300 kVA 自励交流発電機結線図  
Fig. 4.3 Wiring diagram of self-excited AC generator

構成、図 4.3 に本機の結線を示す。リアクトル、変流器、セレン整流器および誘導電圧調整器（IVR）という必要にして十分な最小数の部品に止め、すえ付面積を減らすとともに回路の単純化をはかった。なお本機では従来の普通形発電機の慣習から一挙に飛躍することをおそれて IVR を設け、電圧調整の便宜をはかったが、使用者が自励発電機の運転に慣れられるに従い IVR を省略することが望ましいと考えている。IVR なしでも整定時の電圧変動率は普通形の発電機使用の場合と比べて遜色がないからである。



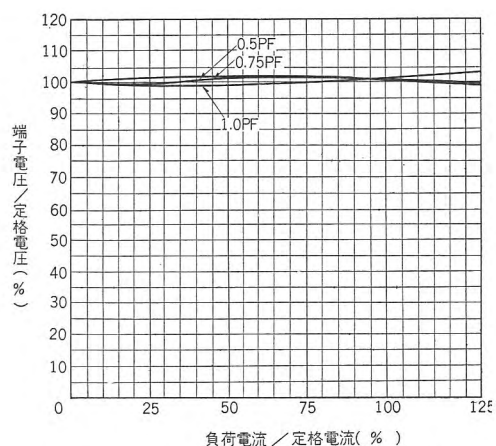


図 4.5 300 kVA 自励交流発電機外部特性

Fig. 4.5 External characteristic of self-excited AC generator.

## 4.2 Build Up

発電機本体の設計に特殊な考慮を払った結果、蓄電池、共振回路などの電圧確立用補助回路はすべて不要となった。Build up の模様を図 4.4 に示すが、回転数が約 380 rpm に達すると電圧は急速に上昇し規定回転数で正確に定格端子電圧を発生している。

## 4.3 外部特性

IVR を使用しないで負荷電流を漸増および漸減したときの整定端子電圧の平均曲線を図 4.5 に示す。原動機の変速率を 3.5% と仮定して試験したが、定格力率 0.75 では整定電圧の平均曲線は無負荷と全負荷の間で定格電圧の  $\pm 1\%$  の範囲にはいっており、また力率をど

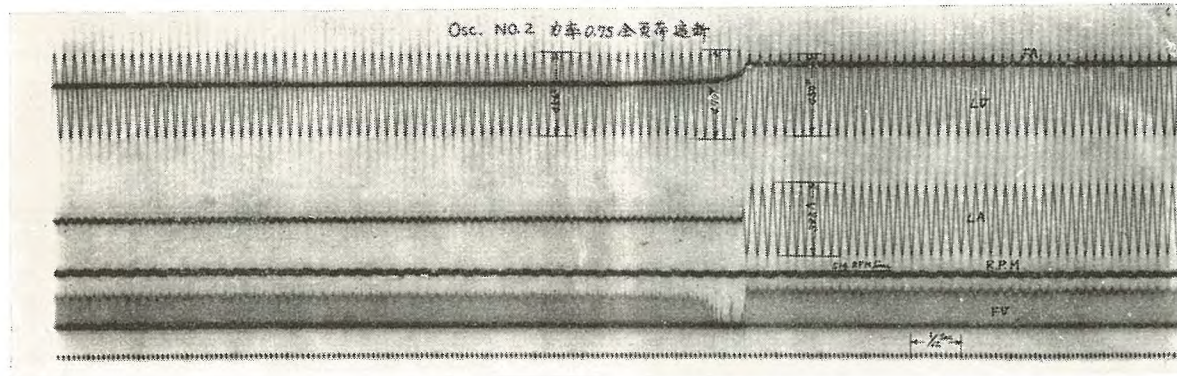


図 4.6 定格力率全負荷しゃ断試験

Fig. 4.6 Rated power factor full load interruption test.

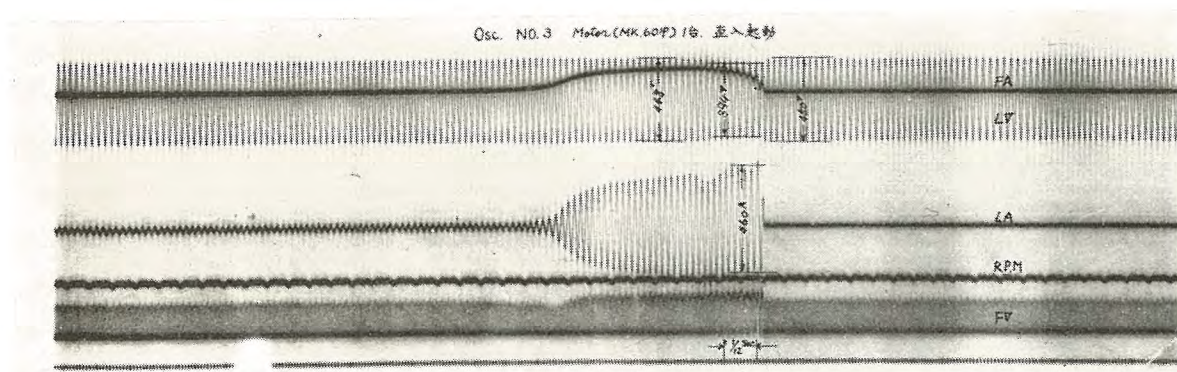


図 4.7 カゴ形誘導電動機 1 台じか入れ起動試験

Fig. 4.7 Line start test of squirrel cage induction motor.

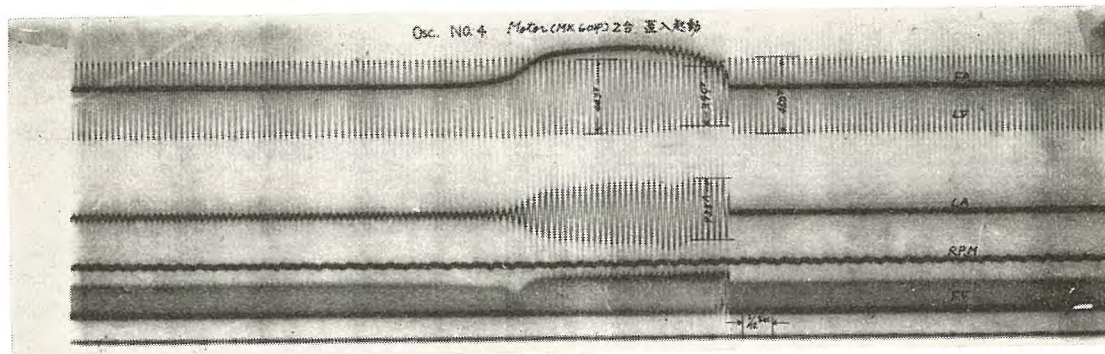


図 4.8 カゴ形誘導電動機 2 台じか入れ起動試験

Fig. 4.8 Simultaneous line start test of two squirrel cage induction motors.



のように変えても無負荷と全負荷の間で定格電圧の  $\pm 2\%$  以内である。鉄心のヒステリシスによる各測定値の平均曲線からのずれは定格電圧の  $8.9\%$  程度であった。

また、IVR を使用することにより端子電圧を  $400\sim 480\text{ V}$  の範囲で容易に、しかも連続的に調整できた。

#### 4.4 瞬時電圧変動

図 4.6 に定格力率、全負荷しゃ断の場合の電圧変化を示す。最大電圧上昇は定格電圧の  $8.9\%$  で 6 サイクル以内に整定している。図 4.7 と図 4.8 はカゴ形誘導電動機じゃ入れ起動時の突入電流が発電機におよぼす影響を示したものである。図 4.7 は定格電流の  $120\%$  の突入電流の場合で、最大電圧降下は  $12.4\%$  であり回復に 10 サイクルを要し、また図 4.8 は  $240\%$  の突入負荷の場合で最大電圧降下は  $22.4\%$ 、整定までに要した時間は 14 サイクルであった。

#### 4.5 短絡特性

短絡時に変流器を介して短絡電流に比例する電流が励磁回路に流れ、セレン整流器に異常な過負荷がかかることを防ぐため変流器は一次側の電流がある値をこえれば二次電流はこれに対応する値以上には増加しないように設計してある。この時の界磁電流および界磁電圧の値は図 4.8 に示した  $240\%$  突入負荷の場合の値より小さいから、本機は突発短絡に対しても十分に安全である。また変流器自体を上記のように特殊設計としてあるから飽和リアクトルなどの余分な保護装置を必要としない。

#### 4.6 並列運転

本機を並列運転する場合の現象についてはさきに<sup>(6)</sup>詳細に紹介したが、本年 1 月、三菱日本重工株式会社で行なわれた原動機との直結試験では非常に優秀な並列運転を行なうことができ、横流の値もきわめてわずかであった。

### 5. む す び

本文ではポールチェンジウインチと組合わせて使用する自励交流発電機について

- (1) 発電機容量の統計的計算法
  - (2) 突入電流の端子電圧におよぼす影響
  - (3)  $300\text{ kVA}$  自励発電機の試験結果
- などの点を述べた。このほかにも種々の問題点はあるが

もっとも重要なのは上記につきると考えられる。本文に導入した新しい考え方は従来とまったくことになった合理的な基礎の上にうち立てられたものであって、ポールチェンジウインチと自励発電機のコンビ以外にも広く応用の途があると信ずる。

計算実例には多くの仮定を含んでいるから、実際の試験または運転結果と完全に一致するとは断言できないが、方法自体としては正しいものと考えられるから、経験の集積を待ってさらに詳細に検討して行けば、完全に近いものとなるであろう。

本文が船舶交流化の新しい道についてのなんらかの参考となれば幸である。上述の諸点に対しては、関係者各位のご教示とご叱正を得てさらに一段と研究を進める考えである。

最後に、本文に述べた諸問題について貴重なご教示をいただいた日本郵船株式会社村田工務部長はじめ工務部各位、三菱造船株式会社社長崎造船所前田課長、斎藤係長に深く感謝する。また WORLD JASMINE 号の貴重な資料を快く発表させていただいた NIARCHOS 社ならびに種々のご援助を賜った広島造船所岡部係長、浴技師にも厚く御礼申し上げる。さらに当所において終始ご助言をいただいた進藤部長、和田課長、富永技師および新良技師に深い感謝の意を表する次第である。

#### 参 考 文 献

- (1) A. S. Brown: Alternating Current Deck Auxiliaries — examination of the various types of AC winches. The Motor Ship Dec. (1959) p. 391.
- (2) 統計工学ハンドブック 技報堂.
- (3) グネジエンコ、ヒンチン著: 確率論入門 みすず書房.
- (4) H. J. Kosack, Hansa: Neue Wege bei der Anwendung des Drehstromes auf Trockenflachtern. 93 Jahrg. (1956) p. 359~365.
- (5) A. Wangerin, Hansa: Messungen auf dem Drehstrom-Trockenflachter 'Cap Blanco'. 1955, Nr. 46/48, p. 2070~2074 u. p. 2141~2145.
- (6) 甲斐: 三菱自励交流発電機「三菱電機」32 (1958) 8, p. 24~32.
- (7) 甲斐, 富永: 自励交流発電機の電圧変動特性について昭和 33 年電学会連合大会予稿 483.
- (8) Kroneberg, E. E.: Voltage Dips and Flicker. July (1956) p. 599~601.



# 三菱自励交流発電機

神戸製作所 武 藤 哲\*

## Mitsubishi Self-excited AC Generators

Kobe Works Satoshi MUTO

To maintain the terminal voltage of AC generators, a rotating type exciter has been used in combination with an automatic voltage regulator of vibration, resistance or magnetic amplifier type for the adjustment of generator field current. These methods, however, have a drawback of a slow response to the fluctuation of the voltage because of the time constant of the exciter, requiring fairly large values in the momentary drop of the voltage and the recovering time. To overcome the disadvantage a new device has come in use to take the place of the rotating exciter by the use of a selenium rectifier, through which a part of generated power is supplied to the field and the change of load current is sensed by a current transformer connected to the output circuit to adjust the field current.

### 1. ま え が き

交流発電機の端子電圧を一定に保持する方式としては従来より回転励磁機を使用し、これに振動形、抵抗器形あるいは磁気増巾器形などの自動電圧調整器を並用することによって発電機界磁電流を調整し、自動的に端子電圧を一定の値に保持する方式が採用されてきたが、負荷変動の激しい系統に使用する発電機では回転励磁機の時定数のために瞬時電圧降下と回復時間が相当大きな値となる欠点があった。このため、回転励磁機をはぶき発電機出力の一部をセレン整流器などによって整流し、界磁電流を供給するとともに、負荷変動に対しては出力回路に接続された変流器より界磁に強制電流を流す自励式交流発電機が、整流器のめざましい発展とあいまって急に脚光を浴びてきた。

自励交流発電機には種々の方式が発表されているが、普通使用されているものは、発電機の出力電圧に比例する界磁電流と、負荷電流に比例する界磁電流とをベクトルのまたはスカラ的に合成して界磁回路に与え、発電機端子電圧を負荷に無関係に一定の値に保とうとするもので、その 2, 3 の方式については先に本誌 32 巻第 8 号および第 12 号において紹介されている。

自励交流発電機は方式のいかんにかかわらず、いずれも次のような共通した特長をもっている。

- (1) 瞬時電圧降下あるいは上昇率が回転励磁機方式に比してはるかに小さい。
- (2) 負荷急変時の電圧回復が早い。
- (3) 励磁装置はすべて静止器より構成されているた

め可動部分がなく保守が容易で信頼度が高い、また回転励磁機に必要な、整流子の点検、手入れなどが不要である。

- (4) 発電機のすえ付面積が小さくてすみ、重量が軽減される。

このたび、従来当社が製作発表した方式と異なる新方式による自励交流発電機を製作し、良好な試験結果が得られたので、その概要を紹介して大方のご参考に供したい。

### 2. 新方式の概要

まずこの方式のおもな特長を述べると、

- (1) 発電機本体の設計に際し、従来の自励交流発電機において考慮されていたような特別の考慮をはらうことなく、容易に発電機端子電圧を確立することができる。
- (2) 利得をあまり必要としない簡単な AVR を並用することにより、容易に電圧変動率を  $\pm 1.5\%$  以内に納めることができる。
- (3) 変流器に電圧巻線を施すことにより、リアクトルの容量したがってその外形および重量を小さくすると同時に、発電機出力回路と界磁回路とを完全に絶縁することができる。これはとくに出力電圧の高い発電機の場合に有利である。
- (4) AVR に周波数補償回路を採用しているので、駆動原動機の手動変動による端子電圧の変動がきわめてわずかである。
- (5) 端子電圧の値を  $\pm 10\%$  程度任意に可変調整す



ることができる。

(6) 並列運転が容易である。

(7) その他従来の自励交流発電機がもつ特長をすべてそなえている。

## 2.1 回路および構成

図 2.1 にこの方式の結線図を示す。負荷補償用三相変流器は後で述べるように直流励磁式となっているため各相ごとに 3 分割され、実際の場合の接続要領を図 2.2 に示す。図において L は三相不飽和リアクトル、SCT は直流励磁式可飽和変流器、REC は界磁用三相全波セレン整流器、AVR は微細電圧調整用自動電圧調整器、CT および C・C・C は並列運転の際使用する横流補償用変流器ならびに抵抗器、PT は AVR 用絶縁変圧器、SW は発電機単独運転の際 CT 二次コイルを短絡するためのスイッチ、VAD は小形手動電圧調整器である。図 2.3 は 262.5 kVA 自励交流発電機本体の外観、図 2.4、2.5、2.6 および図 2.7 は同上用励磁装置の各部品外観である。

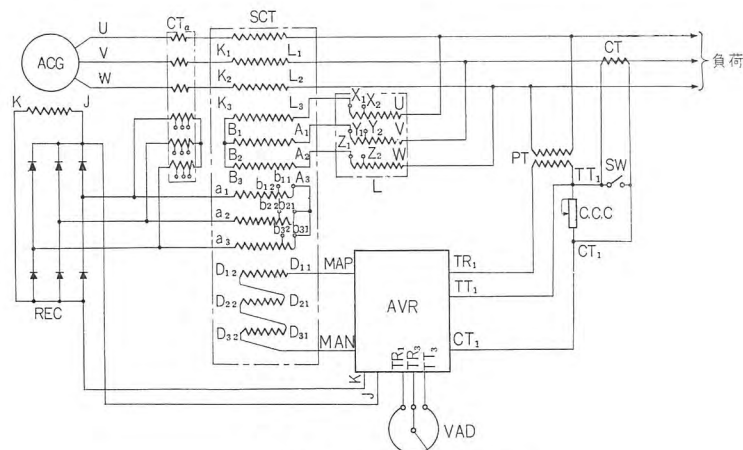


図 2.1 自励交流発電機結線図

Fig. 2.1 Connection diagram of self excited AC generator.

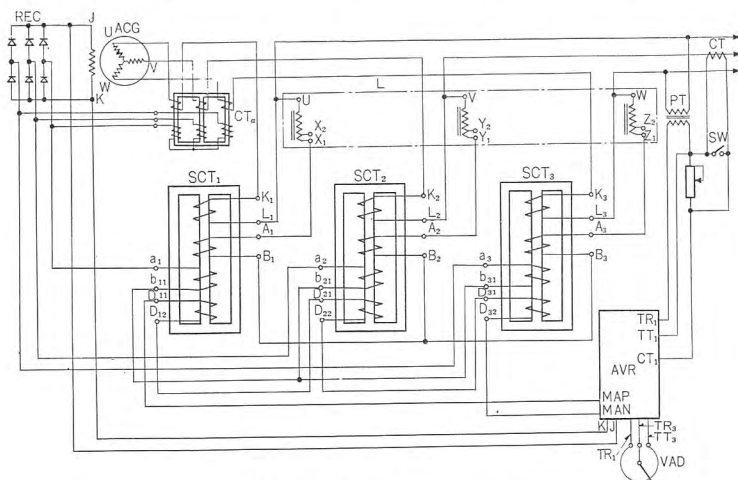


図 2.2 自励交流発電機接続要領図

Fig. 2.2 Block diagram of the connection of self excited AC generator.

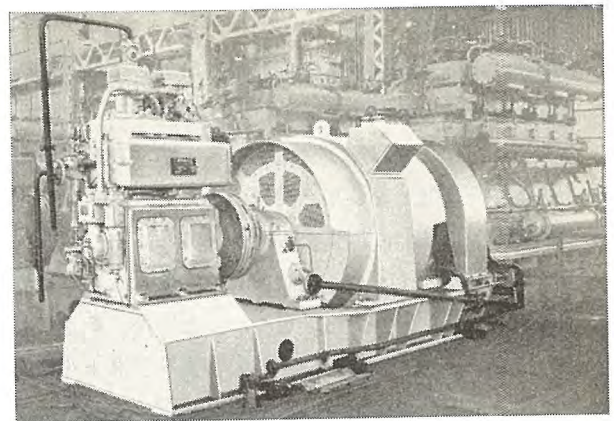


図 2.3 262.5kVA 自励交流発電機

Fig. 2.3 262.5kVA self-excited AC generator.

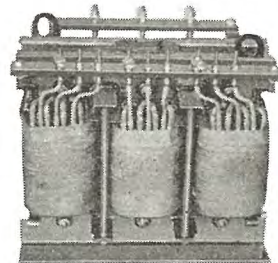


図 2.4 不飽和リアクトル

Fig. 2.4 Non-saturable reactor.

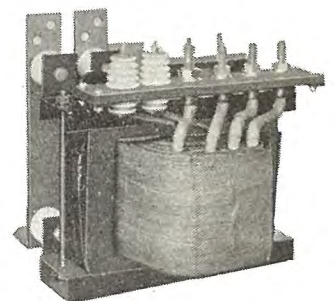


図 2.5 可飽和変流器 1 相分

Fig. 2.5 Saturable current transformer one phase.

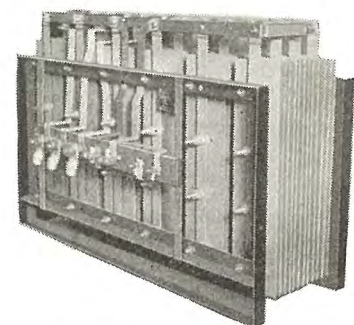


図 2.6 発電機界磁回路用三相セレン整流器

Fig. 2.6 3 phase selenium rectifier for AC generator field circuit.

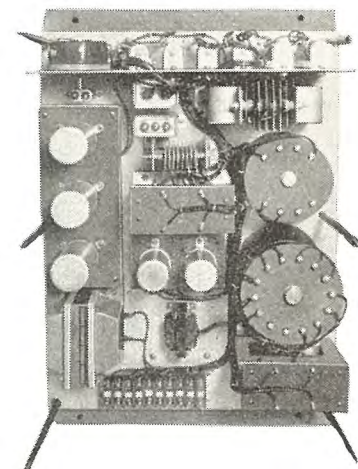


図 2.7 自動電圧調整器

Fig. 2.7 Automatic voltage regulator



## 2.2 原 理

この方式は無負荷端子電圧を誘起するに必要な界磁電流を発電機出力より三相リアクトル L およびセレン整流器 REC を通して界磁回路に与える。すなわち直流機の自動分巻発電機とまったく同一の考え方で、リアクトルはその界磁抵抗器に相当するものである。

この場合リアクトルより直接セレン整流器を通して界磁電流を供給してもなんらさしつかえないが、こうすれば界磁電流に比例した交流分がそのままリアクトルを流れるため、無負荷励磁電流の大きな発電機の場合はかなり大きな容量のリアクトルになる。そこで、リアクトルを流れる電流を減じ、その容量を小さくするためリアクトルよりいったん電圧降下変圧器を介してセレン整流器に電圧を与え、界磁電流を供給する方式を採用した。

また負荷電流によって生ずる発電機内部電圧降下を補償するために必要な界磁電流を可飽和変流器の二次巻線より供給し、リアクトルより供給される無負荷励磁電流分とベクトル合成したものをセレン整流器で直流に変換し界磁に供給しており、これによって複巻特性の速応性が得られるわけである。

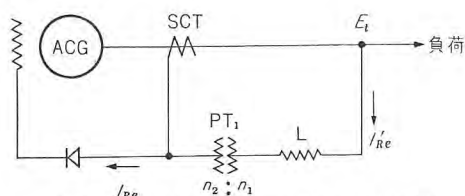


図 2.8 自動交流発電機基本回路説明図  
Fig. 2.8 Block diagram of fundamental circuit of self excited AC generator.

図 2.8 は上記原理をわかりやすく説明するため単線図で示した回路図である。図において、いま無負荷の状態を考えると、PT<sub>1</sub> の巻数比を  $\frac{n_2}{n_1}$  とし無負荷励磁電流を供給すべき交流電流を  $I_{Re}$  とすれば、リアクトルに流れる電流  $I_{Re}'$  は  $I_{Re}' = \frac{n_2}{n_1} I_{Re}$  となり設計に際し  $n_1 > n_2$  に選んでおけば  $I_{Re}' < I_{Re}$  となり PT<sub>1</sub> を使用しない場合のリアクトル容量がほぼ  $E_t I_{Re}$  となるのに対し、 $\frac{n_2}{n_1}$  比の PT<sub>1</sub> を使用すればリアクトル容量はほぼ  $E_t \frac{n_2}{n_1} I_{Re}$  となり、PT<sub>1</sub> の巻数比の選び方に応じてリアクトル容量を小さくすることができる。ただしここに界磁巻線抵抗値はリアクトルの有するリアクタンスに比し無視される程度のものであるとして考えた。この場合界磁コイルの巻数を多くして界磁電流を小さくしても同一効果をうることができるが界磁電圧が増し整流器の直列枚数が増し電圧確立特性が悪くなり好ましくない。

上記方式によればリアクトルが小さくできるかわりに変圧器 PT<sub>1</sub> が必要となるが、この方式では図 2.1 およ

び図 2.2 に示すとおり直流励磁式可飽和変流器と同一鉄心内に一次電圧巻線を巻き、その二次巻線は変流器の二次巻線と共通にすることによって変圧器を別に設ける場合よりはるかに容積を小さくすることができる。

今発電機に負荷がかかり負荷電流  $I$  が流れれば、発電機端子電圧は同期インピーダンス  $X_s$  による電圧降下を生ずる。その値を  $\Delta E$  とすれば

$$\Delta E = -jX_s I \dots\dots\dots (2.1)$$

発電機電圧降下の値は負荷力率の悪いほど大きくなり、これを補償するためには発電機界磁を広範囲に変化させる必要がある。このため従来の回転励磁機方式では自動電圧調整器として相当利得が高くしかも強制励磁を行ないうだけの容量が必要となり、これが制御系の安定度に問題を生ずる原因となっていた。ところがこの方式では無負荷励磁分と負荷補償分とがベクトル的に合成され、負荷力率に応じてその合成電流が自動的に変化するので非常に安定した制御を行なうことができる。

今発電機が飽和を有せず電機子抵抗を無視すれば、端子電圧  $\dot{E}_t$  を維持するために必要な誘起電圧  $\dot{E}_d$  は

$$\dot{E}_d = \dot{E}_t + jX_s \dot{I} \dots\dots\dots (2.2)$$

となり、図 2.9 にそのベクトル図を示す。

誘起電圧は界磁回路の励磁アンペアターンに比例する。すなわち

$$E_d = k I_R N_R \dots\dots\dots (2.3)$$

$k$ : 発電機によって決まる定数

$I_R$ : 界磁電流

$N_R$ : 毎極あたりの界磁巻線巻数

式 (2.2)、(2.3) より、負荷による内部電圧降下を補償し発電機端子電圧を一定に保つためには、無負荷端子電圧に比例した電流と、負荷電流に比例した電流をベクトル的に合成したものを

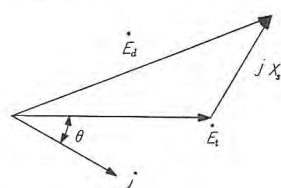


図 2.9 交流発電機ベクトル図  
Fig. 2.9 Vector diagram of AC generator.

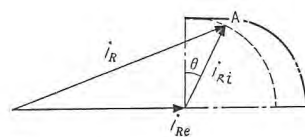


図 2.10 発電機界磁ベクトル図  
Fig. 2.10 Vector diagram of AC field.

直流に変換して界磁回路に与えればよいことがわかる。したがって無負荷端子電圧を発生するために必要な界磁電流(交流分)を  $\dot{I}_{Re}$ 、負荷電流に比例した変流器二次電流を  $\dot{I}_{Ri}$ 、力率角  $\theta$ 、合成電流を  $\dot{I}_R$  としてベクトル図をかけば図 2.10 のとおりである。負荷電流の力率



が変れば A 点は点線の上を変化する。しかし実際の発電機では磁気飽和その他のため破線で示すような点が必要であり、微細な電圧変動率（たとえば  $\pm 1.5\%$  以内）を要求される場合は基本回路だけで得られた端子電圧の誤差を補正するための調整器が必要となるわけである。

また発電機、励磁器の設計値と実際製作されたものの値にはどうしてもいくぶんかの違いを生ずるので普通は SCT, L にタップを設け、誤差を補正する方法が用いられるがこの方式ではきわめて小容量の補助変流器を用い、その二次巻線に細かな調整タップを設け設計値と製品との誤差を補正するよう組合わせ試験の際に調整する方法を採用している。もちろん後に述べる AVR の作用で計算値と製品値の誤差程度は十分に補償し、電圧変動率を  $\pm 1.5\%$  以内に自動調整することができるが、さらに電圧変動率をよく（たとえば  $\pm 0.75\%$  程度）するためには、計算値と製品値との違いによる電圧変動の値を基本回路だけでできるだけ小さくするように調整（補助変流器による微細タップ調整）するか、あるいは AVR の利得を高いものにするかのいずれかの方法をとらなければならない。ところが、AVR の利得を高いものにするはこの方式の利点をそこなうばかりか、前にも述べたとおり制御系の安定度にも悪影響をおよぼす結果ともなり好ましくないので上述のような補助変流器による方法を採用したわけである。このようにすることにより当然 AVR は低利得のもので、より小さな電圧変動率に収めることができ、制御系も安定したもののがえられる。

図 2.1 における CTa がこの補助変流器である。

### 2.3 動作

図 2.1 において AVR, PT, CT, C・C・C および VAD は前述の微細電圧修正に必要なもので、これについては後述することとし、この部分および補助変流器を除き発電機界磁抵抗を交流側の各相に換算し、さらにその値と SCT 二次巻線のリアクタンスを L 側（電圧巻線の一次

側）よりみた値に換算して等価回路をかくと図 2.11 のようになる。図において  $R$  および  $X_2$  は界磁抵抗を L 側よりみた交流換算値、ならびに SCT 二次巻線の励磁リアクタンスを L 側よりみた換算値、また  $X_1$  は三相リアクトルの各相リアクタンス値である。

今発電機の負荷を三相平衡負荷とすれば図 2.11 の点  $O_1$  および  $O_2$  は発電機の中性点 O と同電位になるから、O,  $O_1$  および  $O_2$  を結んでもなんらさしつかえない。ゆえにこれらの点を結び 1 相分だけを取り出して考えれば図 2.12 のようになる。いま負荷電流  $I$  が流れたとすると、SCT の一次二次の巻数比を  $a$  とすれば SCT 二次電流  $I_{Ri}$  は

$$I_{Ri} = aI \quad \dots\dots\dots (2.4)$$

で表わされる。

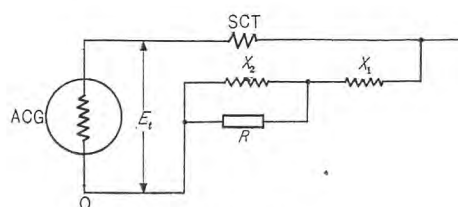


図 2.12 図 2.11 に示す回路の 1 相分  
Fig. 2.12 Single phase network of Fig. 2.11.

図 2.12 の等価回路はさらに図 2.13 のように書きかえることができる。図 2.13 における  $\dot{I}_R$  が発電機界磁電流に比例するものである。 $\dot{I}_R$  は図に示すように、端子電圧  $\dot{E}_t$  より供給される電流  $\dot{I}_{Re}$  と SCT 二次より供給される電流  $\dot{I}_{Ri}$  のベクトル和である。すなわち

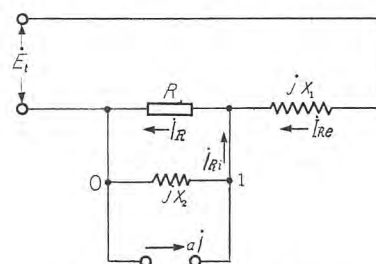


図 2.13 図 2.12 の等価回路  
Fig. 2.13 Equivalent circuit of Fig. 2.12.

$$\dot{I}_R = \dot{I}_{Re} + \dot{I}_{Ri} \quad \dots\dots\dots (2.5)$$

いま負荷電流を零とし、 $R$  を除いた場合の端子 1-0 間電圧を  $\dot{E}_0$  とすれば、

$$\dot{E}_0 = \dot{E}_t \frac{X_2}{X_1 + X_2} \quad \dots\dots\dots (2.6)$$

また端子 1-0 よりみた電源インピーダンスを  $X$  とすれば

$$X = \frac{X_1 X_2}{X_1 + X_2} \quad \dots\dots\dots (2.7)$$

ゆえに電流  $\dot{I}_{Re}$  は次式で表わされる。

$$\dot{I}_{Re} = \frac{\dot{E}_0}{R + jX} \quad \dots\dots\dots (2.8)$$

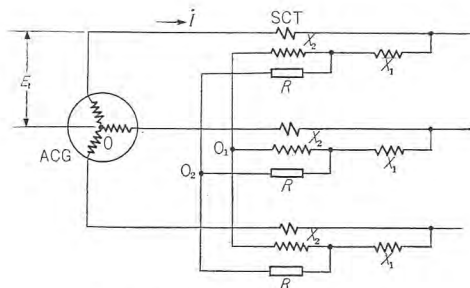


図 2.11 図 2.1 の等価回路  
Fig. 2.11 Equivalent circuit of Fig. 2.1



上式に式 (2.6), (2.7) を代入すれば

$$\dot{I}_{Re} = \dot{E}_t \cdot \frac{X_2}{X_1 + X_2} \cdot \frac{1}{\sqrt{R^2 + X^2}} \cdot \angle \theta_1 \dots (2.9)$$

式 (2.9) は次のように書き換えられる.

$$\dot{I}_{Re} = \frac{\dot{E}_t}{X_1} \frac{1}{\sqrt{1 + \left(\frac{R}{X}\right)^2}} \angle \theta_1 \dots (2.10)$$

$$\theta_1 = -\tan^{-1} \frac{X}{R} \dots (2.11)$$

$\angle \theta_1$  は  $\dot{E}_t$  と  $\dot{I}_{Re}$  との位相角である.

つぎに負荷に電流  $\dot{I}$  が流れると SCT 二次側には  $a\dot{I}$  なる電流が流れ, その結果  $\dot{I}_{Ri}$  の電流が流れるものとするれば

$$\dot{I}_{Ri} = a\dot{I} \frac{X}{\sqrt{R^2 + X^2}} \angle \theta_2 \dots (2.12)$$

$$\theta_2 = \tan^{-1} \frac{R}{X} \dots (2.13)$$

$\angle \theta_2$  は  $\dot{I}$  と  $\dot{I}_{Ri}$  との位相角である.

式 (2.12) はつぎのように書き換えられる.

$$\dot{I}_{Ri} = a\dot{I} \frac{1}{\sqrt{1 + \left(\frac{R}{X}\right)^2}} \angle \theta_2 \dots (2.14)$$

ゆえに式 (2.5) より

$$\dot{I}_R = \dot{I}_{Re} + \dot{I}_{Ri} = \left( \frac{\dot{E}_t}{X_1} \angle \theta_1 + a\dot{I} \angle \theta_2 \right) \frac{1}{\sqrt{1 + \left(\frac{R}{X}\right)^2}} \dots (2.15)$$

となり  $\theta_1$  と  $\theta_2$  の関係は

$$\theta_2 - \theta_1 = \frac{\pi}{2} \dots (2.16)$$

となる.

いま負荷電流  $\dot{I}$  が  $\dot{E}_t$  より  $\phi$  だけ遅れているものとすれば  $\dot{I}_{Ri}$  は  $\dot{E}_t$  に対し  $\theta_2'$  だけ遅れる. また  $\theta_1$  と  $\theta_2$  の関係は式 (2.16) のとおりであるから  $\theta_2'$  は

$$\theta_2' = \theta_2 - \phi = \theta_1 + \frac{\pi}{2} - \phi \dots (2.17)$$

となる. また  $\dot{I}_{Re}$  と  $\dot{I}_{Ri}$  の位相角を  $\beta$  とすれば

$$\beta = \theta_2' - \theta_1 = \frac{\pi}{2} - \phi \dots (2.18)$$

である. 一方同期リアクタンス降下  $jX_s\dot{I}$  と  $\dot{E}_t$  との位相角  $\alpha$  は

$$\alpha = \frac{\pi}{2} - \phi \dots (2.19)$$

となって, 式 (2.18), (2.19) より

$$\alpha = \beta \dots (2.20)$$

これらの関係をベクトル図に表わせば図 2.14 のようになる. 図 2.14 よりわかるように  $X_1$ ,  $X_2$  および  $a$  の値を適当に選べば  $\triangle OAB$  と  $\triangle OCD$  とは相似形と

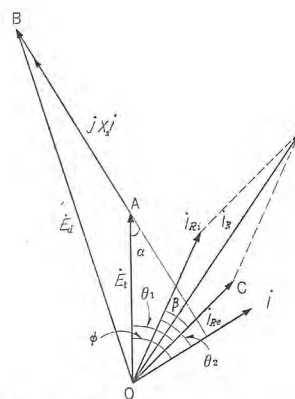


図 2.14 等価単相回路のベクトル図  
Fig. 2.14 Vector diagram of equivalent single phase network.

なって, 負荷電流ならびに力率には無関係に端子電圧を  $\dot{E}_t$  に保つための内部誘起電圧  $\dot{E}_d$  に対応した界磁電流  $\dot{I}_R$  を与えることができる. 以上述べたように, 図 2.11 に示す回路だけで負荷電流による発電機端子電圧の大半を補償することができるが, 鉄心の飽和とか温度変化による界磁巻線抵抗の変化あるいは計算値と実際値との相違などにより完全に補償することは非常に困難である. この場合端子電圧の修正を行なうには差電圧に応じて  $\dot{I}_R$  の値を変えればよく, そのためには式 (2.15) よりわかるように  $X$  の値, すなわち  $\frac{X_1 X_2}{X_1 + X_2}$  の値を変えればよく, この方式では  $X_1$  は不飽和リアクトルとしそのリアクタンスを一定値とし, 変流器を直流励磁により可飽和変流器とし直流励磁電流の値を変えることにより  $X_2$  の値を変化させ  $\dot{I}_R$  の値を調整する方法を採用している.  $X_1$  の値を可変にしない理由は発電機電圧の確立を容易にするためである.

直流励磁式可飽和変流器 SCT は図 2.2 に示すとおり三つに分割され各相ごとにそれぞれが属する巻線を施している. SCT の巻線の種類を説明すれば,  $K_1-L_1$  は一次電流巻線,  $A_1-B_1$  は一次電圧巻線,  $a_1-b_{11}$  は二次出力巻線  $D_{11}-D_{12}$  は直流励磁巻線である. 直流巻線に誘起する電圧は各相の巻線を直列に接続することによって互に打ち消し合い, 端子 MAP-MAN 間電圧は定常運転時 SCT の直流巻線に必要な電流を流すための AVR 出力電圧だけがあらわれる.

#### 2.4 自動電圧調整器 (AVR)

AVR は前にも述べたとおり, 図 2.11 の基本回路だけで得られた発電機端子電圧を定格電圧にもっとも近い値に修正するための自動調整装置で, 図 2.15 にその回路を示す.

AVR は飽和変圧器 SPT, コンデンサ  $C_1$ , 補助変圧



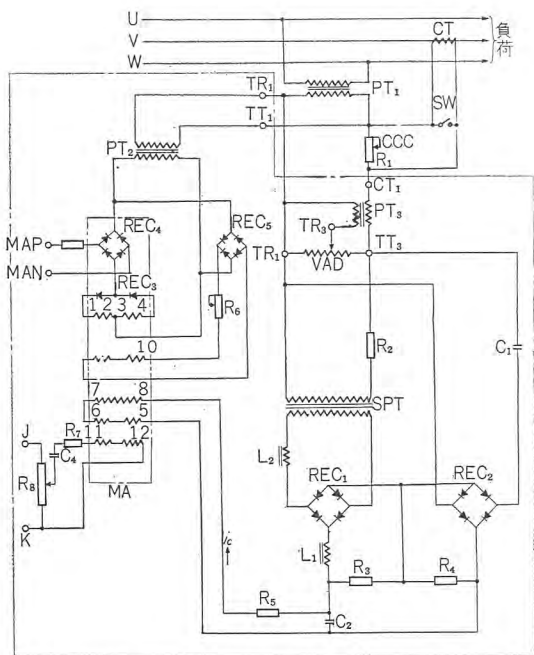


図 2.15 自動電圧調整器結線図

Fig. 2.15 Connection diagram of automatic voltage regulator.

器 PT<sub>3</sub>, セレン整流器, 抵抗器および磁気増巾器 MA などより構成されている。飽和変圧器 SPT は基準電圧をうるためのもので, 抵抗器 R<sub>3</sub> の両端電圧を一定の値に保つためのもので, その特性は図 2.16 曲線 A に示すようになっている。また被制御電圧はコンデンサ C<sub>1</sub> およびセレン整流器 REC<sub>2</sub> を介して抵抗器 R<sub>4</sub> の両端間電圧としてえられ, R<sub>4</sub> の両端間電圧は 図 2.16 曲線 a のようになる。いま定格電圧で R<sub>3</sub> と R<sub>4</sub> の両端間電圧を等しくなるようにすれば, このとき磁気増巾器 MA の制御入力電流  $i_c$  は零でこのとき MA の出力電流 (SCT の直流励磁電流) をちょうど発電機定格電圧をうるに必要な電流に選んであるものとする。いまなんらかの原因で発電機端子電圧  $E_t$  が降下したとすれば, R<sub>4</sub> の両端間電圧が降下し R<sub>3</sub> と R<sub>4</sub> の端子間電圧に差を生じ矢印の方向に  $i_c$  が流れ, 磁気増巾器の出力電流を減少させる。したがって前に述べた SCT 二次巻線のリアクタンス  $X_2$

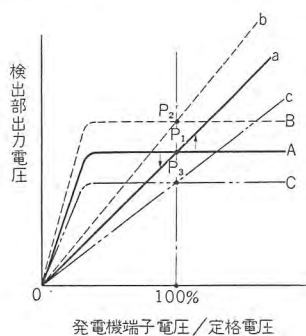


図 2.16 検出部特性曲線

Fig. 2.16 Characteristic curve of voltage detector.

が大となり発電機界磁電流が増加し, 端子電圧を上昇させ定格電圧に回復させる。

また発電機端子電圧が上昇した場合は  $i_c$  が矢印と反対の方向に流れ上記とまったく逆の動作によって界磁電流を減少させ定格電圧に

復帰する。

また駆動原動機の回転数が上昇したとすれば当然発電機の出力周波数も同時に高くなる。一方周波数が高くなることによって SPT による基準電圧も図 2.16 曲線 B に示すように上方に移動し, また被制御電圧もコンデンサのインピーダンスが周波数の上昇と比例して減少するためその出力曲線は曲線 b のように上方に移動する。したがって R<sub>3</sub>, R<sub>4</sub> 間の電位差は相変らず零または回転変化前とほぼ同一の値となり発電機端子電圧の上昇を防止する。駆動原動機の回転数が降下した場合は上記とまったく反対に基準電圧および被制御電圧は図 2.16 C および c に示すように移動し, 回転数変化によって端子電圧は変動しないことになる。

図 2.17 に AVR の総合特性曲線を示す。

VAD は手動電圧調整器で, ハンドル (端子 TR<sub>3</sub>) を端子 TT<sub>3</sub> の方向に移動すれば発電機端子電圧を高め, 反対に TR<sub>1</sub> の方向に移動すれば端子電圧を下げることもできる。自励交流発電機は SCT および L による基本回路と AVR の動作によって発電機端子電圧を一定に保持するから, AVR の入力端子 CT<sub>1</sub>-TR<sub>1</sub> 間電圧したがって端子 TT<sub>3</sub>-TR<sub>1</sub> 間電圧も一定に保たれる。いま AVR 内の手動電圧調整器回路だけを取り出して考え, そ

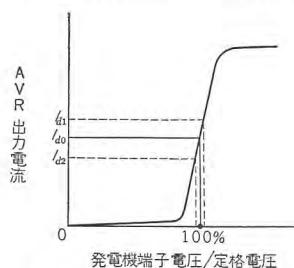


図 2.17 AVR 入力-出力特性曲線

Fig. 2.17 Input-output characteristic curve of AVR.

の回路を図 2.18 に示す。図より明らかなように

$$E_t' = E_0 + E_2 \quad \dots\dots\dots (2.21)$$

$$\text{ただし } E_t' = \frac{N_2}{N_1} E_t$$

$E_t$ : 発電機端子電圧

$\frac{N_2}{N_1}$ : PT<sub>1</sub> の一次二次の巻数比

$E_2$ : PT<sub>3</sub> の二次電圧

上式において  $E_0$  はつねに一定値に保たれるように自動調整されるから,  $E_t'$  すなわち発電機端子電圧  $E_t$  の値を変えるためには  $E_2$  の値を変化させ

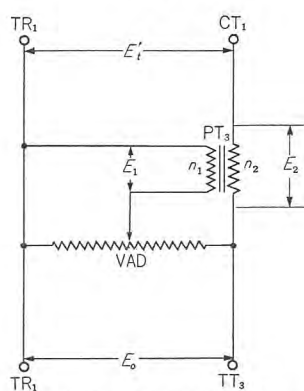


図 2.18 手動電圧調整回路

Fig. 2.18 Manual voltage adjuster circuit.



ばよいこととなる。また  $PT_3$  の二次電圧  $E_2$  は

$$E_2 = \frac{n_2}{n_1} E_1 \quad \dots\dots\dots (2.23)$$

ただし  $\frac{n_2}{n_1}$ :  $PT_3$  の一次二次の巻数比

$E_1$ :  $PT_3$  の一次電圧

であるから  $E_2$  の値を変えるためには  $E_1$  の値を変化させればよいことがわかる。

いま VAD のハンドルを左方にいっぱいまで移動すれば、 $E_1=0$  したがって  $E_2=0$  ゆえに式 (2.21) より  $E_t=E_0$  となり発電機端子電圧は最低となる。またハンドルを右方にいっぱいまで移動すれば、 $E_1=E_0$  したがって  $E_2=\frac{n_2}{n_1}E_0$  となり発電機端子電圧は最高となる。したがって発電機端子電圧を広範囲に可変したい場合は補助変圧器  $PT_3$  の巻数比  $\frac{n_2}{n_1}$  を大にとればよいこととなる。その値については使用状態などを考慮し使用者側において決定されるが普通の使用状態では発電機全負荷の状態において、定格電圧の +5%、-10% 程度可変できるように選ぶのを標準としている。

従来端子電圧を調整するためには、基準電圧回路の抵抗を変化させる方式が一般に採用されているが、この方式では抵抗値の増減によって基準電源となるべき飽和変圧器の特性にわずかではあるが変化を生じやすく、また磁気増巾器の制御巻線よりみた外部抵抗の値が変化する欠点をまぬがれないが、この方式によれば飽和変圧器の出力特性になんら変化を生ずることなく、また磁気増巾器の制御入力回路の抵抗値をつねに一定にしたまま発電機端子電圧を調整できる特長がある。

VAD は普通操作のしやすい配電盤盤面に取付けるのが便利である。

## 2.5 電圧確立

交流発電機には普通定格電圧の 2~3% 程度の残留電圧がある。自励交流発電機の電圧確立はこの残留電圧を利用したもので、直流分巻発電機のそれとまったく同一と考えられる。ただ交流発電機では残留電圧は交流電圧であるから界磁電流を供給するためには整流器を使用する必要がある。現在一般に使用されている整流器はセレン整流器であり、セレン整流器は周知のようにある値以上の交流入力電圧を与えるまでは直流出力電流がえられない。したがって発電機界磁電圧の選び方により何枚かのセレン素子が直列に接続されたものでは、その枚数に応じて一定値以上の残留電圧が最小値として必要になるわけである。

また図 2.19 に示すような無負荷飽和曲線において、界磁抵抗線が安定な交点を有するかどうかによっても電圧が確立するかどうかが決まされる。いま定格回転数で定格電圧をうるために界磁抵抗線を図 2.19 直線 A

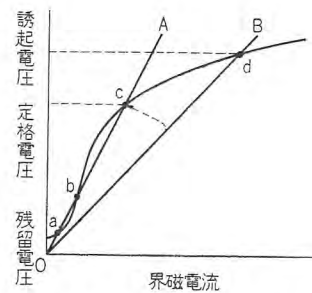


図 2.19 無負荷飽和曲線  
Fig. 2.19 No load saturation curve.

のように選んだとすれば、直線 A は無負荷飽和曲線の点 a, b, c の 3 点で交わり、a 点で電圧が安定し定格電圧を確立することができない。そこで界磁抵抗線が無負荷飽和曲線と d 点だけで交わるように 2.3 で述べた  $R$ ,  $X_1$  および  $X_2$  の値を選べば、発電機電圧は d 点に向かって上昇する。 $R$ ,  $X_1$  および  $X_2$  の値をそのまま放置すると電圧は定格電圧よりはるかに高い d 点で安定し具合が悪いので、端子電圧がある値以上に達したのち  $X_2$  の値を減じ、 $R$  すなわち界磁回路に流れる電流を減じ、界磁抵抗線を点線矢印で示すように移動し、定格電圧で直線 A と合致するようにすれば安定に定格電圧を確立することができる。 $X_2$  の値は前にも述べたとおり SCT の直流励磁電流を変えることによって変化し、その値は直流励磁電流の少ないほど大きく、直流励磁電流を大にするに従って小さくなるが、直流電流を供給すべき AVR の入力-出力特性は図 2.17 に示す特性を有するから、端子電圧がある値以上になると急激に AVR の出力が増加し SCT の直流励磁を増し自動的に  $X_2$  の値が減じ、定格電圧に達して発電機電圧は安定する。

## 2.6 並列運転

並列運転は横流補償器を用い、従来一般に使用されている回転励磁機による交流発電機の並列運転とまったく同一要領で行なうことができ、AVR を用いない自励交流発電機において使用される界磁接続用均圧線などはまったく不要である。発電機 A が負荷状態で運転しているとき、他の発電機 B をこれと並列に入れるためには、まずガバナスイッチを操作し B 機の端子電圧を A 機の端子電圧に合わせ、つぎに同期検定器により両機の位相を正確に合わせたのちシャ断器を投入すればよい。

## 2.7 横流補償

変流器 CT および横流補償抵抗器  $R_1$  は発電機を並列運転する際使用するもので、単独運転の際は不要である。この場合は普通 CT および  $R_1$  を接続したまま短絡ス



ッチ SW により CT 二次巻線および  $R_1$  を短絡して運転する。CT は普通の計器用変流器で十分である。

横流補償を行なう場合の CT の接続方法は、 $PT_1$  を UV 相に接続した場合は W 相に、 $PT_1$  を VW 相よりとった場合は U 相に、また  $PT_1$  を UW 相よりとった場合は V 相にそれぞれ接続すればよい。この装置による発電機端子電圧の垂下特性は、リアクティブ負荷を発電機定格 kVA の 0 % から 60 % まで変えても、定格電圧の 4 % 以上垂下することのないようにあらかじめ調整した後並列運転を行なう。垂下特性は横流補償器のハンドルを操作し、 $R_1$  の値を変化させることによって調整することができる。

### 3. 試験結果

以上述べた原理にもとづいて製作した次の定格の船用自動交流発電機の試験結果について紹介する。

#### 発電機定格

定格出力	262.5 kVA
定格電圧	445 V 三相
周波数	60 c/s
回転数	450 rpm
力率	0.8

#### 3.1 電圧確立

図 3.1 は直流電動機により駆動した場合における発電機端子電圧の確立状態を示すオシログラムである。図よりわかるように、バッテリーなどによる初期励磁を加えることなく安定に電圧を確立することができた。なお駆動原動機の回転数が定格回転数の約 90 % に達すれば発電機電圧は定格電圧を発生し安定している。AVR が動作し周波数補償のよくきいている証拠である。

#### 3.2 外部特性曲線

図 3.2 は駆動原動機速度変動率 5 % のもとでこの自動交流発電機の電圧整定特性を試験した結果である。

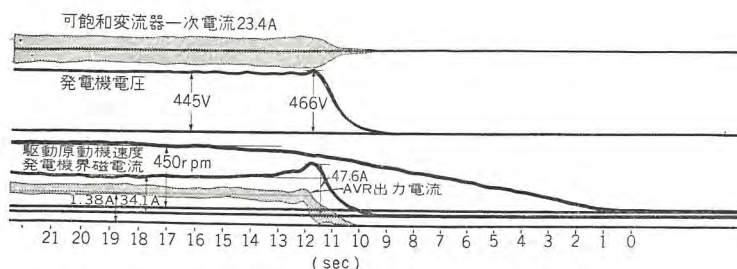


図 3.1 電圧確立オシログラム

Fig. 3.1 Oscillogram of voltage built up.

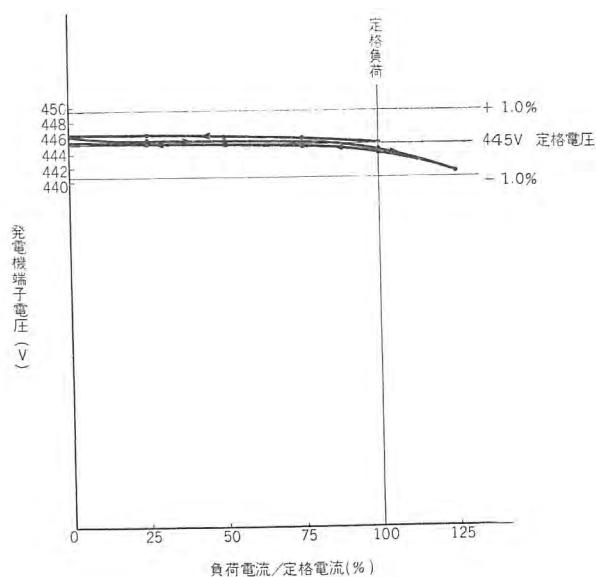


図 3.2 外部特性曲線

Fig. 3.2 External characteristic curve.

図より明らかのように、定格力率のもとで全負荷より無負荷さらに無負荷より 125 % 負荷さらにふたたび無負荷へと徐々に負荷を変化させた場合の電圧変動率は全負荷までの全範囲にわたりわずか +0.32 %, -0.23 % であり、保証値をはるかに上回った特性であり、また力率 1.0 および力率 0.55 の場合も無負荷より全負荷の間でそれぞれ  $\pm 0.1$  % および  $\pm 0.4$  % 以内となっており AVR 付の特長を遺憾なく発揮している。この試験結果は前に述べた補助変流器 CTa を使用した場合の成績であるが、CTa を取除いた場合もなんら再調整することなく、定格力率のもとで無負荷より全負荷の間に負荷を徐々に変えた場合、速度変動率 5 % を含めた総合電圧変動率は +1.3 %, -1.0 % で実用上なんらさしつかえない電圧変動率を得られた。

#### 3.3 力率 0.8 全負荷しゃ断

図 3.3 は定格力率、定格負荷の状態より負荷をしゃ断した場合のオシログラムで、図に示すようにこの場合の瞬時電圧上昇率は 12.2 % で十分保証値を満足している。

#### 3.4 誘導電動機のじか入れ起動

図 3.4 は 67 kW 二重カゴ形誘導電動機をじか入れ起動した場合のオシログラムである。この誘導電動機の起動 kVA は発電機定格の約 200 % に相当するもので、瞬時電圧変動率は 26.5 % である。このオシロより保証条件である力率 0.4, 100 % 負荷を投入した場合に換算すれば瞬時電圧変動率は約 15 % となり、この場合の保証値である 18 %



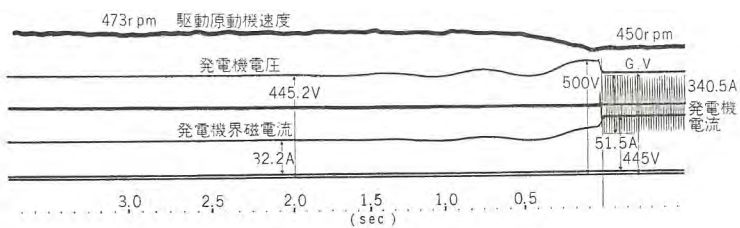


図 3.3 力率 0.8 全負荷シャ断オシログラム  
Fig. 3.3 Oscillogram when the self excited AC generator suddenly lost its full load at a power factor of 80%.

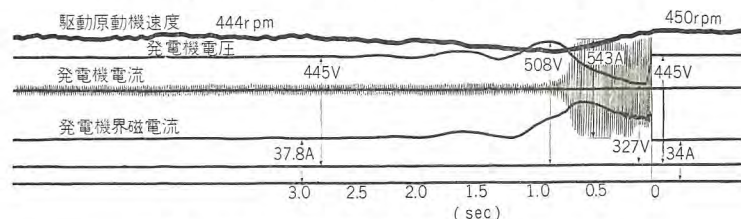


図 3.4 67 kW 誘導電動機全電圧起動オシログラム  
Fig. 3.4 Oscillogram when 67kW induction motor starts at its full voltage.

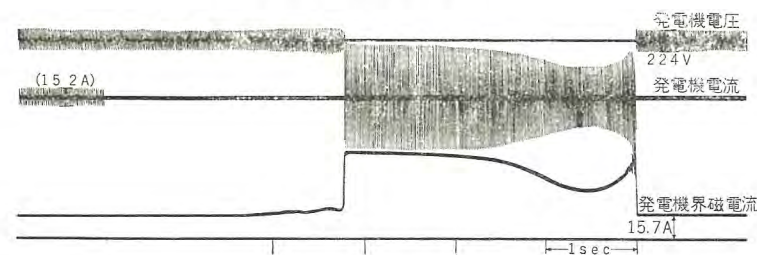


図 3.5 三相短絡および開放試験オシログラム  
Fig. 3.5 Oscillogram of 3 phase short circuit and open circuit test.

をかなりの裕度をもって満足していることがわかる。なお回復時間は 200% 負荷の場合約 0.7 秒となっているが、100% 負荷をかけたときは瞬時電圧降下が少なくなるため、ほぼその割合に応じて回復時間も早くなると考えられる。

また 100 kW の負荷をかけた状態より上記と同様の負荷をかけた場合の瞬時電圧変動率も 26.5% で、無負荷の状態より突然負荷を投入した場合とまったく同じ値を示している。すなわち瞬時電圧降下の値は投入前における負荷条件とは無関係に、ほとんど発電機内部の過渡リアクタンスの値によって決まることがわかる。

### 3.5 三相短絡および開放

図 3.5 は AVR を使用し発電機電圧を定格電圧のほぼ 1/2 に下げて運転中、三相短絡および開放試験を行なった場合のオシログラムである。図より明らかなように三相短絡を生じた際は SCT より界磁電流が供給されるため界磁電流が増加し、事故の際確実にシャ断器を動作させることができる。オシロより全電圧短絡の場合を想定すると、正確な換算はやや困難であるがほぼ持続短絡電流は定格電流の 5 倍、そのときの界磁電流は定格負荷時

の約 2 倍になると考えられる。しかし一般にはこれらの値は SCT の設計によってかなりの違いを生ずるものである。

また短絡状態より開放（実際には短絡事故を発生後約 3 c/s 程度でシャ断器が動作し、短絡回路が開放される。）されれば、オシログラムに示すように瞬時に発電機電圧は規定電圧に復帰する。

## 4. む す び

(1) 自励交流発電機は多くの特長を有するが、とくに突入負荷による瞬時電圧降下の値はほとんど発電機個有の過渡リアクタンス  $x_d'$  の値などによって決まるものであるから、発電機の設計にあたり使用条件とくに負荷条件を十分検討の上もっとも経済的な設計をすべきものとする。

(2) この方式では突発負荷が投入された場合の電圧回復時間がややおとるが、回復時間だけを考えるとときは SCT の飽和度の選びかたを変えることによってさらに改善することはできるが、三相短絡時のセレン整流器の安全性などにも関係することであり、

実用上は 0.5 秒程度でなんらさしつかえがないものと考えられ SCT の選定によっては 15 c/s 程度にすることは比較的容易であろう。

(3) 当社では先に本誌においても紹介しているとおり 300 kVA, AVR なし船用自励交流発電機、あるいは各種容量の小形陸上用自励交流発電機を多数製作納入しているが、ここに述べた当社新方式による自励交流発電機も 262.5 kVA のほか、目下 350 kVA, 250 kVA, 210 kVA, 190 kVA など十数台を製作中である。

(4) 現在は自励発電機の過渡特性をいかし、交流ウインチなどを使用する船用として大部分が製作使用されているが、近い将来においてシリコン、ゲルマニウムなどの半導体整流器の発達とともに陸上用の大容量機への利用が次第に増加するものと考えられる。当社においても目下シリコン整流器を使用した大容量自励交流発電機を計画一部製作に着手している。

## 参 考 文 献

- (1) 甲斐：三菱自励交流発電機「三菱電機」32 (1958) 8
- (2) 杉山、町野：小容量自励交流発電機「三菱電機」32 (1958) 12



# DB形シャ断器による船舶電気回路の保護

神戸製作所 勝 田 久 登\*

## Fault Protection of Shipboard Power Distribution System with Type DB Circuit Breakers

Kobe Works Hisato KATSUTA

Fault protection of shipboard power distribution system primarily consists in automatic isolation of a fault circuit with minimum damage and also with minimum disturbance to the remainder of the system. The AIEE No. 45 marine specifications call for this protection particularly. Types DB-25 and 50 air circuit breakers, which have acquired three years' experience since their development, are now found very suitable for the above purpose besides other diversified successful applications, for they are provided with an overcurrent tripping device for selective operation.

### 1. ま え が き

汎用の低圧気中シャ断器として、DB-25形およびDB-50形を開発してから3年余りを経たが、幸いに各位の好評をうることができ、すでに千数百台を納入した。

DB形シャ断器が、船舶用に適する特長として次のような項目が考えられる。

(1) 閉鎖形デッドフロント配電盤に内蔵するのに好適であること。すなわち、絶縁盤上で平面的に組立てていた従来の低圧気中シャ断器の観念を破って、外形をすえ付容易な立方体にまとめた。このため鋼板製わく組を基礎構造としたので、操作機構を含めて接地することができ操作に安全である。

(2) 小形であり、耐久性がすぐれていること。この目的のために、進歩した型造技術を駆使した。また軸、高速度可動部およびラッチ部分などに、各種のステンレス鋼を適切に使いわけ、強度を必要とする導電部には、銅-クロム合金を使用した。

(3) 温度による特性の変化がなく、復帰性能と、復帰可能な性能が、格段にすぐれた直列過電流引はずし装置を装備していること。この引はずし装置には給電の持続性を保つ選択引はずし特性を与えることができる。

(4) 短いアーク時間で消弧し、かつ消イオン効果のすぐれている消弧室をもっているので、絶縁耐力の低いガスの逸出が少ないこと。

最近ようやく船舶電気回路の短絡電流値を把握して、たとえ他の回路で短絡故障があっても船舶運行上の重要

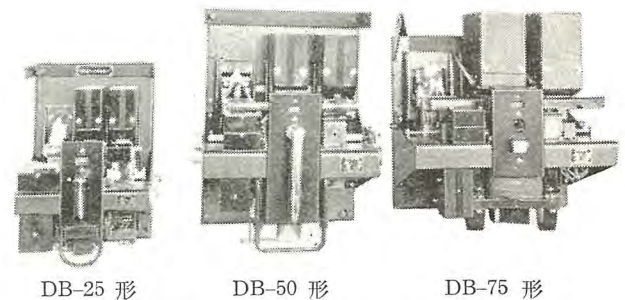


図 1.1 DB形気中シャ断器

Fig. 1.1 Type DB circuit breaker.

表 1.1 DB形シャ断器の定格表

形 名	電 圧 (V)		定 格 電 流 の 最 大 値 (A)		定 格 シ ャ 断 電 流 (A)	定 格 短 時 間 電 流 (A)	過電流引はずし装置のコイル定格電流(交流)(A)			
							瞬時引はずし要素をもつとき	短限時引はずし要素をもつとき(回路短絡電流は定格短時間電流をこえないこと)		
	交 流	直 流	交 流	直 流				6 サイクル 短限時帯	14 サイクル 短限時帯	30 サイクル 短限時帯
DB-25	600-481	250 以下	600	650	25,000	25,000	40-600	175-600	200-600	250-600
	480-241				35,000		100-600			
	240 以下				50,000		150-600			
	600-481	250 以下			50,000		200-1,600			
DB-50	480-241		1,600	2,000	60,000	50,000	400-1,600	350-1,600	400-1,600	500-1,600
	240 以下				75,000		600-1,600			
	600-481	250 以下			75,000					
	480-241				75,000					
DB-75	240 以下		3,000	4,000	100,000	75,000		2,000-3,000	2,000-3,000	2,000-3,000
	600-481	250 以下			100,000					
	480-241				100,000					
	240 以下				150,000					
DB-100	600-481	250 以下	4,000	6,000	100,000	100,000	4,000	4,000	4,000	4,000
	480-241				100,000					
	240 以下				100,000					
	600-481	250 以下			150,000					

\* 技術部



補機用電動機などに対する給電の持続性を保つ重要性が認識されだした。AIEE, No. 45 規格ではかねてから給電の持続性を保つ保護装置の必要なことを説いている。DB 形シャ断器は選択性過電流引はずし装置を装備して、前記の要求を完全に満足させることができる。本稿ではいささかこの問題についてふれてみたい。

DB-75 形の開発が完成し、さらに DB-100 形の開発完了も間近いので、船舶の大形化、高級化にともなう電源容量の増大にも十分に応ずることができる。図 1.1 に写真を示す。

表 1.1 に DB 形シャ断器の諸定格を示す。定格シャ断電流は、三相短絡が発生してから 60 c/s ベースで  $1/2$  サイクル（以下  $t=1/2\text{ cy}$  と表現する）後の、非対称電流実効値の三相平均値で示した。この表現は NK および AB 規格と一致している。試験結果は近く稿を改めて発表する。

## 2. 船舶電気回路の短絡電流

船舶電気回路の短絡電流は、低圧交流発電機と誘導電動機が供給するものとして考察を進めることにする。交流発電機と誘導電動機が、短絡点に供給する  $t=1/2\text{ cy}$  の電流の合成値の厳密な算出は困難である。しかしながら、シャ断器およびヒューズの定格シャ断電流の選定や、母線工作物の強度などを決定するための短絡電流の算出には、若干のプラスサイドの誤差を許すならば、計算が簡素になる。またシャ断器の過電流引はずし装置や、過電流継電器の動作電流目盛値の最大限界値を知る目的のためには、電動機が供給する分は見込む必要はないと考えられるので、この目的のための短絡電流の算出は、三相短絡だけについて考えるとするとめんどろではない。

### 2.1 相最大非対称電流

直線性インダクタンスと抵抗で構成されている回路で、三相同時短絡（短絡前電流は零とする）がおこると、直流分最大（可能）相の交流分と直流分の関係は図 2.1 に示すようになる。すなわち短絡瞬時に交流分は、交流電圧と回路インピーダンスで定まる値で流れようとするが、同時にその波高値と等しい大ききで方向反対の直流分が生じ、交流分とつりあいインダクタンス効果を満足させる。この直流分は瞬時的な変化をすることなく、回路時定数に従って減衰する。一般に

非対称電流実効値  $= \sqrt{(\text{対称電流実効値})^2 + (\text{直流分})^2}$  なる関係が成立する。

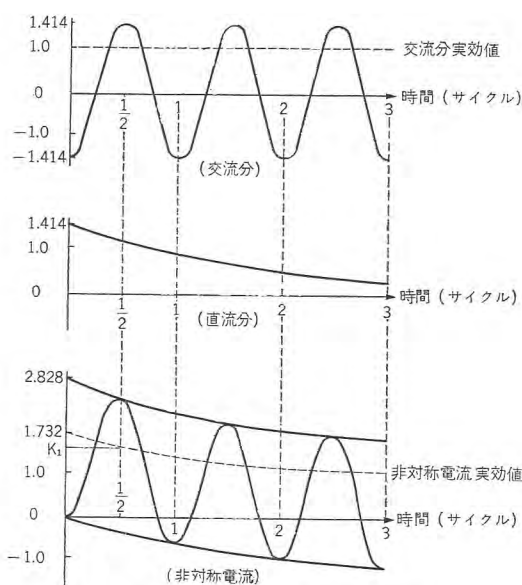


図 2.1 交流分と直流分の関係

Fig. 2.1 Typical curves of AC and DC components resulted from a fully asymmetrical short-circuit current for one phase of a 3-phase system zero current prior fault.

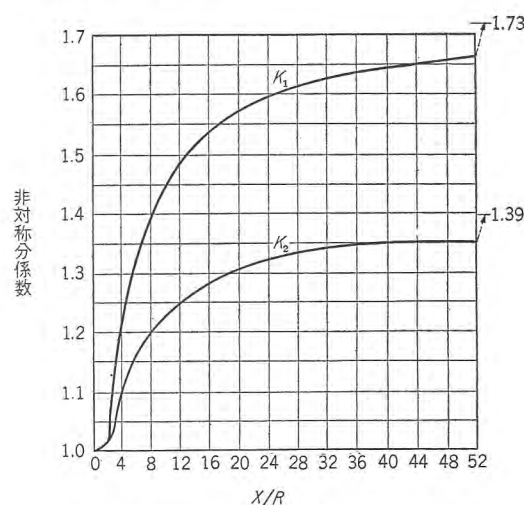


図 2.2  $t=1/2\text{ cy}$  における非対称分係数

Fig. 2.2 Average and maximum asymmetry factors.

図 2.1 では、相最大非対称電流は  $t=1/2\text{ cy}$  において最大となる。 $t=1/2\text{ cy}$  における非対称分係数  $K_1$  は、回路の  $X/R$  の値によりきまるものであり、図 2.2 に示しておく。一般に短絡点よりみて電源側の  $X_{(t=0)}$ ,  $R$  から決定した対称電流実効値と  $K_1$  を相乗して、発電機が供給する相最大非対称電流  $t=1/2\text{ cy}$  を知り、これに後述の相最大非対称電動機寄与電流  $t=1/2\text{ cy}$  を単純に加算した値で、ヒューズの定格シャ断容量の選定を行ない、機器、母線工作物などの強度を決定しても、過大な安全率を見込むことにはならないであろう。

### 2.2 非対称電流三相平均値

図 2.2 の  $K_1$  の値は、可能な相最大非対称電流  $t=1/2$



cy を対称電流実効値で除したものであるが、三相同時短絡のときの各相の非対称電流実効値の対称電流実効値に対する倍率の三相平均値は、短絡発生位相により  $t=0$  においては、1.387~1.394 の間にばらつく。しかしながら、 $t=1/2$  cy,  $X/R < 50$  の条件では、このばらつきはきわめて小さくなり無視することができる。図 2.2 にこの  $K_2$  を併示しておく。シャ断器電源側端子からみて、電源側の  $X(t=0)$ ,  $R$  により決定した対称分電流実効値と  $K_2$  とを相乗した値に、電動機寄与電流三相平均値  $t=1/2$  cy を単純に加算した値で、シャ断器の定格シャ断電流を選定しても過大とはならないであろう。

### 2.3 対称分電流

船舶では通常制動巻線をもつ低圧交流発電機が使用されているが、その端子で三相突発短絡がおこると、直流分を含む大きな次過渡電流が流れ、やがて持続短絡電流へと移行してゆく。このうち対称分電流実効値に関しては次式で表わすことができる。

$$i_{syn} = (I'' - I') \varepsilon^{-\frac{t}{T_d'}} + (I' - I_s) \varepsilon^{-\frac{t}{T_d'}} + I_s$$

相電圧を  $E$  とすると

$$I'' = \frac{E}{\sqrt{X_d''^2 + r_a^2}}$$

$(I'' - I') \varepsilon^{-\frac{t}{T_d'}}, t=1/2$  cy は通常  $(I'' - I')$  の 87% 程度に

減衰する場合が少なくないといわれているが<sup>(1)</sup>、これと  $I'$  の減衰を無視し、 $I'' = i_{syn, t=1/2} / cy$  として、シャ断容量など決定のための相最大非対称電流、非対称電流三相平均値の計算の基礎としても過大な見積りとはならないであろう。また引はずし装置などの作動電流目盛の最

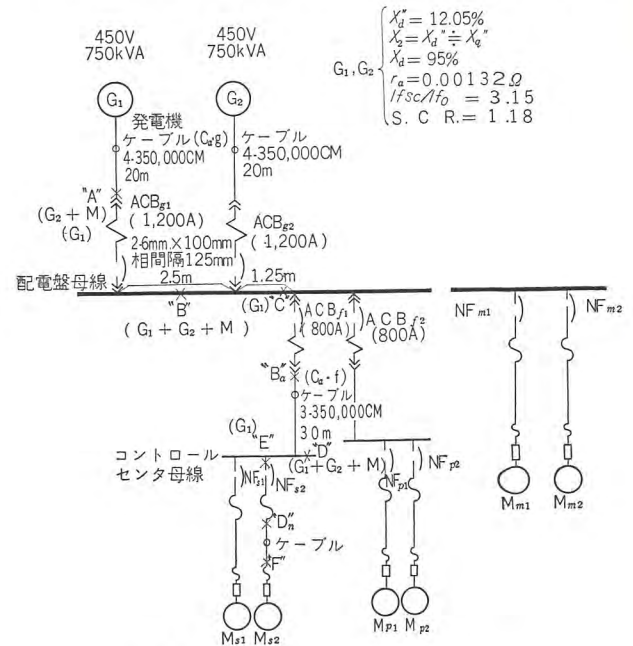


図 2.3 船舶電気主回路単線図の一例

Fig. 2.3 Example of diagram of ships electric distribution system.

表 2.4 短絡電流試算表

故障点	短絡電流 の供給源	発 電 機 供 給 分							電動機寄与分 短絡電流 $t=1/2cy$ (A)		合成短絡電流 $t=1/2cy$ (A)		持続短絡 電 流 (A)		
		$R \times 10^{-3} \Omega$	$X \times 10^{-3} \Omega$	$X/R$	$K_1$	$K_2$	短絡電流 $t=1/2cy$ (A)		相最大非 対称	非 対 称 三相平均	相最大非対 称	非対称三相 平均			
							相最大非対 称	非 対 称 三相平均							
“A”	$G_2+M$	2.02	33.35	16.6	1.55	1.29	12,100	10,050	7,720	6,720	19,820	16,810	ACB $_{G1}$ の定 格シャ断容量 の最小限界値		
		$G_2$ 1.320	32.52												
		Ca・g 0.628	0.37												
		Bus 0.043	0.35												
		ACB $_{G1}$ 0.037	0.13												
“A”	$G_1$	1.95	32.89	16.9	1.55	1.29	11,500 ※	9,540 ※			11,500		ACB $_{G1}$ が短 限時引はずし 要素をもつと き、併有する 瞬時引はずし 目盛の整定目 標値		
		$G_1$ 1.320	32.52												
		Ca・g 0.628	0.37												
“B” “Ba”	$G_1+G_2+M$	1.95/2	32.89/2	16.9	1.55	1.29	24,600	20,400	7,720	6,720	32,320	27,160	配電盤母線工 作物強度の設 計基準値	ACB $_{G1}$ の定 格シャ断容量 の最小限界値	
“C”	$G_1$	2.05	33.44	16.4	1.55	1.29	11,200 ※	9,350 ※				9,350	ACB $_{G1}$ が短 限時引はずし 要素をもたない ときの瞬時引は ずし目盛の最 高限界値		
		$G_1$ 1.320	32.52												
		Ca・g 0.628	0.37												
		Bus 0.065	0.52												
		ACB $_{G1}$ 0.037	0.13												
“D” “Dn”	$G_1+G_2+M$	3.36	34.39	10.3	1.45	1.23	21,820 ※	18,520 ※	7,220	6,330	29,040	24,850	母線工作物の 強度の設計基 準値	NF $_{S1}$ の定格 シャ断容量の 最小限界値	
		$G_1$ 1.320	32.52												
		Ca・g 0.628	0.37												
		Bus 0.065	0.52												
		ACB $_{G1}$ 0.037	0.13												
		ACB $_{F1}$ 0.053	0.13												
		Ca・f 1.26	0.72												
“E”	$G_1$	3.34	34.39	10.3	1.45	1.23	10,200 ※	8,650 ※				8,650	ACB $_{F1}$ が短 限時引はずし 要素をもたない ときの瞬時引は ずし目盛の最 高限界値		
$I_{sc} = \frac{(S.C.R.) \cdot X_d \cdot I_t}{I_{r0} \sqrt{(r_a + r_c)^2 + (X_d + X_c)^2}}$													$I_s = \frac{I_{sc}}{I_{r0}}$	ACB $_{G1}$ の短 限時吸引目盛 の最高限界値	
														3,540	ACB $_{F1}$ の短 限時吸引目盛 の最高限界値

備考 (1) ※ の電流は  $t=1/2$  cy で対称分が 93.5% に減衰するものとして算出した。

(2) 電動機寄与分は  $I_m=1,930$  A として算出した。

(3) 故障点 “B” では、母線および ACB<sub>G1</sub> のインピーダンスを、故障点 “D” ではコントロールセンタ母線および NF<sub>S1</sub> のインピーダンスを計算にふくませない。



大限界値を知る目的のためには、たとえば  $i_{syn-t=1/2cy}$  を  $I''$  の 93 % などとして、前述の方法により得た  $K_2$  を乗じて非対称電流三相平均としても、大きな誤差を導入しないであろう。

## 2.4 持続短絡電流

後述する選択性過電流引はずし装置により選択引はずしを行ない、給電の持続性を保つためには、発電機が供給する持続短絡電流の把握が必要である。持続短絡電流  $I_s$  は次式により求めることもできる<sup>(2)</sup>。

$$I_s = \frac{(I_{fsc}/I_{fo})(S.C.R.)x_d \cdot I_l}{\sqrt{(r_a + r_c)^2 + (x_d + x_c)^2}}$$

$I_{fsc}$ ……定態温度上昇時に、電圧調整器により全抵抗を短絡した際の発電機界磁電流

$I_{fo}$ ……無負荷で定格電圧のときの発電機界磁電流

S.C.R.……短絡比

$I_l$ ……発電機定格電流

$r_c$ ……ケーブルなどの抵抗

$x_c$ ……ケーブルなどのリアクタンス

自動電圧調整器をもつ船舶発電機の  $I_{fsc}/I_{fo}$  の値は、だいたい 2~6 の間にあり、S.C.R. は 0.9~2.5 の範囲内にあると考えられる。

## 2.5 電動機寄与電流

回路短絡点に、電動機は発電機同様に短絡電流を供給する。文献<sup>(3)(4)</sup>や規格<sup>(2)(5)(6)(7)</sup>にこの数値を示しているが、誘導電動機について考えれば、母線付近で短絡した場合、すなわち若干のケーブルのインピーダンスを加味すると、非対称電流三相平均値  $t=1/2cy$  は、電動機定格電流の 2~6 倍くらいであるといわれている。 $X_{(t=0)}/R$  の値は 2.7<sup>(2)</sup>~6<sup>(3)</sup> と発電機のそれに比べ低いが、発電機が供給する非対称短絡電流値に単純に加算しても、過大な誤差を導入しないであろう。

## 2.6 短絡電流計算の一例

図 2.3 の回路について短絡電流を試算した結果を表 2.4 に示す。この計算に使用したケーブルのインピーダンス値を表 2.5 に、銅帯母線のリアクタンス値を図 2.4 に掲げておく。仮定が実情とは逸脱している点が少なくないと思うが、ご高導を賜われれば幸甚である。

表 2.5 ケーブルのインピーダンス

三心ケーブルの抵抗およびリアクタンス値  
Ω/km, 60 c/s, 相あたり

断面積 CM	抵抗/25°C	リアクタンス
250,000	0.1476	0.0787
350,000	0.1050	0.0787
500,000	0.0754	0.0754
750,000	0.0525	0.0754

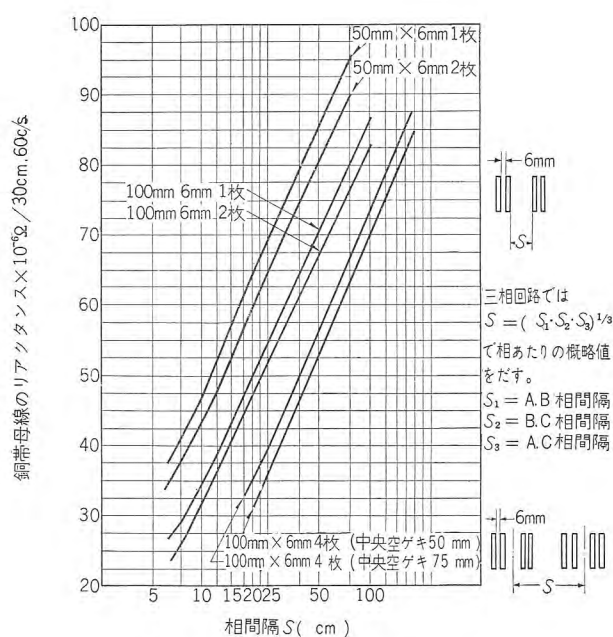


図 2.4 銅帯母線のリアクタンス  
Fig. 2.4 Reactance curves of bus bars.

## 3. 選択性直列過電流引はずし装置

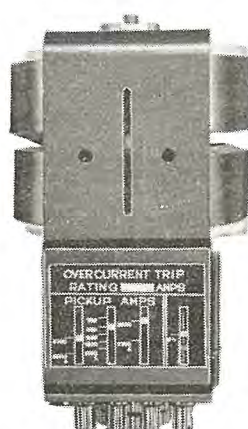


図 3.1 選択性過電流引はずし装置 DB-25 形, DB-50 形用  
Fig. 3.1 Selective overcurrent tripping device.

図 3.1 は DB-25 形と DB-50 形用の選択性過電流引はずし装置の一例であり、瞬時引はずし要素、短限時引はずし要素および長限時引はずし要素を併有している。図 3.2 はこの装置を、DB-50 形に装備したところを示す。

図 3.3 は DB-25 形専用の選択性過電流引はずし装置 DB-25 形用

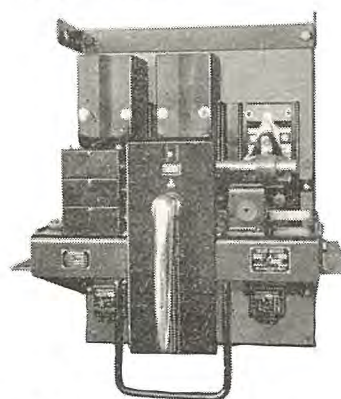


図 3.2 DB-50 形シャ断器  
Fig. 3.2 Type DB-50 circuit breaker equipped with selective overcurrent tripping devices.



図 3.3 選択性過電流引はずし装置 DB-25 形用  
Fig. 3.3 Selective overcurrent tripping device.



ずし装置の一例であり、短限時引はずし要素と長限時引はずし要素を併有している。

選択性過電流引はずし装置とは、ASA 規格などによる表現では、(1) あらかじめ定められた値とその装置を装備したシャ断器の定格シャ断電流値との間のすべての値の過電流による。その装置の引はずし動作に、企図された時遅を与え、(2) あらかじめ保証された時間以内に、過電流が定常電流以下に減衰すると、自動的に原位置に復帰しうる装置、となっている。

本稿では、前記のあらかじめ保証された時間に相当する時間を、復帰可能時間 ( $T_r$ ) と称することにし、短限時範囲、長限時範囲とも、長限時吸引目盛電流値の 80 % に過電流が減衰したときに、装置が原位置に復帰しうる過電流時間の最大値とした。この値は、装置が温度変化による誤差をもっていたりすると変化するし、また短限時吸引目盛電流値に左右されると、定義が複雑になる。DB 形シャ断器の過電流引はずし装置は、そのようなことがないのが特長の一つである。この点に関しては後でふれる。

選択性過電流引はずし装置を、電源にいつそう近く位置しているシャ断器に装備して、故障電流の多くを下位のシャ断器でだけシャ断することにより、給電の持続性を保つことができる。AIEE No.45 規格の 53.09 System Protection の項では、Continuity of service under fault conditions の必要性を強調し、53.13 Protective Functions の項では長限時、短限時および必要により瞬時引はずし要素を併有しうる、選択性過電流引はずし装置が、発電機シャ断器に必要であると述べている。また IEC 規格にも Preference Trip の必要性が述べられている。

シャ断器の定格シャ断電流値に比べて、選択性 OCT (以下過電流引はずし装置を OCT と称す) が提供する時限内の、短時間耐電流値が等しいかあるいは大きければ、通常、選択性 OCT は、短限時引はずし要素と長限時引はずし要素をもてばよい。DB 形シャ断器は、コンタクトの接触圧力が故障電流による電磁力によりかえって増す構造であるので、定格短時間電流は表 1.1 に示すように高い。

OCT が与える時限などとアーク時間の和、すなわち全シャ断時間 ( $T_t$ ) でシャ断が終ると、その OCT を流れる電流は零となり、OCT は原位置に復帰する。この復帰に要する時間 ( $T_s$ ) は、前記の復帰可能な時間 ( $T_r$ )

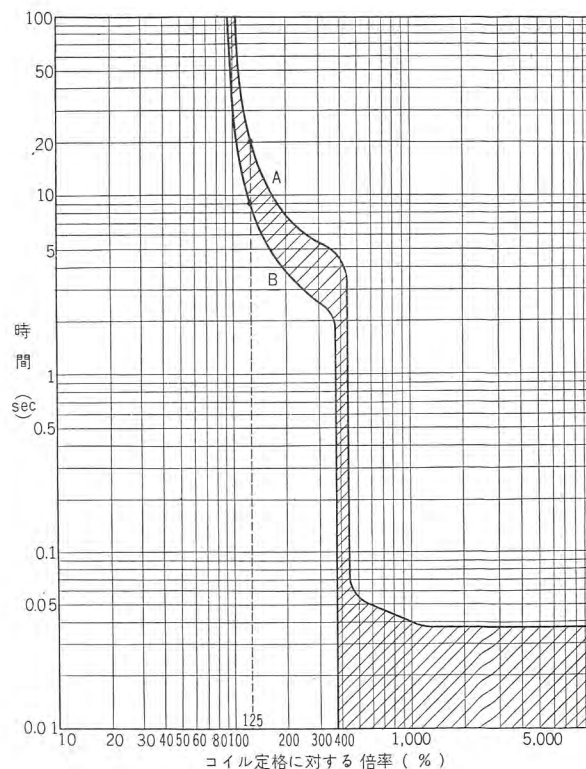


図 3.4 引はずし特性曲線の一例

Fig. 3.4 Typical characteristic curve of dual tripping device.

とは全然別個のものである。 $T_s$  は短いほどよく、DB 形シャ断器の OCT の  $T_s$  は 5~10 秒であり、液体ダッシュポット式や熱動式の OCT に比べいじめるしく小さい。

### 3.1 復帰可能時間 ( $T_r$ )

図 3.3 に示した OCT は、また長限時引はずし要素と瞬時引はずし要素の併有も可能である。瞬時吸引電流目盛をシャ断器定格電流  $I_b$  の 400 % に整定し、長限時吸引電流目盛を  $I_b$  の 100 % に整定し、かつ  $I_b$  の 125 % の電流を流したとき 20 秒になるように、時限を整定したときの電流—時間引はずし特性曲線を図 3.4 に示す。

曲線 A は全シャ断時間 ( $T_t$ ) を示し、曲線 B は復帰可能時間 ( $T_r$ ) を示す。 $T_r$  の定義は前述した。図 3.4 において、たとえば、 $I_b$  の 125 % 電流が 9 秒以内継続した後に、 $I_b$  の 80 % 以下の値に減衰すれば、OCT は原位置に復帰することがてきる。 $I_b$  の 125 % 電流の継続時間が 9 秒を超過し、20 秒未満であれば、一般に 20 秒より多い時間で OCT はシャ断器を引はずす。曲線 A と曲線 B で構成する曲線の巾は狭いほどよい。すなわち  $T_r/T_t$  の値が大きいほどよい。図 3.3 の装置では  $T_r/T_t$  の値を 0.4 以上に、図 3.1 の装置では 0.35 以上に保証することができる。これらの値は、あらゆる誤差を含めたものであり、小形であるにもかかわらず、大きな作動



力を提供する電磁形 OCT としては、最優の部類にはいると思っている。

図 3.5 について、電磁形 OCT の復帰可能な性能について考えてみたい。OCT のコイルを過電流が流れると、可動鉄心は固定鉄心部にむかって時限を提供

しながら移動し、磁気回路の空げきは  $x_f$  から次第にせばまって零になる。この空げきの減少に伴い、長限時吸引電流目盛用のスプリングの荷重は、 $I_b$  の 100 % に目盛を設定した場合、 $P_{s100}$  に示すように変化をする。また  $I_b$  の 80 % の値の電流がコイルに流れた場合の、吸引力曲線は  $P_{m80}$  で示すことができ Y 点で交差し、そのときの空げきは  $x_r$  である。この  $x_r$  は復帰可能な最小限の空げきであり、可動鉄心が  $x_r$  なる空げきに到着するに要した時間が、復帰可能時間  $T_r$  である。なお、たとえば  $P_{m80}$  と  $I_b$  の 80 % 目盛のスプリング荷重  $P_{s80}$  の曲線差が与えるエネルギーで、シャ断器を引はずすこともできなくてはならない。

復帰可能な時間 ( $T_r$ ) について解析したのが、図 3.6 および図 3.7 である。図 3.6 (a) および図 3.7 (a) に、長限時引はずしと短限時引はずしの作動に関する主要な差異

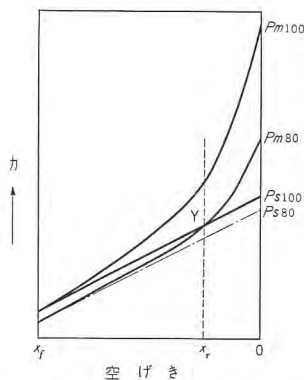


図 3.5 復帰可能な性能説明図  
Fig. 3.5 Instruction of resettability.

を示した。すなわちバルブ V の位置が異なり、スプリング  $S_s$  が長限時引はずしの場合はないと考えてよい。また引はずしロッド F は可動鉄心 A に直結されたに等しい。

長限時引はずしでは、可動鉄心 A の移動距離はダイヤフラム E の移動距離と一致し、図 3.6 (b) の横軸にストロークとして表わし、矢印は引はずし方向を示す。  $P_{m80}$  と  $P_{s100}$  は Y 点で交差する。可動鉄心 A すなわちダイヤフラム E が Y 点まで移動するに要する時間  $T_r$  は復帰可能時間であり、全ストロークを完了しシャ断器を引はずすに要する時間は  $T_l$  (DB 形シャ断器のアーク時間は 0.5 サイクルであるので、本定義を含んで以下アーク時間の導入を省略する) である。すなわち図 3.6 (b) において長限時吸引電流目盛を  $I_b$  の 100 % に整定した場合に  $I_b$  の 100 % をこえる電流が流れ、 $P_{m100}$  で示す曲線を上回る吸引力が与えられると、ストローク上の各点における吸入効果 (変数は電磁吸引力とスプリング荷重であり、それらの差とバルブ開度によりきまる) の逆数の曲線 R の、ストロークに関する積分値 Q は、ストローク量に応じて OCT が提供した時限を示す。

短限時引はずしに図 3.7 (a) のスプリング  $S_s$  を与えることは、復帰可能な性能を高め、かつ復帰可能時間を、長限時吸引目盛電流値の 80 % に電流が減衰したという条件でだけ選定でき、短限時吸引目盛電流値に無関係という利点がある。これは選択性 OCT の適用に非常に便利である。

図 3.7 (b) において、短限時引はずし範囲の故障電流が流れると、曲線  $P_{mf}$  で表わすエネルギーで可動鉄心 A は瞬時的に空げき零の位置に吸引され、長限時吸引目盛用スプリング P および可動鉄心 A とダイヤフラム E の間に介在するスプリング  $S_s$  にエネルギーをたくわえる。ダイヤフラム E のストロークを横軸にとれば、 $S_s$  の荷重曲線は  $P_{s0}$  である。変数を  $P_{s0}$  として  $P_{s0}$  とバルブ開度などによりきまる吸入効果の逆数の曲線 R の、ダイヤフラムのストロークに関する積分値の曲線 Q は時間を表わす。短限時引はずしによる全シャ断時間は  $T_l$  である。前述したように  $P_{m80}$  と  $P_{s100}$  は、Y 点で交差する。いまダイヤフラム E がスプリング  $S_s$  にたくわえられたエネルギーにより Z 点まで動いたとすると、このとき電流が  $I_b$  の 80 % に減衰したとすると、スプリング  $S_s$  は可動鉄心 A を原位置に復帰させるためのエネルギーとして面積  $\alpha$  に相当する量を残している。  $P_{s100}$  を上回って、 $P_{m80}$  がもつ反復帰方向のエネルギーに相当す

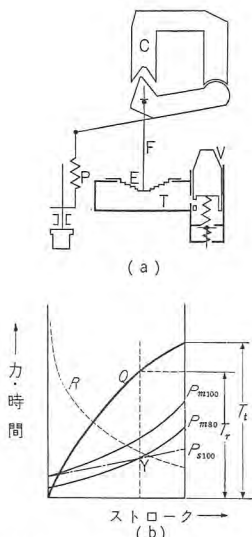


図 3.6 復帰可能時間説明図 (長限時引はずし)

Fig. 3.6 Graphical representation of resettable delay concerning long delay trip.

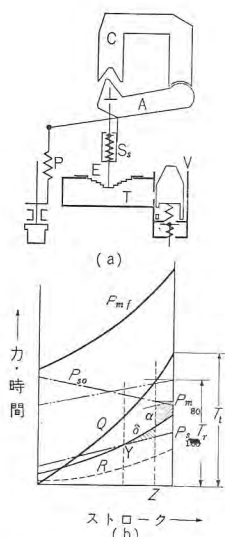


図 3.7 復帰可能時間説明図 (短限時引はずし)

Fig. 3.7 Graphical representation of resettable delay concerning short delay trip.



る面積  $\delta$  と面積  $\alpha$  が等しいときに、Z 点と曲線 Q よりきまる時間  $T_r$  が、短限時引はずしにおける復帰可能時間である。 $T_r$  の実測あるいは点検は図 3.8 の回路で行なっている。

なお短限時引はずしについて若干補足をすると、DB 形シャ断器の OCT は、いずれも過電流範囲の長限時に加えて、故障電流範囲での短限時を、表 1.1 に示した定格短時間電流値まで、OCT の引はずし作動に与えることができる。短限時の最大限は 0.5 秒である。短限時範囲の復帰可能な性能がよいので、結局、たとえば図 3.9 に示すように、0.5 秒の時限内で、 $T_i$  と隣接の  $T_r$  が重複しない時限帯を 3 個もつことができ、それぞれ 30 サイ

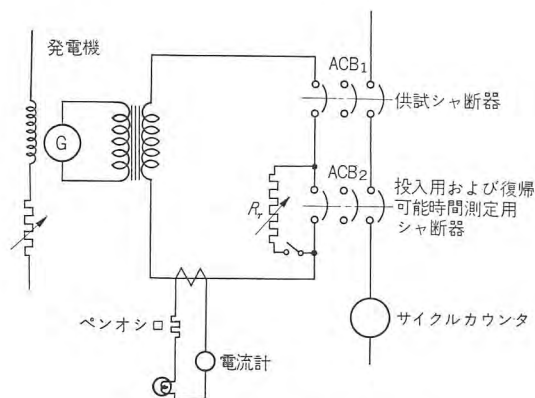


図 3.8 復帰可能時間試験回路  
Fig. 3.8 Test circuit of resettable delay.

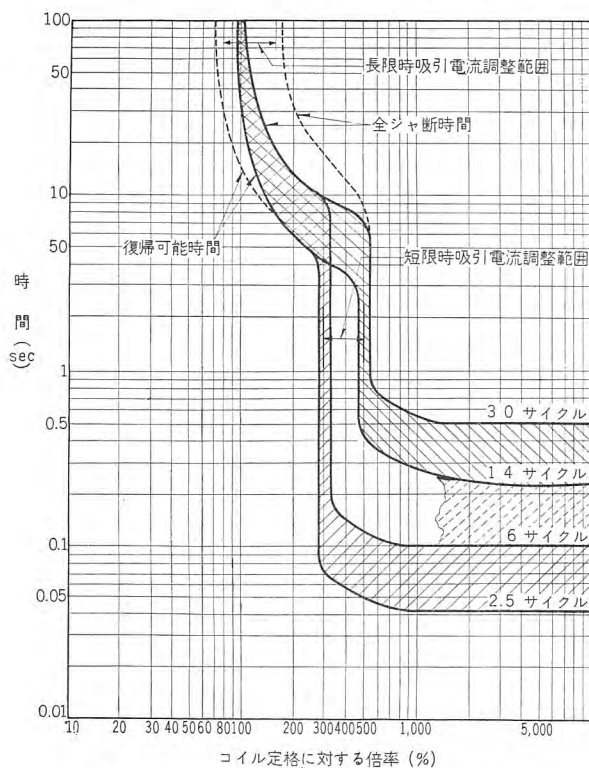


図 3.9 選択性過電流引はずし装置の特性曲線の一例  
Fig. 3.9 Typical characteristic curves of selective overcurrent tripping device.

DB シャ断器による船舶電気回路の保護・勝田

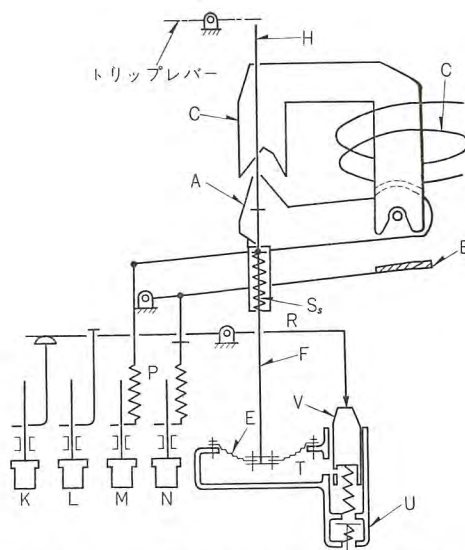


図 3.10 選択性過電流引はずし装置の動作説明図  
Fig. 3.10 Schematic diagram of selective overcurrent tripping device.

クル、14 サイクル、6 サイクル短限時帯と称呼することにした。図 3.10 に構造の骨子を示す。故障電流が流れると、鉄片 B により、長限時、短限時共用のバルブ V が瞬時的に短限時位置に押し下げられる。可動鉄心 A とダイアフラム E の間に介在するスプリング  $S_s$  の効用についてはその半部を前述したが、スプリング  $S_s$  は同時に短限時引はずし特性を電流に対して定限時とする。すなわち長限時範囲では逆限時、短限時範囲では定限時という引はずし特性となるが、これは選択引はずしを行なうための OCT 選定を簡便にする。

### 3.2 耐久性ならびに精度

DB 形シャ断器の OCT は型造絶縁物製の空気室と、ナイロン繊維で補強したシリコンゴム製のダイアフラムをもっている。空気室などの材質は当社で研究を重ねた強度が大きく経年変化の少ないものであり、ダイアフラムは当社世田谷工場において特別に作製したものである。その耐久性はきわめて大きい。その他の部品には耐久性の高いステンレス鋼を多く用いた。図 3.3 に示す装置を 4 個使用して、5 万回各種の引はずしおよび復帰動作を連続して実施したが、バルブの摩耗とスプリング荷重の弱化にもとづく誤差が、長限時上に 5~16 % の限時減となって現われたに過ぎないし、各部品はいずれも引続いての使用に耐える。短限時に関してはほとんど性能に変化をきたさなかった。

DB 形シャ断器の OCT は、いずれも空気室に流入する空気の量を制御して時限をうる方式であるので、温度の変化による時限の誤差はきわめて少ない。すなわちバ



ルブの構造上、空気の流入量は空気の粘度に左右される。空気の粘度は絶対温度の平方根にたい比例して増し（液体は温度上昇とともに粘度が減る。）バルブは温度の上昇とともに開度を増し、空気の流入に対する抵抗を減少させる。よって空気の粘度増加による誤差を補償することができる。

DB 形シャ断器の OCT は温度誤差が少ないので、時間—電流特性曲線に、それらの誤差を含ませて表現している。すなわち室温変化による補正を必要としない。たとえば図 3.4 において、全シャ断時間  $T_i$  は、室温が変化しても、これをこえることのない値として曲線 A に示した。すなわち実際の  $T_i$  はつねに曲線 A の示す値以下である。また曲線 B には温度が変化をしても、これを下回ることのない値としての復帰可能時間  $T_r$  を示した。すなわち  $T_r$  はつねに曲線 B の示す値以上である。 $T_i$  と  $T_r$  を示す曲線で構成された巾は、誤差をも含めた巾であり、その意味において  $T_r/T_i$  を 0.35～0.4 以上に保証することができる。

### 3.3 給電の持続性を保つ選択引はずし

図 2.3 の回路において、誘導電動機  $Ms_1, Mp_1$  は船舶運行上の重要補機を駆動するものであり、給電の持続性を要求されているものとする。隣接の回路“F”点などで短絡故障が生じた場合にシャ断器  $NFs_2$  だけで故障電流をシャ断し、上位のシャ断器  $ACB_{f1}, ACBg_1$  および  $ACBg_2$  は閉じたままとすると  $Ms_1$  などに対する給電は持続される。 $NFs_{1,2}$  から  $ACB_{f1}$  に至る間での短絡故障に対しては、 $ACB_{f1}$  の選択性 OCT を 6 サイクル短限時帯に整定してシャ断を行ない、 $ACBg_{1,2}$  の OCT は 14 サイクル短限時帯に整定しておくこと  $Mp_1, p_2$  に対し給電を続行することができる。短限時引はずしの吸引電流目盛値は、単独の発電機の持続短絡電流値をこえないほうが望ましい。

図 2.3 において“Dn”点などにおける短絡電流の非対称三相平均値が  $NFs_2$  などの定格シャ断電流をこえるときには、 $ACB_{f1}$  に瞬時、短限時および長限時の 3 引はずし要素を併有させ、瞬時吸引目盛電流値を  $NFs_1$  の定格シャ断電流以下にしておけば、その値までの故障電流に対し、給電の持続性を保つことができる。一般に  $ACB_{f1}$  など

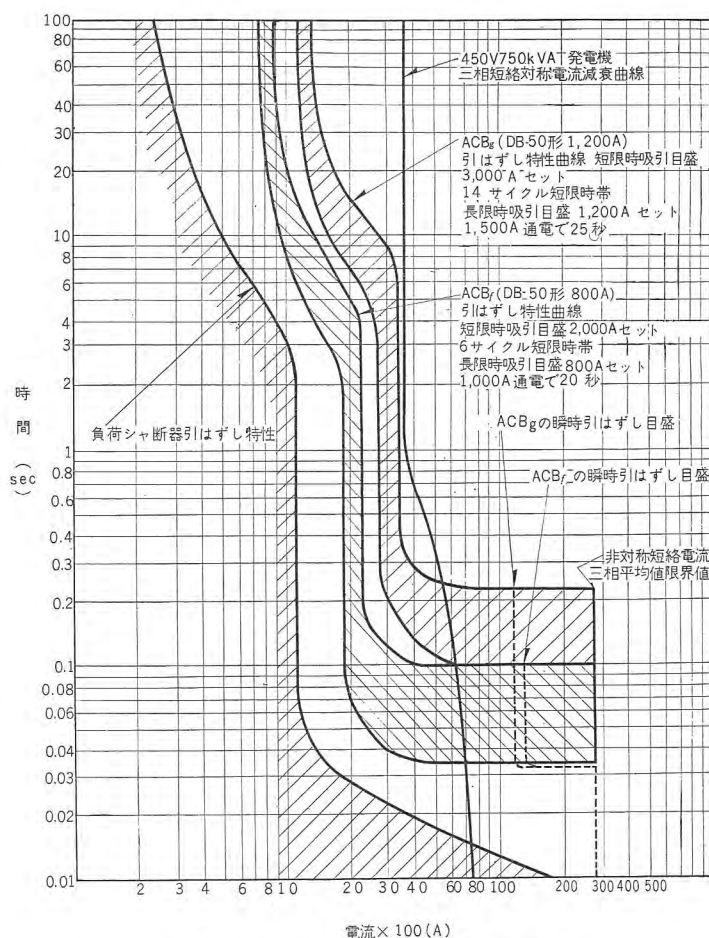


図 3.11 引はずし特性の協調の一例

Fig. 3.11 Selective tripping time-current characteristic curve for low-voltage generator installation.

は  $NFs_1$  などに比べ、開極時間が 1 サイクル程度長い場合が多いため、 $ACB_{f1}$  などの瞬時引はずし要素で後備しても、 $NFs_1$  などが破壊する場合があるかも知れないが、他に災害を波及はしない。

発電機シャ断器からみて発電機側（たとえば図 2.3 の“A”点）で故障をおこすと、発電機 2 台以上の並列運転時には故障点に、他の発電機と電動機から電流が流入するので、この電流をも対象にして、発電機シャ断器には、瞬時、短限時および長限時の 3 要素を併有させ給電の持続性を失わない値で瞬時引はずしを行なうことができる。一般には、原動機の過速度リレーあるいは発電機側の逆電力継電器、差動継電器などによって前記の保護をおこなうことができるであろう。

図 3.11 に、図 2.3 の回路について、選択引はずしのための各シャ断器の引はずし特性の協調の一例を示す。

## 4. DB 形シャ断器の発展

先年本誌上<sup>(8)</sup>を借りて、DB 形シャ断器を紹介した。その後同系列の機種として研究開発したものも少なく



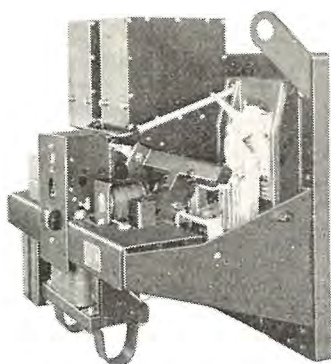


図 4.1 DB-75 形シャ断器  
Fig. 4.1 Type DB-75 circuit breaker.

いで、船舶に関係があると思われるものを選んでご紹介しておく。

#### 4.1 DB-75 形, DB-100 形

図 4.1 に DB-75 形の写真を、図 4.2 に、DB-75 形, DB-100 形の外形寸法図を、図 4.3 に断面図を示す。主回路電流の完全な流通

を許すヒンジ部分を含む、単純で高性能なコンタクト構造は大シャ断容量をもつ本機種の特長の一つである。当社が戦前から研究を始めていた高硬度で耐剥離性のすぐれた銀厚メッキの無発弧接触運動部への採用は、摩擦が少ないのでしゅう動を容易にし、また加熱ろう付作業による母体の軟化がなく、安定した銀接触を保つので、かねてから DB 形シャ断器などに採用して好成績を得ていたが、DB-75 形, DB-100 形にも多く使用した。1 万回の無負荷投入シャ断操作を行なった後も銀厚メッキ部の摩耗量は、きわめてわずかであり、最大部で 15% をこえないことをたしかめた。この機種の完成は船舶内電源の大容量化に十分に答えることができるものである。

#### 4.2 DBF 形直流シャ断器

大容量タービン発電機の主界磁回路に挿入するために、きわめて苛酷なシャ断責務に耐える界磁シャ断器として、DBF-16 形, DBF-40 形を開発製作した。このシャ断器は、直流回路をシャ断しても、イオン化ガスの発生が少なく、一般 DB 形シャ断器と同様に、操作機構などを接地でき、閉鎖形デッドフロント配電盤に内蔵するのに有利であるので、600 V

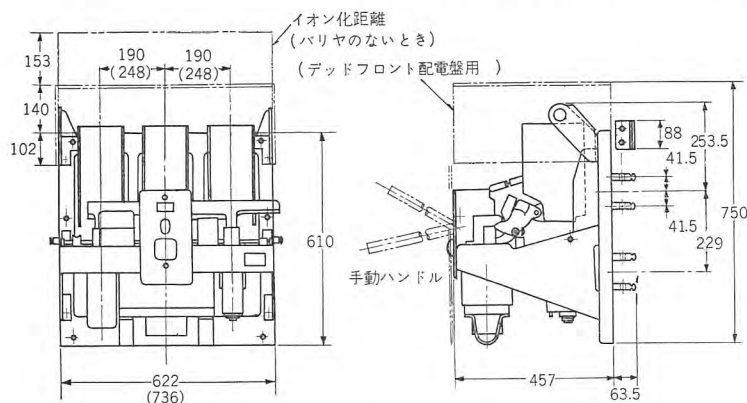


図 4.2 DB-75 形外形寸法図 (カッコ内寸法は DB-100 形の場合)  
Fig. 4.2 Outline dimensions of type DB-75 circuit breaker.

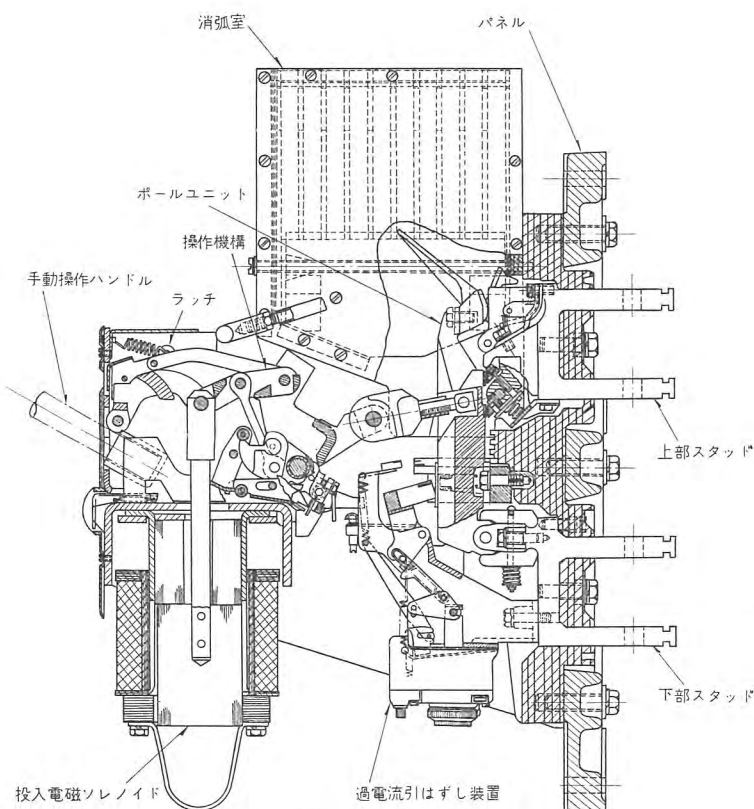


図 4.3 DB-75 形 断面図  
Fig. 4.3 Cross-sectional view of type DB-75 circuit breaker.

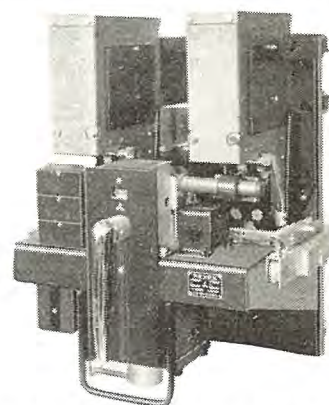


図 4.4 DBF-16 形直流シャ断器  
Fig. 4.4 Type DBF-16 DC circuit breaker.

までの船舶直流電気回路での使用にも適している。DBF-16 形, DBF-40 形の定格電流は表 1.1 の DB-50 形, DB-100 形と同じである。図 4.4 は DBF-16 形の写真である。

#### 4.3 閉鎖三段式引出機構

シャ断器を閉鎖形配電盤に内蔵し引出構造にすると、点検、保守、すえ付に便利であり、安全性が高い。DB 形シャ断器はいずれも引出形に適するように最初から設計した。



しかし狭い船舶機関室などにおいては、シャ断器をレール上に引出したまま放置することはできないから床におろさなくてはならない。

閉鎖三段式引はずし機構は、点検、保守のためには、十分な距離を引出すことができるが、同時に、接続位置、試験位置、断路位置のいずれの位置においても、扉を閉じておくことができるものであり、これをわずかの配電盤奥行の増加で実現させることができた。断路器を兼ねることができる。

#### 4.4 付属装置

DB 形シャ断器はいずれも金属製わく組をもっており、そのブラットホームには、船舶電気回路の自動制御に必要なあらゆる付属装置を、外形寸法を増大させることな

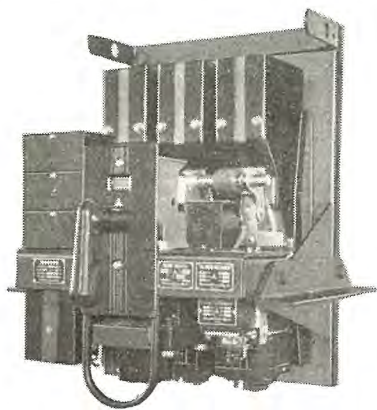


図 4.5 DB-25 形シャ断器

Fig. 4.5 Type DB-25 circuit breaker.

く装備することができる。図 4.5 の DB-25 形は、非常用発電機に使用したものであり

(1) 発電機電圧で直接に投入操作のできる投入用電磁ソレノイド機構

(2) 交流操作の引はずし自由投入用制御継電器

(3) 電圧引はずし装置

(4) 電氣的ロックアウト装置

(5) 補助開閉器 12 回路

(6) 手動操作ハンドル

をもっており、さらに要求により

(7) 不足電圧引はずし装置

(8) 直列過電流引はずし装置などによるシャ断のときだけ動作する警報スイッチ 2 回路

などを付属させることができる。

DB-50 形、75 形、100 形は、交流で直接に投入用電磁ソレノイドを励磁することはできないが、投入操作作用

シリコン整流器を、シャ断器に内蔵できる。シャ断器に内蔵しない場合は、現在のところセレン整流器のほうが安価であろう。

#### 4.5 耐衝撃、耐振動性

DB-25 形、DB-50 形には、特殊の耐衝撃ラッチを付加することができ、防衛庁のもっとも苛酷な等級 (HI-1A) の耐衝撃、耐振動の検定に合格している。鋼板製わく組を中心として本体部分はきわめて強靱に構成されているので、耐衝撃、耐振動試験のさいになんらの損傷を示さなかった。

### 5. む す び

以上、選択性過電流引はずし装置の適用を中心に、船舶用としての DB 形シャ断器の特長を紹介した。適用上の具体例として示した数値には、実情とはかけ離れた点も少なくないと思うので、各位のご指導を賜われれば誠に幸いである。DB 形シャ断器は、開発以来の絶えざる研究改良と、治工具の完全整備により、性能は高く安定している。しかもなお閉鎖三段式引出機構の採用など、いっそうの進歩のために研究を重ね、その具体化をはかっている。ご使用者各位のご示唆を重ねて願う次第である。

#### 参 考 文 献

- (1) A. G. Darling: Short circuit calculating procedure for low voltage A-C Systems. AIEE Trans. 60, p. 121 (1941).
- (2) 日本電機工業会、艦内短絡電流研究会: 警備艦内における交流回路の短絡電流の調査について。
- (3) Joint sections committee on air circuit breakers on NEMA: Short-circuit currents in low-voltage systems. AIEE Trans. 74, Part II, p. 276 (1955).
- (4) W. C. HUENGIN, JR.: Time variation of industrial system short-circuit currents and induction motor contribution. AIEE Trans. 74, Part II, p. 90 (1955).
- (5) American Standard C 37.13-1954: Low-voltage air circuit breaker (including application guide).
- (6) AIEE No. 45-1955: Recommended practice for electric installations on shipboard.
- (7) IEC—Publication 92, first edition—1957: Recommendations for electrical installations in ships.
- (8) 勝田: DB 形低圧気中シャ断器, 「三菱電機」 31, 202 (昭. 32-3).



# 信濃川送電線の故障による通信線誘導電圧の発生確率

日本国有鉄道 斎藤 六郎\*・豊田龍太郎\*  
三菱電機本社 山田 栄一\*\*・迎 久雄\*\*\*

## Probability of Generation of Induced Voltages on Communication Lines by Faults on Shinanogawa Transmission Line

Japanese National Railway Rokuro SAITO・Ryutaro TOYODA  
Head Office Eiichi YAMADA・Hisao MUKAE

Effectively grounded neutral, it is admitted by everybody, has a much superior point to other type of the grounding systems of transmission line. It brings great advantages in the safety and economy of electric power systems, but the possible inductive disturbance to communication lines is the psychological obstacle to the diffusion of this method. The Japanese National Railways, however, has employed this system when raising the transmission voltage of its Shinanogawa transmission line and inductive disturbance to communication lines has come into questions. Taking this opportunity, Mitsubishi, in co-operation with the railway engineers, has made thoroughgoing study on the probability of the generation of induced voltages by making calculations for the effective grounding and resistance grounding.

### 1. ま え が き

送電線路の接地方式としては、直接接地方式が他の方式に比して多くの点ですぐれていることは論ずる余地のないところであり、その採用によって電力システムの安全性および経済性に多大の利益がもたらされることは明白なことである。しかるに、通信線誘導電圧が大きな心理的な支障となってその実施がはばまれていることは誠に遺憾にたえない。

たまたま国鉄信濃川送電線において直接接地による昇圧が取上げられ、通信線誘導障害が問題になったので、この機会に現在の系統（抵抗接地方式）と昇圧後の系統（直接接地方式）とに対して、通信線誘導電圧の計算を行ない、その発生確率を比較検討して見ることにした。

送電線に事故が発生した場合の通信線への誘導電圧は今まで特定な2,3地点における一線地絡の場合についてだけ計算して、その電圧が300Vあるいは430V以下であるかどうかについて論じられている現状である。しかるに送電線の事故の統計より見れば、二線地絡および異相地絡（離れた2地点における地絡）が相当な率を占めていることが明らかであるので、誘導電圧の計算の場合にこの点を閉却することは非常に不合理であると考え、二線地絡および異相地絡をも含んだ地絡事故全体について誘導電圧を計算することにした。

さきに筆者の一人(迎)によって IBM-650 電子計算機を活用して、あらゆる事故の場合に対する誘導電圧を計算する方式が確立されたので<sup>(1)</sup>、その方式を利用して次に述べるような膨大なる計算をきわめて短時間の間に実施することができた。

#### (1) 送電系統の種類 3

- a. Case I 現在の 154 kV の信濃川送電系統
- b. Case II 187 kV 昇圧後直接接地系統  
(昇圧用単巻変圧器だけ接地)
- c. Case III 187 kV に昇圧し、さらに 154 kV 側も直接接地した系統

#### (2) 地絡事故の種類 132

送電線を10区分し、両端を含めた11箇所の故障点における一線地絡およびすべての故障点の組合わせによる二線地絡および異相地絡合計 132

#### (3) 被誘導通信線 28

計算の方式に関しては、姉妹論文“毛馬内—湯瀬間電力線の故障による通信線誘導電圧の発生確率”<sup>(1)</sup>に詳細に述べてあるので説明を省略するが、このような膨大な計算は電子計算機を駆使して初めて完成できたものである。

以下国鉄信濃川送電線の誘導電圧発生確率計算結果をまとめて報告する次第である。

図 1.1 は国鉄信濃川送電系統の要覧図を示す。

\* 東京給電管理事務所 \*\* 重電技術部電力技術課長 \*\*\* 重電技術部





図 1.1 東京給電管理事務所管内要覧図  
Fig. 1.1 Map of power supplying territory under Tokyo office.

## 2. 確率を求めるための 10 分割と地絡確率の計算

誘導電圧発生確率計算にあたっては、さきに実施した IBM-650 電子計算機のプログラムをそのまま利用する

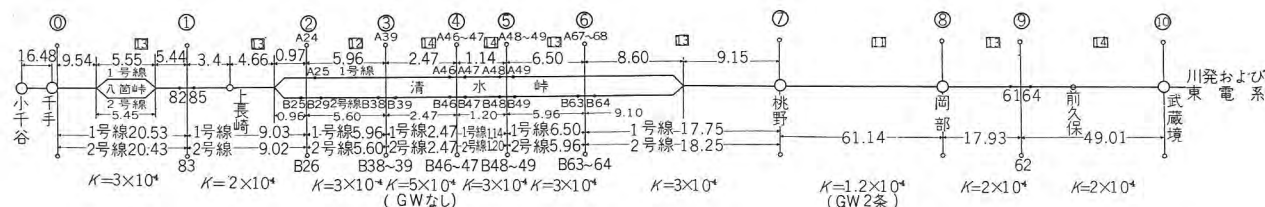


図 2.1 信濃川送電線誘導障害計算用線路略図  
Fig. 2.1 Block diagram of line for the calculation of inductive interference by Shinanogawa transmission line.

ために信濃川送電線を 10 区間に分けて、両端の千手および武蔵境を含めて 11 箇所の故障点について計算を行なうことにした。

しかしその区分法は全長を距離に応じてそのまま等分することなく、過去 19 年間の送電線路の事故統計に基づき、各区間の事故件数が等しくなるようにして、事故発生確率を全系統にわたって一様であるようにした。

信濃川送電系統を 10 分割した結果は図 2.1 に示すとおりであって、事故発生ひん度は各区間 13 ないし 14 件となる。したがって清水峠付近の多雷地区で事故の多い所では区間の距離が短く、平地では距離が長くなっている。なお岡部は系統の分岐点であるため、故障点の一つに選んである。

また誘導電圧の発生確率を論ずるためには、一線地絡と二線地絡の発生確率も考慮する必要があるが、今までの事故統計から見て高インピーダンス接地系においてはその比が 70:30、直接接地系においては 95:5 と仮定し、地絡事故の種類 132 について直接接地系と高インピーダンス接地系における一線地絡と二線地絡事故発生確率を同一尺度にて論ずるために、事故の総数を 2,420 回として発生回数を計上することにした。すなわち、直接接地系では二線地絡が 1 回起る間に一線地絡が 209 回、高インピーダンス系では二線地絡が 6 回、一線地絡が 154 回起ることになる。

## 3. 誘導電圧の計算結果

起誘導零相電流分布は、一線地絡は対称座標法で、二線地絡は  $\alpha$ - $\beta$ -0 法により、系統のインピーダンスをインプットデータとして IBM-650 によって計算し、さらにこの 10 区間の各起誘導電流に基づいて、個々の通信線に対する誘導電圧を各区間ごとに次式により計算した。

$$V = Kf \sum l / b \cdot 3I_0 (V) \quad \dots\dots\dots (3.1)$$

以上の計算式によって、三つの Case について 84 の



通信線における誘導電圧の一覧表が得られたのであるが、その代表的一例として、電電公社通信線（系統番号 06）に対する誘導電圧一覧表を表 3.1 (Case I) 表 3.2 (Case II), 表 3.3 (Case III) に掲げる。

これらの表は 132 の各故障状態に応じたそれぞれの誘導電圧の値が、大きいものから順に排列され、かつ、その電圧順累計が示されている。

さらにこれらの表に基づき誘導電圧の発生ひん度分布

表 3.1 誘導電圧計算結果（通信線系統番号 06）Case I

電圧順累計	地絡番号	系統状態	地絡確率	誘導電圧 (V)	電圧順累計	地絡番号	系統状態	地絡確率	誘導電圧 (V)	電圧順累計	地絡番号	系統状態	地絡確率	誘導電圧 (V)
6	043	1	006	3405	1158	007	1	154	0174	2162	109	1	006	0108
12	053	1	006	3088	1312	008	1	154	0173	2168	049	1	006	0108
18	063	1	006	2983	1466	009	1	154	0170	2174	132	1	006	0106
24	073	1	006	2936	1620	010	1	154	0169	2180	048	1	006	0100
30	083	1	006	2824	1774	011	1	154	0166	2186	059	1	006	0099
36	093	1	006	2704	1780	052	1	006	0143	2192	047	1	006	0096
42	028	1	006	2179	1786	062	1	006	0141	2198	111	1	006	0095
48	029	1	006	2174	1792	072	1	006	0141	2204	046	1	006	0095
54	027	1	006	2138	1798	082	1	006	0141	2210	069	1	006	0092
60	026	1	006	2125	1804	092	1	006	0140	2216	014	1	006	0092
66	025	1	006	2094	1810	102	1	006	0137	2222	015	1	006	0092
72	024	1	006	2046	1816	125	1	006	0135	2228	016	1	006	0092
78	044	1	006	1810	1822	126	1	006	0134	2234	017	1	006	0092
84	054	1	006	1726	1828	127	1	006	0133	2240	121	1	006	0091
90	064	1	006	1650	1834	128	1	006	0133	2246	018	1	006	0091
96	103	1	006	1636	1840	129	1	006	0133	2252	019	1	006	0091
102	030	1	006	1629	1846	130	1	006	0132	2258	045	1	006	0091
108	074	1	006	1615	1852	051	1	006	0131	2264	020	1	006	0088
114	033	1	006	1571	1858	061	1	006	0130	2270	079	1	006	0088
120	084	1	006	1549	1864	071	1	006	0129	2276	021	1	006	0087
126	094	1	006	1500	1870	081	1	006	0128	2282	058	1	006	0087
132	031	1	006	1488	1876	091	1	006	0127	2288	022	1	006	0084
138	113	1	006	1482	1882	050	1	006	0126	2294	075	1	006	0080
144	034	1	006	1275	1888	060	1	006	0124	2300	065	1	006	0079
150	032	1	006	1260	1894	070	1	006	0123	2306	055	1	006	0078
156	123	1	006	1253	1900	080	1	006	0123	2312	085	1	006	0077
162	038	1	006	1067	1906	101	1	006	0123	2318	057	1	006	0072
168	039	1	006	1058	2030	002	1	154	0122	2324	068	1	006	0071
174	023	1	006	1035	2066	090	1	006	0121	2330	089	1	006	0067
180	037	1	006	1033	2072	112	1	006	0120	2336	086	1	006	0065
186	036	1	006	1017	2078	115	1	006	0119	2342	095	1	006	0065
192	035	1	006	0991	2084	116	1	006	0117	2348	013	1	006	0064
198	104	1	006	0897	2090	117	1	006	0117	2354	076	1	006	0059
204	114	1	006	0815	2096	100	1	006	0116	2360	078	1	006	0057
210	040	1	006	0813	2102	118	1	006	0116	2366	096	1	006	0056
216	041	1	006	0737	2108	120	1	006	0116	2372	056	1	006	0054
222	124	1	006	0694	2114	119	1	006	0116	2378	087	1	006	0052
228	042	1	006	0615	2120	131	1	006	0114	2384	097	1	006	0052
382	001	1	154	0364	2126	122	1	006	0112	2390	098	1	006	0049
388	012	1	006	0190	2132	105	1	006	0111	2396	066	1	006	0045
542	003	1	154	0175	2138	106	1	006	0109	2402	088	1	006	0041
696	004	1	154	0175	2144	110	1	006	0109	2408	099	1	006	0040
850	005	1	154	0175	2150	107	1	006	0109	2414	067	1	006	0035
1004	006	1	154	0175	2156	108	1	006	0109	2420	077	1	006	0030

表 3.2 誘導電圧計算結果（通信線系統番号 06）Case II

電圧順累計	地絡番号	系統状態	地絡確率	誘導電圧 (V)	電圧順累計	地絡番号	系統状態	地絡確率	誘導電圧 (V)	電圧順累計	地絡番号	系統状態	地絡確率	誘導電圧 (V)
1	043	2	001	1818	1035	093	2	001	1402	1337	039	2	001	1128
2	024	2	001	1764	1086	116	2	001	1395	1338	100	2	001	1098
3	053	2	001	1746	1087	029	2	001	1386	1339	087	2	001	1093
212	003	2	209	1744	1088	058	2	001	1382	1340	094	2	001	1072
213	063	2	001	1718	1089	034	2	001	1380	1341	120	2	001	1069
214	073	2	001	1705	1090	015	2	001	1378	1342	088	2	001	1050
215	025	2	001	1695	1091	069	2	001	1371	1343	110	2	001	1033
216	026	2	001	1666	1092	129	2	001	1369	1344	057	2	001	1029
425	004	2	209	1666	1093	091	2	001	1367	1345	019	2	001	1001
426	027	2	001	1654	1094	117	2	001	1367	1346	030	2	001	0886
427	083	2	001	1637	1095	106	2	001	1358	1347	103	2	001	0882
636	005	2	209	1635	1096	045	2	001	1357	1348	076	2	001	0853
845	006	2	209	1621	1097	079	2	001	1354	1349	033	2	001	0820
846	044	2	001	1608	1098	118	2	001	1354	1350	056	2	001	0793
847	052	2	001	1595	1099	084	2	001	1346	1351	023	2	001	0789
848	028	2	001	1593	1100	016	2	001	1341	1352	040	2	001	0782
849	051	2	001	1566	1101	090	2	001	1336	1351	009	2	001	0780
1058	007	2	209	1549	1102	035	2	001	1334	1352	031	2	001	0769
1059	125	2	001	1547	1103	107	2	001	1330	1353	113	2	001	0769
1060	050	2	001	1540	1104	017	2	001	1325	1354	041	2	001	0735
1061	062	2	001	1520	1105	108	2	001	1318	1355	002	2	001	0706
1062	048	2	001	1515	1106	036	2	001	1316	1356	112	2	001	0681
1063	054	2	001	1507	1315	008	2	209	1315	1357	104	2	001	0674
1064	049	2	001	1500	1316	037	2	001	1311	1358	042	2	001	0671
1065	072	2	001	1489	1317	068	2	001	1301	1359	010	2	209	0662
1066	061	2	001	1487	1318	119	2	001	1289	1360	131	2	001	0661
1067	082	2	001	1476	1319	038	2	001	1278	1361	066	2	001	0654
1068	126	2	001	1476	1320	095	2	001	1278	1362	114	2	001	0633
1069	014	2	001	1471	1321	089	2	001	1267	1363	013	2	001	0629
1070	115	2	001	1467	1322	109	2	001	1253	1364	111	2	001	0590
1071	064	2	001	1466	1323	078	2	001	1246	1365	124	2	001	0590
1072	047	2	001	1464	1324	018	2	001	1243	1366	122	2	001	0572
1073	060	2	001	1459	1325	085	2	001	1238	1367	121	2	001	0557
1074	071	2	001	1455	1326	096	2	001	1216	1368	020	2	001	0554
1075	127	2	001	1447	1327	075	2	001	1210	1369	132	2	001	0550
1076	074	2	001	1446	1328	097	2	001	1194	1370	123	2	001	0508
1077	081	2	001	1440	1329	065	2	001	1191	1371	032	2	001	0494
1078	046	2	001	1440	1330	102	2	001	1184	1372	021	2	001	0472
1079	128	2	001	1435	1331	098	2	001	1184	1373	067	2	001	0467
1080	105	2	001	1430	1332	130	2	001	1153	1374	077	2	001	0400
1081	070	2	001	1426	1333	055	2	001	1144	1375	011	2	209	0374
1082	080	2	001	1411	1334	086	2	001	1141	1376	022	2	001	0309
1083	059	2	001	1410	1335	099	2	001	1135	1377	012	2	001	0272
1084	092	2	001	1407	1336	101	2	001	1133	1378	001	2	209	0247



表 3.3 誘導電圧計算結果 (通信線系統番号 06) Case III

電圧順累計	地絡番号	系統状態	地絡確率	誘導電圧 (V)	電圧順累計	地絡番号	系統状態	地絡確率	誘導電圧 (V)	電圧順累計	地絡番号	系統状態	地絡確率	誘導電圧
1	024	3	001	1819	1085	074	3	001	1416	1337	101	3	001	1140
2	043	3	001	1759	1086	116	3	001	1408	1338	100	3	001	1106
211	003	3	209	1748	1087	092	3	001	1400	1339	087	3	001	1101
212	025	3	001	1747	1088	058	3	001	1394	1340	120	3	001	1078
213	026	3	001	1716	1089	129	3	001	1392	1341	088	3	001	1058
214	027	3	001	1704	1090	015	3	001	1390	1342	094	3	001	1042
215	053	3	001	1689	1091	069	3	001	1383	1343	110	3	001	1041
424	004	3	209	1670	1092	117	3	001	1380	1344	057	3	001	1039
425	063	3	001	1662	1093	091	3	001	1377	1345	019	3	001	1007
426	073	3	001	1650	1094	035	3	001	1375	1346	030	3	001	0889
427	028	3	001	1638	1095	106	3	001	1372	1347	076	3	001	0861
636	005	3	209	1638	1096	045	3	001	1368	1348	103	3	001	0840
845	006	3	209	1624	1097	118	3	001	1367	1349	023	3	001	0819
846	052	3	001	1588	1098	079	3	001	1366	1350	056	3	001	0802
847	083	3	001	1583	1099	036	3	001	1356	1351	040	3	001	0801
848	051	3	001	1578	1100	093	3	001	1354	1352	033	3	001	0780
849	044	3	001	1577	1101	016	3	001	1353	1351	009	3	209	0763
850	125	3	001	1574	1102	037	3	001	1350	1352	031	3	001	0763
851	050	3	001	1552	1103	090	3	001	1347	1353	041	3	001	0751
1060	007	3	209	1551	1104	107	3	001	1343	1354	113	3	001	0725
1061	048	3	001	1529	1105	017	3	001	1336	1336	002	3	209	0705
1062	049	3	001	1513	1106	108	3	001	1330	1330	112	3	001	0673
1063	062	3	001	1513	1107	038	3	001	1316	1316	042	3	001	0672
1064	126	3	001	1501	1108	084	3	001	1316	1316	131	3	001	0668
1065	061	3	001	1498	1317	008	3	209	1313	1313	066	3	001	0661
1066	014	3	001	1485	1318	068	3	001	1312	1312	104	3	001	0652
1067	072	3	001	1482	1319	119	3	001	1300	1300	010	3	209	0639
1068	115	3	001	1481	1320	095	3	001	1290	1290	013	3	001	0633
1069	047	3	001	1477	1321	089	3	001	1278	1278	114	3	001	0614
1070	054	3	001	1476	1322	109	3	001	1264	1264	111	3	001	0588
1071	127	3	001	1472	1323	078	3	001	1257	1257	124	3	001	0585
1072	060	3	001	1471	1324	018	3	001	1254	1254	122	3	001	0562
1073	082	3	001	1469	1325	085	3	001	1249	1249	121	3	001	0556
1074	071	3	001	1466	1326	096	3	001	1226	1226	132	3	001	0553
1075	128	3	001	1459	1327	075	3	001	1220	1220	020	3	001	0552
1076	046	3	001	1452	1328	097	3	001	1205	1205	067	3	001	0473
1077	081	3	001	1451	1329	065	3	001	1201	1201	021	3	001	0466
1078	105	3	001	1444	1330	098	3	001	1194	1194	123	3	001	0419
1079	070	3	001	1437	1331	102	3	001	1177	1177	032	3	001	0410
1080	064	3	001	1435	1332	130	3	001	1172	1172	077	3	001	0405
1081	080	3	001	1423	1333	039	3	001	1160	1160	011	3	209	0280
1082	059	3	001	1422	1334	055	3	001	1154	1154	012	3	001	0279
1083	034	3	001	1422	1335	086	3	001	1151	1151	022	3	001	0270
1084	029	3	001	1420	1336	099	3	001	1145	1145	001	3	209	0252

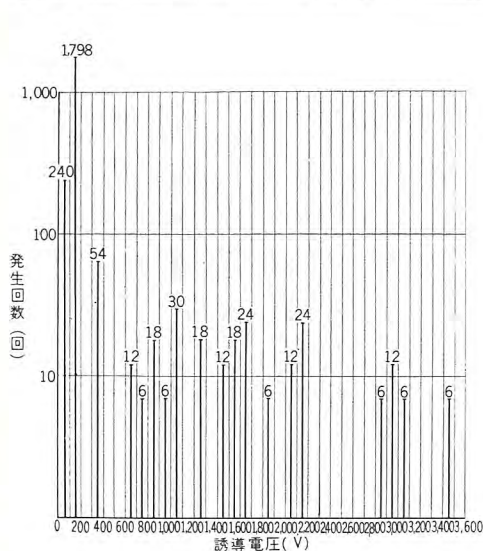


図 3.1 誘導電圧の大きさと発生ひん度との関係 [電電公社通信線(系統番号 06) Case (I)]

Fig. 3.1 Relation between the magnitude of induced voltages and the frequency of happening.

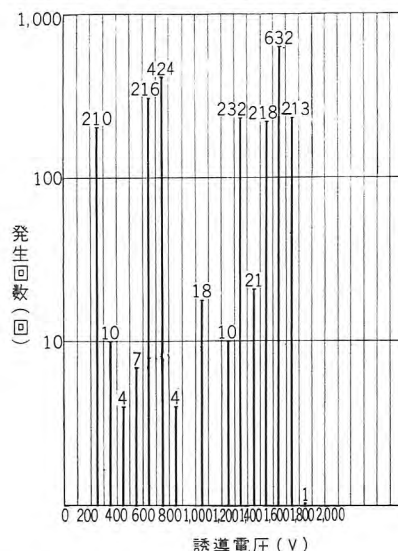


図 3.2 誘導電圧の大きさと発生ひん度との関係 [電電公社通信線(系統番号 06) Case (II)]

Fig. 3.2 Relation between the magnitude of induced voltage and the frequency of happening.

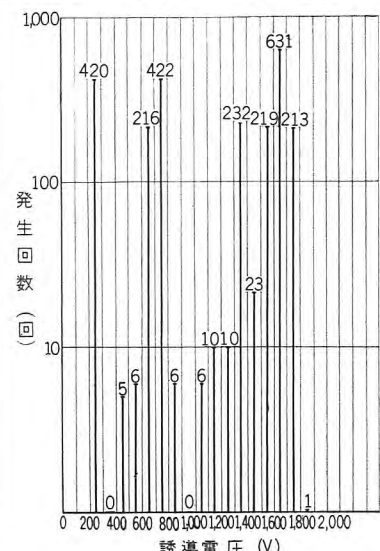


図 3.3 誘導電圧の大きさと発生ひん度との関係 [電電公社通信線(系統番号 06) Case (III)]

Fig. 3.3 Relation between the magnitude of induced voltage and the frequency of happening.

を图示すれば、図 3.1 から図 3.3 のようになる。

## 4. 誘導電圧発生確率の解析

今回の計算結果得られたデータの数は、

$$3 \text{ (case の数)} \times 132 \text{ (故障の数)} \\ \times 84 \text{ (通信線の数)} = 33,264$$

の多きに達した。

各通信線の誘導電圧に対してそれぞれ解析を行なうべきであるが、資料があまりに膨大なため個々の通信線に対する詳細な解析は後日にゆずることとし、一例としてその中の代表的通信線である電電公社通信線(系統番号 06)に対してだけ Case I, Case II, Case III の各場合について検討するが、この検討によって他の通信線についても、各 Case に対する誘導電圧発生確率の差異



の傾向はおおよそ推定できるものと考えられる。

なお、今回の確率計算の基準数としては 2,420 をとっているが、信濃川送電線における過去 19 年間の実績によれば事故の件数は合計 130 件となっているので、1 年間の平均事故件数は  $130/19=6.84$  となり、したがって、 $2,420/6.84=354$ (年) すなわち、約 354 年間の事故総数に

ついて論じたことになるわけである。

#### 4.1 誘導電圧の最大値

各 Case について 84 の通信線における誘導電圧の最大値を表 4.1 に示す。この表には、直接接地系と高インピーダンス接地系統における誘導電圧の比較をするために、Case II 誘導電圧最大値 および Case III 誘導電圧最大値 Case I " Case I "

送電線	千手	六箇	上長	清水	桃野	岡次	前久	武蔵			
区間	0	1	2	3	4	5	6	7	8	9	10
A'	3×10 <sup>4</sup>	2×10 <sup>4</sup>	3×10 <sup>4</sup>	5×10 <sup>4</sup>	3×10 <sup>4</sup>	3×10 <sup>4</sup>	3×10 <sup>4</sup>	1.2×10 <sup>4</sup>	2×10 <sup>4</sup>	2×10 <sup>4</sup>	
保安通信線 01					7,402V (case I)	現状 154kV 高低抗接地、以下同じ					
					4,184V (case II)	187kV 昇圧直接接地単巻変圧器					
					4,188V (case III)	上 154kV 側も直接接地					
保安通信線 02						2,309V					
						2,031V					
						2,017V					
保安通信線 03								2,916V			
								2,175V			
								2,131V			
保安通信線 04									1,866V		
									1,645V		
									1,631V		
保安通信線 05									4,655V		
									3,391V		
									3,253V		
電電公社 通信線 06										3,405V	
										1,818V	
										1,819V	
電電公社 通信線 07											1,278V
											884V
											867V

図 4.1 (a)

送電線	千手	六箇	上長	清水	桃野	岡次	前久	武蔵			
区間	0	1	2	3	4	5	6	7	8	9	10
K	3×10 <sup>4</sup>	2×10 <sup>4</sup>	3×10 <sup>4</sup>	5×10 <sup>4</sup>	3×10 <sup>4</sup>	3×10 <sup>4</sup>	3×10 <sup>4</sup>	12×10 <sup>4</sup>	2×10 <sup>4</sup>	2×10 <sup>4</sup>	
東電通信線 15											283V 233V 229V
東電通信線 16											168V 145V 143V
東電通信線 17											269V 226V 220V
東電通信線 18											271V 240V 238V
東電通信線 19											565V 598V 376V
東電通信線 20											467V 334V 327V
東電通信線 21											1121V 812V 783V

図 4.1 (c)

送電線	千手	六箇峠	上長崎	清水峠	桃野	岡次	前久	武蔵峠			
区間	0	1	2	3	4	5	6	7	8	9	10
K	20.53	9.03	5.96	2.47	1.14	5.96	17.75	6.11	4.17	9.93	49.01
		km									
		$3 \times 10^4$	$2 \times 10^4$	$3 \times 10^4$	$5 \times 10^4$	$3 \times 10^4$	$3 \times 10^4$	$12 \times 10^4$	$2 \times 10^4$	$2 \times 10^4$	$10^4$
電電公社通信線 08										226V	
										223V	
										220V	
電電公社通信線 09										303V	
										268V	
										266V	
電電公社通信線 10										1,461V	
										1,080V	
										1,075V	
電電公社通信線 11										702V	
										511V	
										491V	
東電通信線 12										3,665V	
										2,005V	
										1,967V	
東電通信線 13										1,800V	
										961V	
										962V	
東電通信線 14										1,503V	
										990V	
										971V	

図 4.1 (b)

送電線	千手	六箇	上長	清水	桃野	岡次	前久	武蔵境		
区間	20.53	9.03	5.96	2.47	1.14	5.96	17.75	61.14	17.93	49.01
K	3×10 <sup>4</sup>	2×10 <sup>4</sup>	3×10 <sup>4</sup>	5×10 <sup>4</sup>	3×10 <sup>4</sup>	3×10 <sup>4</sup>	3×10 <sup>4</sup>	12×10 <sup>4</sup>	2×10 <sup>4</sup>	2×10 <sup>4</sup>
国鉄業務用通信線 22										1,174V 735V 727V
国鉄業務用通信線 23										134V 113V 111V
国鉄業務用通信線 24										1,129V 823V 789V
水道局通信線 25										1,133V 710V 702V
水道局通信線 26										613V 447V 428V
社線通信線 27										837V 610V 585V
有線放送通信線 28										1,352V 795V 776V

図 4.1 (d)

図 4.1 系統別通信線誘導電圧最大値

Fig. 4.1 The maximum values of induced voltage on communications lines classified according to the location of lines.



表 4.1 通信線誘導電圧最大値一覧表

通信線 #	誘導電圧最高値			Case II		Case III			誘導電圧最高値			Case II		Case III		
	Case I	Case II	Case III	Case I	Case I	Case I	Case I	Case I	Case I	Case I	Case I	Case I	Case I	Case I	Case I	Case I
01	7402	4184	4188	0.562	0.563	16	169	145	143	0.858	0.845					
2	2309	2031	2017	0.88	0.87	17	269	226	222	0.84	0.825					
3	2916	2175	2131	0.743	0.73	18	271	240	238	0.885	0.875					
4	1856	1645	1631	0.89	0.88	19	565	398	376	0.705	0.665					
5	4655	3391	3253	0.726	0.70	20	467	334	327	0.715	0.70					
6	3405	1818	1819	0.532	0.532	21	917	817	783	0.89	0.855					
7	1278	884	867	0.692	0.68	22	1174	735	727	0.625	0.618					
8	266	223	220	0.84	0.826	23	134	113	111	0.845	0.83					
9	303	268	266	0.884	0.88	24	1129	823	789	0.730	0.70					
10	1461	1080	1075	0.74	0.733	25	1133	710	702	0.626	0.62					
11	702	511	491	0.73	0.70	26	613	447	428	0.728	0.70					
12	3665	2005	1967	0.55	0.538	27	837	610	585	0.73	0.70					
13	1800	961	962	0.533	0.533	28	1352	795	776	0.589	0.573					
14	1503	990	971	0.64	0.645											
15	283	233	229	0.825	0.810					平均 0.737	0.72					

が示されている。

この比の値は 0.532~0.89 となり、最大値について論じれば明らかに直接接地系のほうが有利であることがわかる。

なお、28通信線についてのその平均値はそれぞれ 0.737 および 0.72 であって、だいたい直接接地系の場合は高インピーダンス接地系の約 7 割くらいの誘導電圧が発生するものと推定できる。

なお、この値の大小は、それぞれの通信線に応じて通信線と送電線との関係位置、経過地その他影響する条件が複雑多岐なるため、予想することはなかなか困難である。

送電線に対する各通信線の位置および最大誘導電圧値とその際の事故状態とを図 4.1 に示す。この図よりわかるように最大電圧発生時の事故状態はだいたい予想されたように、通信線の長さに応じた送電線の両端において地絡した場合であることがわかる。

## 4.2 誘導電圧値による分類

各通信線における誘導電圧の発生回数を電圧別に分類した一覧表を表 4.2 に示す。

この表には誘導電圧発生回数を 1,000 V 以上、650 V 以上、430 V 以上、300 V 以上に分類して、それぞれ 2,420 回に対する比率が示されている。

この表から見れば 1,000 V 以上発生している回数も相当多く、今までのように誘導電圧を論じるにあたって、300, 430, 650 V といったような低い電圧において電圧の段階を議論することは無意味のような気もする。

表 4.2 通信線誘導電圧の電圧別発生回数

通信線 #	系統 状態	300 V 以上		430 V 以上		650 V 以上		1,000 V 以上	
		回数	2,420 回 に対する 比率	回数	2,420 回 に対する 比率	回数	2,420 回 に対する 比率	回数	2,420 回 に対する 比率
01	I II III	1800 2420 2420	74.4% 100 100	478 2420 2420	19.8% 100 100	460 2211 2210	19.0 91.4 91.4	258 1999 1998	10.7% 82.5 82.5
2	I II III	360 1764 1767	14.8 73.0 73.0	360 700 695	14.8 28.9 28.7	360 476 476	14.8 19.7 19.7	282 231 231	11.6 9.55 9.55
3	I II III	1736 2208 2208	71.8 91.2 91.2	1450 1995 1994	59.9 82.5 82.5	1450 1775 1776	59.9 73.3 73.3	372 468 465	15.8 19.3 19.2
4	I II III	216 900 900	8.9 37.2 37.2	216 468 460	8.9 19.3 19.0	216 241 243	8.9 9.95 10.0	116 3 2	4.80 0.12 0.08
5	I II III	2096 2418 2418	86.6 99.8 99.8	1828 2205 2206	75.5 91.1 91.1	428 1969 1764	17.7 81.2 72.9	120 681 679	5.0 29.1 28.0
6	I II III	382 2210 2000	15.8 91.3 82.5	228 1999 1997	9.43 82.5 82.5	222 1987 1778	9.18 82 73.5	186 1345 1345	7.68 55.5 55.5
7	I II III	372 1755 1550	15.4 72.5 64.0	354 260 250	14.6 10.7 10.3	336 30 30	13.9 1.24 1.24	198 0 0	8.18 0 0
8	I II III	0 0 0	0 0 0	0 0 0	0 0 0	0 0 0	0 0 0	0 0 0	0 0 0
9	I II III	12 0 0	0.5 0 0	0 0 0	0 0 0	0 0 0	0 0 0	0 0 0	0 0 0
10	I II III	228 1102 1107	9.42 45.5 45.8	228 242 233	9.42 10.0 9.62	180 229 229	7.44 9.45 9.45	24 4 2	0.99 0.17 0.08
11	I II III	120 438 443	5.0 18.1 18.3	24 2 1	0.99 0.08 0.04	12 0 0	0.5 0 0	0 0 0	0 0 0
12	I II III	382 2000 1999	15.8 82.5 82.5	228 1785 1784	9.42 73.7 73.7	228 1775 1775	9.32 33.4 33.4	210 1345 1345	8.68 55.5 55.5
13	I II III	228 1992 1991	9.42 82.3 82.2	198 1348 1347	8.1 55.6 55.6	156 1325 1325	6.45 54.8 54.8	72 0 0	2.97 0 0
14	I II III	372 1986 1989	15.4 82.1 82.1	360 476 472	14.8 19.7 19.0	336 37 36	13.9 1.53 1.49	246 0 0	10.2 0 0
15	I II III	0 0 0	0 0 0	0 0 0	0 0 0	0 0 0	0 0 0	0 0 0	0 0 0
16	I II III	0 0 0	0 0 0	0 0 0	0 0 0	0 0 0	0 0 0	0 0 0	0 0 0
17	I II III	0 0 0	0 0 0	0 0 0	0 0 0	0 0 0	0 0 0	0 0 0	0 0 0
18	I II III	0 0 0	0 0 0	0 0 0	0 0 0	0 0 0	0 0 0	0 0 0	0 0 0
19	I II III	120 213 422	5.0 8.8 17.9	24 0 0	0.99 0 0	24 0 0	0.99 0 0	0 0 0	0 0 0
20	I II III	24 4 3	0.99 1.65 1.24	12 0 0	0.5 0 0	0 0 0	0 0 0	0 0 0	0 0 0
21	I II III	120 469 460	5.0 19.4 19.0	120 441 455	5.0 18.2 18.8	24 3 211	0.99 1.24 8.71	12 0 0	0.5 0 0
22	I II III	336 688 474	13.9 28.4 19.6	336 34 34	13.9 1.4 1.4	252 5 5	10.4 0.2 0.2	24 0 0	0.99 0 0
23	I II III	0 0 0	0 0 0	0 0 0	0 0 0	0 0 0	0 0 0	0 0 0	0 0 0
24	I II III	120 470 460	5.0 19.4 19.0	120 444 455	5.0 18.3 19.8	24 3 211	0.99 1.24 8.71	12 0 0	0.5 0 0
25	I II III	336 475 468	13.9 19.6 19.3	336 33 32	13.9 1.4 1.3	252 4 3	10.4 0 1.24	24 0 0	0.99 0 0
26	I II III	66 227 229	2.72 9.37 9.45	24 0 0	0.99 0 0	0 0 0	0 0 0	0 0 0	0 0 0
27	I II III	120 457 457	5.0 18.9 18.9	24 213 223	0.99 8.8 9.2	24 0 0	0.99 0 0	0 0 0	0 0 0
28	I II III	120 1776 1567	5.0 73.3 64.7	120 1551 1552	5.0 62.4 62.4	84 437 438	3.47 18.0 18.1	42 0 0	1.73 0 0



### 4.3 一線地絡だけ考えた場合の誘導電圧

今までの様式としては誘導電圧の計算は一線地絡だけが対象とされているので、参考のために一線地絡だけを考えた場合の各通信線に対する誘導電圧の最大値を表 4.3 に掲げてみた。

各場合において最大誘導電圧の発生するのは、だいたい予想されるとおりに通信線のある近くにおいて地絡事故を生じた場合であることがわかる。

Case I の場合においても 300 V 以上発生している通信線がいくつかみられるが、ほとんど多くは 300 V 以下である。Case II, Case III の場合に、ほとんどの通信線が 300 V 以上となることは予想されたとおりであるが、このことはひるがえって考えれば、表 4.1, 4.2 な

表 4.3 一線地絡時の通信線誘導電圧最大値

通信線 #	Case I		Case II		Case III		通信線 #	Case I		Case II		Case III	
	誘導電圧	地絡番号	誘導電圧	地絡番号	誘導電圧	地絡番号		誘導電圧	地絡番号	誘導電圧	地絡番号	誘導電圧	地絡番号
01	872	001	3993	004	4002	004	15	63	8	127	10	125	10
2	253	6	1041	7	1042	7	16	30	8	65	10	65	10
3	630	7	1295	9	1267	9	17	57	8	116	9	114	9
4	244	9	772	9	820	9	18	35	9	113	9	120	9
5	678	10	2615	10	2827	10	19	96	9	303	9	322	9
6	364	1	1744	3	1748	3	20	80	9	254	9	270	9
7	256	7	526	9	515	9	21	163	10	630	10	681	10
8	57	8	115	9	112	9	22	176	7	370	8	366	8
9	39	9	126	9	134	9	23	28	8	58	9	57	9
10	251	9	795	9	844	9	24	164	10	634	10	686	10
11	102	10	394	10	426	10	25	176	7	361	8	357	8
12	391	1	1876	3	1882	3	26	89	10	344	10	372	10
13	192	1	922	3	924	3	27	122	10	470	10	508	10
14	287	7	589	9	577	9	28	140	1	709	2	761	2

どと比較した場合に、誘導電圧の計算にあたって一線地絡だけを考えることの不合理がうかがわれるわけである。

### 4.4 電電公社通信線(系統番号 06)の誘導電圧に対する検討

#### (1) Case I

(現状の 154 kV 抵抗接地系統の場合)

この場合には表 3.1 に示されるように最高 3,405 V で(二線地絡時), 354 年の間に 6 回はこのような電圧が発生することがわかる。この値は Case II, Case III の場合に比して格段大きな値である。

一線地絡時の場合の最高電圧は 364 V であり、それほど高い値ではない。

300 V 以上の回数は 382 回であり、したがってこの通信線においては、

$$382 \text{ 回}/354 \text{ 年} \div 1.08 \text{ 回/年}$$

すなわち、1 年間に約 1.08 回の割合で 300 V 以上の電圧が発生する確率がある。

誘導電圧の発生ひん度を曲線に示せば図 4.2 の A 曲線のようになる。この曲線の近似式として余弦曲線の式を採用すれば次式のようになる。

$$y = 3,405 \cos [26.6 (\log_{10} x)] \cdots \cdots (4.1)$$

となる。

#### (2) Case II (187 kV 直接接地系統にて単巻変圧器だけ接地の場合)

この場合の誘導電圧は表 3.2 に示すとおりであって、その最高値は 1,818 V で Case I に比して非常に低く、この点からも直接接地系統が他の高インピーダンス系統に比して有利なことがいえる。

300 V 以上は 2,210 回であり、したがって、

$$2,210/356 \div 6.24 \text{ 回/年}$$

となり、300 V 以上の発生確率は Case I よりも高い。

誘導電圧の発生ひん度曲線は表 4.2 B 曲線のとおりであり、近似式で示せば

$$y = 1,818 \cos [26.6 (\log_{10} x)]$$

となる。

#### (3) Case III (187 kV 直接接地系統にて 154 kV 側も直接接地した場合)

この場合は小千谷、千手、岡部および武蔵境(東電系)の 154 kV 系もすべて直接接地した場合であって、この

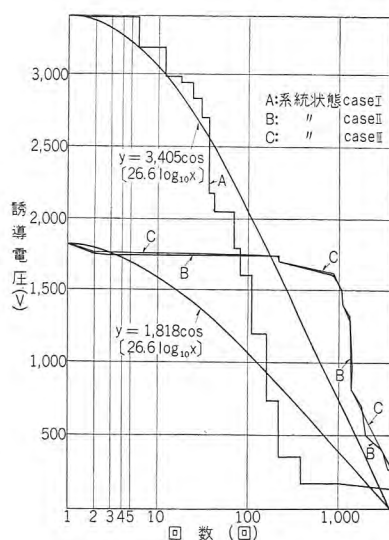


図 4.2 誘導電圧発生ひん度曲線〔電電公社通信線(系統番号 06)〕

Fig. 4.2 Inductive voltage generation frequency curves.

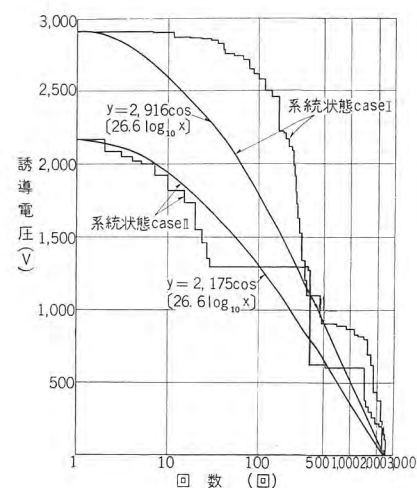


図 4.3 誘導電圧発生ひん度曲線〔国鉄保安通信線(系統番号 03)〕

Fig. 4.3 Inductive voltage generation frequency curves.



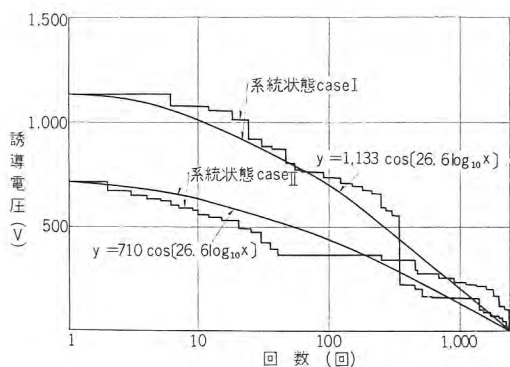


図 4.4 誘導電圧発生ひん度曲線〔東電通信線 (系統番号 15)〕  
Fig. 4.4 Inductive voltage generation frequency curves.

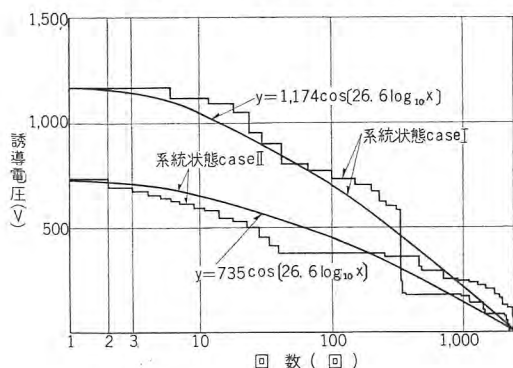


図 4.5 誘導電圧発生ひん度曲線  
〔国鉄業務通信線 (系統番号 22)〕  
Fig. 4.5 Inductive voltage generation frequency curves.

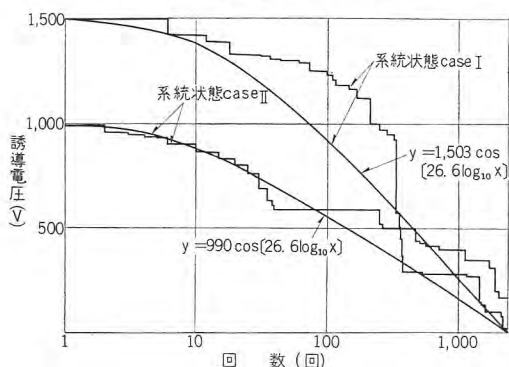


図 4.6 誘導電圧発生ひん度曲線  
〔水道局通信線 (系統番号 25)〕  
Fig. 4.6 Inductive voltage generation frequency curves.

ような形態が将来もっとも望ましい形態であると思われる。

Case III は Case II に比して系統の零相インピーダンスが若干小さくなっているわけであるが、誘導電圧の面で比較すればそれほど顕著な差異は見られない。

最高電圧は 1,819 V で Case II の 1,818 V とほとんど同じ値である。

300 V 以上は 2,420 回中 2,000 回で、したがって、

$$2,000/354 \div 5.65 \text{ 回/年}$$

すなわち、1 年間に 5.65 回発生することになる。

誘導電圧の発生ひん度曲線は図 4.2 C 曲線に示すとおりであって、近似式で表わせば、

$$y = 1,819 \cos [26.6 (\log_{10} x)]$$

となる。

参考のために、国鉄保安用通信線 (系統番号 03)、東電通信線 (系統番号 15)、国鉄業務用通信線 (系統番号 22)、水道局通信線 (系統番号 25) における誘導電圧発生ひん度曲線を図 4.3 から図 4.6 に示す。

## 5. む す び

信濃川送電線において、その近くの 28 の通信線に対する誘導電圧を Case I, Case II, Case III について計算を実施したが、これは非常に膨大なる計算であって、IBM-650 を駆使して初めて可能であった。

28 の通信線に対する誘導電圧の一覧表は 84 枚の数表が得られたのであるが、これらの結果は、信濃川系統における誘導電圧を論じる上において、ほとんど完璧なデータであると確信する。

各 Case における誘導電圧の比較はまだ十分な検討が行われていないので判然としたことはいえないが、現状においても 300 V 以上の誘導電圧が発生する可能性があることがわかる。また二線地絡時には相当高い電圧を誘起する率が Case II, Case III の直接接地系統に比して高いこともわかる。

また Case II, Case III においては 300 V 以上の発生確率は相当高くなるのは事実であるが、高い電圧の発生率の点では Case I に比して有利である。

以上の検討結果より見て、今後通信線の誘導電圧を論じるにあたって、誘導電圧値を 300 V 以下に押えることならびに二線地絡の計算を省略することの不合理につき十分検討すべきことが痛感された。将来、通信線用アレスタあるいは絶縁トランスの設置などによる誘導電圧の防護および送電線の事故継続時間の短縮などによって、この誘導問題が解決され、直接接地方式がさらに広く採用されるようになることを期待する次第である。

終りに臨み IBM-650 による誘導電圧の計算ならびに確率算出に対する考え方について種々指導をいただいた電力技術部長木村久男博士ならびに国鉄信濃川送電線昇圧専門委員会委員各位のご指導に対して深甚なる謝意を表する。

## 参 考 文 献

- (1) 迎 : 毛馬内一湯瀬間電力線の故障による通信線誘導電圧の発生確率 電学誌 79, 316 (昭 34)



# 空心変成器による母線保護方式

神戸製作所 森

健\*

## Bus Protective System by means of Air Core Couplers

Kobe Works Takeshi MORI

Air core couplers used for the protection of the bus in place of current transformers eliminate the problem of core saturation and perform highly dependable operation. Furthermore, the feasibility of opening and closing of the secondary circuit offers the advantage of application to multi-circuit buses. Practice thus afforded is termed a split type multi-circuit bus protection system. Mitsubishi has been taking pains in the development of this new system, just reaching a stage of putting into practice after a period of basic study. The principle, characteristics, the status of development in the company, and examples of practical installation in connection with the split type bus protective system are accounted for in this article.

### 1. ま え が き

一般に保護継電方式の品質は

動作速度

信頼性

取扱いの容易

経済性

でさだまる。空心変成器による母線保護方式は現在ある母線保護方式のなかでこれらの条件をもっともよく満足する方式のひとつであると考えられる<sup>(1)</sup>。このような見地から、当社はこの空心変成器による母線保護方式の開発を従来から鋭意推進してきたのであるが、ようやく内容的にも基礎開発期をすぎ、また各方面からこの方式の優秀性についてのご認識をいただくようになってきたの

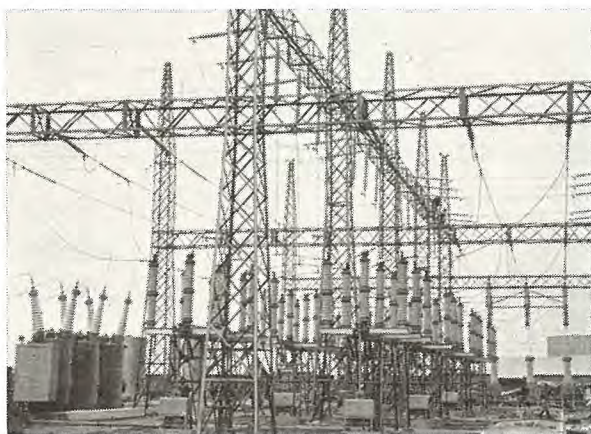


図 1.1 空心変成器によって保護された中国電力株式会社新宇部発電所 110 kV 母線 (1 期工事完工当時)

Fig 1.1 110 kV bus of the Chugoku Elec. Power Co. protected by air core coupler relaying.

で、この際最近の当社における実験や設計結果をもととして、この方式の基礎的事項を整理し紹介する。また重要母線の保護は必然的に二重母線保護となる傾向があるが、空心変成器の特長をいかした分割式二重母線保護方式についても簡単にふれておきたいと思う。これは中国電力株式会社宇部発電所ではじめて実施されたものである。

### 2. 原 理

#### 2.1 空心変成器

従来母線保護は一次継電器をもうけず送電線などの後備保護継電器によっている例がほとんどであった。しかし母線は系統の結び目でありいったん事故が発生したときにもし瞬時保護ができなければ影響するところはきわめて大である。したがって重要母線にはなんらかの一次保護継電装置を設置する必要がある。

ところで母線を瞬時保護するには、差動保護方式がいちばん適当なのであるが、母線保護の場合外部事故時の流出端子 CT の鉄心飽和が発電機などの差動保護よりも大きく、そのためになかなか信頼性ある保護をおこなうことができない。この障害を克服するには母線保護専用の CT をおくこととし、さらにこれを十分な注意のもとに設計することがせつに要望されるのである。もしさらに CT から鉄心をはずして空心の変成器とすれば鉄心飽和の問題はいっさいなくなりもっともよい母線保護をすることができる。<sup>(1)</sup>

空心変成器はブッシング CT とまったくおなじ外観を

\* 技術部



有しており、構造的にも鉄心がない点がことなるだけである。したがって空心変成器は、一次巻数 1 で二次巻数  $N_s$  のブッシング CT 形相互リアクタンスと考えればよい。このリアクタンスの値はみな 60 c/s に対し 0.005  $\Omega$  に調整されている。



図 2.1 空心変成器外觀  
Fig. 2.1 Air core coupler.

空心変成器は一般にシャ断器の内部で図 2.2 のように取付けられる。すなわち一次導体はブッシングがそのまま絶縁体となって変成器の軸位置を貫通しており、その他の周囲は鉄板製容器によってすっぽり包まれたままシャ断器外壁に固定されている。

また必要ならば、シャ断器に内蔵せず、ふつうのガイシ形 CT のような単独空心変成器を製作することも可能

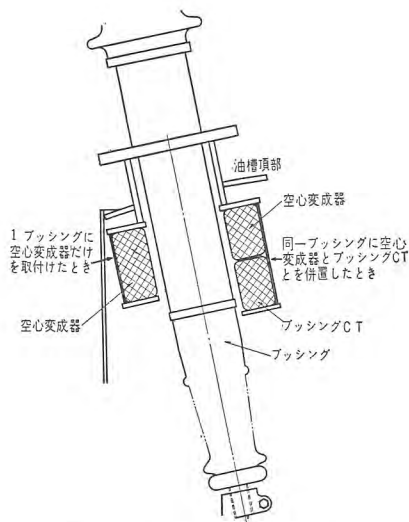


図 2.2 空心変成器の設置方式  
Fig. 2.2 Installation of air core coupler.

である。この場合もちろん別の CT を同一容器に収容することもできる。

## 2.2 変成器二次コイルの結線

空心変成器は一般に図 2.3 のように二次コイルを直列に接続して使用される。各変成器にはその端子に流れる一次電流  $i_1, i_2, \dots, i_n$  の微分値に比例した起電力  $e_1, e_2, \dots, e_n$  が発生する。それゆえ図 2.3 のように変成器の二次側を直列に接続するとき、全変成器二次起電力の代数和  $e_s$  は各端子電流の代数和  $i$  の微分値に比例する。変成器の相互インダクタンスを  $M$  とすれば、

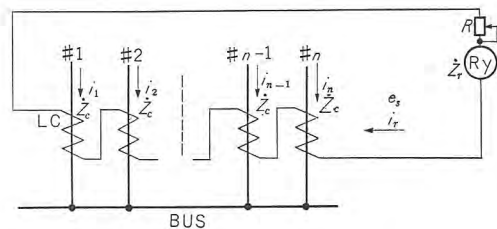


図 2.3 空心変成器による母線保護方式 (直列形)  
Fig. 2.3 Bus protective system by means of air core couplers (series type).

$$e_s = e_1 + e_2 + \dots + e_n$$

$$= M \left( \frac{di_1}{dt} + \frac{di_2}{dt} + \dots + \frac{di_n}{dt} \right)$$

$i = i_1 + i_2 + \dots + i_n$  であるから

$$e_s = M \frac{di}{dt} \quad (\text{または } \dot{E}_s = j\omega M \dot{I}) \quad \dots\dots\dots (2.1)$$

母線内部に事故のないかぎり代数和電流  $i$  は零であるから  $e_s$  も零となり、継電器は動作しない。一方母線内部に事故が発生すれば  $i$  は故障点電流  $i_F$  にひとしく、 $e_s$  は

$$e_s = M \frac{di_F}{dt} \quad (\text{または } \dot{E}_s = j\omega M \dot{I}_F) \quad \dots\dots\dots (2.2)$$

となる。それゆえ二次回路には電流  $i_r$  がながれ継電器が動作する。 $i_r$  の大きさは二次回路インピーダンス  $Z_s$  によってきだまり

$$i_r = \frac{e_s}{Z_s} \quad (\text{または } \dot{I}_r = \frac{\dot{E}_s}{\dot{Z}_s}) \quad \dots\dots\dots (2.3)$$

である。

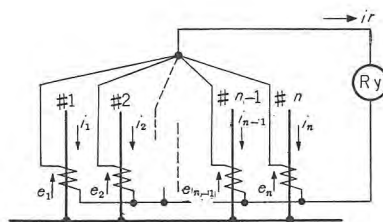


図 2.4 空心変成器による母線保護方式 (並列形)  
Fig. 2.4 Bus protective system by means of air core couplers (parallel type).

しかし原理的には、図 2.4 のように変成器二次コイルを全部並列にしたものを継電器と接続することも不可能ではない。いま各変成器二次起電力を  $e_1, e_2, \dots, e_n$ 、二次電流を  $i_1', i_2', \dots, i_n'$ 、二次コイルを含めその枝路のインピーダンスを  $Z_{c1}, Z_{c2}, \dots, Z_{cn}$ 、継電器の入力インピーダンスを  $Z_r$  とすれば

$$\left. \begin{aligned} i_1' Z_{c1} + i_r Z_r &= e_1 \\ i_2' Z_{c2} + i_r Z_r &= e_2 \\ &\vdots \\ i_n' Z_{cn} + i_r Z_r &= e_n \\ i_r &= i_1' + i_2' + \dots + i_n' \end{aligned} \right\}$$



の関係があるから、これをといて  $i_r$  をもとめると

$$i_r = \frac{\sum_{q=1}^n \frac{e_q}{Z_{cq}}}{1 + \sum_{q=1}^n \frac{Z_r}{Z_{cq}}} \dots\dots\dots (2.4)$$

ただし

$$\sum_{q=1}^n \frac{e_q}{Z_{cq}} = \frac{e_1}{Z_{c1}} + \frac{e_2}{Z_{c2}} + \dots\dots + \frac{e_n}{Z_{cn}}$$

$$\sum_{q=1}^n \frac{Z_r}{Z_{cq}} \text{ も同様}$$

となる。それゆえもし  $Z_{c1}=Z_{c2}=\dots=Z_{cn}=Z_c$  ならば、式 (2.4) は非常に簡単になり、

$$i_r = \frac{e_s}{Z_c + nZ_r} \dots\dots\dots (2.5)$$

ただし  $e_s$  は式 (2.1) のとおり

となるから、内部事故以外は  $e_s=0$  ゆえ  $i_r=0$  で継電器は動作せず、外部事故では式 (2.2) によって  $i_F$  に関係した  $i_r$  が流れ継電器を動作させることになる。

この並列形と直列形と比較して、直列形が採用されている理由は、並列形では上記のように

$$Z_{cq} = \text{const.} \dots\dots\dots (2.6)$$

という条件が満足されなければならず変成器の調整がやっかいであることと、当然変成器から合成点までの導線抵抗も一致させる必要があること、また継電器からみた回路インピーダンスが小さくなって二次導線抵抗を小さくするか変成器二次インピーダンスを現設計よりも大きくしなければならないがこれはいろいろな点で得策でないこと、それから簡単な断線検出の方法がないことなどのためである。

### 2.3 継電器の動作

図 2.5 はもっとも簡単な空心変成器による母線保護の適用法をしめしたものである。継電器はこの方式専用に設計された LC-2 形母線保護継電器をもちいる。LC-2 形継電器は図 2.6 のような接続になっており、入力飽和変成器にはタップがあって入力インピーダンスを変更できるようにになっている。

空心変成器式母線保護継電器の動作値は後述するようにやはり無制限に小さくとることができるというわけではなく、最大外部事故電流に対して動作値を適当値に制限する必要がある。これに対し LC-2 形継電器の動作値は各タップについてそれぞれ固有の値をもっている。それゆえ図 2.5 のように継電器の外部に感度調整抵抗  $R$  を接続して動作電流値をさだめる。

一般に系統故障電流は基本波交流分と直流分がおもなものであるが、空心変成器は直流分を二次側にほとんど

空心変成器による母線保護方式・森

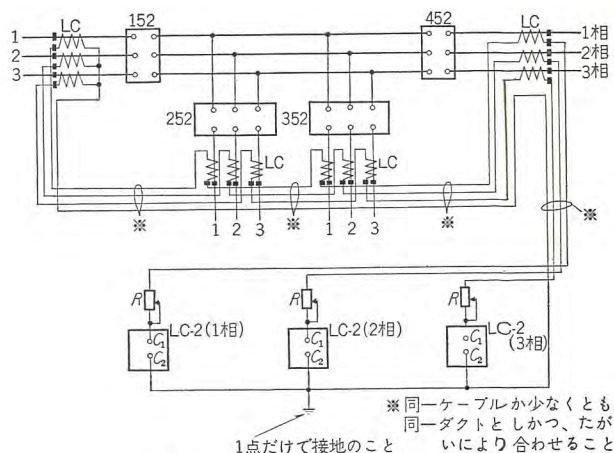


図 2.5 空心変成器回路の接続法

Fig. 2.5 Wiring of air core coupler circuit.

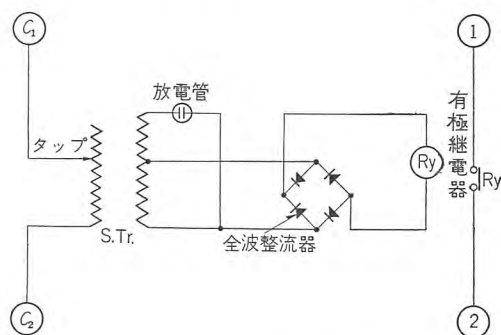


図 2.6 LC-2 形母線保護継電器接続略図

Fig. 2.6 Wiring diagram of type LC-2 bus protecting relay.

伝達しない。それゆえ LC-2 形母線保護継電器の整定には交流分基本波電流だけを考慮する。



図 2.7 LC-2 形母線保護継電器  
Fig. 2.7 Type LC-2 relay for air core coupler bus protective system.

整定のための関係式は以下になる。

$$E_s = \omega M \cdot I_F \quad (1)$$

$$I_r = \frac{E_s}{Z_s} \quad (2)$$

$$\dot{Z}_s = \dot{Z}_r + \dot{N}\dot{Z}_c + R \quad (3)$$

(注： 二次導線抵抗は通常省略)

(3) を整理して

$$\dot{Z}_s = (R_{rc} + R) + jX_{rc} \text{ とおけば}$$

$$R = \sqrt{Z_s^2 - X_{rc}^2} - R_{rc} = \sqrt{\left(\frac{E_s}{I_r}\right)^2 - X_{rc}^2} - R_{rc} \quad (4)$$



$\omega M$ : 変成器相互リアクタンス,  $\omega=2\pi f_0$   
(60 c/s で 0.005  $\Omega$ )

$N$ : 直列変成器個数

$\dot{Z}_c$ : 変成器二次インピーダンス ( $\Omega$ )

$\dot{Z}_r$ : リレー入力インピーダンス ( $\Omega$ )

$R$ : リレー感度調整抵抗 ( $\Omega$ )

$\dot{Z}_s$ : 変成器二次側合成インピーダンス ( $\Omega$ )

$I_F$ : 母線内部事故点電流 (交流分実効値) (A)

$E_s$ : 変成器二次側合成起電力 (交流分実効値) (A)

$I_r$ : リレー電流 (二次側回路電流) (実効値) (A)

式 (2.7) のなかで  $Z_r$  はタップによって変更され、約 30, 40, 60, 80  $\Omega$  のいずれかをえらぶことができる。継電器が最小動作する  $I_r$  はそれらタップ値に対し標準

値がさだまっている。リレーインピーダンスの値は 100 % 電流では上記のような値に調整されているが、電流がちがえばちがった値になる。しかしこのことは整定の上では考慮する必要はない。図 2.8 はこのリレーインピーダンス特性の例をしめした。

継電器の最小動作値は主として、最大外部事故電流の大きさからくる制限と、最小内部事故に対する保護速度とを勘案してさだめる。LC-2 形母線保護継電器は 200 % 以上の入力電流に対して十分 20 ms 以下の動作をおこなうことができる。図 2.9 はこのリレー動作速度特性をしめしたものである。

### 3. 空心変成器の動作特性

#### 3.1 二次電流

図 3.1 は電流変成器の一般的な等価回路をしめす。図で  $M$  は一次コイルと二次コイルとの間の相互インダクタンス,  $L_s$  は変成器二次回路の自己インダクタンス,  $R_s$  は変成器二次回路の合成抵抗をしめす。一般に変成器一次電流  $i_p$  と二次電流  $i_s$  の間には次式が成立する。

$$L_s \frac{di_s}{dt} + R_s i_s = M \frac{di_p}{dt} \dots\dots\dots (3.1)$$

一次回路に事故が発生し、過渡故障電流が一次回路を通過するときの二次電流をしらべてみる。一応等価回路の各常数は一定のものと仮定する。一般電力系統では事故が発生すると定常基本波電流と  $t=0$  でこの定常電流をうち消して  $i_p=0$  とするような減衰直流分電流が重畳した事故電流がながれると考えてよい。それゆえ  $i_p$  はよく

$$i_p = I (\cos \omega t - e^{-\frac{t}{T}}) \text{ [ただし } t \geq 0] \dots\dots (3.2)$$

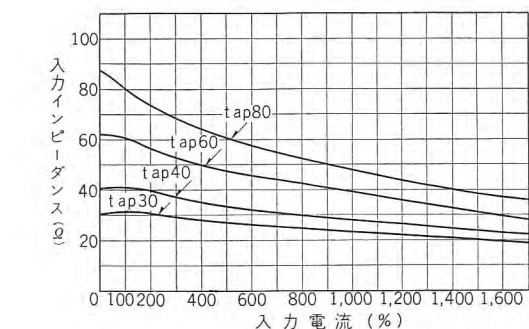


図 2.8 LC-2 形母線保護継電器入力インピーダンス特性例  
60 c/s・50 c/s (ただし力率角はほとんど零)

最小動作電流=100% とする 各 tap 値における継電器最小動作は下記の値

tap=80	10 (mA)
60	11.5
40	14.2
30	16.2

Fig. 2.8 Input impedance characteristics of type LC-2 bus protecting relay.

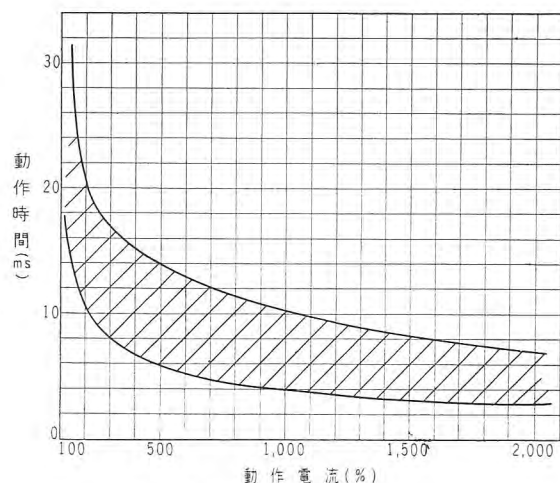


図 2.9 LC-2 形母線保護継電器動作速度特性

Tap=80  
最小動作電流 10 mA を 100% とする

Fig. 2.9 Operating speed characteristics of type LC-2 bus protecting relay.

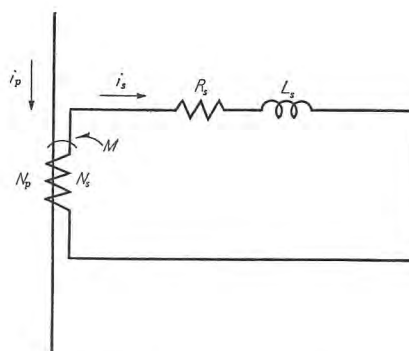


図 3.1 一般変成器等価回路

$i_p$ : 一次電流  $i_s$ : 二次電流  
 $N_p$ : 一次巻数  $N_s$ : 二次巻数  
 $M$ : 変成器の相互インダクタンス  
 $R_s$ : 二次回路合成抵抗,  $L_s$ : 二次回路合成インダクタンス

Fig. 3.1 Equivalent circuit of current transformers.



とあらわされる。なお上式で  $\omega$  は基本波角速度で  $T$  は直流分の時定数である。

式 (3.1) に式 (3.2) を代入して  $i_s$  をもとめれば

$$i_s = \frac{M}{L_s} I \left\{ \frac{\omega T_s}{\sqrt{1 + \omega^2 T_s^2}} \cos(\omega t + \alpha) - \frac{T_s}{T_s - T} e^{-\frac{t}{T}} - \frac{\omega^2 T_s^2}{1 + \omega^2 T_s^2} e^{-\frac{t}{T_s}} + \frac{T_s}{T_s - T} e^{-\frac{t}{T_s}} \right\} \dots (3.3)$$

ただし  $T_s = \frac{L_s}{R_s} \dots \dots$  二次回路時定数

$$\alpha = \tan^{-1} \frac{1}{\omega T_s}$$

この式 (3.3) の第1項は定常交流分で、第2項は一次過渡直流分の二次回路への分流つまり強制直流分  $i_{DC-A}$  である。第3項以下は  $t=0$  で定常交流分と強制直流分をうち消し  $i_p=0$  とする自由直流分  $i_{DC-B}$  である。

### 3.2 CT のばあい

一次過渡直流分時定数  $T$  はだいたい 0.005 ないし 0.1 秒を考慮すればよい<sup>(1)</sup>。  $T_s$  はだいたい 0.05 ないし 10 秒である。  $T_s$  がいちばん小さいのは変成比の非常に小さい BCT や鉄心の小さい巻線形 CT で負担の大きいばあいで、  $T_s$  が大きいのは変成比が大きく鉄心が多量に使用された BCT のばあいである。負担がとくに大きくなれば  $T_s$  はもっと小さくなることはいうまでもない。

上記の  $T_s$  と  $T$  の値からわかるように、ふつう継電器を付勢する CT では一般に  $\omega T_s \gg 1$  である。この条件を入れると  $i_s$  は

$$i_s = I' \left\{ \cos \omega t - \frac{T_s}{T_s - T} e^{-\frac{t}{T}} + \frac{T}{T_s - T} e^{-\frac{t}{T_s}} \right\} \dots (3.4)$$

$$\text{ただし } I' = \frac{M}{L_s} I \div \frac{N_p}{N_s} I$$

になる。  $T_s$  と  $T$  の関係であるが、一般には  $T_s > T$  であるけれども、  $T_s = T$  または  $T_s < T$  のばあいもありうる。ただし極端なばあいは別としてふつう  $T_s \ll T$  となることはない。実際にはこのような定数関係から、式 (3.2) のような電流が一次導体を通ずるばあい、その初期には一次過渡直流分の  $\frac{N_p}{N_s}$  倍 (巻線比倍) がそのまま流れると考えてよい。換言すれば二次定数交流分の過渡直流分による偏倚度は 100% に近い。またこの事故発生直後の二次過渡直流分の減衰は  $T$  か  $T_s$  の小さいほうの時定数がつよく影響する。たとえば  $T_s \geq T$  ならば時定数  $T$  で減衰するから瞬時形継電器で  $T$  がある程度以上大きい系統では直流分による偏倚の影響も無視できないものとなる。

CT の励磁回路の直流分  $i_0$  は一次過渡直流分から二次

空心変成器による母線保護方式・森

過渡直流分の  $\frac{N_s}{N_p}$  倍を引いたものである。したがって

$$i_0 = I \frac{T}{T_s - T} (e^{-\frac{t}{T}} - e^{-\frac{t}{T_s}}) \dots (3.5)$$

この  $i_0$  は事故発生直後には零であるが次第に増加して

$$t = \frac{T_s T}{T - T_s} \log_e \frac{T}{T_s} \dots (3.6)$$

で最大値  $-I \left( \frac{T}{T_s} \right)^{-\frac{T_s}{T - T_s}}$  に達する。これまでに鉄心が直流飽和すれば、変成誤差、波形のくずれ、あるいはまた別の直流分の発生をみることは衆知の事実である<sup>(1)</sup>。

以上を要約すれば、CT は事故発生直後には一次過渡直流分を忠実に二次回路に伝達し、正常な継電器動作に影響をあたえ、さらに鉄心の直流飽和をおこすことによって大きな誤差を生じ誤動作の原因となる。

### 3.3 空心変成器のばあい

CT のばあいの事故電流中の過渡直流分が継電器の動作に入力の変動として波及する機構は上述のようなものである。もっとも問題なのは鉄心の直流飽和であるが、この問題は空心変成器のばあい鉄心をのぞくことによって完全に解決される。これはもちろん空心変成器の最大の特長である。

第2の特長は空心変成器が CT よりも直流分を伝達しないようにできる点にある。一般に過電流継電器に対する直流分の影響は二次交流分出力の波高の変動の大小によってしめすことができる。

空心変成器一次導体に式 (3.2) のような完全直流偏倚過渡電流が侵入するばあい、式 (3.3) がしめすようにその最初の瞬間には二次回路に流入する交流分の初期値を

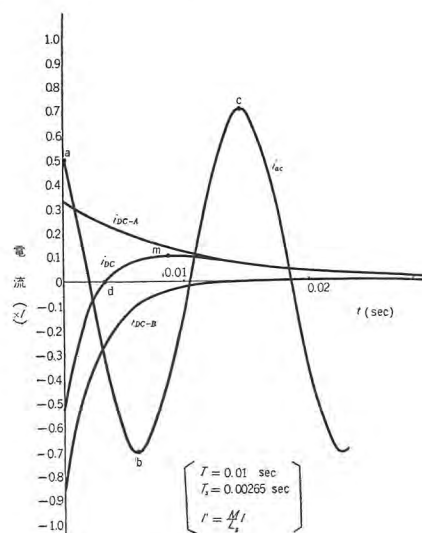


図 3.2 空心変成器二次電流波の例

Fig. 3.2 Example of air core coupler secondary current.



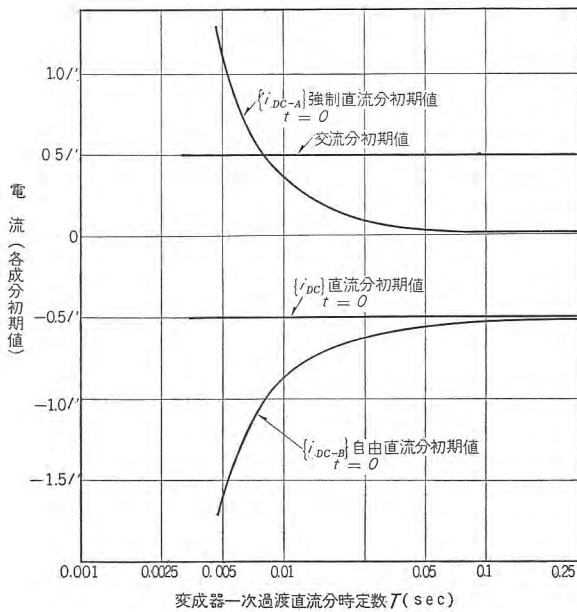


図 3.3 空心変成器における一次過渡直流分時定数  $T$  と各二次電流成分初期値との関係

Fig. 3.3 Relation between primary transient DC component time constant  $T$  and various secondary DC component initial value in the air core coupler.

うち消すだけの過渡直流分が流れなければならない。これは原理的に動かしがたい特性であるが、しかしその後結合される継電器の動作に影響をあたえないような短時間以内にこの過渡直流分が十分小さくなってしまいうような定数関係になっていけばよいはずである。その希望は  $T_s \ll T$  とすることによって満たすことができる。

たとえば後述の総合試験のばあいを引用してみると、変成器直列個数 10 個、 $\dot{Z}_c = 3.8 + j6.6 \Omega$  (60 c/s にて)、リレーインピーダンスは約  $82 \Omega$  (力率角ほとんど零) であった。導線抵抗をふくめるとこのときの全二次回路インピーダンス  $\dot{Z}_s$  と時定数  $T_s$  は

感度調整抵抗  $R=0$  のばあい

$$\dot{Z}_s = 127 + j66 \Omega \quad (60 \text{ c/s})$$

$$\therefore T_s = 0.00138 \text{ sec}$$

感度調整抵抗  $R=120 \Omega$  挿入時

$$\dot{Z}_s = 247 + j66 \Omega \quad (60 \text{ c/s})$$

$$\therefore T_s = 0.00071 \text{ sec}$$

程度で、 $T$  が 0.005 秒以上を対象とすれば、だいたい  $T_s \ll T$  である。空心変成器の二次回路ではふつう  $R_s < X_s$  のことはないで、 $\frac{X_s}{R_s} = 1 \therefore T_s = 0.00265$  秒がいちばん大きな  $T_s$  と考えられる。図 3.2 以下はこの  $T_s$  のばあいについて空心変成器の特性をもとめたものである。

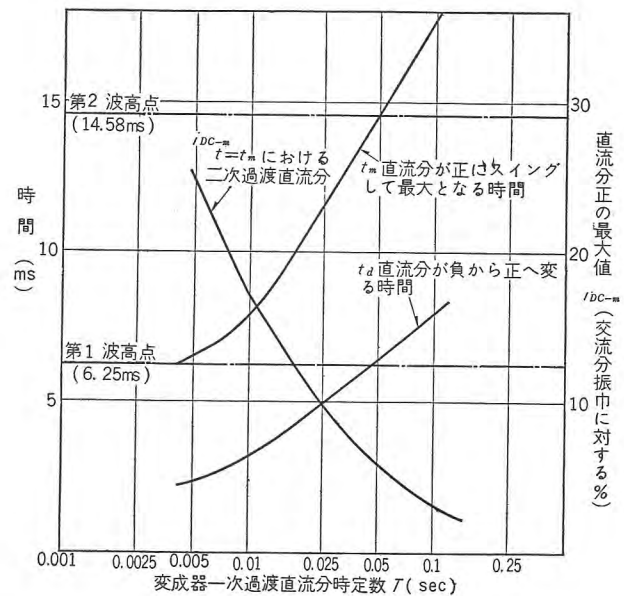
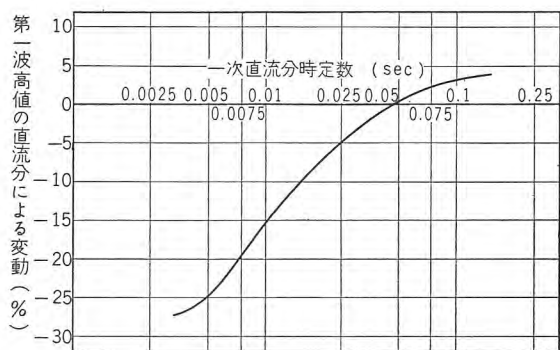
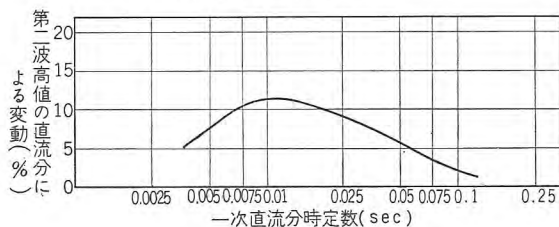


図 3.4 空心変成器における一次過渡直流分時定数  $T$  と  $t_d$ ,  $t_m$ ,  $i_{DC-m}$  との関係  
 $T_s = 0.00265$  の場合

Fig. 3.4 Relation of primary transient DC component time constant with  $t_d$ ,  $t_m$  and  $i_{DC-m}$  in the air core coupler.



(a) 第1波高点に対する影響



(b) 第2波高点に対する影響

図 3.5 各波高点の直流分による偏倚  
 $T_s = 0.00265$  (sec) (60 c/s における力率角 45 度の場合)  
Fig. 3.5 Deviation of DC components at various crest values.

このような点でも空心変成器は CT とちがう。このため強制直流分  $i_{DC-A}$  の初期値はつねに正、つまり定常交流分の初期値と同相である。その初期値は  $\frac{T_s}{T-T_s} I'$  ( $I'$  は  $\frac{M}{L_s} I$ ) で、時定数  $T$  で減衰する。自由直流分  $i_{DC-B}$  は負で (定常交流分の初期値)  $\times (-1)$  よりさらに  $i_{DC-A}$  の初期値だけマイナスになる。この成分の時定数は  $T_s$  で



あるから、 $i_{DC-A}$  よりはずっとはやく減衰する。それゆえこの2成分の和である二次過渡直流分  $i_{DC}$  は負からいったん正にスイングしてから零となる。図3.2はその関係をしめしたものである。また図3.3には交流分、直流分、強制直流分、自由直流分の初期値の  $T$  による変化状況をしめした。

図3.2のように通電後最初の定常交流分の波高点は  $b$  で負である。これを第1波高点と呼ぶことにしよう。第1波高点の直流分による影響は直流分の零線通過点  $d$  がそれより前か後かでことなる。直流分の零線通過時間  $t_d$  はつぎのようにあたえられ、

$$t_d = 2.30259 \, T A \log \frac{-B}{A} \dots\dots\dots (3.7)$$

ただし

$$A = \{i_{DC-A}\}_{t=0} = \frac{T_s}{T - T_s} I' \dots\dots\dots (3.8)$$

$$B = \{i_{DC-B}\}_{t=0} = -(C + A) I' \dots\dots\dots (3.9)$$

$$C = \{i_{AC}\}_{t=0} = \frac{\omega^2 T_s^2}{1 + \omega^2 T_s^2} I' \dots\dots\dots (3.10)$$

図3.4のような特性になる。図によれば  $T$  が大きくなるほど  $t_d$  は大である。ゆえに  $T$  が小さいうちは第1波高点の絶対値は直流分のないばあいより減少し、 $T$  が大きくなると増大することになる。減少は継電器の動作をすこしくおくらせるだけであるが、増大は継電器の感度をより高めることになる。

なおまた二次過渡直流分が零線をこえて負から正にスイングし最大値となる点(図3.2の  $m$ )の時間  $t_m$  と直流分の大きさ  $i_{DC-m}$  を図3.4にしめした。 $t_m$ 、 $i_{DC-m}$  はつぎのようにしてもとめられる。

$$t_m = 2.30259 \, T A \log \left( \frac{-B}{A} \cdot \frac{T}{T_s} \right) \dots\dots\dots (3.11)$$

$$i_{DC-m} = \frac{T_s}{T} \left( \frac{-B}{A} \cdot \frac{T}{T_s} \right)^{-A} I' \dots\dots\dots (3.12)$$

以上のように例として引用した  $T_s = 0.00265$  秒のばあいについて第1波高点の変動をしらべてみると図3.5(b)のようになり、 $T$  が 0.048 秒より大きくなると増大とはなるが、程度としてはたかだか数%の増大にしか過ぎなかった。

交流分の第2波高点は図3.2の点  $c$  で、正である。実用条件ではいつも増大方向に直流分による偏倚をうける。この偏倚の程度は  $T_s = 0.00265$  秒のばあい図3.5(a)のようになり、 $T$  が 0.01 ないし 0.015 秒の間でもっとも大きく影響を受けるが、それでも 12% 程度のものとなる。

この程度の偏倚度であれば変成器二次回路の直流分の空心変成器による母線保護方式・森

存在はだいたい無視できる。空心変成器のばあいは一次導体の電流がたとえ式(3.2)のように 100% 直流分で偏倚されていても二次回路にはきれいな交流分だけが流れるのである。

### 3.4 ひずみ波形に対する空心変成器の動作特性

なお空心変成器のばあい高調波に対してはどうなるであろうか。式(3.3)の第1項は交流分をしめしたもので高調波に対しても通用する。つまり空心変成器の周波数特性は

$$G(\omega) = \frac{\omega T_s}{\sqrt{1 + \omega^2 T_s^2}} \bigg/ \frac{\omega_0 T_s}{\sqrt{1 + \omega_0^2 T_s^2}} \times 100(\%) \dots\dots (3.13)$$

である。 $T_s = 0.00265$  秒のばあいで、 $2f_0$  なら 127%,  $3f_0$  なら 135%,  $f_0$  がいくら高くなっても 142% はこえない。 $T_s$  がより小さければ  $G(\omega)$  はより傾斜する。したがって空心変成器は CT のばあいに比してとくに高調波を強調するというほどではないが多少強調する面はある。

二次電流位相はやはり式(3.3)の  $\alpha = \tan^{-1} \frac{1}{\omega T_s}$  でしめされる。 $T_s = 0.00265$  秒のとき基本波の  $\alpha$  は 45 度である。 $2f_0$  では 13 度 17 分、 $3f_0$  では 6 度 13 分となる。このように  $3f_0$  くらいまでは位相ひずみが大きい。この傾向は  $T_s$  が小さいほど強くなる。位相ひずみがないための条件は  $\frac{d\alpha}{d\omega}$  が  $\omega$  に対し一定なことであるが、このばあい

$$\frac{d\alpha}{d\omega} = -\frac{T_s}{1 + \omega^2 T_s^2} \dots\dots\dots (3.14)$$

であるからある程度の位相ひずみはやむをえない。

このように空心変成器のひずみ波形伝送の忠実度は  $T_s$  のとり方にあり、母線保護用として直流分制限のつごう上  $T_s \leq 0.00265$  秒ということになればある程度ひずみ波形がさらにひずむことはやむをえないわけであるが、この程度の周波数特性は継電器の動作には全然影響しない。

### 4. 空心変成器の単独特性

図2.1に空心変成器の外観をしめしたが、このような空心の相互リアクタンスを製作するばあい、相互リアクタンスを適当な許容誤差範囲内で規定値に製作することは困難ではない、問題は外部磁界によって無用の起電力がでないかどうかということである。この点については慎重に吟味された。

結局、空心変成器の単独特性を要約すれば以下のようになる。

- (1) 一定の主導体位置に対して相互リアクタンスを



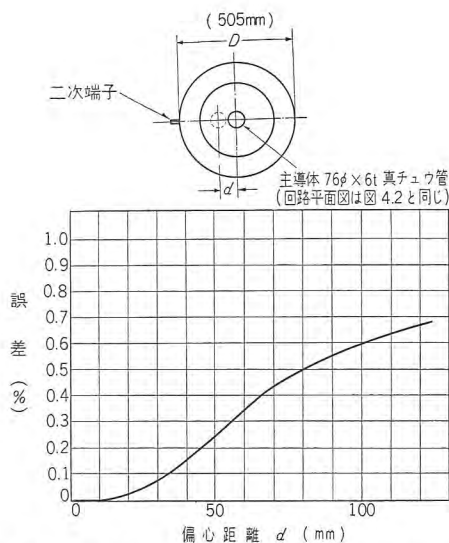


図 4.1 主導体の偏心による相互リアクタンス誤差  
Fig. 4.1 Mutual reactance error due to the eccentricity of main conductor.

実用可能な誤差範囲内で規定値に調整することはきわめて容易である。

- (2) 主導体は変成器の軸位置を貫通するが、それが偏心すると相互リアクタンス値に誤差を生ずる。しかし通常おこなわれている程度の機械的精度があれば問題にならない程度の誤差である。
- (3) 変成器貫通部以外の主導体の位置によるリアクタンス値の誤差は通常大きなものではない。
- (4) 変成器の鉄製容器やシャ断器のタンク壁程度の鉄板の存在がリアクタンス値に変動をあたえるという徴候はみとめられない。
- (5) 空心変成器は元来自コイルに正常に鎖交する磁束以外の磁束つまり外部磁束に対しては起電力を出さないように種々の注意がはらわれて設計されている。まず平等外部磁界の影響は全然受けない。
- (6) 外部磁界が変成器のコイルの一部だけを鎖交すれば、これはどうしても無用の起電力を発生する。しかしそれが無視できなくなるような集中磁界が発

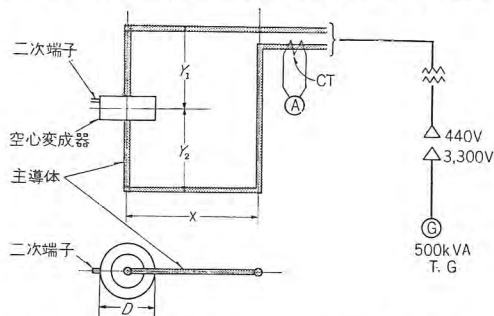


図 4.2 空心変成器相互リアクタンスに対する主導体位置の影響実験回路  
Fig. 4.2 Test circuit of effect of main conductor position for air core coupler mutual reactance.

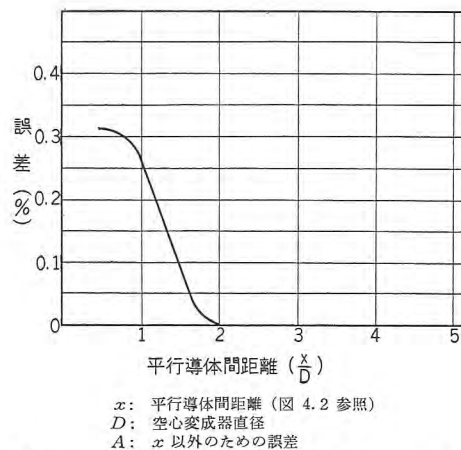


図 4.3 平行導体間距離による相互リアクタンス誤差  
Fig. 4.3 Mutual reactance error due to the distance of parallel conductors.

生しないようにすることは容易である。

以上のような点から、空心変成器はそれ自体十分信頼できるものである。以下ここに述べた諸特性について説明する。

#### (1) 相互リアクタンス調整誤差

空心変成器二次コイルの巻数を  $N_s$  とすれば、すくなくとも  $\frac{1}{N_s}$  のこまかさで相互リアクタンスを調整することができる。他の誤差を無視すれば最大

$$\pm \frac{1}{2N_s} \times 100(\%)$$

の誤差ということになる。実験結果もこの程度以内に調整できることを証明している。たとえば  $N_s=1,000$  ターンならば最大 0.05% の誤差ということになる。

#### (2) 主導体の偏心

空心変成器の垂直軸と主導体は完全に一致しているものとして調整される。ところが実際は完全に軸位置に設

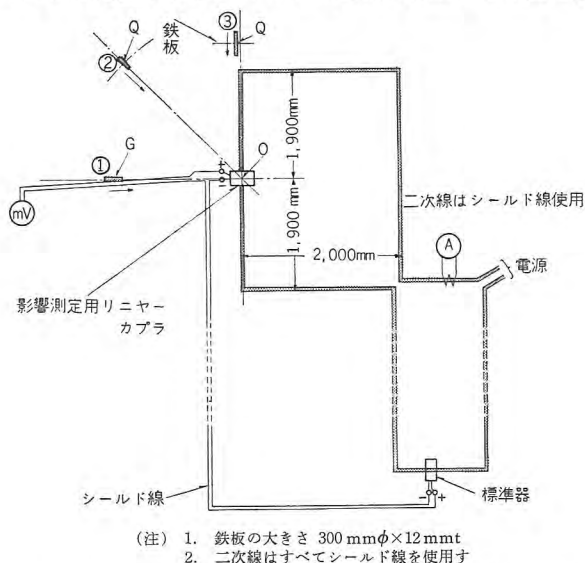


図 4.4 鉄構成物の偏在による相互リアクタンス誤差実験回路  
Fig. 4.4 Test circuit of mutual reactance error due to maldistribution iron of constructing substance.



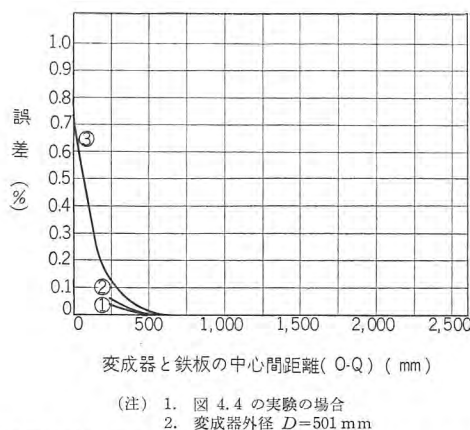


図 4.5 鉄構成物の偏在による相互リアクタンス誤差例  
Fig. 4.5 Example of mutual reactance error due to maldistribution of iron constructing substance.

置することはむずかしい。それゆえにこの偏心と誤差との関係を調べた結果が図 4.1 である。通常図面の上では変成器を軸位置におくわけであるから、偏心は工作誤差によるもので mm 以下のオーダーであるから全然影響はないことがわかる。

### (3) 主導体位置による誤差起電力

空心変成器に対し主導体は無限にのびる 1 本の直線であるはずのものであるが、実際はそうではない。はやい話がシャ断器の内部ですでにコの字にまがっている。このような条件が相互リアクタンスをどのように変化させるであろうか。それは図 4.2 の  $x$  や  $y$  の相違などに起因する相互リアクタンス誤差によって代表的に示すことができる。 $y$  方向の影響は  $x$  の違いによる影響にくらべると問題にならないくらい小さい。 $x$  が小になれば相互リアクタンスに誤差を生ずるが、その状況は図 4.3 のようなもので  $\frac{x}{D} \leq 2$  でなければ平行に主導体があるための影響はない。

なおこのような主導体の非対称配置に対して変成器二次端子位置および端子からのリード線の長さなどの影響は全然認められなかった。

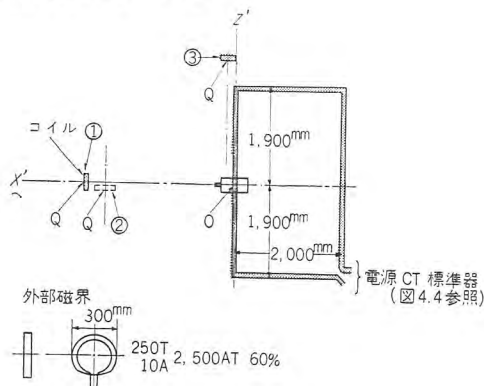


図 4.6 不平等外部磁界による相互リアクタンス誤差実験回路  
Fig. 4.6 Test circuit of mutual reactance error due to unequal distributions of external magnetic field.

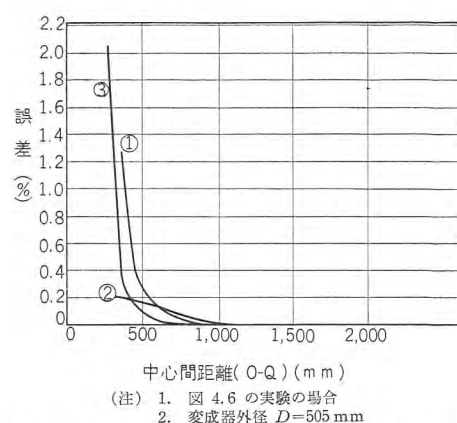


図 4.7 不平等外部磁界による相互リアクタンス誤差例  
Fig. 4.7 Example of mutual reactance due to unequal distribution of external magnetic field.

### (4) 鉄構成物の影響

空心変成器の周囲の鉄構成物が変成器に対して偏在すると主導体による磁界も変成器付近で不平等分布となり、相互リアクタンスの値が変化する。その変化の程度をしめす一例として図 4.4 のような実験をおこなった。主導体の配置はなるべくシャ断器のばあいに近い状態としている。結果は図 4.5 のようになる。すなわち  $D$  以下の距離で供試鉄板の影響がみとめられ、とくに  $\frac{D}{2}$  以下で顕著となる。実際のばあいはこの実験ほど大きな鉄のブロックが近くに偏在することはない。変成器の近くに大きな鉄がくればあいはこれの影響による誤差を小さくするように設計することは困難ではない。つまり変成器に対し平等磁界をみださないように考慮すればよい。

なお変成器は鉄の円筒容器におさめられる。これがどのような影響またはシールド効果をもつかを調べるため、図 4.1 以下本章に述べるすべての試験について容器のあるばあいとないばあいを実験比較したが、全然容器の存在による影響もシールド効果も認められなかった。したがってこの鉄容器の形が多少変更されてももちろん問題にはならない。

### (5) 外部磁界の影響

変成器付近で外部磁界が偏在し、かつそれが時間的に変化すれば当然起電力が発生する。そのひとつの例として図 4.6 のような試験をおこなった。その結果は図 4.7 のようになる。この件は要するに磁界の不平等性にあるから外部磁界の原因が変成器の外径に比して十分はなれていれば問題はないはずである。

### (6) 結 論

以上の実験によって空心変成器の単独の特性はだいたいあきらかになったと思う。その結果からみると設計および工作上適当な注意をはらいさえすれば比較的容易に相互リアクタンスの誤差を適当値以内におさめることが



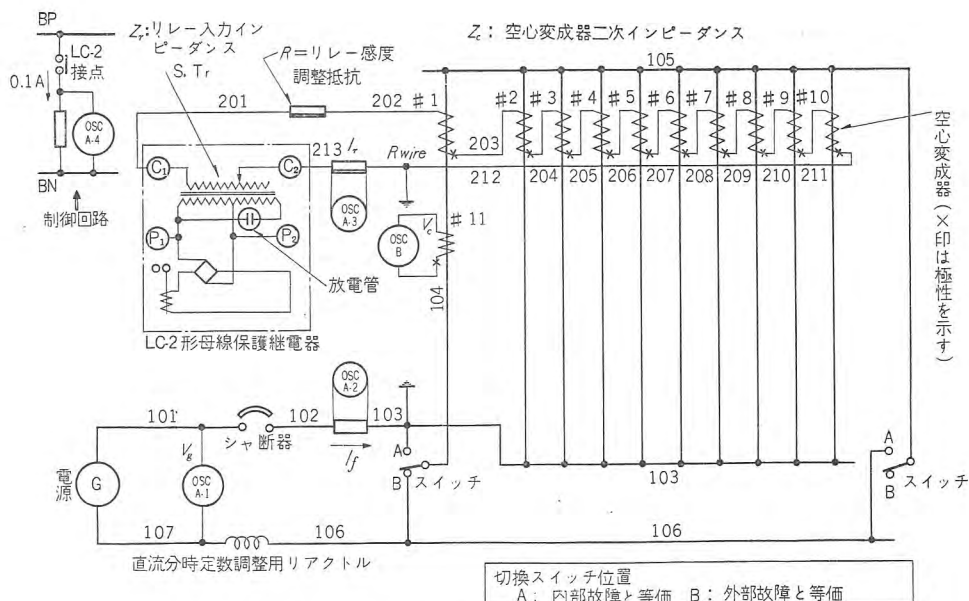


図 5.1 空芯変成器による母線保護装置総合試験回路図

Fig. 5.1 All-out test circuit of bus protective system by means of air core coupler.

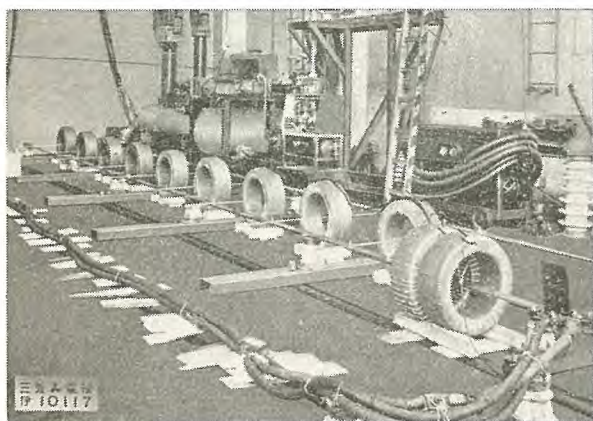


図 5.2 空芯変成器による母線保護装置総合試験状況

Fig. 5.2 All-out test of bus protective system by means of air core couplers.

できる。現在一般的には標準値よりの誤差  $\pm 1\%$  以内とだけ規定しているが、必要に応じてもう少し小さな誤差にすることは不可能ではなく、また継電器動作に直接影響のあるものは相互リアクタンスそのものではなくてこれの同一母線保護装置用変成器相互間での誤差である

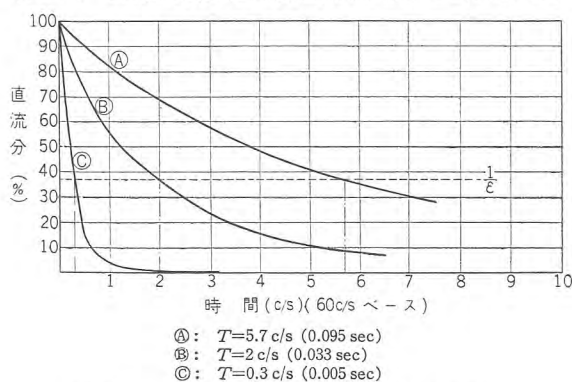


図 5.3 50,000 kVA 発電機直流分減衰曲線

Fig. 5.3 Attenuation curves of 50,000 kVA generator DC component.

が、この相互誤差ならばさらに容易に小さくできるはずである。

## 5. 総合試験

### 5.1 方式

空芯変成器および LC-2 形母線保護継電器の完成後、当社伊丹製作所の 50,000 kVA 試験用発電機によって空芯変成器母線保護装置の総合試験ともいべき実動試験をおこなった。空芯変成器の仕様はここ当分の間変わるところはあるまいが、継電器は使用目的によっ

ては大巾に設計変更を余儀なくされる可能性もある。現に LC-2 形母線保護継電器はこのときの供試品より相当程度改良がなされている、ゆえにこの試験は今度空芯変成器母線保護装置が直面するすべての問題を厳密に現出させるものではないが、空芯変成器式母線保護方式原理に対するひとつの実験的裏付けでありまたこの方式の保護限界を変成器および継電器の過渡動作特性を加味して定量的に把握するひとつのデータを提供するものである。

図 5.1 に総合試験の原理図をしめす。また図 5.2 はその実況をしめす写真である。これらの図のように 11 個の空芯変成器を用意し、うち 10 個を直列にして継電器につないだ。発電機と変成器との間に直流分時定数調整リアクトルをおいて時定数を変えることにしたが、リアクトルを入れるとどうしても電流は減少する。結局図 5.3 の ①, ②, ③, 3 条件について試験をおこなった。① は時定数  $T$  が最大で 0.095 秒を出すことができたが、電流は基本波で最大 7,000 A 程度になった。② は  $T=0.033$  秒であったが、電流は 30,000 A 程度である。③ は  $T=0.005$  秒、電流は約 30,000 A であった。

図 5.1 でスイッチを A にたおせば電流が 10 個の変成器に全部並列に流れ、全電流がいわば内部事故電流となるから内部事故を模擬することになる。つぎにスイッチを B にたおせば #1 の変成器に全電流が流入しそれから #2~#10 の 9 個の変成器に並列に流出するいわゆる最悪の外部事故を模擬するようになっている。一次導体は図 5.2 にみられるように銅板を適当な高さに固定し、空芯変成器はそれが軸位置にくるように設置した。しかし一次導体つまり銅板の位置は実用状態のように厳密な設置方法ではないから相当より大きな偏心度でおかれ、



表 5.1 空心変成器式母線保護装置試験結果一覧表

試 番	OSC No.	空心変成器一次母線流入電流 $I_f$ (A)	直流分時定数 $T_{dc}$ (Sec)	接 続	リレー整定		リレー流入電流 $I_r$ (A)	変成器一次入力電流倍率	リレー入力電流倍率	リレー動作	動作速度 (60 c/s)	記 事	図
					変 成 器一次にて (A)	リレー入力にて (A)							
7102-1	5A	35,300	0.033	外部	750	0.014	0.0013	47	0.093	不動作	—	$I_r$ 最大 1.8 mA per $I_f=37,900$ A	略
7102-2	6A	35,300	"	"	430	"	0.0013	82	0.093	"	—		図 5.4
7102-3	17A	37,100	"	内部	750	"	1.2	49.4	85.5	動 作	0.13~0.42	$I_r \rightarrow 0$ 時復帰 0.89 c/s	略
7102-4	18A	35,400	"	"	430	"	2.52	82.5	180	"	0.14~0.67	" 0.94 c/s	図 5.5
7102-5-1	22A	810	0.1	"	750	"	(0.0159)	1.08	(1.13)	"	1.63~2.42	" 0.166 c/s	略
7102-5-2	23A	590	"	"	750	"	(0.0124)	0.79	(0.89)	不動作	—		略
7102-6-1	24A	412	"	"	430	"	(0.0136)	0.96	(0.97)	"	—		略
7102-6-2	25A	494	"	"	430	"	(0.0163)	1.15	(1.16)	動 作	1.28~2.02	$I_r \rightarrow 0$ 時復帰 0.13 c/s	略
7102-7	7A	27,900	0.005	外部	750	"	0.0012	37.2	0.096	不動作	—		略
7102-8	8A	32,900	"	"	430	"	0.0020	76.5	0.143	"	—		略
7102-11	19A	7,160	0.1	内部	750	"	0.224	9.5	16	動 作	0.17~0.43	$I_r \rightarrow 0$ 時復帰 0.45 c/s	略
7102-12	20A	7,200	"	"	430	"	0.395	16.7	28.3	"	0.16~0.36	" 0.7 c/s	図 5.6

(注)  $I_r$  は故障発生後第2波高値と第3波高値との中間にて較正のもの

この点相互リアクタンスの相互誤差は実用状態よりいくぶん大きくなっている。またその上大電流が一次導体に流れると電磁力のためある程度振動したり変形したりすることはやむをえなかった。外部事故試験のとき微小な  $I_r$  が流れているのは主にこれのためで、実用状態での誤差電流はすくなくともこれより小さいはずである。

二次導線は一応二心シールド線が主となっているが変成器の付近片道 10 m くらいは往復別々の2本の導体を所々でたがいにしぼり合わせた程度であった。この部分がまたいちばん一次導体に近い所であったので、全体で  $0.4 \times 10^{-5}$  V/A 程度の誘導があった。外部事故を模擬したとき二次電流のいくぶんかはこの誘導電圧のせいであることも考慮する必要がある。

## 5.2 試験結果

試験の結果を表 5.1 にしめす。

(1) 30,000 A の外部事故 (試番 #7102-1 および 2)

試番 7102-2 のばあいのオシログラムを図 5.4 にしめ

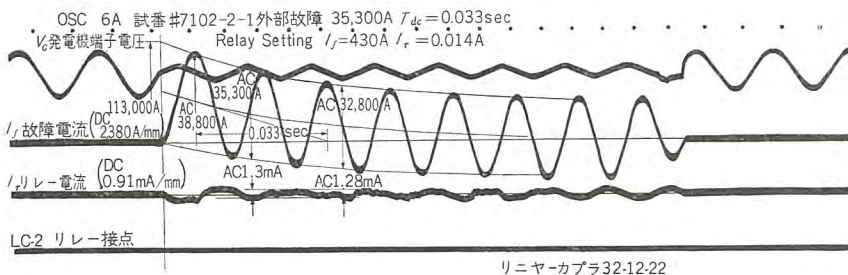


図 5.4 総合試験オシログラム (No. 6A)  
 $I_f=35,300$  A,  $T=0.033$  sec. 外部事故時  
Fig. 5.4 Oscillogram of external fault test.

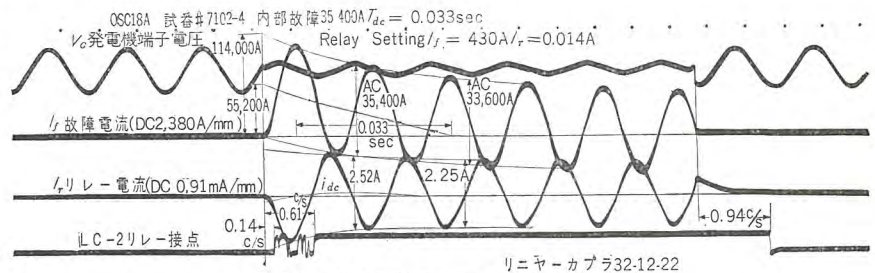


図 5.5 総合試験オシログラム (No. 18A)  
 $I_f=35,300$  A,  $T=0.033$  sec. 内部事故

Fig. 5.5 Oscillogram of internal fault test.

す。これからわかるように、このグループの試験は交流分 35,300 A の外部事故を模擬することとなった。

これは変成器入力で最小動作の 82 倍の  $I_r$  となる。これに対し継電器入力  $I_r$  は 1.3~2.0 mA がでている。試番 #7102-2 のばあいで  $I_r=2.0$  mA は 0.41 V の二次起電力にあたる。これより前述の二次導体誘導電圧を差引けばだいたい 0.3 ないし 0.4 V 相当の変成器誤差起電力があったと考えられる。これは相互リアクタンスの相互誤差で約 0.17 ないし 0.23% 程度のものになる。

なお波形がくずれているのは、前述のような一次導体の振動や変形が大きく影響しているためと考えられる。

(2) 30,000 A の内部事故 (試番 #7102-3 および 4)

とくに試番 #7102-4 のばあいは最小動作の 82.5 倍の直流偏倚電流が変成器に流入したことになるが全然問題なく高速度動作をなすことができた。図 5.5 はこの際のオシログラムである。

なお LC-2 形母線保護継電器の過電流耐量は別に試験されているが、試番 #7102-4 のばあいの入



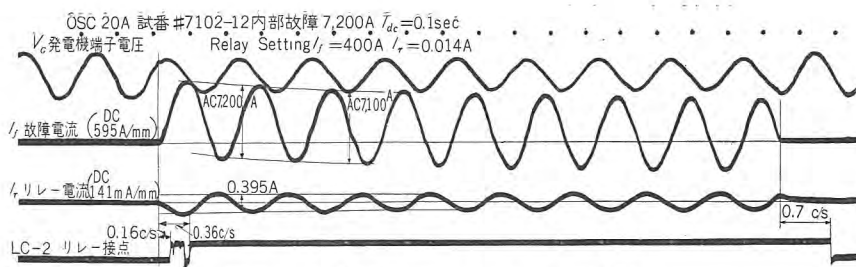


図 5.6 総合試験オシログラム (No. 20A)  
 $I_f = 7,200 \text{ A}$ ,  $T = 0.1 \text{ sec}$  内部事故時  
 Fig. 5.6 Oscillogram of internal fault test.

力 2.52 A よりまだ相当余裕のある耐力をもっている。

一次電流中の直流分の二次電流に対する影響はすでに説明したとおりであって、第 1 波高点はほとんど影響を受けず、第 2 波高点は正に偏倚している。オシログラムによればその偏倚は約 8% である。

継電要素は復帰値に対する考慮から約 0.5 c/s のチャタリングを許容しているが、実用上全然支障はない。

### (3) 最小動作値の確認 (試番 #7102-5 および 6)

この試験の継電器入力電圧や電流は、すべて式 (2.7) でめされた整定式をもちいた計算値と十分な精度で一致したのであるが、さらに整定した最小動作値が実際にまちがいないものであるかどうかを確認するために試番 #7102-5 および 6 の試験をおこなった。たとえば #7102-6-2 は一次電流 494 A で最小動作 430 A の 115% にあたるが、継電器は約 2 c/s で動作している。一方 #7102-6-1 は 412 A で 96% の入力であったが不動作であった。したがって実際の動作値は 412 A より大で 494 A より小さい。

このような試験は時間がゆるせばより精密におこなうことができる。しかし今回の試験程度でも継電器の整定が十分信頼できるものであることはあきらかである。

### (4) $T = 0.005$ 秒のばあい (試番 #7102-7 および 8)

このように直流分時定数のみじかいばあいは全然問題なかった。

### (5) $T = 0.1$ 秒のばあい (試番 #7102-11 および 12)

直流分時定数が長いばあいの例としてこの試験をおこなった。結果は図 5.6 のようになる。図のように  $I_f$  は直流分によってほとんど 100% 偏倚されているにもかかわらず、 $I_r$  には全然その影響がみられなかった。計算上このばあいの二次直流分の正へスイング後の最大値はわずかに 2.6% で時間は通電後 6.7 ms 後であり、零線をよぎるのは通電後 1.67 ms である。これからみても二次電流に直流分がみとめられないのは当然であろう。このように空心変成器のばあいは CT がもっとも苦しい使用条件となる  $T$  が非常に大きいばあいにかえて条件はよ

くなる傾向がある。

### (6) 二次電流波形

図 5.1 のように 11 番目の空心変成器を #1 の変成器と併置し変成器無負荷電圧を測定した。また継電器の電圧、電流は図 5.4 以下に例示したとおりであるが、とくに継電器などに有害なように思われる特殊な現象は全然みとめられ

なかった。

## 5.3 試験結果より結論されるもの

この総合試験を通じ、空心変成器の特長と特性を確認する目的は一応はたされた。以下にそれを要約する。

### (1) 空心変成器の特長の確認

- (a) 一次側の故障電流が大きな直流分をふくむばあいでも空心変成器は普通の CT のように大きな直流分を二次側に流さない。
- (b) 空心変成器は鉄心をもたないのでつねに一次電流に比例した起電力を二次側回路にあたえる。
- (c) 空心変成器の二次側は開放してもなんら危険はない。

### (2) 空心変成器による母線保護装置の動作の吟味

- (a) 最小動作の 88 倍の母線流入電流のある外部故障で継電器入力は最小動作の  $\frac{1}{10}$  であった。このことは空心変成器の相互誤差が単独調整時のデータに示すとおりきわめて小さかったことを重ねて示すものである。ゆえに通常推奨されている最大外部故障母線通過電流  $I_f$  と最小動作整定値との比 20:1 ないし 50:1 は十分安心できる数値と考えてよい。
- (b) LC-2 形継電器は十分実用しうることを確認した。すなわち変成器一次側で最小動作の 88 倍の内部故障でも問題なく保護動作をおこなった。
- (c) 空心変成器と LC-2 形継電器との組合わせによる母線保護装置の整定は各部の関係係数をいちいち現地の試験データによることなく、説明書にある標準値をもちい、また故障電流は普通の故障計算で求めた基本波分電流を基礎としておこなってよい。

## 6. 保護限界

空心変成器の応用の可能性は無限である。したがって保護限界を論ずるには応用方法を限定しなければならない。もし空心変成器を本文で述べたような単純直列形差動接続方式に適用したものとすれば、継電器の整定には一定の限度がある。それは図 5.4 で外部事故を模擬し



たとき、 $I_r$  が零でなかったことによっても明瞭である。これはひろい意味での各空心変成器相互リアクタンスの相互誤差と二次導体への誘導起電力によるものであることはいうまでもない。

$n$  端子の母線を保護するばあい、各端子の空心変成器の相互リアクタンスの平均値  $M$  に対する誤差が  $\Delta M_1, \Delta M_2, \dots, \Delta M_n$ , 各端子電流を  $\dot{I}_1, \dot{I}_2, \dots, \dot{I}_n$ , 二次導体への誘導による起電力を  $\dot{E}_{ind}$  とすれば、二次回路の合成起電力  $E_s$  は

$$E_s = \left| j\omega M \sum_{q=1}^n \dot{I}_q + j\omega \sum_{q=1}^n (\Delta M_q \cdot \dot{I}_q) + \dot{E}_{ind} \right| \quad \dots (6.1)$$

である。内部事故では第2項と第3項は省略できるので、結局式 (2.7) となる。一方外部事故では

$$\sum_{q=1}^n I_q = I_1 + I_2 + \dots + I_n = 0$$

であるから第2項、第3項だけが問題となる。 $I_f$  を母線流入出電流とすれば

$$E_s = \left| j\omega M I_f \sum_{q=1}^n \left( \frac{\Delta M_q}{M} \cdot \frac{\dot{I}_q}{I_f} \right) + \dot{E}_{ind} \right| \quad \dots (6.2)$$

これを  $I_f = \frac{1}{2} \sum_{q=1}^n |I_q|$  であることを考慮して、最悪条件をもとめると

$$E_s \leq 2\omega M I_f \left| \frac{\Delta M}{M} \right| + |\dot{E}_{ind}| \quad \dots (6.3)$$

ただし  $\left| \frac{\Delta M}{M} \right|$ : 変成器相互リアクタンスの相互誤差の最大値

空心変成器の二次導体は往復導線をかならずより合わせ導線への誘導をたがいにより消して完全に零となるように注意している。それゆえ通常第2項は第1項に対し無視して考えている。よって式 (6.3) を簡略化すれば

$$E_s \leq 2\omega M I_f \left| \frac{\Delta M}{M} \right| \quad \dots (6.4)$$

となる。継電器を整定した一次故障電流を  $I_{F0}$  とすれば当然

$$\frac{\text{継電器整定値 } I_{F0}}{I_f} > 2 \left| \frac{\Delta M}{M} \right| \quad \dots (6.5)$$

でなければならない。この式 (6.5) は図 2.3 のような空心変成器式母線保護方式の保護限界をあたえるものである。たとえば  $\left| \frac{\Delta M}{M} \right|$  が 1% であるとすれば、継電器は最大外部事故時母線通過電流の 2% 以上の電流値に整定しなければならないわけである。

$M$  の相互誤差は 4. および 5. に述べた特性より 0.1 ~ 0.2% 以内におさめることは容易と思われるが、時期をちがえて製作した変成器を結合するばあいや過渡直流分の影響、継電器調整のばらつき、動作値の変動などを考慮してみると  $\left| \frac{\Delta M}{M} \right|$  が 1% として式 (6.5) に適用することは非常に安全な考え方である。 $\left| \frac{\Delta M}{M} \right|$  が 1% とすれば前述のように整定電流と最大外部事故電流との比

空心変成器による母線保護方式・森

PFR<sup>(1)</sup> は最大 1:50 である。これ以上の PFR が必要なきは個々のばあいについて検討を要する。

最大内部事故電流に対する考慮は 5.2 でのべたように通常不要である。空心変成器も継電器も十分な過電流耐量をもっている。

## 7. 二重母線保護

### 7.1 原 理

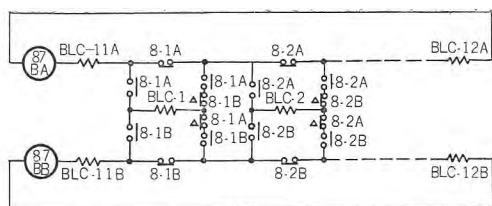
母線には単母線 (Single Bus), 二重または多重母線 (Double Bus or Multi Circuit Bus), 環状母線 (Ring Bus) などいろいろな構成がある。母線の構成が多重母線であっても各端子の接続が全部一定であったり事故母線の選択が必要でないばあいには単なる単純母線保護の集合である。ところがふつう多重母線では、各端子の各母線への接続は不特定であるのに、事故がいずれの母線にあるかを選択することが要求される。このようなばあいには選択母線保護か分割母線保護の二つの方式が適用される。<sup>(1)(2)</sup> 空心変成器をもちいて多重母線保護をおこなうにはこのいずれの方法もとることができる。ここでは問題を二重母線のばあい限定して説明する。

空心変成器による選択母線保護方式は空心変成器をもちいた差動回路で母線内部故障を検出し、母線選択用の電力継電器、不足電圧継電器あるいは電圧差継電器などを併用して、事故母線を選択するものである。

もうひとつの分割母線保護方式では、各母線それぞれに対して別の差動継電器をもうける。そして各端子の変成器二次回路は同端子の断路器の開閉と同時に、その端子があらたに接続された母線の差動継電器回路に切換える。

この分割母線保護方式は、その母線選択動作が母線分割用シャ断器の回路に全然関係していない。したがって母線分割用シャ断器が開放され AB 母線を分離して運転しているようなばあいでも全然方式を変更せずに選択できる。また選択母線保護方式のように主差動継電器と選択継電器との協調の問題もない。したがって保護速度ももっとも短縮できることとなる。欠点はある端子の断路器が全部閉じて AB 二母線を橋絡している間は継電器を鎖錠しなければならないことである。この方式を実現するには、一般差動継電器では CT 回路の切換えを要し実現困難である。これに対し空心変成器は CT と大いに性質を異にし、単なる空心相互リアクタンスと考えられるべきものであるから、二次側を開放してもなんら支障はない。すなわち空心変成器は分割母線保護方式にも採用





BLC-11A, 11B: #1 母線分離用シャ断器設置空心変成器  
 BLC-12A, 12B: #2 " "  
 BLC-1, 2, ...: 各端子空心変成器  
 8: 断路器投入開閉器残留接点と等価のもの  
 87B-A: A 母線保護用 LC-2 形母線保護継電器  
 87B-B: B 母線保護用 " "

注意—

1. この方式は断路器が回線に電流なく、対となった断路器が開のときにのみ投入されることを条件とするとき△を省略できる。
2. 空心変成器回路の監視回路はぜひつけるほうが良い。
3. △は a の条件がないときに付加す。このロックは △ をやめて 87B の接点回路に入れてもよい。

図 7.1 空心変成器による分割式二重母線保護方式  
 (空心変成器切換え回路)

Fig. 7.1 Split type double bus protective system by means of air core couplers.

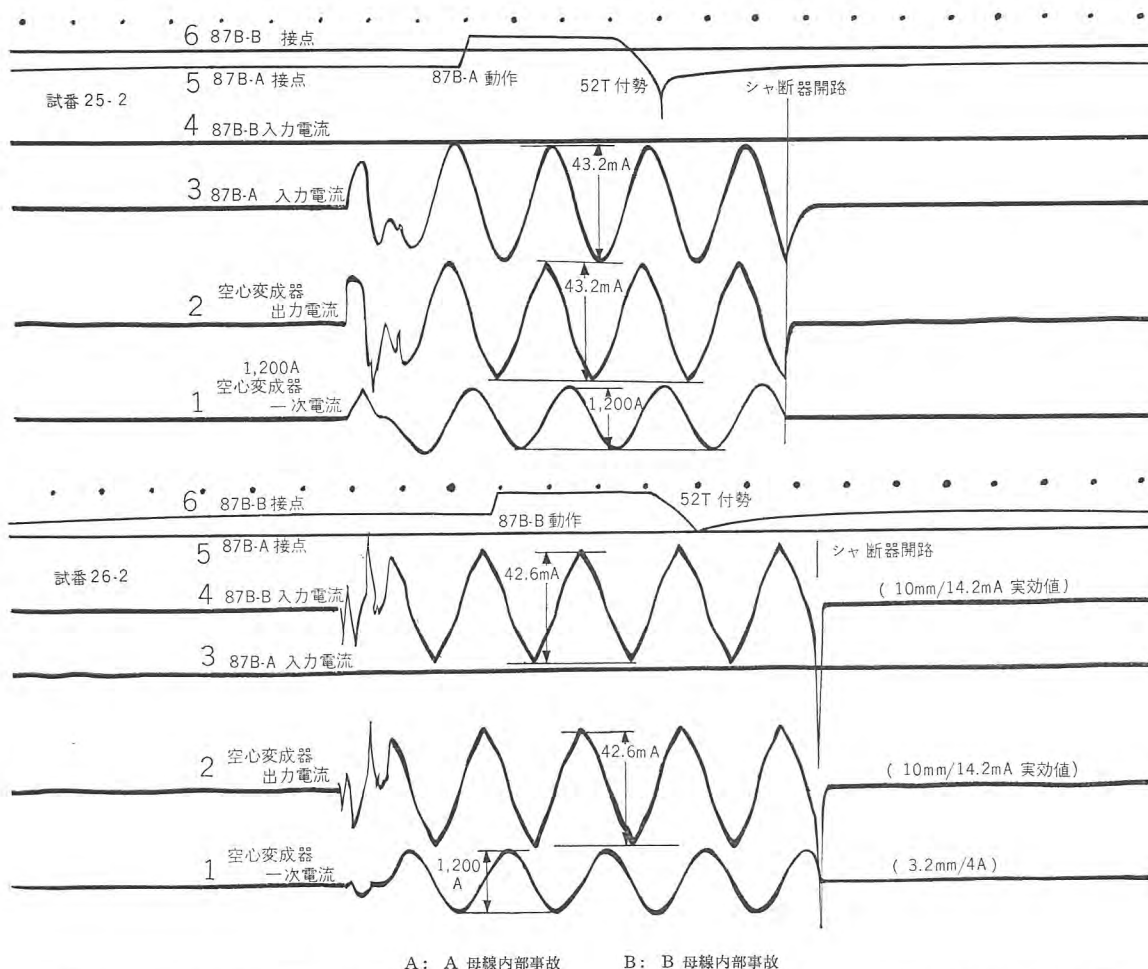
することができる。

空心変成器による分割式二重母線保護方式の原理を図 7.1 にしめす。図で 87B-A は A 母線保護用 LC-2 形母線保護継電器, 87B-B は B 母線保護用 LC-2 形母線保護

継電器である。たとえば #1 の端子が A 母線に接続されるばあい 8-1A の a 接点は閉じ, b 接点は開く, 一方 B 母線接続用断路器は開いているのであるから, 8-1B の a 接点は開き, b 接点は閉じている。それゆえ #1 の端子の空心変成器 BLC-1 は 87B-A の差動回路に挿入され, 87B-B の差動回路は BLC-1 とは関係なしに素通りする。このように 87B-A はいつも A 母線に接続された端子の電流だけによって差動保護し, 87B-B はいつも B 母線に接続された端子の電流だけによって差動保護しているから, 母線内部事故はきわめて容易かつ迅速に選択し保護することができる。

## 7.2 実 施

上述の分割保護方式は昨年中国電力株式会社新宇部発電所の 110 kV 母線短絡保護に適用された。この発電所は将来の増設計画によると合計10端子を切分ける二重母線となる。また母線分離用シャ断器が設置される。事故電流は発電機側から最大約 10,000 A, 直流分時定数約 0.1



A: A 母線内部事故 B: B 母線内部事故

図 7.2 中国電力株式会社新宇部発電所の空心変成器による分割式二重母線保護装置現地試験オシログラム例

Fig. 7.2 Oscillogram in the field test with the split type double bus protective system by means of air core coupler.



sec, 送電線側から最大約10,000 A, 直流分時定数約0.022 sec, 最小事故電流は発電機1台の2φ-S事故で, 1,550 Aである。これに対して継電器の整定は750 Aとした。したがってPFRは26.7で問題のない数字である。二次導体は3.2 mmφの専用ビニールケーブルで必要な注意はよくはらわれているが, シールドはされていない。ダクトは他のCT回路や制御回路用ケーブルと同一ダクトとなっている。

母線保護の成否は単にアイデアだけの問題ではなく, 現地における施工が適切であるかにかかっている。結線の誤り, 極性のミスといったものが母線保護の死命を制するものといっても過言ではない。それゆえ母線保護装置を信頼して使用するためには現地における結線と極性のチェックが十分におこなわれることが必要である。そのためには新設の電気所のばあい, 母線保護装置試験のための日程を全工程の中にならず用意する必要がある。

新宇部発電所のばあい, 各個に結線, 極性などのチェックを十分おこなったのち, そのしめくりとして変成器一次側から電流を流し, 全断路器の開閉と組合わせて継電器の動作試験をおこない, 結線と極性の総合的な確認と分割式母線保護方式の原理的な確認とおこなった。変成器一次側から電流を流すのに, 発電機を回すわけにはいかないので, 試験用電源を別に用意した。

図7.2はそのような現地試験のオシログラムの一例である。同図Aは電流を印加した端子がA母線に接続されたときの内部事故を, Bはその端子がB母線に接続されたときの内部事故を模擬している。

同図で1は空心変成器の一次電流で, 最初電圧を印加

しシャ断器を投入する。なお投入直後電流波形がちょっとくずれているが, これは電圧は2~3 Vという低い値なので, シャ断器の接点の接触抵抗の変化があらわれているためである。2は同端子の空心変成器の出力電流である。3はA母線保護用LC-2形継電器87B-Aの入力電流でAのばあいだけ流れている。4はB母線保護用LC-2形継電器87B-Bの入力電流である。5は87B-Aの接点電流で, 6は87B-Bの接点電流である。5からみると1,200 A すなわち最小動作の160% 入力で継電器87Bは $1.5 \text{ c/s}^2$ で接点し, 約 $3.5 \text{ c/s}$ でシャ断器トリップコイル回路を閉成していることがわかる。

## 8. む す び

以上空心変成器による母線保護方式の原理, 特性, 実施などについて説明した。これによってこの方式の概要はだいたいあきらかになったものと思う。しかしわが国での実用化ははじまってからまだ1年を経過したにすぎない。ほんとうの実用化はこれからであろう。吾人は斯界のご鞭撻をいただいてさらにこの方式を完成させたいと思うものである。

最後に達見をもってこの方式を最初にご採用いただいた中国電力株式会社のかたがたをはじめ, 関西電力株式会社, 電源開発株式会社関係者各位のご指導ご協力に対し深く感謝するものである。

## 参 考 文 献

- (1) 森: 技術解説“母線保護方式”「三菱電機」32(1958) 9 臨時増刊
- (2) 森: “空心変成器式二重母線保護方式” 昭和33年度電気関係学会関西支部連合大会予稿



# トウ管形変流器

伊丹製作所 大 野 暁<sup>\*</sup>

## Bushing Type Current Transformers

Itami Works Satoru OHNO

In former days, bushing type current transformers, because of their poor accuracy, were considered inapplicable to electric apparatus operating on small current, though they have many excellent features such as ease in insulation, strength against overcurrent, and yet inexpensive prices and simple handling. However, development of home produced iron cores of good quality, improvement of bushing construction and adaptation of error compensation in the company have made possible the application of Mitsubishi bushing type current transformers with reliability and economy on small current circuits.

### 1. ま え が き

トウ管形変流器 (bushing type current transformer) は巻線形変流器 (wound type current transformer) に比し、絶縁が容易で、過電流強度が大きく、しかも安価、取扱簡便などのすぐれた多くの特長をもつが、他方一次電流が少ない場合必然的に誤差が大きいという致命的短所をもっている。このため従来継電器用以外にはあまり使用されなかったが、最近国産の良質鉄心の開発、トウ管構造の改良、誤差補償法の適用などにより、定格一次電流 150 A くらいまでで継電器用はもちろん計器用としても巻線形に比し遜色のない特性をもつトウ管形変流器の製作が可能となった。当社においては早くより鉄心材料、誤差補償法の研究を重ねこれにより特性の向上を、また絶縁処理には当社独自のダイヤレジソ真空含浸方式の採用により事故の皆無をはかり、油入シャ断器、変圧器、キュービクルなどトウ管形変流器を多数製作しており、その使用実績に対しては各方面より好評を得ているところである。ここに最近の製品について使用鉄心の特性、誤差補償法、試験結果などを紹介し参考に供したい。

### 2. 特 長

高電圧回路の電流、電力の計測、制御や保護継電に変流器が使用されるが、その変成特性を考察した場合、使用目的により大いに異なってくる。すなわち計器用では定格一次電流の 10~100 % で正しく動作することが要求される。また継電器用では回路が正常状態で働いてい

る時には、継電器は働く必要がなく、異常電流が流れた時だけ正しく動作することが必要となる。また継電器用でも短絡などによる過電流が流れた場合の保護用としては 100~2,000 % の過電流域で、接地して零相電流の流



図 2.1 トウ管形変流器  
230 kV 油入シャ断器用 400  
-200/5A 40 VA 1.0 級過電流  
定数 20 以上ダイヤレジソ含  
浸形

Fig. 2.1 Bushing type  
current transformer for  
oil circuit breaker.

れた場合の保護用としては数 % 程度の低電流域で正しく動作することが要求される。元来トウ管形変流器は 図 2.1, 2.2 で示すように円形鉄心全周に二次巻線を均一に巻いた構造のため、二次漏洩インダクタンスはほとんど零で、鉄心は円形で空けきはなく、絶縁の信頼度はきわめて高いもの

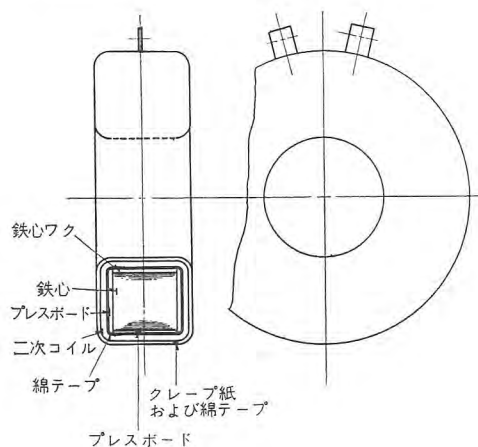


図 2.2 トウ管形変流器

Fig. 2.2 Bushing type current transformer.



で、その上過電流強度はいちじるしく高く、変流器としては理想的な構造になっているが、一般にトウ管形変流器という特性不良変流器と考えられ、比較的精度を要求しない場合だけ使用されてきた。この原因には次の理由があげられる。

(1) 一次巻数が貫通1回に限定されるため、定格一次電流が少ない場合、必然的に十分な一次 AT を取り得ないため励磁電流が多くなり、そのため誤差が増大する。

(2) 鉄心磁路長はトウ管の外形寸法により限定されかなり長くなる。また高電圧回路となるに従い、回路の電流は少なくなる一方トウ管の外径寸法は増大し、鉄心磁路長が長くなる。

しかし以上述べた欠点も最近鉄心材料の磁性向上、トウ管改良によるトウ管外径寸法の減少、とくに定格一次電流 400 A 以下の場合には誤差補償法を付加して精度の向上をはかることなどにより克服し、巻線形変流器に比し、なんら遜色のない高性能トウ管形変流器の製作が可能となった。

### 3. 鉄 心 材 料

変流器用鉄心材料を考えた場合、変流器の使用目的により必要とする磁性は大いに異なってくる。すなわち過電流保護を対象とする変流器用鉄心には、T 級ケイ素鋼板のように飽和しにくい鉄心が必要とする。また接地保護を対象とする零相変流器用鉄心には 100 ガウス以下のように低磁束密度の点で透磁率の高いすなわち初透磁率  $\mu_0$  の高いニッケル鋼板が必要である。計器用変流器用鉄心には両者の中間すなわち、ある程度以上の過電流では飽和しても良いが、また誤差を少なくする必要上磁束密度を通常 1,000 ガウス以下の比較的低磁束密度に選定する。このため  $\mu_0$  も高いことが必要となってくる。しかし経費、取付場所の制約のため現状では計器用、継電器用を1個の変流器で兼

トウ管形変流器・大野

用する場合がほとんどである。したがって変流器用鉄心を考えた場合  $B-H$  曲線において立上りが急しゅんなほど良く、しかも飽和点は高く、また鉄損も少ないことが必要となってくる。この要求に適した鉄心材料として冷間圧延方向性ケイ素鋼帯が製作されている。この方向性ケイ素鋼帯は冷間圧延と熱処理の適切な組み合わせにより圧延方向にすぐれた磁性をもち、その特長とするところは低い鉄損値、高い透磁率、良い占積率、すぐれた加工性である。このケイ素鋼帯を使用した当社トウ管形変流器用巻鉄心は適切な雰囲気へのひずみ取り焼鈍により、加工ひずみによる磁性の劣化を完全に回復し、その特性はトウ管形変流器の一次 AT を大きく取り得ない欠点を十分に償い、トウ管形変流器の誤差精度を向上している。方向性ケイ素鋼帯の一例として図 3.1~3.4 で八幡製鉄オリエントコア Z12 の諸特性を示す。図 3.5~3.7 は従

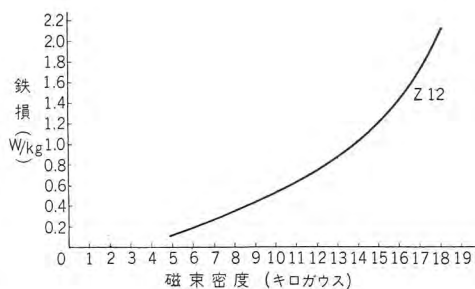


図 3.1 鉄損曲線 (50 c/s)  
Fig. 3.1 Iron loss curve.

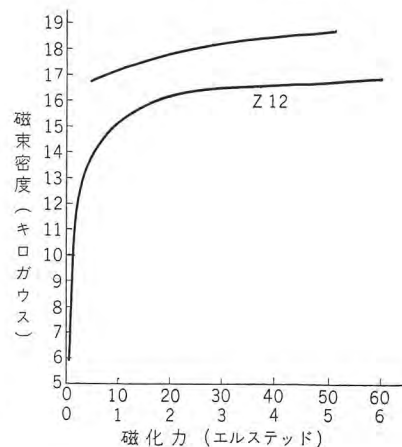


図 3.2 直流磁化曲線  
Fig. 3.2 DC magnetization curve.

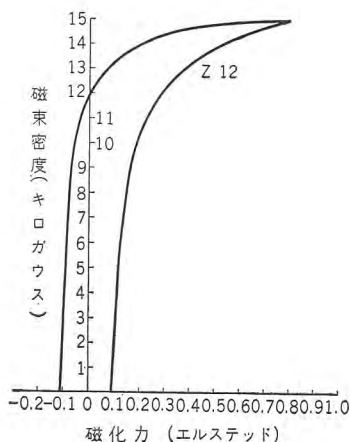


図 3.3 ヒステリシス曲線  
Fig. 3.3 Hysteresis curve.

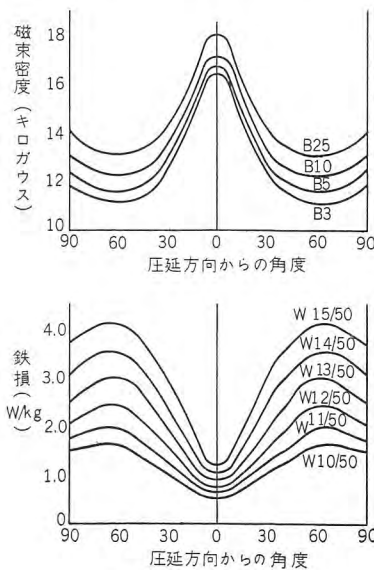


図 3.4 磁性の方向性  
Fig. 3.4 Orientation of magnetism.



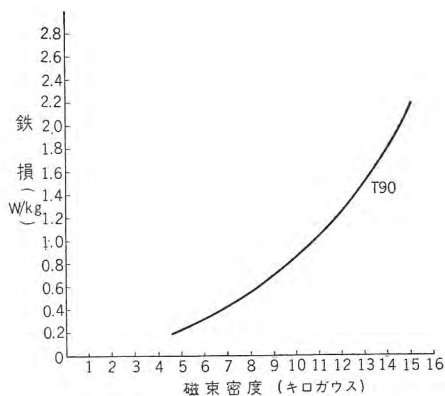


図 3.5 鉄損曲線 (50 c/s)  
Fig. 3.5 Iron loss curve.

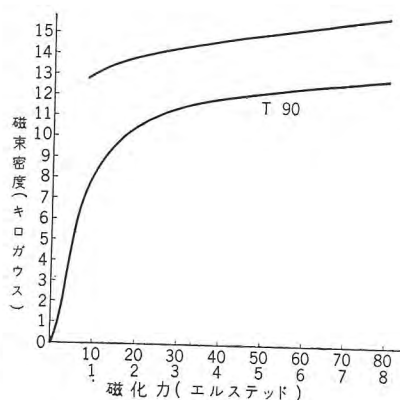


図 3.6 直流磁化曲線  
Fig. 3.6 DC magnetization curve.

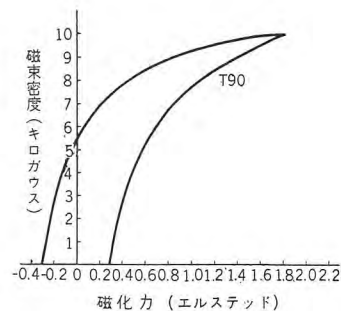


図 3.7 ヒステリシス曲線  
Fig. 3.7 Hysteresis curve.

来使用されている T90 の諸特性である。図 3.1 と図 3.5 を比較した場合磁束密度 10,000 ガウスおよび 15,000 ガウスの場合 50 c/s の鉄損は Z12 は 0.52 W/kg, 1.2 W/kg であり, T90 は 0.86 W/kg, 2.16 W/kg で Z12 に比し約 2 倍である。また図 3.2 と図 3.6 を比較した場合同様磁束密度 10,000 ガウスおよび 15,000 ガウスの場合の磁化力は Z12 は 0.15 エルステッド, 0.85 エルステッド, T90 は 1.7 エルステッド, 50 エルステッドであり, 格段の相違を示している。図 3.3, 3.7 のヒステリシス曲線においても同様のことがいえる。また図 3.8, 3.9 に示す油入ケーブル用分割形変流器用鉄心にも前述冷間圧延方向性ケイ素鋼帯を使用し, 鉄心巻機, 鉄心接着, 切

断面の処理など当社独自の工作方法により, 鉄心切断前後の特性のほとんど変化のない分割鉄心を製作している。当社ではこの鉄心を C コアと称している。

#### 4. 油入蓄電器形トウ管

油入蓄電器形トウ管の構造は周知のように, 適当な銅または黄銅の心棒上に, 直接絶縁紙と金属箔とを交互に巻込み, 等し

い静電容量を有する多数の円筒形蓄電器を形成させ, 中心から最外周端トウ管取付フランジの接地点まで, 均一な電位分布をもたせたトウ管である。このため他の油入形またはコンパウンド充填形のように中心に近い部分にいちじるしい電位傾度を有するものに比し, 非常に大きな絶縁耐力を比較的細いトウ管で保たせることが可能となる。当社では従来 O 形と称し, このことによりトウ管形変流器の内径を小さくすることができ, 必然的に鉄心磁路長, 鉄心重量の減少をきたし, トウ管形変流器の特性は向上している。加えて現在は O 形をさらに改良した OT 形油入蓄電器形トウ管に移行し, なおいっそうトウ管外径を小さくし変流器の特性向上をはかっている。この形は蓄電器部の上下にガイ管をかぶせ, 油入完全密封構造とした点は O 形と同様であるが, セメント類をまったく使用せず, コルクブレン, 硬質耐油性合成ゴムを

図 3.8 ケーブル挿入  
分割形変流器  
80.5 kV OF ケーブル用  
1,000-800-600/5A 40VA 1.0 級  
ダイヤレジン含浸形  
Fig. 3.8 Split type current  
transformer applicable  
to cable.

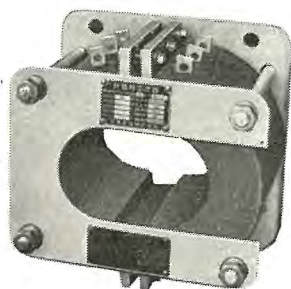


図 3.9 分割形変流器用鉄心 (C コア)  
Fig. 3.9 Core of split type current transformer.

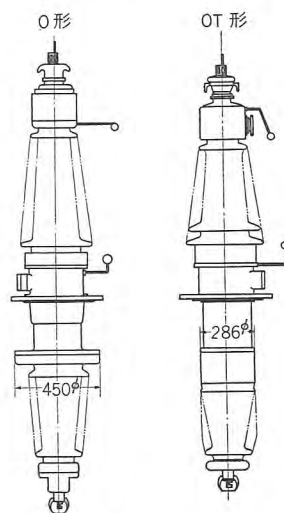


図 4.1 油入トウ管外形図 (161 kV)  
Fig. 4.1 Outline of oil filled bushing.



図 4.2 OT 形油入蓄電器形トウ管  
230kV 油入シャ断器用 800A  
Fig. 4.2 Type OT oil filled condenser bushing for oil circuit breaker.



用いて密封し、心棒を利用しスプリングにより中央取付フランジをはさんで上下のガイ管を締め付ける中心締付形とした点が変わっている。この方式の採用によりトウ管の外径、重量をさらに大巾に減少することが可能となった。図 4.1 は O 形と OT 形とのトウ管形変流器装置部のトウ管外径の比較である。図 4.1 で明らかなように 161 kV 用トウ管に例を取れば、変流器装置部外径は O 形では 450 mmφ、OT 形では 286 mmφ となり、したがってトウ管形変流器の磁路長および重量を 35 % 以上さらに減少することができる。図 4.2 は 161 kV OT 形油入蓄電器形トウ管の写真である。

## 5. 絶 縁

トウ管形変流器はその性質、構造上絶縁および過電流強度に対してはきわめて強いものであるが、当社においてはさらに絶縁処理を従来のワニス含浸あるいはコンパウンド含浸に代り、当社独自の真空含浸方式すなわちダイアレジン真空含浸で処理している。ダイアレジンは W 社ホステライト樹脂を主体として当社で開発したポリエステル樹脂の一種であり、当社において製作している。このレジン常温においては微黄色、透明の液状をなしているが、従来の絶縁ワニスと異なり重合硬化により硬化するため、反応にあたって内部より硬化し、また縮合性樹脂の場合におけるように、水あるいは揮発性ガスの発生を伴わずしたがって硬化した樹脂の内部に気泡を残さない。また加圧する必要もなく、硬化した樹脂は不溶不融性のきわめて安定した物質である。これらが可塑性絶縁材料として重要な要素である。ダイアレジンは適用すべき機器および処理工作のいかんにより、品種も数種にわたっているが、乾式変成器に対しては DR-CC と呼ばれる粘度の高い(10~12 ボイズ)ものおよび粘度の低い(0.8~1.0 ボイズ) DR-FF が使用され、このレジんで真空含浸処理したトウ管形変流器は下記の特長をもち、経年絶縁劣化の心配はほとんどない。

- 湿気の侵入がほとんど考えられない。
- 温度に対して影響が少ない。
- 過電流試験による電磁力に対する抵抗力が大きい。
- 耐薬物的に強い。

表 5.1~5.4 でダイアレジンの諸特性を示している。

上述のようにダイアレジン素材の諸特性は絶縁物としてきわめてすぐれたものであるが、これがトウ管形変流器に含浸された場合、巻線細部までよく浸透した上で重

表 5.1 DR-FF コンパウンド

比 重 20°C	1,081	1,024
硬度 ショア A 20°C " 100°C	97 75	80°C 94 25
1 カ月浸水後の吸水率 (%)	0.3	0.3
10 Hr. 煮沸後の吸水率 (%)	0.6	—
変圧器油 1 カ月浸油後の吸水率 (%)	0.3	溶 解

表 5.2 DR-FF コンパウンド

塩	酸	異 状 な し	異 状 な し
硝	酸	"	"
硫	酸	"	"
苛 性 ソ ー ダ		"	"
ア セ ト ン		膨 潤	溶 解
ベ ン ズ ー ル		"	"
ア ル コ ー ル		少し柔らかくなる	異 状 な し
変 圧 器 油		異 状 な し	溶 解

表 5.3 DR-FF の電気的性質

温度 (°C)	13	42	72	100	122
$\epsilon$	3.35	3.52	3.87	4.34	4.57
$\tan \delta$ (%)	0.95	1.12	2.37	2.79	2.08
$\rho \times 10^{12} (\Omega \text{ cm})$	10,000<	10,000<	1,000	50	6

表 5.4

温 度 (°C)	30	70	115
DR-FF (kV/mm)	66.4	80 以上	80 以上

合硬化することが下可欠である。このため DR の注入を真空状態において行なうことのほかに DR の流動性すなわち粘度を適当に考慮する必要がある。すなわち粘度の低い DR-FF は容易に巻線深部まで浸透し、粘度の高い DR-CC は変流器外周に比較的厚く付着して巻線内部には浸透しない結果となる。今高粘度の DR-CC に変流器の一部を残して浸し硬化させれば、巻線は比較的厚いかくに包まれた状態となる。つぎに変流器を真空中に置きかくの付着していない部分から低粘度の DR-FF を注入すれば巻線深部にまで浸透し漏れることなくかくの内部にたたえられそのまま硬化する。最後に注入部分を DR-

CC でおい硬化させる。ダイアレジン真空含浸方式は以上の原理により処理され、実際には DR-CC による処理(これを Capping と称す)を最少 4 回以上行なって外かくの完全を期し、DR-FF 真空含浸 (Filling と称す)後窒素ガスによりさらに加圧、圧入している。

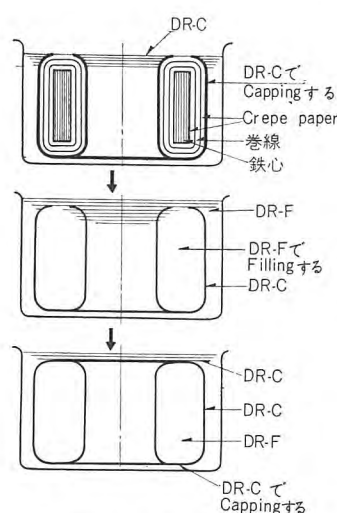


図 5.1 ダイアレジン真空含浸方式

Fig. 5.1 Diarexin vacuum impregnating system.

図 5.1 でダイアレジン真空含浸方式を示す。



## 6. 構造

当社トウ管形変流器は冷間圧延方向性ケイ素鋼帯を円形に巻いたいわゆる円形巻鉄心を使用している。この鉄心を適切な雰囲気のもとで加工によるひずみ取り焼鈍を行ない磁性の劣化を完全に回復させている。図2.2でトウ管形変流器の構造を詳細に示しているが、トウ管形変流器は一般に過電流定数が大きい二次巻線は過電流に十分耐えうように過電流定数に応じて使用二次導体の断面積を選定している。また誤差の原因となる二次漏洩インダクタンスをなくするため二次巻線は鉄心全周に均一に巻いている。二重比の場合はたとえ全電流に相当する二次巻数が1層に巻きうる場合でも、1/2 電流に相当する二次巻線を1層目に鉄心全周に均一に巻き、残り1/2 電流に相当する二次巻線を2層目に巻くように考慮を払っている。巻線相互間および巻線鉄心間には従来のワニステープまたはワニスクロースに代りクレープ紙を使用している。この紙は非常に強い上に引張れば約2~3倍に伸びるひだを持っており、このひだの間に前述のダイアレジン DR-FF を良く保持し、紙質もまた浸透性が非常に良く DR-FF を巻線細部まで浸透させ、含浸樹脂硬化後はちょうどベークライト状になり、かつクレープ紙が補強となって絶対きれつの起きない電氣的、機械的に非常に強いものになる。図2.1でダイアレジン含浸

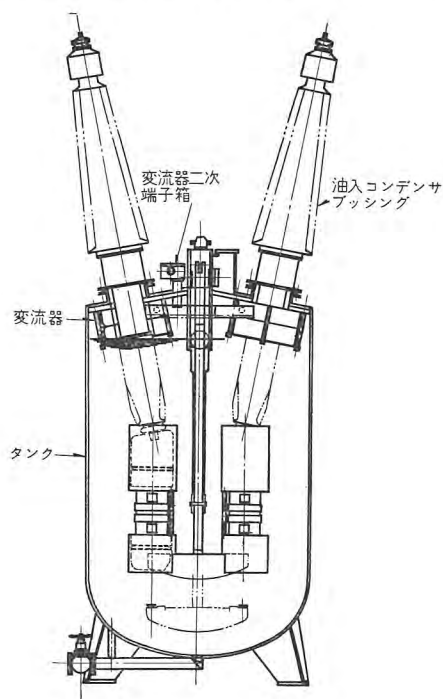


図 6.1 油入シャ断器におけるトウ管形変流器取付図

Fig. 6.1 Mounting of bushing type current transformer on oil circuit breaker.

形トウ管形変流器の外観写真を、図6.1で油入シャ断器におけるトウ管形変流器の取付要領を示す。

## 7. 電 流 特 性

変流器の電流特性を考えた場合計器用、過電流継電器用、接地継電器用とでは、その必要とする変成特性は大いに異なってくる。したがって使用目的を考え用途に合致した各種多数の変流器を使用することが理想的であるが、そのため回路に必要とする変流器の数が増大し、必然的にすえ付面積も増大をきたした費用も高くなる。したがって通常共用される場合がほとんどである。そのため変流器の必要誤差特性は計器用としての誤差限度（たとえば1.0級）と過電流継電器用としての誤差限度（たとえば過電流定数  $n=10$  以上）および接地継電器用としての誤差限度（たとえば定格電流域以上は誤差は多くとも良いが低電流域で正しく動作し、しかも特性の均一性を必要とする）を全部満足することが望ましい。したがって一般には T 級ケイ素鋼板を使用した巻線形変流器が従来多く使用され、トウ管形変流器はあまり使用されなかった。当社においては前述冷間圧延方向性ケイ素鋼帯を使用した円形巻鉄心の採用、OT 形油入蓄電器形トウ管の採用によるトウ管形変流器の内径の大巾削減、また後述の補償法を施すなどにより、巻線形変流器に比し遜色のないトウ管形変流器を多数製作している。以下各電流域における当社トウ管形変流器と T 級ケイ素鋼板を使用した巻線形変流器との電流特性を比較して説明する。

### 7.1 過電流特性

変流器の一次電流を定格電流より増加していくと、誤差は鉄心の  $\mu$  が増加することによりだんだん減少していくが、 $\mu_m$  を通り越すと逆に誤差が増大していく。図7.1(a)は巻線形変流器の過電流特性の一例を示したものである。定格一次電流の10倍付近から急激に誤差が増大するのは鉄心が飽和するためで過電流域で使用される変流器は巻線形として一次 AT を大きくするか、または鉄心断面積を増加するかいずれかの方法で保護すべき過電流域で鉄心が飽和しないようにすることが必要となる。通常巻線形変流器では過電流定数  $n$  は10~20くらいであるが、当社トウ管形変流器は OT 形油入蓄電器形トウ管の使用により、さらに変流器の内径を小さくすることができるため、一次 AT の不足を補うための



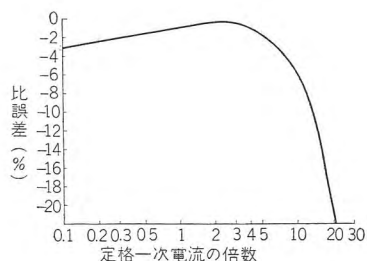


図 7.1 (a) 巻線形変流器過電流域特性

Fig. 7.1 (a) Overcurrent range characteristic of wound type current transformer.

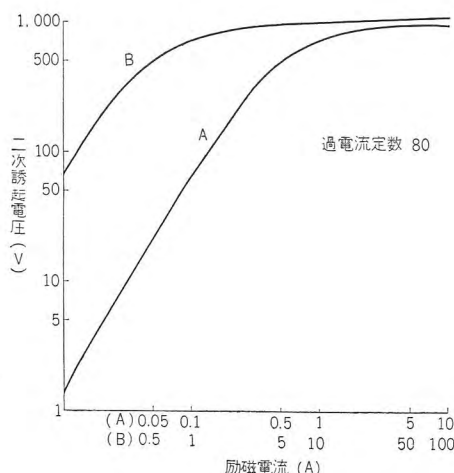


図 7.1 (b) 161kV 600/5A トウ管形変流器励磁特性曲線

Fig. 7.1 (b) Excitation characteristic curves of bushing current transformer.

鉄心断面積を十分大きくすることができ、しかも前述の冷間圧延方向性ケイ素鋼帯の使用により、T級ケイ素鋼板を使用した巻線形変

流器に比し鉄心の飽和点も高く、また励磁電流も少ないため 図 7.1 (b) の励磁特性で示すように過電流定数  $n$  は通常 30~100 くらいで巻線形変流器に比し、 $n$  は数倍多い傾向を示している。

また上述の過電流定数  $n=20$  以上のように、過電流定数で与えられるような一次電流が流れる場合は、一次電流は正弦波であるが二次電流は鉄心飽和によりゆがみが対称である。しかし直流分を含む一次過電流が流れた場合事情はだいぶ変わる。図 7.2 (a) (b) および表 7.1 は 23 kV 回路用 6,000/5A, 3,000/5A, 40 VA, 1.0 級および 300/5A, 20VA, 1.0 級の 3 種のトウ管形変流器を当所 50,000 kVA 短絡発電機を使用し測定したオシログラムで、図で明らかに波形のゆがみは直流分時定

数および二次負担により大巾に左右される。直流分時定数が 1.0 c/s の場合は過電流倍数が多くとも負担が少なければ、波形のゆがみは少なくまた直流分時定数が 3.15 c/s の場合は同様負担が少なければ、波形のゆがみは少ないが直流分時定数 1.0 c/s のときの 2 c/s に比し、9 c/s でもまだ完全にはおさまらない。以上のことは巻線形変流器、トウ管形変流器いずれの場合にも同様のことがいえる。したがって変流器を差動継電器と組合わせて使用

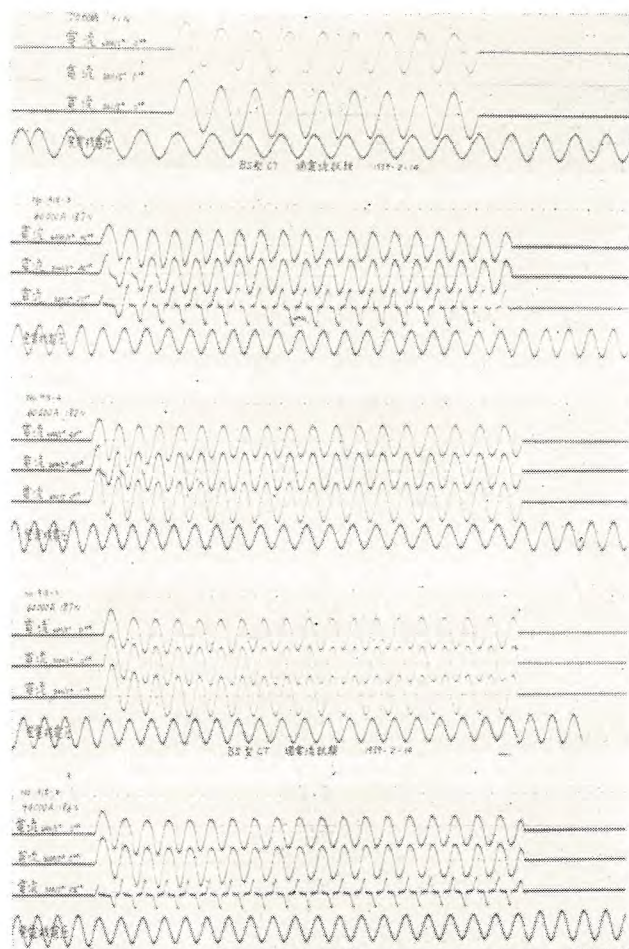


図 7.2 (a) BS 形トウ管形変流器過渡特性オシログラム  
Fig. 7.2 (a) Overcurrent characteristic oscillogram of type BS bushing type current transformer.

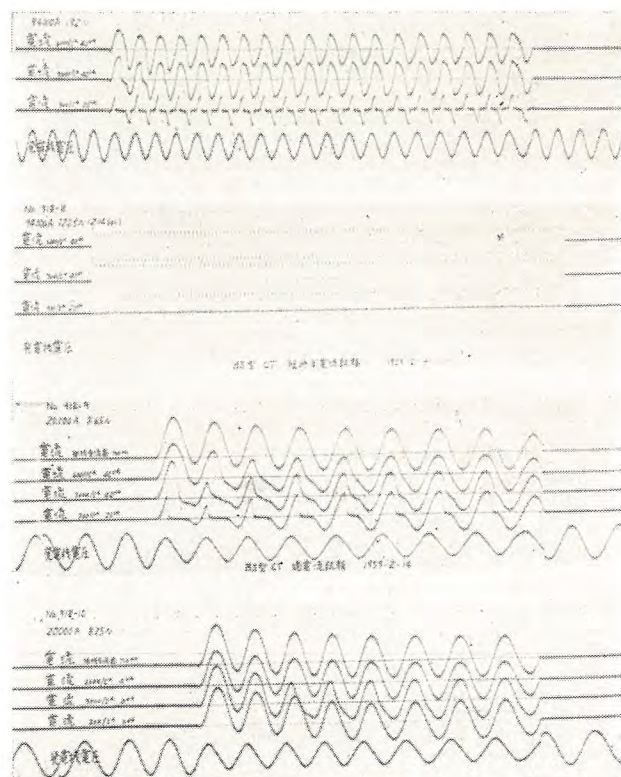


図 7.2 (b) BS 形トウ管形変流器過渡特性オシログラム  
Fig. 7.2 (b) Overcurrent characteristic oscillogram of type BS bushing type current transformer.



表 7.1 BS 形トウ管形変流器過渡特性試験

1. 試料定格

試料	過電流定数	過電流強度	二次内部抵抗 (Ω)	定格負担 (二次抵抗)
6,000/5A	90	40	1,378	40VA (1.6 Ω)
3,000/5A	76~78	40	0.380	40VA (1.6 Ω)
300/5A	84~86	400	0.042	20VA (0.8 Ω)

2. 試験項目

試験 番号	電流 (A)	時間 (c/s)	投入電流 (1m/X)	回路の直流 分時定数	C.T 負担 (VA)		
					6,000/5A	3,000/5A	300/5A
No. 918-1	20,000	9.1	約 1.4		0	0	0
-3	60,000	18.7	" 1.5		40	40	20
-4	"	19.2	" 1.6	1.0 c/s	40	40	0
-5	"	18.7	" 1.6		0	0	0
-6	94,000	19.6	" 1.5		0	0	20
-7	"	19.2	" 1.5		40	40	20
-8	"	122.5	" 1.5		40	40	20
-9	20,000	8.65	1.95	3.15 c/s	40	40	20
-10	"	8.25	1.90		0	0	0

する場合には回路定数，継電器のインピーダンス，最小動作電流，デットタイムなどを考慮に入れ必要とする過電流保護域において鉄心の飽和による高圧側および低圧側 2 個の変流器の波形のちがいによる誤動作をさけるべく十分磁束密度を低く設計することが必要である。

## 7.2 定格電流特性

当社トウ管形変流器は過電流域特性を考慮して鉄心断面積を増加することにより，磁束密度は 1,000 ガウス以下に選定している。加えて使用鉄心も前述の冷間圧延方向性ケイ素鋼帯を使用した円形巻鉄心のため励磁特性は

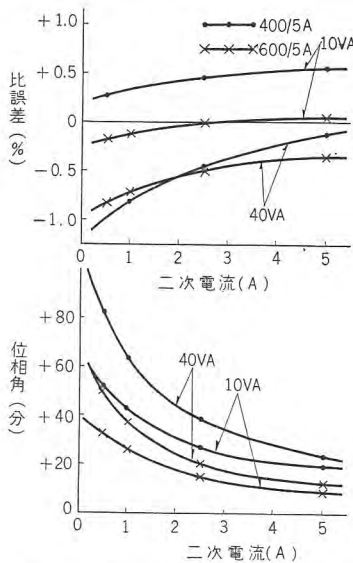


図 7.3 80.5 kV 1,000-800-600-400/5A 40VA 1.0 級 トウ管形変流器誤差特性曲線

Fig. 7.3 Error characteristic curves of bushing type current transformer.

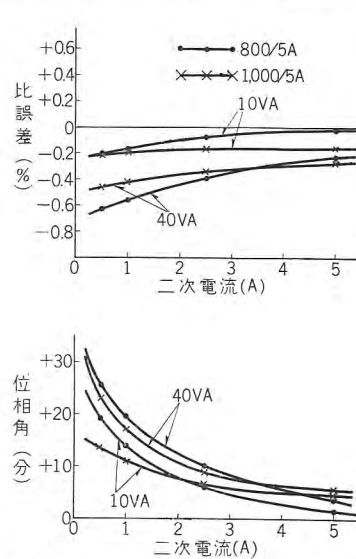


図 7.4 80.5 kV 1,000-800-600-400/5A 40VA 1.0 級 トウ管形変流器誤差特性曲線

Fig. 7.4 Error characteristic curves of bushing type current transformer.

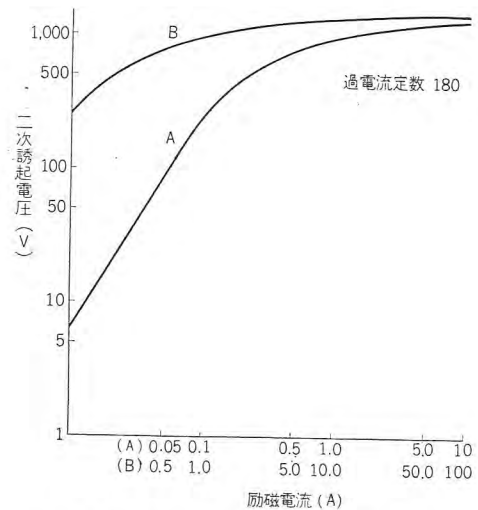


図 7.5 80.5 kV 1,000-800-600-400/5A トウ管形変流器励磁特性曲線

Fig. 7.5 Excitation characteristic curves of bushing type current transformer.

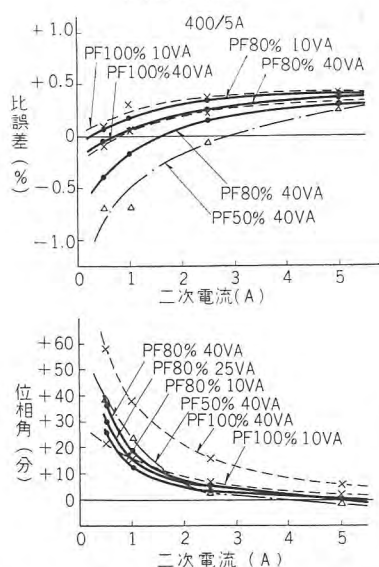


図 7.6 161 kV 400-200/5A 40VA 1.0 級 トウ管形変流器誤差特性曲線

Fig. 7.6 Error characteristic curves of bushing type current transformer.

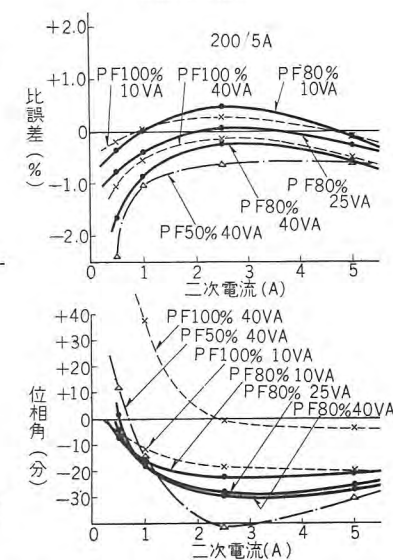


図 7.7 161 kV 400-200/5A 40VA 1.0 級 トウ管形変流器誤差特性曲線

Fig. 7.7 Error characteristic curves of bushing type current transformer.

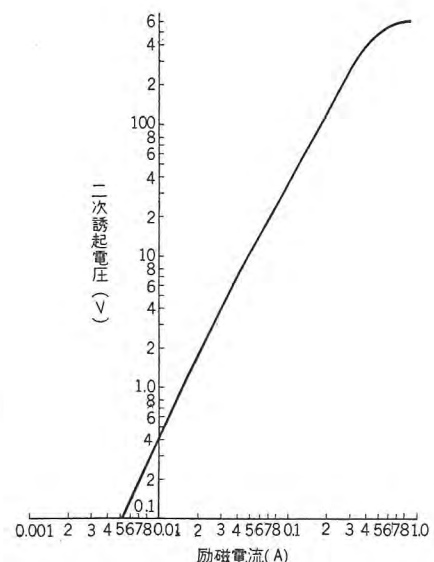


図 7.8 161 kV 400-200/5A トウ管形変流器励磁特性曲線

Fig. 7.8 Excitation characteristic curve of bushing type current transformer.



T級ケイ素鋼板を使用した巻線形変流器に比しかえって少なくなっている。また誤差の原因となる二次漏洩インダクタンスはほとんど零で無視できる。これに反して巻線形変流器では構造上、二次漏洩インダクタンスは相当多くしかも二次巻数の2乗に比例して増加するため、一次ATを増加するほど多くなる。また必然的に二次巻線の抵抗も増加する。この傾向は使用回路電圧が高くなるほど増大し、変流器に必要とする二次誘起電圧は高くなり誤差は増大する。図7.3～7.5は80.5kVシャ断器内臓1,000-800-600-400/5A, 40VA, 1.0級, 多重比トウ管

形変流器の特性曲線である。図7.6～7.8は同様161kV用400-200/5A, 40VA, 1.0級, 二重比トウ管形変流器の特性曲線である。図7.9～7.12は、161kV用800-400/5A, 40VA, 0.5M級(電力需給取引用)トウ管形変流器の特性曲線である。図で明らかなように定格一次電流が200Aもあれば、超高圧回路においてすらトウ管形変流器で製作可能で、比誤差、位相角特性は巻線形変流器に比し同等もしくはそれ以上を示し、過電流定数 $n$ は巻線形変流器の $n=10\sim20$ に比し数倍上回った値を示している。

### 7.3 低電流特性

接地保護を目的とした三次巻線付変流器の場合、接地電流はきわめて少なく加えて保護継電器のインピーダンスは相当大きいので、励磁電流が多くなり誤差が増大する。またトウ管形変流器は一次貫通1ターンのため、巻線形変流器に比しいっそう特性が悪いように考えられ勝ちであるが、三次零相電流を考えた場合の磁束密度 $B$ は通常100 Gauss以下のところであり、このため接地保護用変流器の鉄心は $\mu_0$ が高いことすなわち $B-H$ 曲線において立上りの急しゅんなことが必要である。当社トウ管形変流器は冷間圧延方向性ケイ素鋼帯の使用により、T級ケイ素鋼板に比し $\mu_0$ は大巾に高くなり、たとえ巻線形に比し磁束密度が数倍高くなっても、必要とする磁化力 $H$ の値はむしろ低

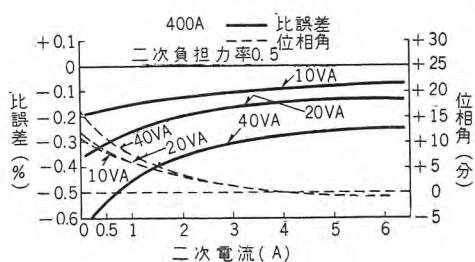


図 7.9 161kV 800-400/5A 40VA 0.5M 級トウ管形変流器特性曲線

Fig. 7.9 Characteristic curves of bushing type current transformer.

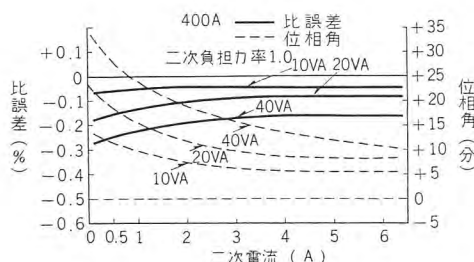
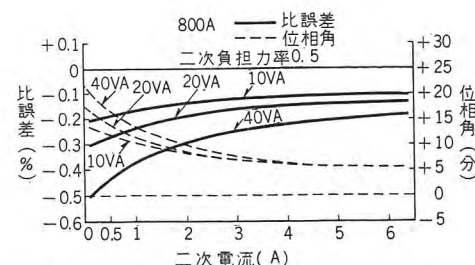


図 7.10 161kV 800-400/5A 40VA 0.5M 級トウ管形変流器特性曲線

Fig. 7.10 Characteristic curves of bushing type current transformer.

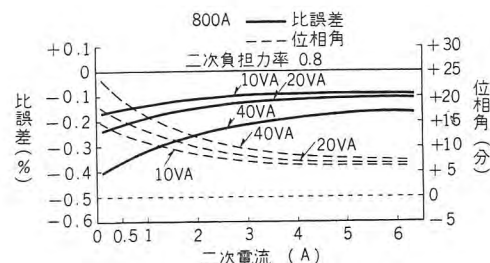
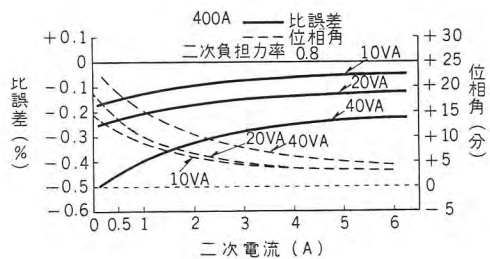


図 7.11 161kV 800-400/5A 40VA 0.5M 級トウ管形変流器特性曲線

Fig. 7.11 Characteristic curves of bushing type current transformer.

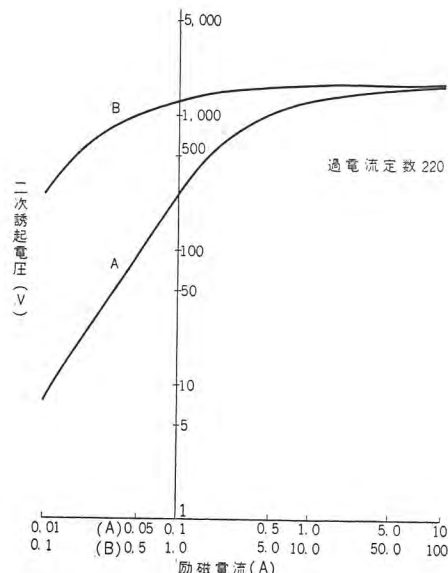


図 7.12 161kV 800-400/5A トウ管形変流器励磁特性曲線

Fig. 7.12 Excitation characteristic curves of bushing type current transformer.



いくらいである。あわせて過電流域特性を考慮して鉄心断面積を十分大きく選定しているため、通常磁束密度は巻線形と同じくらいむしろそれ以下に設計されているため低電流域特性は巻線形よりかえって良くなっている。

以上当社トウ管形変流器の電流特性について述べたが、一次貫通1ターンのため使用鉄心の磁性向上だけでは製作可能の限界がある。当社トウ管形変流器は定格一次電流400A以下の場合は次項で説明する自動式予磁化方式による誤差補償法を付加して、一次ATの不足を補っている。計測専用の場合は定格電流の10~100%の範囲で誤差を向上させれば良く、この範囲で $\mu_{\max}$ にもって行くべく補償する訳であるが、当社トウ管形変流器は過電流域をも考慮して、定格一次電流の10%のところを規格に合格すれば、できるだけ $\mu_{\max}$ を過電流域にもって行くように設計している。また $\mu_{\max}$ を通り越した過電流域では、一見誤差が増大しそうに考えられるが、過電流域においては自励の作用がなくなり、普通形変流器が2個直列になり負担を1/2ずつおうようになる。したがって最後は鉄心の飽和により誤差が左右される訳である。

## 8. 自動式予磁化

自動式予磁化変流器の構造は二次巻数が若干異なる2個の変流器を直列接続したものである。この場合負担電圧よりも個々の変流器の端子電圧がむしろ大きくなり自動的に予磁化される。説明の都合上他励式予磁化から説明する。図8.1は他励式予磁化方式の接続である。この接続では補償巻線による一次および二次回路への電圧誘起の影響はなく、また一次または二次巻線による補償回路への電圧誘起の影響もなく、補償AT $i_3 ta$ および $i_3 tb$ はA,B両鉄心をそれぞれ励化するだけである。この補償ATを鉄心に $\mu_{\max}$ を与えるように選定すると負担

Zに対しては、一次側励磁電流は最小となって誤差は減少する。図8.2で示すベクトルは上記の関係を示す。(注、補償電流 $i_3$ が負担電圧 $\frac{e}{2}$ と同相の場合として考えた。)

A 鉄心—二次巻線には $i_3$ による誘起電圧 $Ea'$ と二次負担(巻線インピーダンス降下を含めて)に対する電圧の半分 $\frac{e}{2}$ との合成 $E_a$ が誘起することになり、それに要する励磁電流は $I_{0a}$ となる。

B 鉄心—二次巻線には $i_3$ による誘起電圧 $E_b'$ と二次負担(巻線インピーダンス降下を含めて)に対する電圧の半分 $\frac{e}{2}$ との合成 $E_b$ が誘起することにより、それに要する励磁電流は $I_{0b}$ となる。

補償巻線はA,B鉄心で逆直列であるから $E_a', E_b'$ の位相差は180度であり、AまたはB鉄心に対する一次側から採る励磁電流は所要励磁分 $I_{0a}$ (または $I_{0b}$ )と補償励磁分 $i_3$ との差であれば良く、

$$I_{0a} - i_3 = I_{0b} - i_3 = I_0 = \frac{I_{0a} - I_{0b}}{2} \text{ となる。}$$

図8.1において一次電流に変動なくしたがって二次電流 $i$ 一定の場合について考えれば補償巻線 $ta, tb$ の巻数を適当にすれば、鉄心に $\mu_{\max}$ を与える電流 $i_3$ の値を $i$ と等しくすることは容易である。 $i_3 = i$ が可能ならば図8.1を図8.3のように書き換えても良い訳である。図8.3のように考えれば補助電源は不要となり、二次電流によって予磁化をも行なうすなわち自動式予磁化形となる。この場合 $ta, tb$ におけるインピーダンス降下分だけ二次側が負担すれば良い訳である。図8.1と図8.3との作動上の相違を比較すると

(1) 図8.1では二次側に対して $i_3$ の位相が任意に調整できるが、図8.3では二次電流により決定され $i_3$ の位相を任意に調整できない。したがって図8.1の場合補償電流 $i_3$ の位相により、誤差補償の効果は一様でな

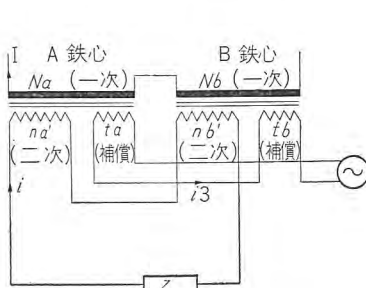


図 8.1 他励式予磁化方式接続図  
Fig. 8.1 Connection diagram of separate exciting pre-magnetizing system.

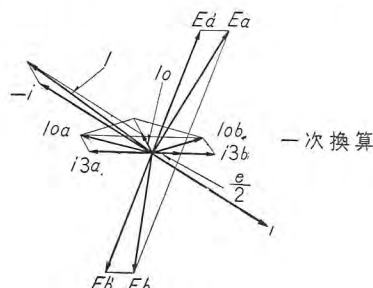


図 8.2 他励式予磁化方式ベクトル図  
Fig. 8.2 Separate diagram of self-excited pre-magnetizing system.

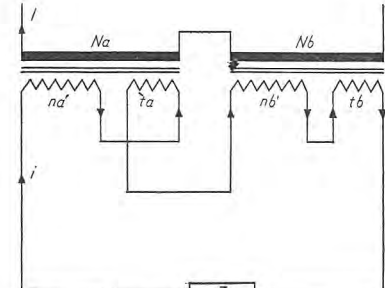


図 8.3 他励式予磁化方式変形接続図  
Fig. 8.3 Deformation connection diagram of separate exciting pre-magnetizing system.



い。図 8.2 のベクトルにおいて負担電圧  $\frac{e}{2}$  と  $E_a'$  (または  $E_b'$ ) が位相差 90 度の時  $E_a'$  と  $E_a$  との差または  $E_b'$  と  $E_b$  との差 (ベクトル差ではない) が少なくしたがって一次側励磁電流は少ない。位相差 0 度または 180 度の時は  $E_a'$  と  $E_a$  (または  $E_b'$  と  $E_b$ ) との差が最大となって、一次供給の励磁分は大きくなる。  $E_a'$  および  $E_b'$  と  $i_3$  との位相差はほぼ 90 度であるから、上記の関係を  $i_3$  側から見れば  $i_3$  と  $\frac{e}{2}$  が 0 度または 180 度の時が予磁化効果が最良で、これに反し 90 度の時がもっとも悪い。図 8.3 において負担力率が 0.8 の場合は  $i$  と  $\frac{e}{2}$  との位相差は 36 度程度 (トウ管形変流器では二次漏洩インダクタンスはほとんど無視できる) となりかなり良いところで作動することになる。

(2) 図 8.1 では二次電流のいかに無関係に最適な予磁化を与えることができるが、図 8.3 では二次電流の或る値で鉄心の  $\mu_{\max}$  は成立するが、 $i$  が変動すれば  $\mu$  の値は最大の点より離れてくる。したがってトウ管形変流器の使用範囲のどこに最良の予磁化を与えるかを適当に選択する必要がある。前述のように計測専用の場合を考えると、誤差階級 1.0 級の場合ならば使用範囲すなわち定格電流の 10% の点と 100% の点との中間に  $\mu_{\max}$  を与え、両点が同じように補償を受けるようにすれば良い。すなわち 1.0 級の誤差限度は定格電流の 10% の点の誤差は 100% の点の 2 倍であるから、同じ条件に補償されるためには  $(5-0.5) \times \frac{1}{3} = 1.5A$ ,  $1.5+0.5=2.0A$  すなわち 2A 付近において  $\mu_{\max}$  が成立するように選定すれば良いことになる。以上の説明により図 8.3 の自己予励磁によって補償がなされることは明らかである。図 8.3 においては二次側巻線の関係から A 鉄心の  $i$  によるアンペアターンは  $i(n_a - t_a)$  であり B 鉄心では  $i(n_a + t_a)$  であるから、これを図 8.4 のように書き改め、補償巻数を二次巻数に加減してもその動作まったく同様である。すなわち図 8.4 の場合 A 鉄心、B 鉄心はそれぞれ  $\frac{n_b - n_a}{2} i$  の予磁化を受け、このことは図 8.3 の  $it_a$ ,  $it_b$  に等しい訳である。図 8.5

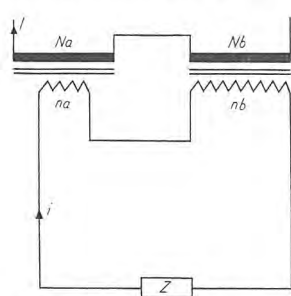


図 8.4 自励式予磁化方式接続図

$n_b - n_a' + t_b$   
 $n_a = n_a' - t_a$   
Fig. 8.4 Connection diagram of self excited pre-magnetizing system.

トウ管形変流器・大野

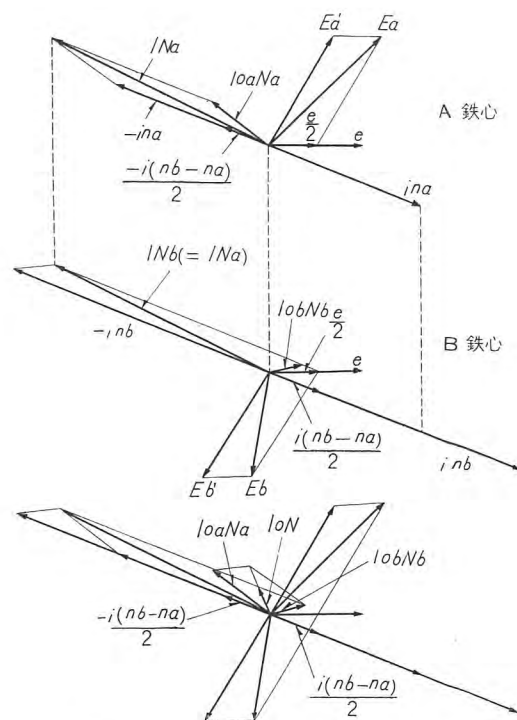


図 8.5 自励式予磁化方式ベクトル図

Fig. 8.5 Vector diagram of self excited pre-magnetizing system.

ペアターンは  $in_a$  である。A 鉄心負担電圧は  $\frac{e}{2}$  となり予磁化アンペアターンは  $\frac{-i(n_b - n_a)}{2}$  となり、A 鉄心では二次アンペアターンと方向が反対となる。二次側には予磁化による誘起電圧  $E_a'$  と負担による  $\frac{e}{2}$  との合成  $\dot{E}_a' + \frac{\dot{e}}{2} = \dot{E}_a$  を誘起し、これに要する励磁アンペアターンは  $I_{0a}N_a$  となる。同様なことが B 鉄心にも考えられる。すなわち一次アンペアターンは  $IN_b$  となり、二次アンペアターンは  $in_b$  となる。B 鉄心負担電圧は  $\frac{e}{2}$  となり予磁化アンペアターンは  $\frac{i(n_b - n_a)}{2}$  となり、B 鉄心では二次アンペアターンと同方向になる。二次側には予磁化による電圧  $E_b'$  と  $\frac{e}{2}$  との合成  $\dot{E}_b' + \frac{\dot{e}}{2} = \dot{E}_b$  を誘起しこれに要するアンペアターンは  $I_{0b}N_b$  となる。一次側全体として考察すれば  $\dot{I}_{0a}N_a + \dot{I}_{0b}N_b$  の励磁アンペアターンを取るのだから誤差としては  $\frac{\dot{I}_{0a}N_a + \dot{I}_{0b}N_b}{\dot{I}N_a + \dot{I}N_b} = \frac{\dot{I}_0 N}{\dot{I} N_a} (\dot{I}N_a = \dot{I}N_b)$  となり、おのおのの鉄心の励磁アンペアターンは相当あっても全体としては少なくなり、したがって誤差が減少する。以上が自励式予磁化方式の原理であり、当社は低アンペアターンのものに付加して変流器の特性を向上している。

## 9. 定 格

当社トウ管形変流器は 287.5 kV 用まで製作してい



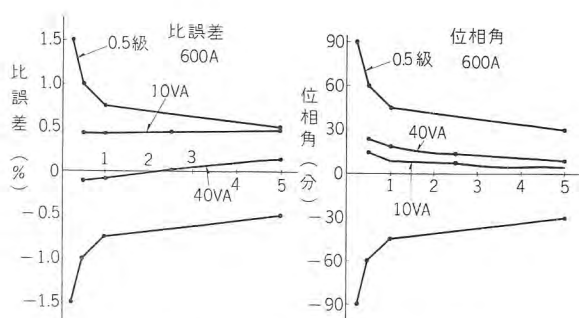


図 9.1 ケーブル挿入分割形トウ管形変流器誤差特性曲線  
1,000-800-600/5A 40VA (80%) 1.0 級  
500-400-300/5A

Fig. 9.1 Error characteristic curves of split type bushing current transformer.

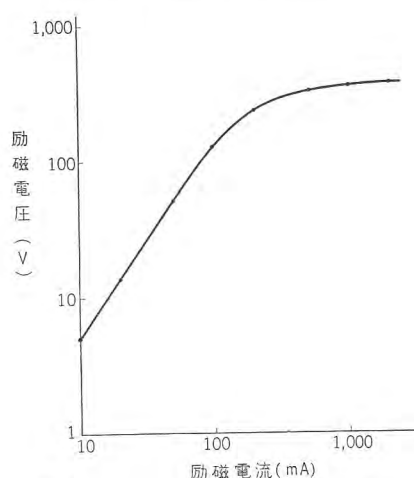


図 9.2 ケーブル挿入分割形変流器  
1,000-800-600/5A 励磁特性曲線  
500-400-300/5A

Fig. 9.2 Excitation characteristic curve of split type bushing current transformer.

る。各回路電圧を通じて定格一次電流 200 A 以上は 40VA, 1.0 級, 過電流定数 20 以上, 定格一次電流 100 A は 40VA, 3.0 級, 過電流定数 10 以上を標準としその実績に対しては好評を得ているが, 仕様によっては 230kV 回路において定格一次電流が 400 A もあれば優に 40VA, 0.5M 級(電力需給用)も製作可能であり, 前掲図 7.9~7.12 がその試験成績である。超高圧回路において電力の計測には, 従来別置計器用変成器を設置することが普通であるが, 価格も相当高価ですえ付面積, 保守などいろいろと問題となる点が多いが, 油入シャ断器の一次油入蓄電器形トウ管を利用してトウ管形変流器を取付け, これにより電流要素をトウ管を利用した電位変成器を設置し, これにより電圧要素を取れば別置蓄電器も不用となり, 変圧変流器付油入シャ断器の製作は容易である。したがって保守も簡単であり, すえ置面積も別に必要とせず価格も安価である。またこの変成器を封印して検定付とすることも可能である。また最近 OF 形

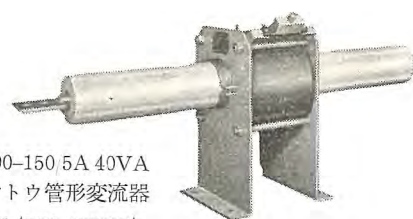


図 9.3 11.5kV 300-150 5A 40VA  
1.0 級 一次導体付トウ管形変流器  
Fig. 9.3 Bushing type current transformer with a primary conductor.

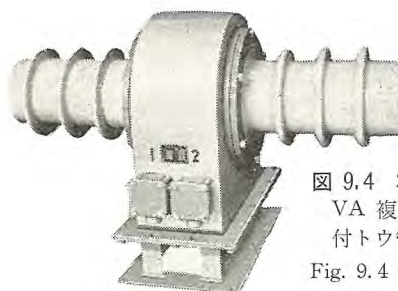


図 9.4 23kV 1,000/5A 2×40 VA 複二次 1.0 級一次絶縁付トウ管形変流器屋外用  
Fig. 9.4 Outdoor use bushing type current transformer with primary insulation.

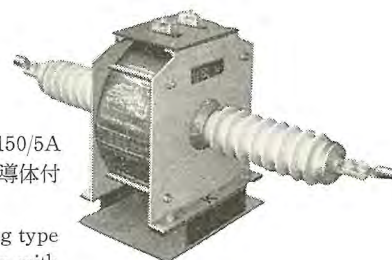


図 9.5 23kV 300-150/5A 40VA 1.0 級一次導体付トウ管形変流器  
Fig. 9.5 Bushing type current transformer with a primary conductor.

ケーブルすなわち油入ケーブルが, 70 kV 以上の高圧回路に非常に多く採用されているが, ケーブルの性質上トウ管形変流器を設置するために, ケーブルを任意の箇所で切断することは不可能のため, 別置巻線形変流器が多く使用されている。しかしこれに対して前掲の鉄心切断前後の特性の変化のない分割鉄心すなわち C コアを使用すれば, ケーブルを切断することなく変流器を任意の場所に任意の時期に簡単に装着可能な鉄心分割ケーブル挿入形変流器の製作は容易である。当社においては良質の C 形鉄心を使用した, 多重比すなわち 1,000-800-600-500-400-300/5A, 負担は 500A 以上は 40VA, 400A は 30VA, 300A は 15VA おおの 1.0 級の分割形変流器を多数製作し, その実績に対して好評を得ている。前掲図 3.8 は製品写真で図 9.1, 9.2 は特性曲線である。回路電圧 23kV 以下では一次絶縁または一次導体を付属したトウ管形変流器も製作している。この場合一次絶縁にガイ管を使用し, 二次巻線絶縁ダイアレンジン処理とあいまって, 変流器の事故皆無に万全を期している。図 9.3~9.5 はその写真である。



# 三菱ボイラ用通風機

長崎製作所 岩 原 二 郎\*

## Mitsubishi Boiler Draft Fans

Nagasaki Works Jiro IWAHARA

With the increase of unit capacity of thermal power stations, the steam boilers have come to call for large sized draft fans. This, in turn, leads to the requirement of much higher reliability and efficiency on these fans than those of the conventional, small sized units. Introducing the technique of Westinghouse after the restoration of peace, Mitsubishi has been taking pains in the study and improvement of large draft fans. The outgrowth of the efforts is the production of centrifugal fans with vanes in the shape of the cross section of aeroplane, which displace turbo fans in their performance and promise a bright future to cope with the demands of ever increasing sizes.

### 1. ま え が き

発電所用ボイラの大形化につれてこれに使用される通風機も必然的に大容量のものを必要とするようになってきた。通風機が大形化するに従って一段と高い信頼度、性能を要求されるのはいうまでもないことであり、当社も戦後 Westinghouse 社 Sturtevant 工場の技術を導入して鋭意大形通風機の研究改良に努力してきたが、最近のこの種ボイラ用大形通風機の性能、構造などについて述べてみる。

### 2. 押込通風機 (Forced Draft Fan)

燃焼用の空気を大気から吸って炉内へ吹込むのに必要な圧力まで昇圧するための通風機を、押込通風機 (Forced Draft Fan) と称するが、この通風機を通るのは普通は室内の清浄な空気、後述のようにボイラの空

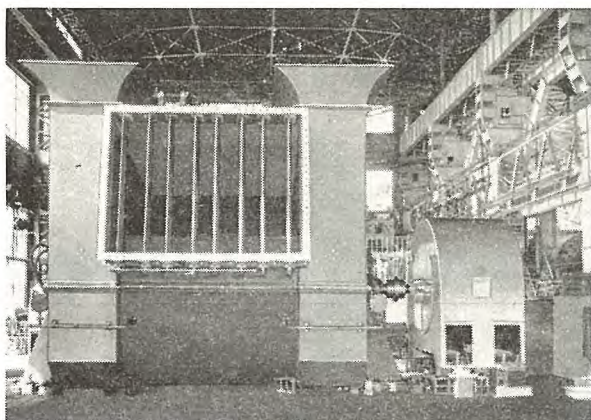


図 2.1 吸込箱および吐出しダンパを付した押込通風機 TV 形  
Fig. 2.1 Type TV forced draft fan with suction box and discharge damper.

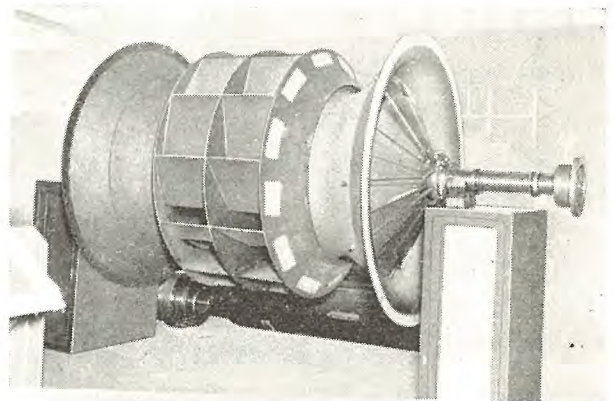


図 2.2 TV 形押込通風機用扇車および入口ベーンコントロール装置

Fig. 2.2 Type TV runner for forced draft fan and inlet vane control equipment.

気予熱器を出た熱気を一部再循環させる場合でも耐摩性、耐高温性は、ほとんど考慮する必要がない。したがってこの通風機に要求される第1の特性は効率のよいことである。現在ボイラに必要な風量風圧に対しては“あとまがり羽根” (back vane) の遠心通風機がもっとも効率のよい形であるため、ほとんど全部の押込通風機に対して図 2.1 に示したいわゆるターボファンと称する形が使われている。ターボファンの扇車は図 2.2 に見られるように、1 枚の板でできた“あとまがり羽根”をもった構造のものがもっぱら使用されてきた。当社においては最近従来のこの板羽根のターボファンに代って、飛行機翼断面の羽根を有する“翼形遠心通風機”を押込通風機として製作中である。

翼形通風機は従来の板羽根のターボファンと比べて、ケーシングの構造および大きさはほとんど同じであるが、扇車は、薄鋼板で成形しかつ適当な強みを入れた飛行機

\* 技術部機械設計課長



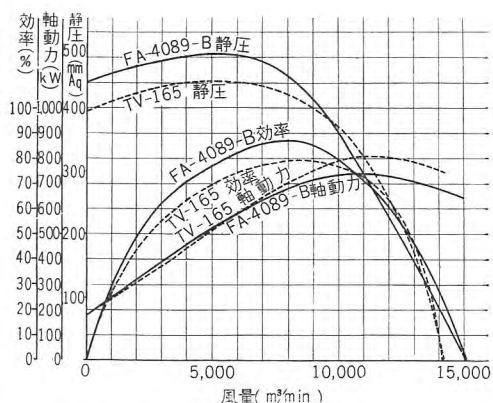


図 2.3 翼形通風機 (FA 形) とターボファン (TV 形) の特性比較

Fig. 2.3 Comparison of performances between type FA wing shaped blade draft fan and type TV turbo-fan.

翼断面をした羽根をもっている。

風量 6,000~10,000 m<sup>3</sup>/min, 風圧 350~450 mm 水柱, の押込通風機について, 翼形通風機 (FA-4089 形) と従来のターボファン (TV-165 形) の特性を図 2.3 に例示して見た。

翼形通風機を従来のターボファンに比べて特長として下記の 2 点があげられる。

(1) 効率が低い。

従来のターボファンでは静圧効率が 78 %, 全圧効率が 82 % 程度であったが, 翼形通風機ではさらに数 %, ときには 10 % 近くまで効率が上昇している。

(2) 騒音が減少している。

従来の板羽根では空気の流れが羽根からはがれやすく, このためうずが発生して騒音を出しがちであるが, 翼形通風機では羽根を流線形にしてあるためこの点を解消し, 従来のものに比して騒音は相当小さくなりうる。

なお翼形通風機も従来のターボファンと同様に, 入口ベーンコントロールは有効に使用しうる。

押込通風機は屋外形の場合は図 2.1 のように吸込口にダクトを付けた構造にすることもある。またボイラの軽負荷の場合に冷たい一次空気を通すと, 燃焼ガス中の水分が空気予熱器の壁面で凝縮してこれを腐食することがある。

これを防ぐ目的でボイラの軽負荷の場合に空気予熱器を出たあとの高温の一次空気を一部押込通風機の入口に再循環させて, 空気予熱器にはいる一次空気の温度を高めておく方式が採られることがある。この場合は図 2.4 に見るように, 通風機の吸込口に再循環用のダクトを付けているが, このダクトをつけても通風機の特長, あるいは入口ベーンコントロールの特性にはほとんど影響が

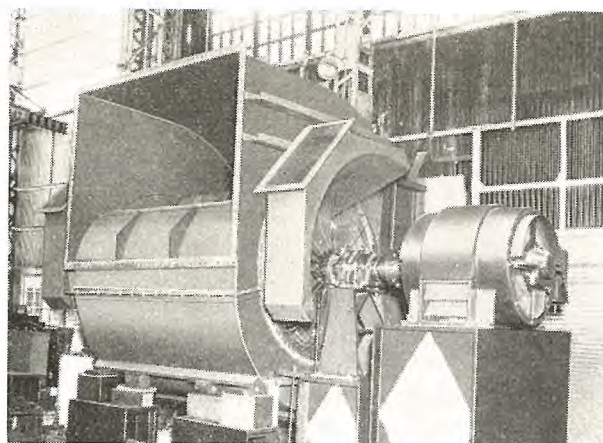


図 2.4 再循環ダクト付押込通風機 TV 形

Fig. 2.4 Type TV forced draft fan with recirculating ducts.

ない。

### 3. 誘引通風機 (Induced Draft Fan)

#### 3.1 誘引通風機の形式

誘引通風機は火炉内で生じた高温ガスを, 節炭器, 過熱器, 空気予熱器, および集じん器などの抵抗に打勝って吸引し煙突へ運ぶ役目をする通風機である。

扇車の形式は図 3.1 に示す多翼形 (FM 形) と図 3.2 に示すターボラジアル形 (ID 形) を使用している。ID 形は半径羽根 (Radial Vane) の変形とも称すべき形式のもので, その羽根は出口では直線半径羽根入口では“前まがり羽根”の複合羽根で, FM 形に比して耐摩性に

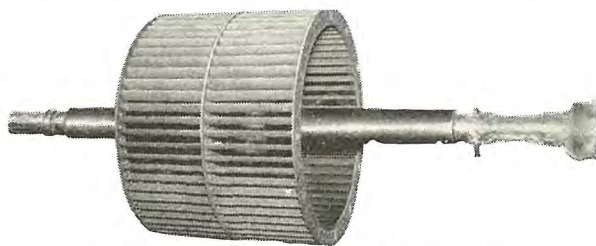


図 3.1 多翼形誘引通風機 (FM 形) 用扇車

Fig. 3.1 Type FM runner for multi-blade induced draft fan.

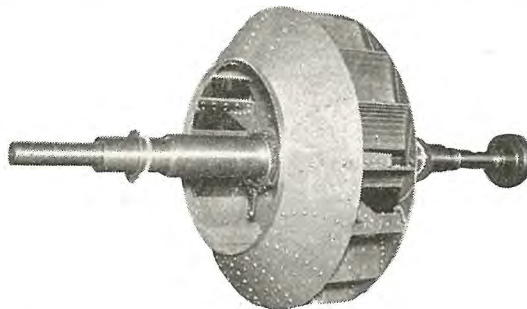


図 3.2 ターボラジアル形誘引通風機 (ID 形) 用扇車

Fig. 3.2 Type ID runner for turbo radial type induced draft fan.



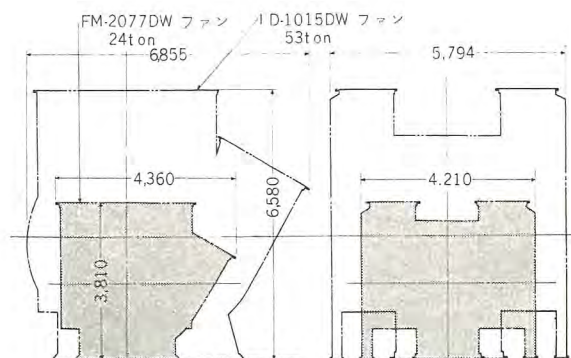


図 3.3 FM 形 (735 rpm) と ID 形 (590 rpm) の大きさ  
Fig. 3.3 Sizes of types FM and ID.

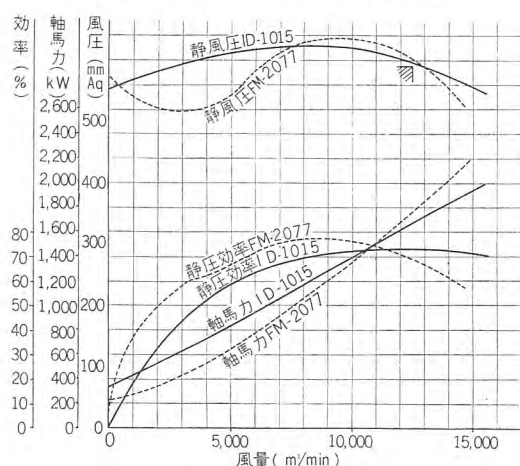


図 3.4 FM 形と ID 形の特性の比較  
Fig. 3.4 Comparison of characteristics between type FM and type ID.

重点をおいた構造になっており、羽根の全表面に波形の耐摩性ライナを付けて扇車の摩耗を積極的に保護しており、また摩耗に大きな影響をもつガス速度も FM 形より小さくなっている。FM 形の羽根はもっとも摩耗を起しやすい部分に羽根の裏側から補強ライナを付けている。風量風圧が同じ場合に、FM 形は ID 形に比べて、はるかに小形軽量であり、かつ回転数も普通高くとれるため電動機の極数も小さいものが使用される。

風量 12,500 m³/min, 風圧 580 mm 水柱, ガス温度 140°C の誘引通風機について FM 形と ID 形の大きさの比較を図 3.3 に、特性の比較を図 3.4 に例示した。

### 3.2 FM 形と ID 形の効率および耐摩性

同一のボイラでも誘引通風機は前記の押込通風機に比べて馬力も相当大きく、かつ大形なものになるから、効率ももちろん重視しなくてはならないが、それ以外に、通風機を通る燃焼ガス中に灰分が含まれるために耐摩性が保守の面から見て非常に重要な特性になってくる。戦後の傾向として米国においては多翼形の誘引通風機が次第に多くなってきたという。その理由としては (1) 石炭

たきのボイラに対しては集じん器が発達し、重油たきのボイラも増加したため、誘引通風機の摩耗の心配が少なくなった。(2) 多翼形のほうが安価である。(3) わずかではあるが多翼形のほうが効率が良い。などの事項があげられている。誘引通風機の耐摩性は石炭の性質、通風機の構造にもよるが、集じん器の性能および保守の状態に負うところが大きい。米国で多翼形が多く使用されているとはいっても、米国における発電所用の石炭は灰分が 5~15% 程度のものが使用され、なお集じん器を通った後のガス中の灰分は 0.05 grain/ft³ ぐらいが普通の状態であるという。石炭中の灰分およびガス中の fly ash の多いわが国の現状では、たとえ米国の使用状況では無条件に多翼形を採用しているような場合でも、集じん器の性能および保守の点を十分検討した上で多翼形の使用に進むのが誘引通風機の保守の面から見て大切なことであると考えている。

FM 形と ID 形には効率の点については図 3.4 に例示したように本質的にはいすべきほどの差はなく、個々の使用条件により異なるものと考えられる。またしばしば 2 台以上の通風機の並列運転の場合に多翼形の不利な点が強調されるが、これも風路抵抗が、共通部分よりも個々の通風機の単独抵抗の部分が大きいときはさしつかえない場合が多く、実用上多翼形の致命的な欠陥となることは少ない。

### 3.3 誘引通風機の風量制御方法

風量制御の方式には種々あるが、ID 形では入口ベーンコントロールを、多翼の FM 形では入口ダンパコントロールを使用することが多い。ただし重油と微粉炭の両者を使用するボイラなどで、ねばつく物質がガス中に含まれている場合は ID 形でも入口ダンパコントロールを使用することがある。

入口ベーンコントロールについては、すでに本誌上に紹介してあるからその詳細は省略する。FM 形は構造上入口ダンパコントロールだけを使用するが、入口ダンパコントロールは前記の入口ベーンコントロールと同様図 3.5 に見られるように、通風機の吸込口に約 10 枚の羽根を有するルーバダンパを置き、この羽根の傾き角度を外部から調節して扇車に流入する気流に旋回運動を与えて発生風圧を制御する方法である。図 3.6 に FM 形通風機を入口ダンパコントロールした場合の特性の一例を示してある。

入口ダンパコントロールと入口ベーンコントロールの



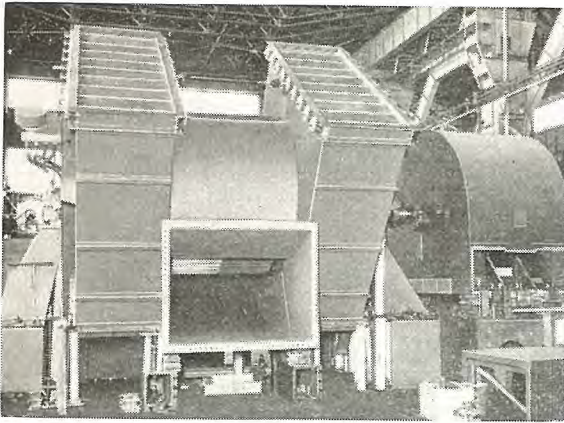


図 3.5 入口コントロールダンパを付した多翼形誘引通風機 FM 形

Fig. 3.5 Type FM multi-blade induced fan with inlet control damper.

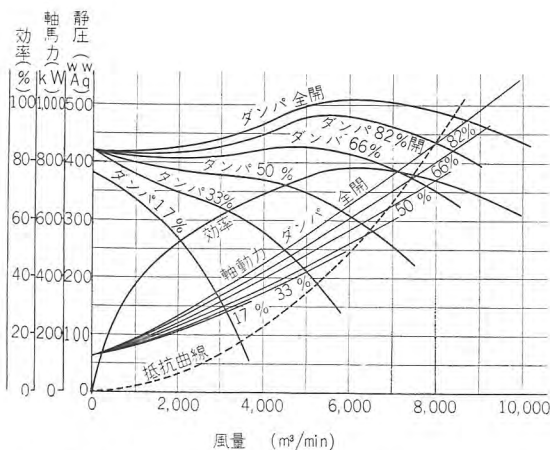


図 3.6 FM-2073 誘引通風機入口ダンパコントロールの特性  
Fig. 3.6 Characteristics of inlet damper control of type FM-2073 induced draft fan.

制御効率を図 3.7 に例示した。

$\eta_0$  = 風量制御をしない場合の通風装置の効率

$$= \frac{\text{全負荷時の通風機の出力}}{\text{全負荷時の電動機の入力}}$$

$\eta$  = 風量制御をした場合の通風装置の効率

$$= \frac{\text{部分負荷時の通風機の出力}}{\text{部分負荷時の電動機の入力}}$$

とすれば

$$\eta = \frac{\eta}{\eta_0} \times \eta_0 = \eta_c \times \eta_0$$

$\eta_c$  を制御効率と呼び  $\eta/\eta_0$  で与えられ、風量制御により通風装置の効率の変化を表わす数字である。

図 3.7 に見られるように、ID 形に入口ダンパコントロールをした場合は、入口ベーンコントロールの場合よりもやや制御効率は悪く、FM 形の場合は両者の中間にくるが、出口ダンパコントロールよりも効率ははるかに良好であることはいう

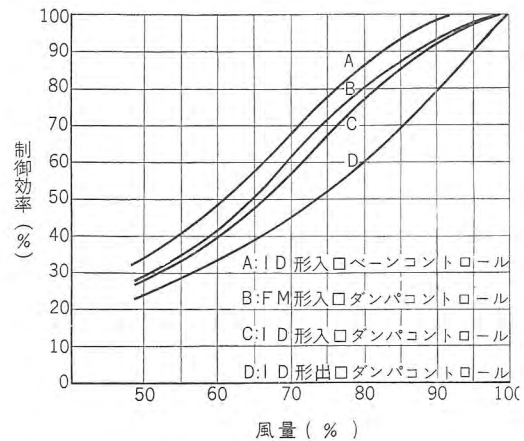


図 3.7 入口ベーンコントロールと入口ダンパコントロールの制御効率の一例

Fig. 3.7 Example of control efficiency of inlet vane control and inlet damper control.

までもない。ただし図 3.7 はある一つの風路抵抗曲線について求めた値であるから風路抵抗が異なるとこの値は多少ちがってくるが、曲線の傾向としてはだいたい正しい値を示しているものと見てさしつかえない。

#### 3.4 誘引通風機の軸受

誘引通風機の軸受には図 3.8 に示した自動調心形のスリーブ軸受を使用し、軸受の冷却は水冷方式あるいは使用条件によっては空冷方式を採用している。空冷式の場合は図 3.9 および図 3.10 に見るように通風機内の負圧によりフィルタから軸受を通して大気を通風機のケーシング内へ吸込むようになっており、冷却空気（水冷式の場合は冷却水）は軸受メタル内の通路を通してメタルを直接冷却する構造になっている。なお出口ダンパで風量制御をする通風機の軸受を空冷式にしようとする場合は別置の補助通風機を設置する

ことが望ましい。

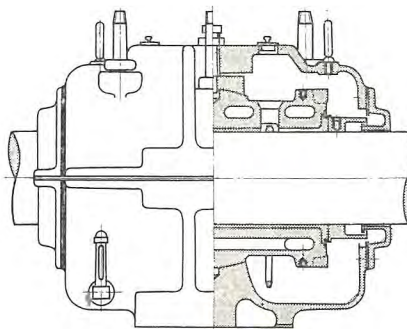


図 3.8 自動調心形軸受  
Fig. 3.8 Selfaligning type bearing.

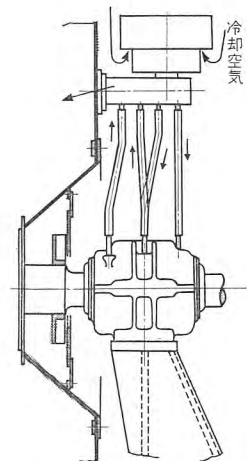


図 3.9 誘引通風機用軸受の空冷方式

Fig. 3.9 Air cooling system of induced draft fan bearing.



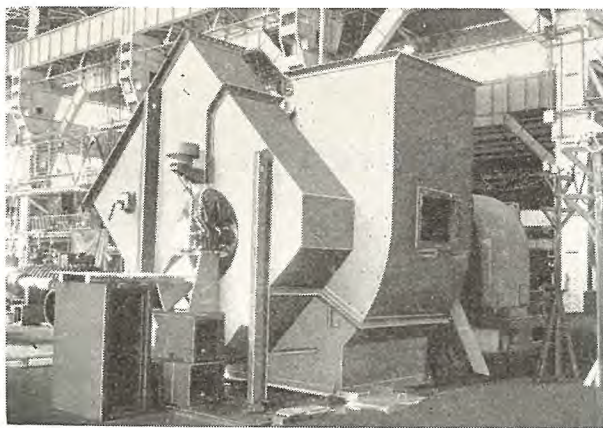


図 3.10 空冷軸受付誘引通風機 ID 形  
3.10 Type ID induced draft fan with air cooled bearing.

#### 4. ガス再循環通風機 (Gas Recirculating Fan)

ボイラの負荷が低くなったとき蒸気温度の下がるのを防ぐためにボイラの形式によって種々の調整装置を備えているが、主としてバブコック社形のボイラでは低負荷の場合は節炭器から出た高温ガスの一部をふたたび火炉内へ送りかえす方法を採用している。この燃焼直後の高温ガスを炉内へ再循環するとき使用する通風機を、ガス再循環通風機 (Gas Recirculating Fan) と呼ぶが、これは前記の押込、あるいは誘引通風機に比べて下記のように苛酷な状況のもとで使用される通風機である。

(1) 300~400℃ の高温で使用されるため材料の強度が低下する。

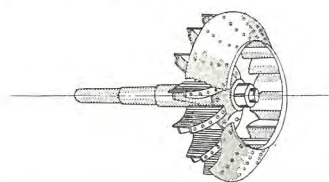


図 4.1 ID-S 形ガス再循環通風機用扇車  
Fig. 4.1 Runner for type ID-S gas recirculating draft fan.

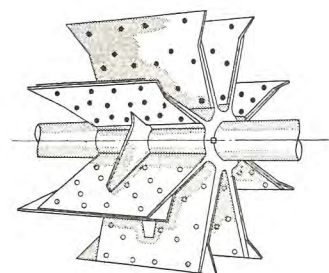


図 4.2 FB 形ガス再循環通風機  
Fig. 4.2 Type FB gas recirculating draft fan.

(2) ボイラの負荷状態によっては起動停止がひんぱんに行なわれるため扇車および軸の温度変化が激しい。

(3) ボイラを出た直後の燃焼ガスであるからガス中の fly ash の量が多く摩耗が激しい。

このためガス再循環通風機としては図 4.1 のような特殊な構造をした ID-S 形を使用している。この通風機は片吸込形で主軸の高温ガスに触れる部分の長

さを極力短くし、かつ扇車および主軸には高温強度の高い特殊鋼を使用している。羽根は耐摩性を増すため取換え可能なみぞ形ライナを付け、扇車主板は摩耗を極力避けるような形をしている。

強度あるいは容量の点で片吸込の ID-S 形では間に合わない場合は図 4.2 に示した直線羽根の FB 形を使用している。FB 形は半径方向の直線羽根を使用し、かつ側板のない扇車であるから、強度的にはもっとも強い構造の通風機である。なお微粉炭たきのボイラのガス再循環通風機として使用するときには羽根には取換え可能なライナを付けて耐摩性を増している。

両吸込形の通風機をガス再循環用に使用する場合は、停止中の主軸の“だれ”を防ぐために図 4.3 のように、turning gear を付けて、通風機の休止中は turning gear の補助電動機により扇車を低速で空転させておくことが望ましい。

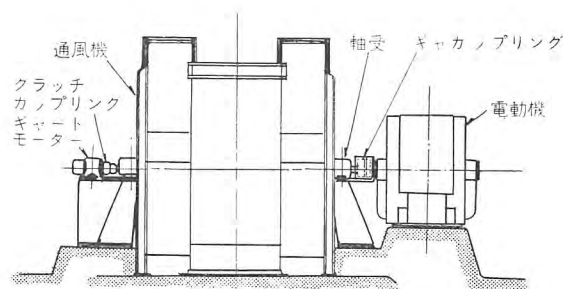


図 4.3 両吸込形ガス再循環通風機  
Fig. 4.3 Double suction type gas recirculating fan.

軸受は誘引通風機の項で述べた水冷式自動調心形スリーブ軸受を使用し、主軸が通風機のケーシングを貫通する部分には入念な軸封装置を付けている。

#### 5. む す び

以上最近の大形ボイラ用通風機の構造および特長の概要について述べた。ボイラ用通風機のように風圧が高く、温度、耐摩性の点で苛酷な使用状況にある通風機としては今後も遠心形が使用されることと思うが、翼形遠心通風機の出現などによりその効率はいちじるしく上昇してきた。今後ますます大形の通風機を必要とする情勢にある今日、関係各位のご助力を得てわれわれとしてもいっそう信頼性の高い、効率のよい通風機の製作に不斷の努力を続けていきたいと考えている。



# 電力用半導体整流器回路の諸問題(その2)

研究所 岡 久 雄\*

## Considerations on Power Semiconductor Rectifier Circuits (Part 2)

Engineering Laboratory Hisao OKA

Following the previous issue on the subject, in which the characteristics of semiconductor were the principal description, important problems on the connection of individual rectifying units to form a rectifier circuit are accounted for herein. The share of inverse voltages in series connection and balance of load currents in parallel connection are centered in the discussion based comparison among various methods. The above considerations are essential in the determination of proper shares in the connection, because safety and economy of the semiconductor circuits, which are the combination of series and parallel connections of the units, largely depend on it.

### 3. 直列接続時の逆電圧分担

半導体整流器が高圧用に用いられる場合には、1 個あたりの逆耐圧が十分に高い整流体が開発されるまでは当然整流体の直列接続が問題となる。前号 2 章で述べたように、現状の半導体整流体にはまだ若干の特性のばらつきがあり、そのまま直列につなぐ時は、直列にある各整流体の分担する逆電圧に不均衡が生じ、一部の整流体に過大な逆電圧が集中することが起りうる。したがって直列接続時にはこのような逆電圧分担の不均衡を生じないようななんらかの方法を講ずることが好ましい。

今逆方向特性の異なる整流体をそのまま直列につないだ時の逆電圧分担を図 3.1 のようになる。この時はすべての整流体の逆電流は同一値であるから

$$i_{r1} = i_{r2} = \dots = i_{rn} = i_r \quad (3.1)$$

またそれらの整流体に  $i_r$  の逆電流が流れる時の逆電圧は各整流体の逆特性より決まり、今それらを  $e_{r1}(i_r)$ ,  $e_{r2}(i_r)$ ,  $\dots$  とすると、

$$e_{r1}(i_r) + e_{r2}(i_r) + \dots + e_{rn}(i_r) = e_r \quad (3.2)$$

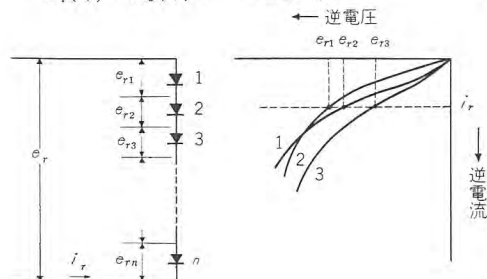


図 3.1 特性の異なる整流体を直列につないだ時の逆電圧分担  
Fig. 3.1 Share of inverse voltages when rectifying units of different characteristic are connected in series.

となる。ただし  $e_r$  は全体の逆電圧である。

このように各整流体の逆方向特性の差によって、分担する逆電圧が異なれば、回路全体の逆耐圧が低下することになるので、これをさけるためいろいろの方法が考えられている。つぎにそれらを列記し、その得失を述べる。

### 3.1 逆方向特性のそろった整流体を選別してつなぐ方法

この方法はもっとも安直な方法ではあるが、実際問題としては逆特性を一つ一つ測定して選別することはかなり手数のかかることであり、さらに前号 2 章で述べたように或る温度において特性のそろった整流体でも、温度特性の差から温度が変れば逆特性が不ぞろいになることもあるから、すべての条件の下で逆特性のそろった整流体を選び出すことは相当に手間のかかることである。しかし整流器の構成にあたってはなんらの余分な装置もい

らないから、小容量の整流器には適している。

### 3.2 各整流体と並列にインピーダンスをつなぐ方法

整流体の逆方向特性の不ぞろいということは、いいかえれば各整流体の逆方向インピー

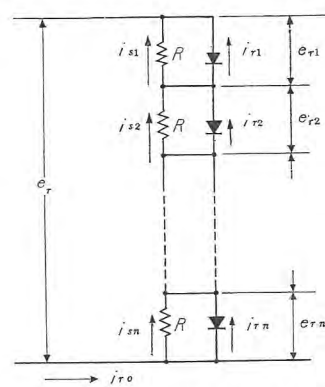


図 3.2 各整流体に並列抵抗  $R$  を接続する方法

Fig. 3.2 Method of connecting parallel resistance  $R$  to each rectifying unit.

うことになるから、図 3.2 のように各整流体



と並列に、整流体の逆方向インピーダンスよりかなり低い同一値のインピーダンスをつないでやれば逆電圧分担の不均衡は改善される。

図 3.2 ではこの並列インピーダンスとして  $R$  なる抵抗を用いた場合である。この並列抵抗を流れる逆電流を  $i_s$  とすると

$$i_{r1} + i_{s1} = i_{r2} + i_{s2} = \dots = i_{rn} + i_{sn} = i_{r0} \quad \dots \dots \dots (3.3)$$

今  $i_{r1} \ll i_{s1}, i_{r2} \ll i_{s2}, \dots, i_{rn} \ll i_{sn}$  となるように  $R$  を選んだとすると

$$i_{s1} \doteq i_{s2} \doteq \dots \doteq i_{sn} \doteq i_{r0} \quad \dots \dots \dots (3.4)$$

したがって、このような場合は

$$e_{r1} \doteq e_{r2} \doteq \dots \doteq e_{rn} \doteq e_r / n \quad \dots \dots \dots (3.5)$$

となる。これを図解的に示すと図 3.3 (a) のようになり、式 (3.3) よりただちに  $e_{r1}, e_{r2}$  などは求められるが、この図では  $R$  の値を変えるごとにいちいち整流体の特性曲線と  $iR$  直線との和の曲線を描かなければならず、不便であるから座標変換を行ない、同図 (b) のようにして求めたほうが便利である。

分圧効果を良くするためには、当然  $R$  が小であるほどよいわけであるが、整流器の効率からいえば逆に  $R$  が大であるほど好ましい。したがってこの方法で  $R$  を選定するためには、この  $R$  によって整流器の効率をほとんど低下させない範囲でしかもかなり良好な分圧降下をもたらすような値を選定するようにしなければならない。これ

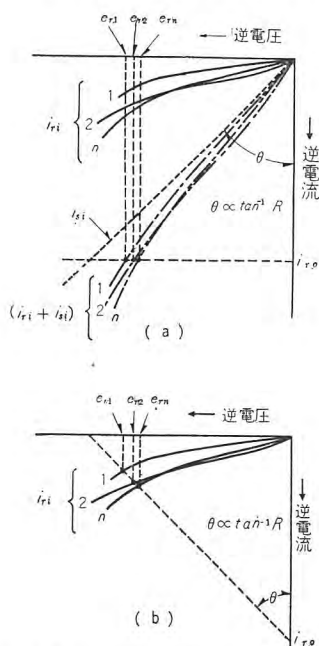


図 3.3 並列抵抗  $R$  による逆電圧分担の改善

Fig. 3.3 Improvement of share of inverse voltage with parallel resistance  $R$ .

らの並列抵抗の 1 個あたりの損失  $p_r$  は概略次式で求める。

$$p_r = \frac{1}{n^2 R} \left\{ \frac{1}{T} \int_0^T e_r^2 dt \right\} \quad \dots \dots \dots (3.6)$$

今この方法を三相整流回路に実施した例を図 3.4 に示す。ただし整流体はシリコン整流体 5082-E を使用し、 $n=3$ 、また  $e_r$  の最大値は約 250 V である。図 3.4 で見ると  $R=2.5 \text{ k}\Omega$  でもかなりよい分圧効果を示しており、しかも  $p_r$  はわずか 1 W 強であって整



(a) 並列抵抗なしの逆電圧分担



(b) 並列抵抗  $R = 2.50 \text{ k}\Omega$  をつないだ時の逆電圧分担

図 3.4 並列抵抗  $R$  の効果

Fig. 3.4 Effect of parallel resistance  $R$ .

流体自身の損失に比べれば問題にならない。概括的にいってシリコン整流体の場合は  $R$  として数  $100 \Omega \sim$  数  $\text{k}\Omega$  の値、またゲルマニウム整流体では数  $10 \sim$  数  $100 \Omega$  の値となろう。

以上の説明では並列インピーダンスとして  $R$  だけを考えてきたが、急激な電圧変動、たとえばサージ電圧とか転流時の飛躍逆電圧に対しては  $R$  だけの分圧では不十分な場合があり、 $R$  と並列にさらにコンデンサ  $C$  をつないだほうが良いこともあるが、この  $C$  の選定を誤まると回路の  $L$  とで振動電圧を発生し、かえって整流体にとって好ましくないことも起るので注意を要する。

### 3.3 トランス結合式分圧法

この方法には二つの形式があり、一つは図 3.5 のように整流回路を分割し、各整流回路におおの独立した交流電圧を与え、それらをすべて直列につないで高い直流電圧をうるものである。他の一つは図 3.6 のように電流容量の小さい補助トランスを用いて逆電圧を強制的に均分するものである<sup>(1)</sup>。

双方とも整流体の逆電圧を均等に分割するから、分圧法としてはもっとも確実であるが、トランス装置やブスの配置が若干複雑になる。したがってこの方法と 3.2 で述べたインピーダンス分圧とを併用し、大きくはトランス分割で行ない、細かくはインピーダンス分圧で行なってもよい。

しかし前節で述べたと同じようにサージ電圧や飛躍逆電圧のような急激な電圧変化時の逆電圧分担ではトランス結合による場合も十分均等にはならない。この場合もやはり各整流体に並列にコンデンサ  $C$  または  $C$  と若干の抵抗  $R$  とを直列にしたものをつなぐ必要がある。

つぎに直列にある  $n$  個の整流体のうち 1 個でも絶縁破



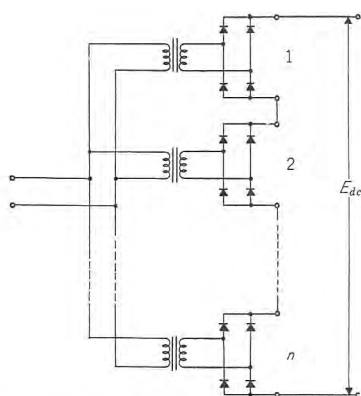
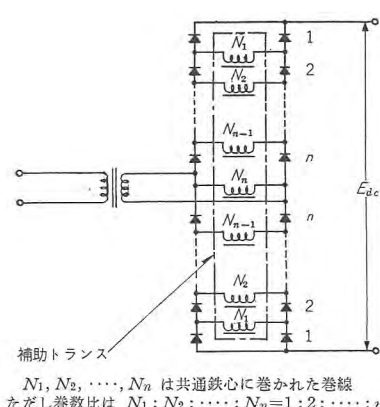


図 3.5 トランス結合による分圧法 (その 1)

Fig. 3.5 Voltage dividing by means of transformer coupling (1).



$N_1, N_2, \dots, N_n$  は共通鉄心に巻かれた巻線  
ただし巻数比は  $N_1:N_2:\dots:N_n=1:2:\dots:n$

図 3.6 トランス結合による分圧法 (その 2)

Fig. 3.6 Voltage dividing by means of transformer coupling (2).

壊した場合であるが、前のインピーダンス分圧法では、その後  $(n-1)$  で逆電圧を分担するから、1 個あたりの逆電圧分担がなお破壊限界に余裕のある時はそのまま運転し続けうるわけであるが、その余裕の少ない時は将棋倒しに次々に整流体全数が破壊する恐れがある。しかるにこのトランス分圧法では 1 個でも絶縁破壊すれば必ずトランスの一次側に事故電流が流れるから、ただちにこれを検知し破壊した整流体を交換することができる。とくに図 3.5 の場合は直流出力電圧の低下を許すならば、破壊した段の整流回路だけを一時切り離すことにより全体の運転を停止することなしに交換することも可能である。

#### 4. 並列接続時の電流平衡

半導体整流体は正方向降下が小さく単位面積あたりの電流量が大きいので比較的低電圧の大電流直流電源に使用されることが望まれていることは前号にも述べたところであるが、このような場合には当然整流体または整流器の並列接続が問題となる。しかししばしば述べてきたように現状ではこれらの整流体の正方向特性が完全に等しいことは期待できず、そのまま並列につないで

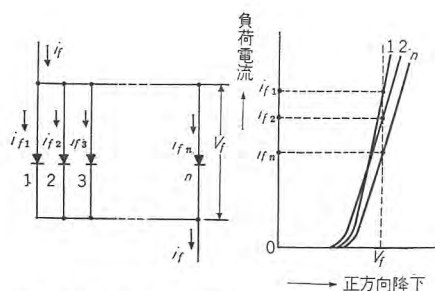


図 4.1 特性の異なる整流体を並列につないだ時の負荷電流の分担

Fig. 4.1 Share of load currents when rectifying units of different characteristic are connected in parallel.

は各整流体の電流負担に差ができる。さらにきわめて多数の整流体を並列につなぐ時は、整流体やブスの配置によって、整流体につながる直列インピーダンスが異なりやすく、それによってもいちじるしい電流不平衡が起きやすい。一方半導体整流体は温度に鋭敏で長時間の過負荷耐量は比較的小さいから、並列接続時の電流負担の不均衡はとくに好ましくない現象である。

今特性の若干差のある整流体をそのまま並列につないだ時の電流分担を示

すと図 4.1 のようになる。ただし同図に示す各整流体の正方向特性は整流体自身の特性にそれにつながる直列インピーダンスの電流降下をも含めたものとする。この時は各整流体の回路の電圧降下  $v_f$  はすべて等しいから、

$$v_{f1} = v_{f2} = \dots = v_{fn} = v_f \quad (4.1)$$

したがって

$$i_{f1}(v_f) + i_{f2}(v_f) + \dots + i_{fn}(v_f) = i_f \quad (4.2)$$

となる。一般に半導体整流体の正方向特性は前号の図 2.3 または図 2.6 よりわかるように  $v_f$  のわずかな差によって  $i_f$  がいちじるしく異なってくるから (いいかえれば  $i_f$  が多少変っても  $v_f$  はそれほど変わらない)、並列につなぐ整流体間にわずかの特性の差があると、それに従って各整流体の負担する電流にいちじるしい差が生じやすい。このまま安全に運転させようとするとう電流負担のもっとも多い整流体に基準を合わせなければならないから他の整流体は当然軽負荷となり全体として定格電流を下げることになる。したがって並列につなぐ整流体の数が多くなるほど、1 個あたりの負荷電流は 1 個だけの整流体に電流を流す場合に比べ少なくしなければならず、すなわち定格を下げて使用しなければならない。今並列

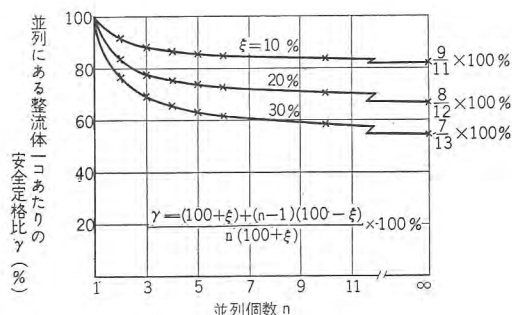


図 4.2 並列にある整流体 1 個あたりの安全定格比

Fig. 4.2 Ratio of safety rating per one rectifying unit in parallel.



につなぐ  $n$  個の整流体の、同一正方向降下に対する正方向電流の予想される最大ばらつきを  $\pm\%$  とすると、1 個あたりの負荷電流の定格は図 4.2 のように下げなければならない。図 4.2 の計算については付録 I で詳述する。

このような並列接続時の電流平衡の問題に対しても、前節の逆電圧分担の場合と同じようにいろいろの対策が考えられている。

#### 4.1 正方向特性のそろった整流体を選別してつなぐ方法

現状の半導体整流体の正方向特性は、その逆方向特性に見られるほどのばらつきがないため、この方法はもっとも簡便な方法として用いられている。すなわち図 4.2 の  $\theta$  が小さくなるから多数並列につないでもそれほど定格を下げずにすむわけである。この場合はまず或一定電流値に対する正方向降下を測定し、その大きさによって整流体を数クラスに分類し、同じ整流枝に並列につなされる整流体はすべて同一クラスのものを使用するようにする。

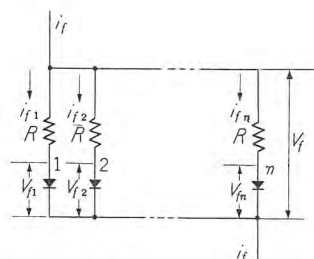


図 4.3 各整流体に直列抵抗  $R$  をつなぐ方法

Fig. 4.3 Connecting method of series resistance  $R$  to each rectifying unit.

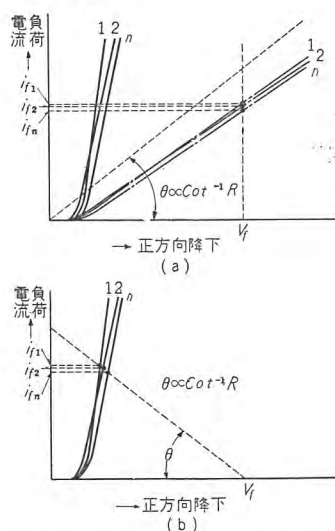


図 4.4 直列抵抗  $R$  による負荷電流分担の改善

Fig. 4.4 Improvement of share of load currents with series resistance  $R$ .

#### 4.2 整流体に直列に余分なインピーダンスをつなぐ方法

これは整流体の正方向降下のばらつきや、整流体の配置や接続にともなう直列インピーダンスのばらつきをカバーするために、それ

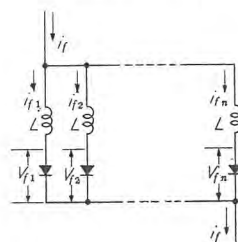


図 4.5 各整流体に直列にインダクタンスをつなぐ方法

Fig. 4.5 Method of connecting inductance  $L$  to each rectifying unit.

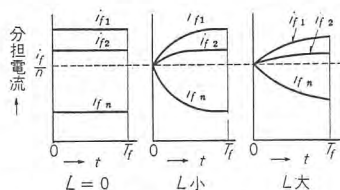


図 4.6 直列インダクタンスの効果

Fig. 4.6 Effect of series inductance.

らのばらつきよりかなり大きい電圧降下を与える余分なインピーダンスを各整流体に直列につなぐ方法である。

たとえば図 4.3 のように等しい抵抗  $R$  を各整流体に直列につなぐと

$$i_{f1}R + v_{f1}(i_{f1}) = i_{f2}R + v_{f2}(i_{f2}) = \dots = i_{fn}R + v_{fn}(i_{fn}) \dots (4.3)$$

となり、 $R$  を大きくすればするほど各整流体の特性差にもとづく電流不平衡は少なくなり

$$i_{f1} \doteq i_{f2} \doteq \dots \doteq i_{fn} \dots (4.4)$$

となる。これを図解的に求めれば図 4.4 のようになる。

ただしこの方法によって高度の電流平衡度を求めようとすると、 $R$  による電力損失がそれに従って大きくなる欠点はまぬがれない。

電力損失をとまなわないう電流平衡効果をもたらすためには図 4.5 のように、抵抗の代りにインダクタンス  $L$  を用いればよい。この時は前と同様にして

$$L \frac{di_{f1}}{dt} + v_{f1}(i_{f1}) = L \frac{di_{f2}}{dt} + v_{f2}(i_{f2}) = \dots = L \frac{di_{fn}}{dt} + v_{fn}(i_{fn}) \dots (4.5)$$

の式が得られ、さらに

$$i_{f1} + i_{f2} + \dots + i_{fn} = i_f = \text{const.}$$

とおくと（注：多相整流回路の一つの整流枝の通流期間については、ほぼこの条件は満足される。）

$$i_j - \frac{i}{n} = \frac{1}{L} \int_0^t \left[ \frac{1}{n} \left\{ \sum_{j=1}^n v_{fj}(i_{fj}) - v_{fj}(i_{fj}) \right\} \right] dt \dots (4.6)$$

となり、任意の整流枝を流れる電流  $i_j$  とそれらの平均値  $i/n$  との差は時間的に変化し、しかもその変化の速度は  $L$  の大きさに反比例する。したがって  $i$  の通流期間  $T_f$  が完了するまで、その差を小さく押えるような  $L$  を選べば電力損失なしに十分電流平衡の効果をもたらすことができる。図 4.6 はこの直列インダクタンス  $L$  の効果を示す例である。ただしこの例は  $T_f$  期間中  $i_f = \text{const}$  の場合である。

しかしこの  $L$  はすべて各整流体を流れる電流  $i_{fj}$  により強く直流励磁を受けるため、この値を大きくするためには整流体自身の大きさに比しかなり大きな体積とならざるを得ない。その点では次に述べる差動リアクトルを用いる電流平衡法が有利となる。すなわち差動リアクトルは整流体自身の電流によってではなく相隣二つの整流体回路の差電流によってだけ直流励磁を受けるからである。

またこれらの  $L$  が小さい時は整流回路の転流リアクタンスにあまり影響を及ぼさないが、 $L$  が大きくなると転流リアクタンスを大



きくし、それだけ電圧変動率を大きくすることになる。

### 4.3 差動リアクトルを用いる方法

差動リアクトルは、平衡させようとする二つの電流により一つの共通な鉄心を互に逆方向に励磁しながら、その鉄心の巻線に誘起される電圧を利用して電流平衡作用を得ようとするものである。この方法は電力損失も少なく、比較的簡単な構造でできるので半導体整流体の電流平衡器として期待しうるものである。しかしその構造や接続によって類別され、それぞれの得失があるので、後にそれらを詳述する。

まず差動リアクトルの基本概念をうるために図4.7(a)のような回路を考える。 $V_{f1}$  および  $V_{f2}$  は整流体の正方向降下を一定と見なして代表させたものであり、 $r_1, r_2$  および  $L_1, L_2$  はそれぞれ整流体につながる直列インピーダンスを表わしている。また  $L_0$  は二つの並列回路1および2にまたがる差動リアクトルの励磁インダクタンスであり、ここでは簡単のため漏洩磁束を無視し、また差動リアクトルの鉄心の導磁率  $\mu$  を一定とみなす。

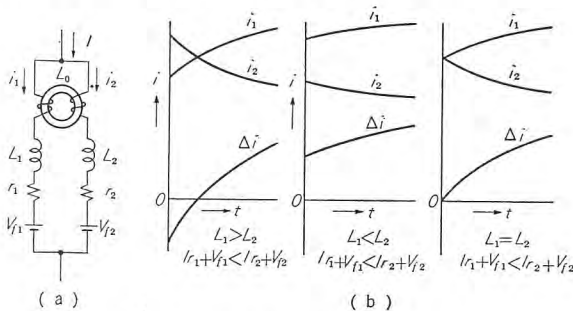


図 4.7 差動リアクトルの基本作動

Fig. 4.7 Basic operation of differential reactor.

今この回路に  $i_1 + i_2 = I = \text{const.}$  の電流を流す時の二つの並列回路に分岐する電流  $i_1$  および  $i_2$  を求める。

$$i_1 + i_2 = I = \text{const.} \quad (4.7)$$

$$\begin{aligned} V_{f1} + i_1 r_1 + L_1 \frac{di_1}{dt} + L_0 \frac{d}{dt}(i_1 - i_2) \\ = V_{f2} + i_2 r_2 + L_2 \frac{di_2}{dt} + L_0 \frac{d}{dt}(i_2 - i_1) \end{aligned} \quad (4.8)$$

の2式より

$$(r_1 + r_2)i_1 + (L_1 + L_2 + 4L_0) \frac{di_1}{dt} = r_2 I + (V_{f2} - V_{f1})$$

この式に  $t=0$  で

$$L_1 \frac{di_1}{dt} + L_0 \frac{d}{dt}(i_1 - i_2) = L_2 \frac{di_2}{dt} + L_0 \frac{d}{dt}(i_2 - i_1)$$

なる初期条件を入れて解くと

$$\begin{aligned} i_1 = \frac{I r_2 + (V_{f2} - V_{f1})}{r_1 + r_2} \left\{ 1 - \exp\left(-\frac{r_1 + r_2}{L_1 + L_2 + 4L_0} t\right) \right\} \\ + \frac{(L_2 + 2L_0)I}{L_1 + L_2 + 4L_0} \exp\left(-\frac{r_1 + r_2}{L_1 + L_2 + 4L_0} t\right) \dots (4.9) \end{aligned}$$

となり、同様にして  $i_2$  も求まる。今

$$r_1 + r_2 = R_B, \quad r_2 - r_1 = \Delta r$$

$$L_1 + L_2 + 4L_0 = L_B, \quad L_2 - L_1 = \Delta L$$

$$V_{f2} - V_{f1} = \Delta V_f$$

として  $i_1$  と  $i_2$  との差  $\Delta i$  を求めると

$$\begin{aligned} \Delta i = \frac{I \Delta r + 2 \Delta V_f}{R_B} \left\{ 1 - \exp\left(-\frac{R_B t}{L_B}\right) \right\} \\ + \frac{\Delta L \cdot I}{L_B} \exp\left(-\frac{R_B t}{L_B}\right) \dots (4.10) \end{aligned}$$

となる。式(4.9)および式(4.10)より  $i_1, i_2$  および  $\Delta i$  を図示するとたとえば図4.7(b)のようになる。

実際の整流回路では直流負荷側にインダクタンス分があるため、各整流枝を流れる電流は図4.8のようにおおむねく形波に近い。したがって図4.7(a)の回路で、電流  $I$  は毎サ

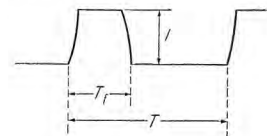


図 4.8 多相整流回路の各整流枝を流れる電流波形

Fig. 4.8 Current wave form flowing through each rectifying branch of polyphase rectifying circuits.

イクルその通流期間  $T_f$  だけ流れたとすると、電流  $i_1$  と  $i_2$  との差  $\Delta i$  の1サイクル間の平均値  $\bar{\Delta i}$  は

$$\begin{aligned} \bar{\Delta i} = \frac{1}{T} \int_0^{T_f} \Delta i dt \\ = \frac{T_f}{T} \left[ \frac{I \Delta r + 2 \Delta V_f}{R_B} \left\{ 1 - \frac{L_B}{R_B T_f} \left\{ 1 - \exp\left(-\frac{R_B T_f}{L_B}\right) \right\} \right\} \right. \\ \left. + \frac{\Delta L \cdot I}{R_B T_f} \left\{ 1 - \exp\left(-\frac{R_B T_f}{L_B}\right) \right\} \right] \dots (4.11) \end{aligned}$$

となる。ただし  $i_1$  および  $i_2$  はともに負になることはできないから  $\Delta i < I$  なる条件の下でだけ上式は成立する。

式(4.11)より  $\bar{\Delta i}$  を小さくするためには、 $\Delta V_f, \Delta r$  を小さくしなければならないことはもちろんであり、これが4.1項で述べた整流体の特性をそろえる方法の思想である。また並列につなぐ回路の条件をできるだけ等しくすることにより  $\Delta r$  および  $\Delta L$  を小さくしなければならないこともわかる。

つぎに  $\Delta r$  および  $\Delta L$  がきわめて小さく

$$I \Delta r \ll 2 \Delta V_f, \quad \Delta L \cdot I / T_f \ll 2 \Delta V_f$$

として、 $R_B$  および  $L_B$  と  $\bar{\Delta i}$  との関係を求めると図4.9のようになる。この図より  $\Delta r$  を大きくすることなく  $r_1$  および  $r_2$  を大きくすれば、たとえ  $L_B$  が小さくても  $\bar{\Delta i}$  が小さくなるのがわかる。これは4.2項で述べた各整流体に余分な抵抗をつなぐ方法の思想である。ただし前にも述べたように  $R_B$  を大きくすることはそれだけ損失を大きくすることになるから、 $R_B$  を大きくして  $\bar{\Delta i}$  を小



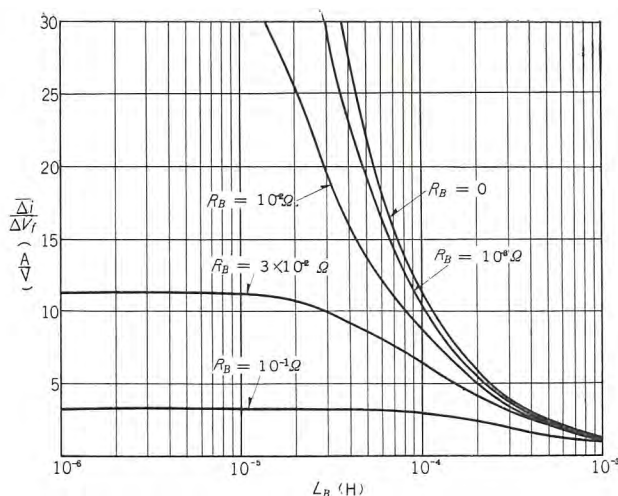


図 4.9  $L_B, R_B$  による電流平衡効果  
Fig. 4.9 Current balancing effect with  $L_B$  and  $R_B$ .

小さくさせることには限度がある。つぎに  $L_B$  を大きくすれば、たとえ  $R_B$  がなくても  $\Delta i$  を小さくすることができる。単に  $L_B$  を大きくするためには  $L_1, L_2$  および  $L_0$  のいずれを大きくしても良いが、式 (4.11) より  $\Delta L = L_2 - L_1$  を大きくしてはならない。

$\Delta L$  を大きくすることなく、 $L_1, L_2$  を大きくし  $\Delta i$  を小さくさせることは前節で述べた各整流体に直列に余分なインダクタンスをつなぐ方法の思想であるが、前にも述べたように、 $L_1, L_2$  はそれぞれ  $i_1, i_2$  により直接直流励磁を受けるためあまり得策ではない。この点  $L_0$  は  $i_1$  と  $i_2$  との差電流でだけ直流励磁を受けるため、 $L_1$  や  $L_2$  と同じ効果をもたらすのに、それらよりかなり小さい体積ですむ。この  $L_0$  によって二つの並列回路の電流を平衡させようとするのが差動リアクトルの思想である。

以上は差動リアクトルの基本概念をうるための説明であり、鉄心の励磁インダクタンス  $L_0$  なるものをもって説明したが、実際の鉄心は導磁率  $\mu$  が一定でなく磁束飽和を考えなければならない。また回路に整流素子はいっているため、鉄心が直流励磁を受けることも考慮しなければならない。すなわち  $L_0$  の代りに磁束密度  $B$ 、起磁力  $H$  および導磁率  $\mu$  を用いて考える必要がある。

今簡単のため図 4.7 (a) において  $r_1 = r_2 = 0$ 、また  $L_1 = L_2 = 0$  とすると、

$$L_0 \frac{d}{dt}(i_1 - i_2) = \frac{1}{2}(V_{f2} - V_{f1}) = \frac{\Delta V_f}{2}$$

すなわち差動リアクトルの各電流コイルの巻数を  $N$ 、鉄心内の磁束を  $\phi$  とすると

$$L_0 \frac{d}{dt}(i_1 - i_2) = N \frac{d\phi}{dt} = \frac{\Delta V_f}{2}$$

また鉄心の有効断面積を  $A_c$  とすると

$$NA_c \frac{dB}{dt} = \frac{\Delta V_f}{2}$$

したがって

$$\Delta B = \frac{1}{2NA_c} \int \Delta V_f dt$$

各サイクルの整流体の通流期間  $T_f$  中  $\Delta V_f$  が一定であるとみなすと

$$\Delta B = \frac{\Delta V_f \cdot T_f}{2NA_c} \dots \dots \dots (4.12)$$

つぎにもし鉄心中に空けきなどがなく一様に磁化されるものとすれば、鉄心の平均磁路長を  $\bar{l}_c$ 、鉄心内の起磁力を  $H_1$  とすると、

$$H_1 = \frac{N(i_1 - i_2)}{\bar{l}_c} \dots \dots \dots (4.13)$$

となる。式 (4.12) より鉄心の  $\Delta B$  を大きくとれば、それだけ  $NA_c$  は小さくてすむ。

#### (1) 鉄心にケイ素鋼板を用いた場合

今図 4.10 に磁化特性を示すケイ素鋼板を用いた差動リアクトルの作動を示すと、図 4.11 のようになる。 $\Delta B$  を大きくしようとすると直流励磁のため  $\mu$  が減少し、したがって  $H_1$  すなわち  $\Delta i$  がいちじるしく大きくなる。したがってケイ素鋼板を用いた差動リアクトルで  $\Delta i$  を小さくしようと思えば、 $A_c$  を大きくして  $\Delta B$  を小さくしなければならないことになる。なお図 4.11 中のリアクトルコイル両端電圧で  $T_f$  の最後に表われる急しゅんな逆電圧は、整流回路の転流電圧に基づく鉄心逆励磁電圧で、定常状態ではこの電圧の時間的積分と  $\Delta V_f/2$  の時間的積分の値は相等しい。

ケイ素鋼板を用いる時の直流励磁による  $\mu$  の変化を避けるためには次に

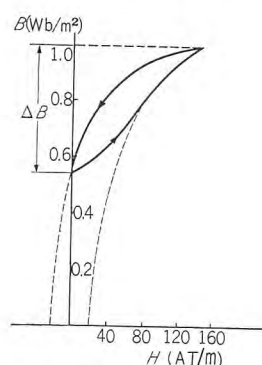


図 4.10 ケイ素鋼板の磁化特性  
Fig. 4.10 Magnetization characteristic of silicon steel plates.

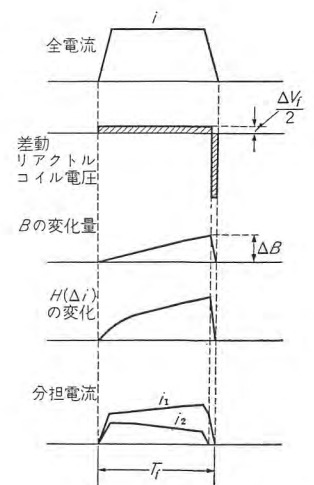


図 4.11 ケイ素鋼板を用いた差動リアクトルの作動  
Fig. 4.11 Effect of differential reactor made up of silicon steel plates.



述べるように鉄心の一部に空けきを設けるとよい。

## (2) 鉄心の一部に空けきを設ける場合

一般に空けきのついたリアクトルの特性は図 4.12 より

$$Ni = l_c H_1 + l_a H_2$$

$$\therefore \frac{N}{l_c} i = H_1 + \frac{l_a}{l_c} H_2 \dots \dots \dots (4.14)$$

したがってコイル側から見た鉄心の磁化特性は図 4.13 のようになる。

今通流期間  $T_f$  中の  $\Delta i$  の最大値  $(\Delta i)_{\max}$  と  $\Delta B$  との関係は  $l_a/l_c$  をパラメータとして求めると図 4.14 のようになる。(ただし  $l_c$  = 一定) 空けきなしの前項の場合

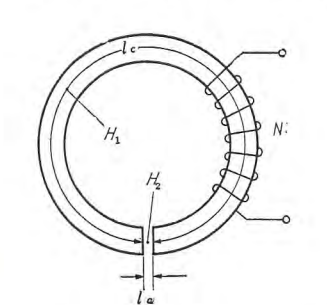


図 4.12 空けき付リアクトル  
Fig. 4.12 Reactor with air gap.

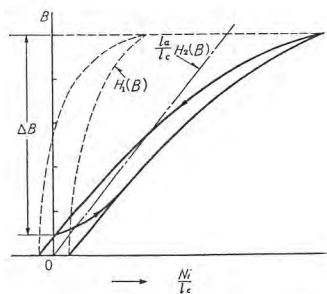


図 4.13 空けき付リアクトルの磁化特性  
Fig. 4.13 Magnetization characteristic of reactor with air gap.

場合は直流励磁の影響を強く受けて  $\Delta B$  を大きくとることはできないが、わずかでも空けきがあれば  $\Delta B$  はかなり大きくとれるようになる。しかも  $l_a/l_c$  が大きいほど  $\Delta B$  は大きくとれるが他方  $(\Delta i)_{\max}$  も増大するから、 $(\Delta i)_{\max}$  の値に限界を設けることにより、 $\Delta B$  を最大にするための  $l_a/l_c$  が求められる。たとえば図 4.14 の例で  $(\Delta i)_{\max}$  を点線で示す値に押えようとする時は  $l_a/l_c$  と

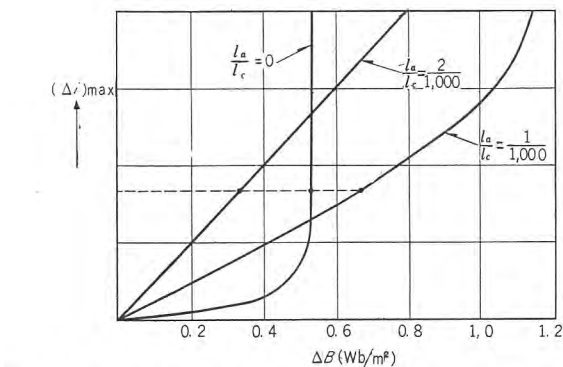


図 4.14 空けき付差動リアクトルにおける  $\Delta B$  と  $(\Delta i)_{\max}$  との関係  
Fig. 4.14 Relation between  $\Delta B$  and  $(\Delta i)_{\max}$  in the reactor with air gap.

ればもっとも大きく  $\Delta B$  をとることができ、したがって鉄心を小さくすることができる。

差動リアクトルの大きさを減らすためには、概して高い電流平衡度を得ようとする時は、むしろ鉄心に空けきがないほうがよく、逆にあまり高い電流平衡度を必要としない時は若干の空けきがあったほうがよい。

(3) 補助コイルにより鉄心を磁氣的に復帰さす場合  $\Delta B$  を大きくとる手段の一つとして、整流体の電流阻止期間  $T_r$  中に鉄心を強制的に逆方向に励磁し、直流励磁による  $\mu$  の低下を避ける方法がある。ただしこの場合は通流期間  $T_f$  中の励磁の方向が、二つの整流体回路の電圧降下の差により決まり、任意の 2 個の整流体についてはその方向を予知することができないから、差動リアクトルとしては 2 個の鉄心を必要とし、図 4.15 のようにおのおの対称につなげなければならない。同図においては鉄心復帰に整流体にかかる逆電圧を利用している。

## (4) 鉄心にく形履歴特性のものを用いた場合

この差動リアクトルは先に当社で開発されたものであり<sup>(2)</sup>、 $\Delta B$  をもっとも大きくとることができるので、小

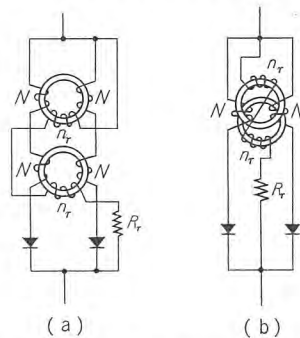


図 4.15 差動リアクトルの鉄心を磁氣的に復帰さす場合  
Fig. 4.15 Case of returning magnetically cores of differential reactors.

形軽量であり、かつ電流平衡作用もすぐれている。この場合はもちろん前項で述べたような鉄心復帰用の補助コイルを要し、また鉄心も対称に 2 個配置する必要がある。このリア

クトルの作動を図 4.16 によって説明する。まず鉄心復帰コイルによって通流期間  $T_f$  の直前の鉄心の磁気作動点を同図 (イ) におく。通流期間には二つの整流体の回路の電圧降下の差の半分、もし図 4.7(a) の  $r_1, r_2, L_1, L_2$  を省略すれば  $\Delta V_f/2$  なる電圧によって励磁され、作動点は矢印のように移動する。その間二つの電流の差  $\Delta i$  は

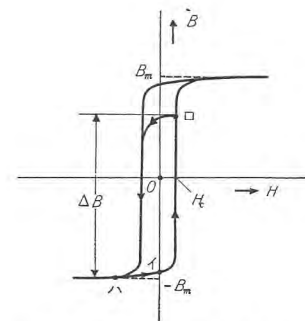


図 4.16 く形履歴特性鉄心の磁化特性  
Fig. 4.16 Magnetization characteristic of core of rectangular hysteresis characteristic.



$H_c$  によって決まるきわめて小さな値に押えられる。もし式 (4.12) の  $\Delta B$  が  $2B_m$  に達しなければ、通流期間  $T_f$  の最後には作動点は (ロ) 点に留まる。その後電流阻止期間中に復帰コイルにより鉄心を矢印方向に逆励磁し、最終的には飽和領域たとえば (ハ) まで復帰させる。したがって毎サイクルこの作動を繰り返すことにより、二つの整流体の電流の差  $\Delta i$  はつねにこの  $H_c$  によって決まる微小な値に押えられる。く形履歴特性の鉄心は  $B_m$  が比較的高く、 $H_c$  が小さいから、これを用いた差動リアクトルは、他のものに比し、 $\Delta i$  を小さくしてしかもリアクトルの大きさも小さいのですむことになる。ただし鉄心の単位重量あたりの価格は他のものより高価であるから、この差動リアクトルは、高度の電流平衡度を要求されるところでは有利であるが、あまり高い電流平衡度を必要としないところではむしろ前に述べた空けき付ケイ素鋼板のリアクトルのほうが有利となろう。

今く形履歴特性の鉄心を用い鉄心復帰回路を有する差動リアクトルの具体例として図 4.17 に示す回路に 2 節でその特性を紹介したシリコン整流体 319-H 2 個を並列につないだ時の電流平衡作用を示す。使用した鉄心は  $B_m=1.5 \text{ Wb/m}^2$ ,  $H_c=8 \text{ A} \cdot \text{T/m}$  (ただし直流で測定した値) の 50% 鉄-Ni 合金の 0.1 mm 厚さの巻鉄心である。またその外径寸法は、外径×内径×高さ が  $60 \times 45 \times 10$  (いずれも mm) のものである。また主電流コイルの巻数は  $N=3$ 、鉄心復帰用補助コイルは  $n_r=200$  であり、それに直列につながる抵抗  $R_r$  は  $1 \text{ k}\Omega$  である。図 4.18 はこの時の電流平衡作用を示すもので、曲線イは差動リアクトルなしの場合、ロはこの方式の差動リアクトルをつないだが、鉄心復帰を行なわない場合、さらにはハは鉄心復帰を行なった場合である。またこの時の各部の電圧、電流波形は図 4.19 (a) のようになった。同

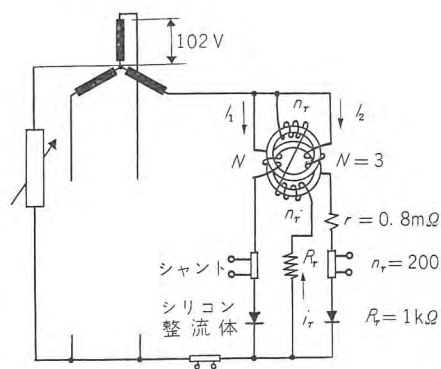


図 4.17 電流平衡実験回路  
Fig. 4.17 Current balancing experimental circuit.

図 (b) はあらかじめ予想された波形であり、(a) とかなりよく一致している。図 4.20 はこの実験に使用した差動リアクトルの写真である。なおこのリアクトルの  $n_r$  と  $R_r$  との

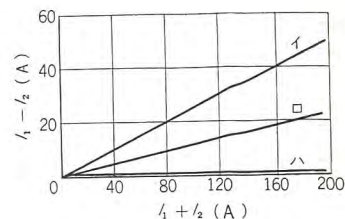


図 4.18 図 4.17 の回路で行なった実験結果  
Fig. 4.18 Experimental results with circuit in Fig 4.17.

選定にあたっては鉄心復帰を完全に行なわせることとともに、 $R_r$  で消費する損失をできるだけ少なくする必要がある。図 4.17 に示す回路ではこの損失はシリコン整流体自体の損失に比しきわめて小さい。

さて前述したようにこの方式の差動リアクトルは少量ではあるが比較的高価な鉄心を使用するため、高度の電流平衡度を要求されるところに有利であるとしたが、この点を具体的に知るために、今各整流体に流れる電流 (平均値) の平均が  $100 \text{ A}$  で  $\Delta V_f$  が  $0.2 \text{ V}$  である三相整流回路に用いる差動リアクトルについて各形式のものを比較すると図 4.21 のようになる。同図の A はく形履歴特性の鉄心を 2 個用いかつ復帰コイルを設けた場合

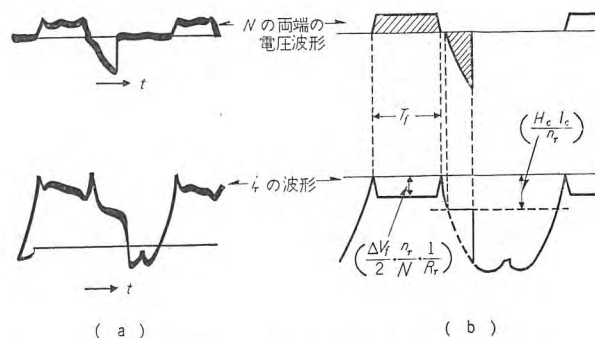


図 4.19 く形履歴特性鉄心を用いた差動リアクトルの作動  
Fig. 4.19 Operation of differential reactor with core of rectangular hysteresis characteristic.

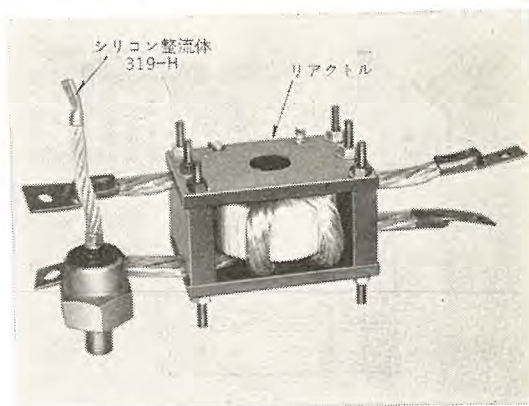


図 4.20 実験に使用したく形履歴特性鉄心の差動リアクトル  
Fig. 4.20 Differential reactor of core with rectangular hysteresis characteristic used for experiment.



で、二つの整流体の差電流の平均値  $\Delta i$  は約 2.5 A に押えられる。B はケイ素鋼板を用いた場合、C はさらに 0.1 mm の空けきを設定した場合である。B、C は  $\Delta i$  をどこまで押えるかによって所要鉄心量が変わってくる。

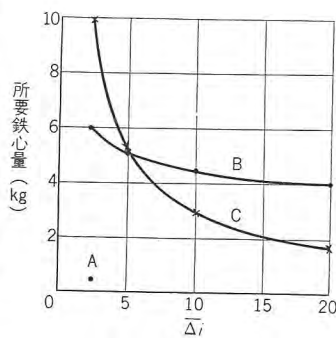


図 4.21 各種差動リアクトルの所要鉄心量の比較

Fig. 4.21 Comparison between required core amount of various differential reactors.

(5) 多数の整流体を並列につなぐ時の差動リアクトルの配置

今までの説明は、差動リアクトルの原理を理解しやすいように 2 個の整流体の電流平衡についてだけであったが、一般に半導体整流器は大電流容量の場合が多くしたがって、一つの整流枝に多数の整流体を並列につなぐ場合が多い。この時の差動リアクトルの配置としては図 4.22 に示すように各種の方法がある。このうちどの方法が最適であるかは、単に平衡作用の優劣だけでなく工作上の組立や配置の問題も考慮しなければならないが、今平衡作用の良否を見るため、かりに各整流体の正方向降下が図 4.22 において左から右へ順次同じ差をもって大きくなって行くものとした場合の、相対的な電流分担を示すと図 4.23 のようになる。(計算の詳細は付録 II を参照) 同図実線はケイ素鋼板を用いた場合(空けき付も

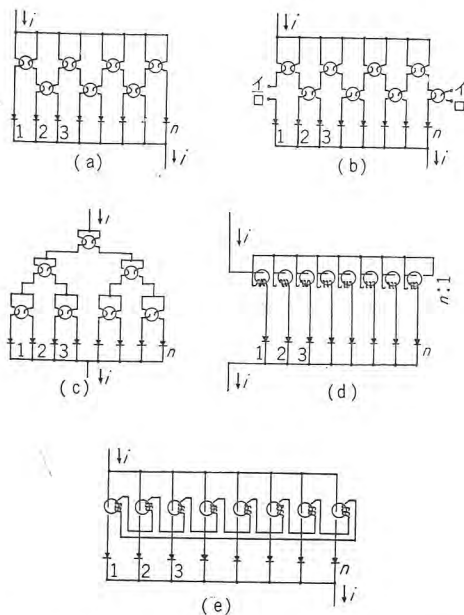


図 4.22 並列数の多い場合の差動リアクトルの接続法各種  
Fig. 4.22 Various connections of differential reactors in case of many paralleling numbers.

含む)。点線はく形履歴鉄心を用いた場合である。

これを見るとケイ素鋼板を用いた場合とく形履歴特性の鉄心を用いた場合でかなり様相が違うが、これは前者は差動リアクトルコイル電圧にほぼ比例して二つの電流の差が決まるが、後者ではコイル電圧いかにかわらず、その差電流は  $H_c$  によって決まる

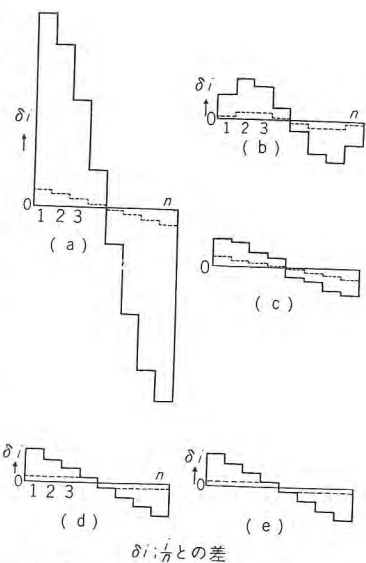


図 4.23 図 4.22 に示した各種接続法による電流平衡の比較

Fig. 4.23 Comparison among current balancing with various connections given in Fig 4.22.

ほぼ一定の値に押えられるからである。ケイ素鋼板を用いる場合は (a) がとくに電流平衡作用が悪く、その他は大差ない。またく形履歴特性の鉄心を用いた場合は、いずれも大差ないが、(b)、(d) および (e) がとくに良い。

#### 4.4 その他の電流平衡問題

以上は一つの整流回路の各個の整流枝に多数の整流体を並列につなぐ場合の電流平衡問題を取扱ってきたが、これらの電流平衡装置は、単に整流電流だけについてでなく電源側の交流電流について行なうこともできる。

たとえば全波整流回路で図 4.24 (a)~(c) のように二次相電流側に配置してもよい。この場合には各整流枝に配置する時に比し平衡素子の数が半分ですむ。

さらに、とくに電流容量の大きい場合は図 4.25 のように、電源を数個に分け、各独立した整流回路を並列に

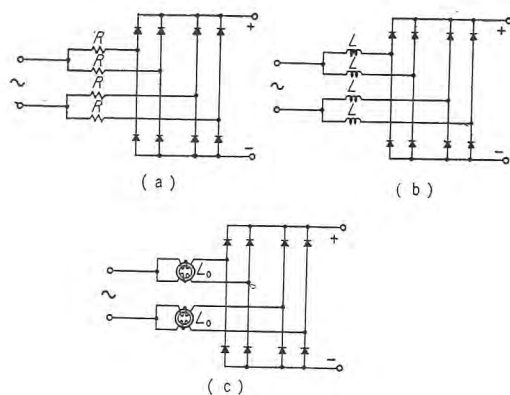


図 4.24 電流平衡素子を交流側につなぐ場合  
Fig. 4.24 In case of connecting current balancing element on a-c side.



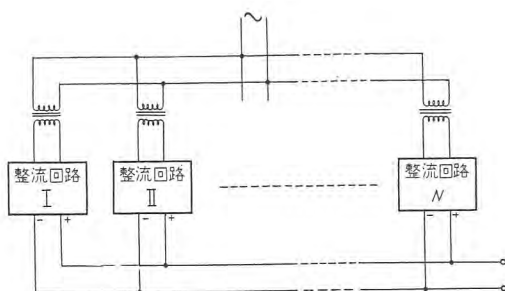


図 4.25 独立した整流回路を並列につなぐ場合  
Fig. 4.25 In case of connecting independent rectifying circuit in parallel.

つなぐことがある。このような場合は各変圧器のリアクタンスが、図 4.5 の  $L$  または図 4.7 (a) の  $L_1$  および  $L_2$  に相当し、しかもこれらのリアクタンスの差  $\Delta L$  は比較的小さいから、各独立した整流回路の電流平衡度を高くすることは比較的容易となる。すなわち変圧器リアクタンスの存在は式 (4.8) において  $\Delta L$  を小さい値にとどめつつ  $L_B$  を大きくすることになる。もしブスの配置などで各独立した整流回路間に余分なリアクタンスの差が生ずるような時はこの  $\Delta L$  が大きくなるが、そのよ

うな時はたとえば各ブスの途中で異なった大きさの鉄心をかませ、 $\Delta L$  を小さくするようにしてやればよい。並列に分割した整流回路間の電流平衡に対しては、このように相等しくない補償インピーダンスをつなぐほうが簡単であるが、もちろん差動リアクトルなどを用いてもよい。

いずれにしても、きわめて多数の整流体を並列につなぐような場合は、一つの整流枝にその全数の整流体を並列につなぐよりは、電源側を  $n$  個に分け、独立した整流回路の整流枝に  $1/n$  個の整流体を並列につなぎ、それらの直流出力をさらに並列につないだほうが、電流平衡の立場よりは有利となる。

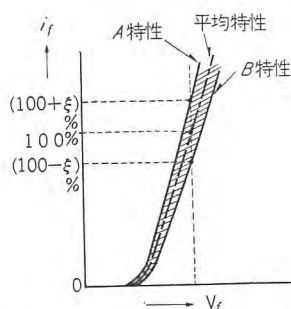
#### 参 考 文 献

- (1) I. K. Dortort: A new voltage divider circuit for semi-conductor rectifiers. Trans. A. I. E. E. 57-395 (1957).
- (2) 岡, 池田: 半導体整流器並列接続時の電流平衡法, 昭 33, 電連大予稿 406 (昭和 33 年 5 月).

## 付

### 付録 I 図 4.2 の計算

今図付 1 のように同じ正方向降下に対して流れる負荷電流のばらつきが、その平均値に対し  $\pm\xi\%$  あるとした場合、これらの整流体を  $n$  個並列につなぐ時の最悪条件は  $n$  個のうち 1 個だけ平均に対し  $+\xi\%$  多く流れる同図の A 曲線で示す特性のもの (以後単に A 特性と略称する) で他の  $(n-1)$  個は  $-\xi\%$  少なく流れる B 曲線で示す特性のもの (B 特性) という組み合わせの場合である。この時は当然 A 特性のものが B 特性のものより



図付 1 同一正方向降下に対する負荷電流のばらつき

Fig. 1 Unequality in load current for the same positive directional drop.

り多く電流を負担するが、運転の安全のためには  $n$  個のすべてが 1 個あたりの定格電流  $I_1$  をこえてはならない。したがって A 特性の整流体に流すべき電流は  $I_1$  すなわち

$$\frac{100+\xi}{100+\xi} I_1$$

でなければならない、残りの B 特性の整流体には

## 録

$$\frac{100-\xi}{100+\xi} I_1$$

しか電流を流せない。ゆえに全体では

$$\frac{(100+\xi) + (n-1)(100-\xi)}{100+\xi} I_1$$

これより 1 個あたりの平均値を求め定格電流値  $I_1$  との比を求めれば、

$$\gamma = \frac{(100+\xi) + (n-1)(100-\xi)}{n(100+\xi)}$$

となり、これが並列にある整流体 1 個あたりの安全定格比である。

### 付録 II 図 4.23 の計算

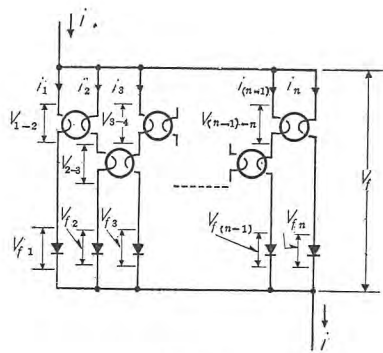
まず図 4.22 の (a) の接続の場合電流分担が図 4.23 の (a) となる計算を示す。差動リアクトルのコイル電圧を図付 2 のように  $V_{1-2}, V_{2-3}, \dots, V_{(n-1)-n}$  とすると

$$\left. \begin{aligned} V_{1-2} + V_{f1} &= V_f \\ V_{2-3} - V_{1-2} + V_{f2} &= V_f \\ &\vdots \\ V_{(n-1)-n} + V_{fn} &= V_f \end{aligned} \right\} \dots\dots\dots (付 1)$$

したがってこれらの式の総和より

$$V_f = \frac{1}{n} \sum_{j=1}^n (V_{fj}) \dots\dots\dots (付 2)$$





図付 2

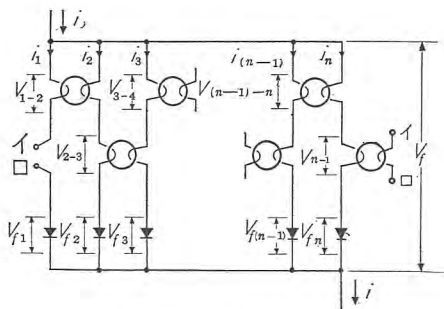
$$\left. \begin{aligned} \text{ゆえに } V_{1-2} &= \frac{1}{n} \sum_{j=1}^n (V_{fj}) - V_{f1} \\ V_{2-3} &= \frac{2}{n} \sum_{j=1}^n (V_{fj}) - (V_{f1} + V_{f2}) \\ &\vdots \\ V_{(n-1)-n} &= \frac{n-1}{n} \sum_{j=1}^n (V_{fj}) - \sum_{j=1}^{(n-1)} (V_{fj}) \end{aligned} \right\} \dots (\text{付 } 3)$$

ケイ素鋼板を用いる時は（空けき付を含め）1 サイクルの通流期間中  $\mu$  をほぼ一定とみなせるから

$$\left. \begin{aligned} i_1 - i_2 &\propto V_{1-2} \\ i_2 - i_3 &\propto V_{2-3} \\ &\vdots \\ i_{(n-1)} - i_n &\propto V_{(n-1)-n} \end{aligned} \right\} \dots (\text{付 } 4)$$

となる。

またく形履歴特性の鉄心を用いたときは差動リアクトルのコイル電圧のいかにかわからず、それに結合する二つの電流の差は鉄心の  $H_c$  によって決まるほぼ一定の値に押えられる。



図付 3

したがって図 4.23 を求めた仮定すなわち並列につながる整流体の正方向降下が同じ差をもって左から右へ順次高くなるような場合の電流負担は同図に示すようになる。

つぎに図 4.22 および図 4.23 の (b) の場合も同様にして図付 3 より

$$\left. \begin{aligned} V_{1-2} - V_{n-1} + V_{f1} &= V_f \\ V_{2-3} - V_{1-2} + V_{f2} &= V_f \\ &\vdots \\ V_{(n-1)-n} - V_{n-1} + V_{fn} &= V_f \end{aligned} \right\} \dots (\text{付 } 5)$$

より

$$V_f = \frac{1}{n} \sum_{j=1}^n (V_{fj}) \dots (\text{付 } 6)$$

ケイ素鋼板の場合は (a) の場合と同様に

$$\left. \begin{aligned} i_1 - i_2 &\propto V_{1-2} \\ i_2 - i_3 &\propto V_{2-3} \\ &\vdots \\ i_n - i_1 &\propto V_{n-1} \end{aligned} \right\} \dots (\text{付 } 7)$$

これらの総和より

$$\sum_{j=1}^n (V_{j-(j+1)}) = 0 \dots (\text{付 } 8)$$

一方、式 (付 5) より

$$\left. \begin{aligned} V_{1-2} &= V_f - V_{f1} + V_{n-1} \\ V_{2-3} &= V_f - V_{f2} + V_{1-2} = 2V_f - (V_{f1} + V_{f2}) + V_{n-1} \\ &\vdots \\ V_{n-1} &= nV_f - \sum_{j=1}^n (V_{fj}) + V_{n-1} \end{aligned} \right\} \dots (\text{付 } 9)$$

これらの総和および式 (付 8) より

$$\sum_{j=1}^n (V_{j-(j+1)}) = \sum_{j=1}^n (j) V_f - \sum_{k=1}^n \left\{ \sum_{j=1}^k (V_{fj}) \right\} + nV_{n-1} = 0 \dots (\text{付 } 10)$$

したがって

$$V_{n-1} = \frac{1}{n} \left[ \sum_{k=1}^n \left\{ \sum_{j=1}^k (V_{fj}) \right\} - \frac{1}{n} \sum_{j=1}^n (j) \times \sum_{j=1}^n (V_{fj}) \right] \dots (\text{付 } 11)$$

式 (付 11) および式 (付 9) より、 $V_{1-2}$ ,  $V_{2-3}$ , ... などは求まり、したがって  $(i_1 - i_2)$ ,  $(i_2 - i_3)$ , ...,  $(i_n - i_1)$  の相対比が求まる。

く形履歴特性鉄心の場合は式 (付 7) が成立せず、したがって式 (付 8) の条件がないので式 (付 10) が零になるとはかぎらない。ただこの場合も

$$\sum_{j=1}^n (i_j - i_{(j+1)}) = 0 \dots (\text{付 } 12)$$

であり、 $V_{j-(j+1)}$  が正の場合は  $i_j - i_{(j+1)} = \Delta i = \text{const.}$  であり、また負の場合は  $i_j - i_{(j+1)} = -\Delta i$  であるから  $V_{j-(j+1)}$  の正のものと負のものと数は相等しくなければならない。この条件から

$$\frac{1}{n} \sum_{j=1}^n (V_{j-(j+1)}) = V_\delta \dots (\text{付 } 13)$$

が求まり、式 (付 11) とより

$$V_{n-1} = \frac{1}{n} \left[ \sum_{k=1}^n \left\{ \sum_{j=1}^k (V_{fj}) \right\} - \frac{1}{n} \sum_{j=1}^n (j) \times \sum_{j=1}^n (V_{fj}) \right] + V_\delta \dots (\text{付 } 14)$$

となり、前と同様にして  $V_{1-2}$ ,  $V_{2-3}$ , ... などは求まる。したがってそれらの値が正または負であることより  $(i_1 - i_2)$ ,  $(i_2 - i_3)$ , ...,  $(i_n - i_1)$  の相対比が求まる。

(a) の場合と同じ仮定のもとに図 4.22 (b) の電流負担を求めた結果が図 4.23 (b) である。

このほか図 4.23 の (c), (d) および (e) も同じような考え方で求めた結果であるが、それらの詳述は省略する。

ただしいずれの計算においても差動リアクトルの漏洩磁束の影響を無視しているので、実際の場合とは若干電流分担の様相はこととなるが、概略的には以上の計算によって十分見当がつきうる。



# ロープウェイのリアクトル制御

名古屋製作所 佐藤正夫\*・吉田太郎\*

## Reactor Control of Rope-Way

Nagoya Works Masao SATO・Taro YOSHIDA

The reactor control of induction motors has been brought into operation for the traction machine of cranes mostly. It has recently been applied to a rope way as a new undertaking at Shirahama Hot Spring, which has been followed by several other projects, all being successful with expected results. The speed control is made possible by using five saturable reactors on the primary side of motors and adjusting the voltage impressed on it, three phase balanced voltage control being the term given to it. Three kinds of damping circuits are used to take care of nonlinear elements and program control is performed with a motor driven master device, transient characteristic thus available being very excellent.

### 1. ま え が き

昨年 11 月和歌山県の温泉地白浜に設置したロープウェイ（安全索道株式会社施工）に初めてリアクトル制御方式を採用し、また今年にはいって富士山麓河口湖に設置する 2 号機も工場試験を終了し、近く現地にすえ付けることになった。さらに現在長崎市稲佐山用の 3 号機の製作にかかっている。

誘導電動機のリアクトル制御は主にクレーンの巻上機に多く実施してきたが、ロープウェイに応用したのは今回が初めてで、いくつかの新しい試みを計画し、いずれも所期の目的が達成され、ほぼ理想的な特性のものが得られるようになった。

ここにロープウェイに応用したリアクトル制御についての設計、計画ならびに特性の概要を紹介しよう。



図 1.1 白浜ロープウェイ  
Fig. 1.1 Rope-way at Shirahama.

### 2. ロープウェイの概要と要求される運転特性

ロープウェイは上下 2 停留場間にいくつかの支柱を設け、この間に左右 2 本の支索がはられ、この支索の上にカゴが 8 個の車によってかけられ、このカゴは 2 台つるべ式にエンドレスのえい索に対称の位置に取りつけられている。そして駆動電動機は減速ギヤ、ホイールを通じてこのエンドレスのえい索を動かすようになっており、一方のカゴが上るときは他方のカゴは下ることになる。

電動機にかかる負荷特性を考えると、上るカゴは電動機に対し、反抗トルクすなわち＋負荷となり、下るカゴは電動機をその回転方向に回そうとするトルク、すなわち－負荷となる。したがって上り下りのカゴの乗車人員の多い少ないにより電動機にかかる負荷は＋負荷から－負荷まで変化し、またカゴの位置によっても変化する。白浜のロープウェイの負荷曲線を図 2.2 に示す。上り満車、下り空車の場合は点線で示すようにだいたい＋負荷であるが、下り満車、上り空車の場合は実線で示すように－負荷が多くなっている。またカゴの位置によってえい索の角度が変化するので、そのため支柱にかかる前は負荷が増加し、支柱を過ぎると急に負荷は減少する。

このようによく変化する負荷に対するロープウェイの運転特性は円滑なショックのない加速減速が要求され、さらに停留場付近においては一定の低速運転が乗車人員の多い少ないにかかわらずつねに同じように行なわれなければならない。

このため従来は巻線形誘導電動機の二次抵抗制御だけ



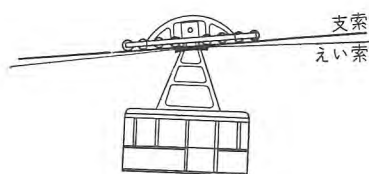


図 2.1 カゴとえい索駆動機構

Fig. 2.1 Car and driving mechanism.

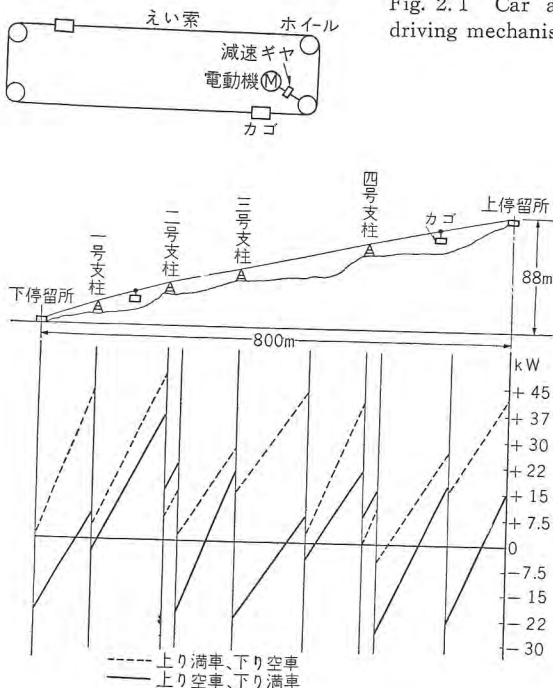


図 2.2 カゴの位置と負荷特性

Fig. 2.2 Load characteristics.

では不可能で、手動制動機を併用し、この制動トルクを運転手の感によって適当に増減し制御している。

リアクトル制御方式はかかる運転手の感にたよることなく、自動的に電動機のトルクを加減して、要求される運転特性になるよう自動制御するものである。

### 3. リアクトル制御の原理とロープウェイの問題点

図 3.1 のブロック線図はリアクトル制御の原理を示すが、一般に誘導電動機の一次側に可飽和リアクトルを挿入し、このリアクタンスを制御することによって電動機にかかる電圧を増減して電動機のトルクを制御する。

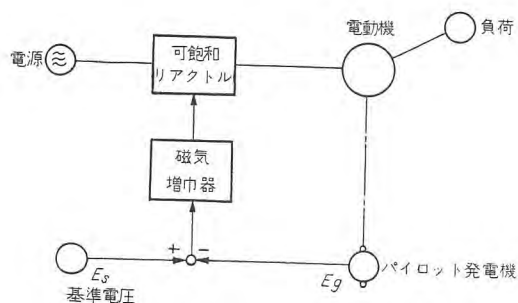


図 3.1 リアクトル制御の原理

Fig. 3.1 Principle of reactor control.

一方電動機を速度をパイロット発電機によって検出し、制御器によって指令する基準電圧との差を磁気増巾器により増巾し、その出力によって可飽和リアクトルを励磁する。そしてたとえば PG の電圧が基準より低ければ可飽和リアクトルは電動機を加速するように作用し、また反対に高ければ電動機を減速するように作用し、つねに PG の電圧と基準の電圧とがほぼ等しくなるように自動的に制御が行なわれる。

リアクトル制御はこれまでクレーンの巻上電動機に応用し、そのすぐれた特性が認められてきているが、これらのものに比べてロープウェイの場合はより条件がむづかしく、しかもとくにすぐれた特性が要求される。すなわち

- (1) 負荷が+から-まで広範囲に変化する。
- (2) 速度の自動制御を行なう範囲が 0 からほぼ 100 % まで全範囲にわたる。
- (3) 加速減速など過渡特性はとくに円滑でなければならない。

このような条件に対して、設計上つぎのような点をとくに考慮した。

- (1) 可飽和リアクトルを5台使用し、可逆式三相平衡電圧制御とした。そして増巾回路は磁気増巾器による二段増巾とし、その動作をプッシュプルとした。
- (2) 機械系がロープカゴなどそれ自身振動的であるので、電気系としては十分安定になるように、さらには速度の変化ならびに加速度の変化も円滑になるようとくにダンピング回路を考慮した。
- (3) 電動式基準電圧装置を設け、プログラム制御を行ない、基準電圧を連続的に円滑に変化するようにするとともに、負荷のいかににかかわらずつねに一定の加速減速を行なわせるようにした。

これらについて以下順次説明する。

### 4. リアクトル制御回路

具体的な回路の主要部は図 4.1 に示すようであるが、各相に 1 台ずつ全部で 5 台の可飽和リアクトルを挿入し、そのうち  $SR_5$  を共用して可逆的に作用させる。すなわち、 $SR_1$   $SR_3$   $SR_5$  が励磁されると正相電圧が電動機にかかり、駆動トルクが発生し、反対に  $SR_2$   $SR_4$   $SR_5$  が励磁されると逆相電圧がかかり制動トルクが発生する。そしてこれらは選択的に MA1 MA2 の磁気増巾器により励磁され、さらに MA1 MA2 は MA3 MA4 の



初段プッシュプル磁気増巾器によって制御される。そして MA3 MA4 は PG と電動式基準電圧との差電流を増巾する。その結果、たとえば基準値より PG の電圧が低い場合（電動機が遅い場合）は差電流が+となり、MA3 MA4 の出力が+となり MA1 が作用し、 $SR_1$   $SR_3$   $SR_5$  が励磁され、電動機は加速される。この反対に PG の電圧が高い場合（電動機が速すぎる場合）差電流が-となり、MA3 MA4 の出力が-となり、MA2 が作用し、 $SR_2$   $SR_4$   $SR_6$  が励磁され、電動機は減速される。そして PG の電圧が基準値にほぼ等しくなるところで落着き、その速度で運転が行なわれる。

落着いた状態（定常状態）では電動機のトルクと負荷のトルクとはバランスするので、ある負荷に対してはそ

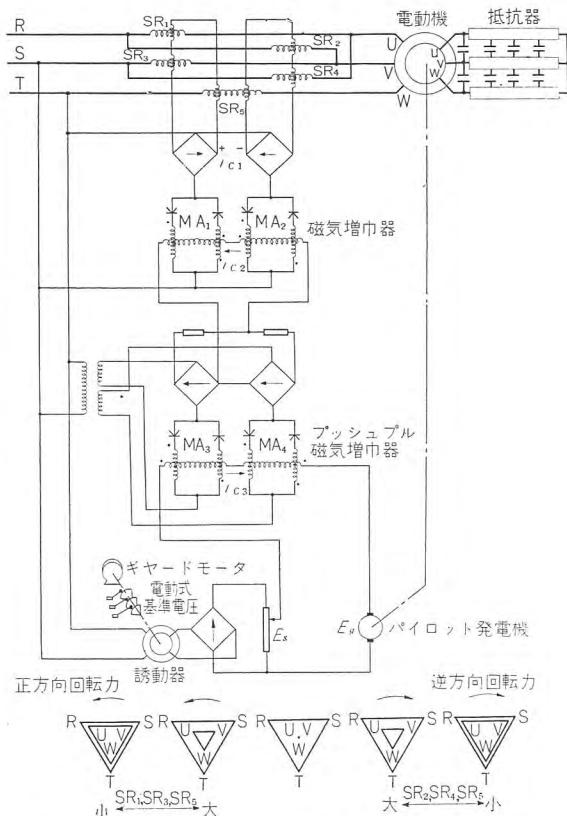


図 4.1 リアクトル制御回路の接続図とベクトル図  
Fig. 4.1 Connection diagram of reactor control and vector diagram of voltage.

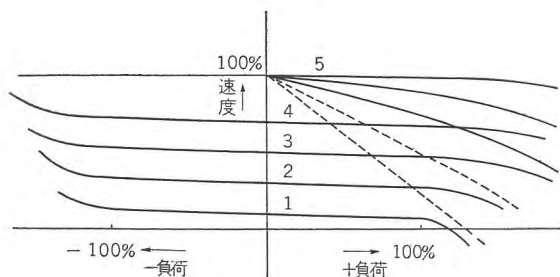


図 4.2 負荷-速度特性  
Fig. 4.2 Load-speed curves.

れに応じた電動機トルクを出すような可飽和リアクトルの励磁が行なわれなければならない。したがってそのような励磁電流を出すに必要な差電流が残り、PG の電圧は基準値に対して若干の誤差をもつこととなる。そしてリアクトル制御では普通全負荷と無負荷で、この速度の差は 2~5% 程度であるので、負荷のいかんにかかわらずほぼ一定の速度で運転が行なわれるものと考えてよい。

実際の負荷-速度特性は図 4.2 に示すようであるが、このリアクトル制御の行なわれる範囲について考えると、まず負荷の+については  $SR_1$   $SR_3$   $SR_5$  が作動して制御する範囲はトルクが+であるから第 1 象限の部分に示され、一方  $SR_2$   $SR_4$   $SR_6$  が作動する範囲はトルクが-であるから第 2 象限の部分に示される。また速度の速いところでは、二次抵抗が大きいと駆動トルクが二次抵抗のために制限されて大きくならない。したがって 2, 3, 4 ノッチへとノッチが進むにつれて二次抵抗を減少させ

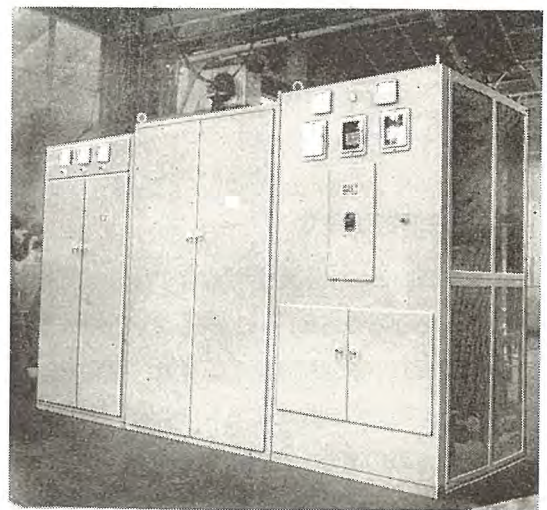


図 4.3 制御盤  
Fig. 4.3 Control panel.

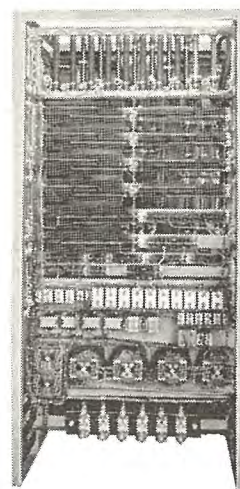


図 4.4 磁気増巾器制御盤  
Fig. 4.4 Magnetic amplifier control panel.



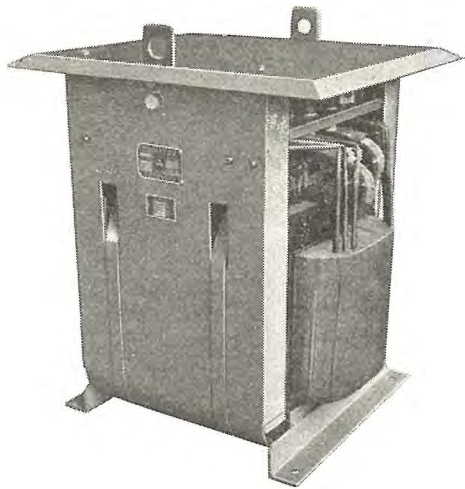


図 4.5 可飽和リアクトル  
Fig. 4.5 Saturable reactor.

るようにすることによって、高速においてもリアクトル制御するトルクの範囲を広くした。

しかも可飽和リアクトルは三相に挿入されているので電動機端子電圧は平衡した状態で増減され、とくに抵抗を減少したことによる不具合はない。すなわち可飽和リアクトルを三相可逆式にすることによってトルクを+から-まで、また速度を0から100%近くまで制御範囲を非常に広くすることができた。

## 5. 電動式基準電圧装置

加速減速を負荷のいかんにかかわらずつねに同じように円滑に行なわせるために、いわゆるプログラム制御を行なった。すなわち加速減速するときは、基準電圧をプログラムして連続的に円滑に変化させれば、これに追従してつねに一定の円滑な加減速が行なわれる。

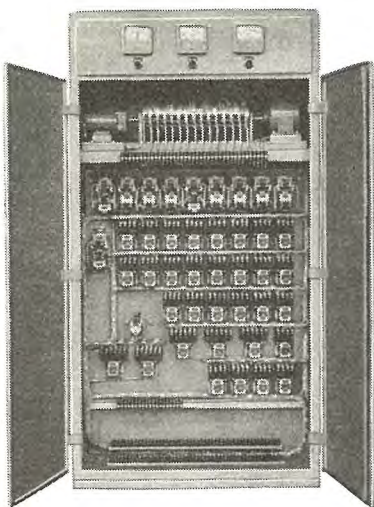


図 5.1 電動式基準電圧装置と継電器盤  
Fig. 5.1 Master device programmed with motor and relay panel.

このため基準電圧装置として、基準電圧をその回転子巻線に発生する誘導器を使用し、この誘導器の回転子をギヤードモータによりゆっくり回転させるようにした。そしてこの軸にカムとリミットスイッチを設け、ノッチに応じた角度でギヤードモータが止まるように

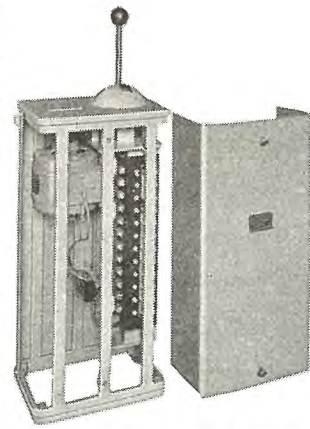


図 5.2 制御器（誘導器付）  
Fig. 5.2 Master switch with inductor.

して、ノッチに応じた基準電圧が回転子巻線に発生するようにした。（実用新案出願中）

## 6. 制御系の解析と過渡特性

つぎに自動制御系の解析ならびに各部の特性について概略の説明を行ない、さらに過渡特性について論じよう。

まず制御系の各部の関係を考える場合、実際には非常に複雑であるのでこれを簡単化して解析を容易にする。たとえば  $SR_2$   $SR_4$   $SR_5$  の作用は  $SR_1$   $SR_3$   $SR_5$  の作用を+として、これに対し-と考え、MA2の磁気増巾器の出力電流はMA1の+に対して-と考える。その他非線形要素は近似的に線形要素とする。このように仮定して各部の関係を求めると

- (1) 電動機速度 ( $n$ ) とトルク ( $\tau$ ) との関係

$$n = \frac{1}{k_m S} (\tau - \tau_L) \quad k_m = \frac{GD^2 N_0}{375 T_0}$$

- (2) トルク ( $\tau$ ) と可飽和リアクトルの入力電流 ( $i_{c1}$ ) との関係

$$\tau = k_1 i_{c1}$$

- (3) 可飽和リアクトルの入力電流 ( $i_{c1}$ ) と MA1 MA2 磁気増巾器の入力電流 ( $i_{c2}$ ) との関係

$$i_{c1} = \frac{k_2}{1 + T_1 S} i_{c2}$$

- (4) MA1 MA2 の入力電流 ( $i_{c2}$ ) と MA3 MA4 の入力電流 ( $i_{c3}$ ) との関係

$$i_{c2} = \frac{k_3}{1 + T_2 S} i_{c3}$$

- (5) MA3 MA4 の入力電流 ( $i_{c3}$ ) とパイロット発電機の電圧 ( $v_g$ ) との関係

$$i_{c3} = \frac{k_4}{1 + T_3 S} (v_s - v_g) \quad (v_s \text{ は基準電圧})$$

- (6) パイロット発電機 ( $v_g$ ) と電動機速度 ( $n$ ) との関係



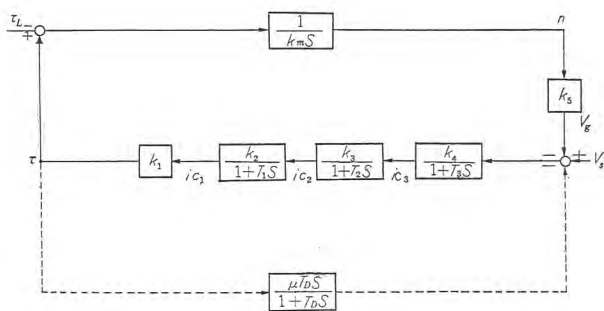


図 6.1 ブロック線図 (線形要素だけ)  
Fig. 6.1 Block diagram; (linear element only).

$$v_g = k_s n$$

これらをブロック線図にすると図 6.1 のようになる。

定常状態の特性は閉ループゲイン  $k_1 k_2 k_3 k_4 k_s (=k)$  で表わされ、普通  $k$  を 20~50 くらいにとるので、速度変化は無負荷と全負荷で 2~5% くらいになる。このようにゲインを高くするともちろんハンチングを起し、不安定となるので適当なダンピング回路を設ける必要があり、一般には図 6.1 のブロック線図の点線のようなフィードバック補償をすることによって安定にする。

しかしながら実際には十分安定にはならない。すなわち定値制御においては一応安定になるが、基準値を連続的に変化する追値制御においては変化が振動的になる。あるいは入力を変化的に変化した場合、現象が振動的になったり、あるいはオーバーシュートがおきる。

一方図 6.1 のブロック線図の系をアナコムで計算した場合にはこのようなことはなく、非常に安定になる。このことは図 6.1 のブロック線図が実際の系を代表していないため、線形であるとの仮定に誤りがあることを意味している。すなわち可飽和リアクトルの入力電流と電動機のトルクの間の関係を単純に比例としたため、実際にはこの関係は非線形で、 $k_1 T_1$  は一定でなくその上飽和要素がはいっている。また第 1 段、2 段磁気増巾器にもそれぞれ飽和要素がはいっており、かかる非線形要素、とくに飽和要素のために過渡状態において十分安定にならず、また追値制御において振動的になると考えられる。

ローブウェイの要求する十分円滑な加速減速特性をうるためにはかかる振動項をなくすることが肝要で、このためには非線形要素の自動制御系に与える悪影響を取り除く工夫をしなければならない。

また十分円滑な加減速特性の具体的な意味は加速度の変化が円滑であることで、いわゆる等加加速度的な変化

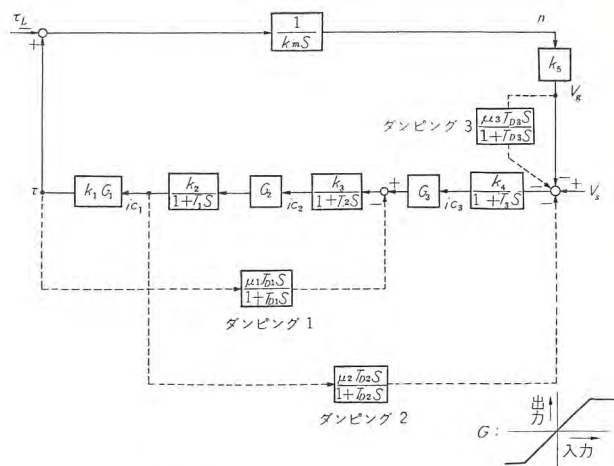


図 6.2 ブロック線図 (非線形要素を含む)  
Fig. 6.2 Block diagram; (including nonlinear element)

が望ましい。

そこで非線形要素を考慮したブロック線図は図 6.2 に示すようで、 $G_3 G_2 G_1$  がそれぞれ第 1, 第 2 段目磁気増巾器および可飽和リアクトルの飽和要素などを表わす非線形要素である。

これらの影響を少なくするか取り除くためには点線に示すような 3 種類のダンピング回路を併用することが非常に効果的である。

すなわちダンピング回路 1 とダンピング回路 2 とは、 $G_1$  の非線形要素の前と後から同じような伝達関数で非線形要素  $G_3$  の前と後にフィードバックしている。これらの回路によって  $G_1 G_2 G_3$  の悪影響はほとんど消去され、振動項をなくすることができた。その上ダンピング回路 1 を  $G_3$  の後に入れることにより第 2 段磁気増巾器の出力の変化を適当にゆるやかにすることができ、加速度の変化を円滑にし、いわゆる等加加速度的な変化を可能にした。

もっともこれだけでは  $v_s$  の入力の変化がある程度大きいときには飽和要素の影響でオーバーシュートを生ずる。このオーバーシュートをなくするためには速度の変化分をフィードバックすることが有効で、ダンピング回路 3 がこの作用をしている。図 6.3 はこれらの三つのダンピングを併用したもので、 $v_s$  に 30% (定格値に対

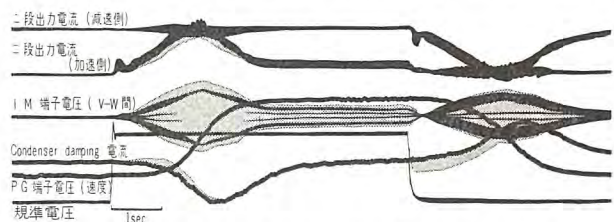


図 6.3 階段入力を入れたときの速度変化のオシログラム  
Fig. 6.3 Oscillogram of speed as step up input.



し)の階段入力を入れた場合の速度の変化のオシロであるが、ほとんど理想的な円滑な加速減速特性をもっている。すなわちいわゆる等加加速度特性に近似し、しかもオーバーシュートがない。

さらに図6.4は電動式基準電圧装置によって、1ノッチの10%速度から4ノッチの70%速度までプログラム制御したもので非常に円滑な加速減速特性を示している。

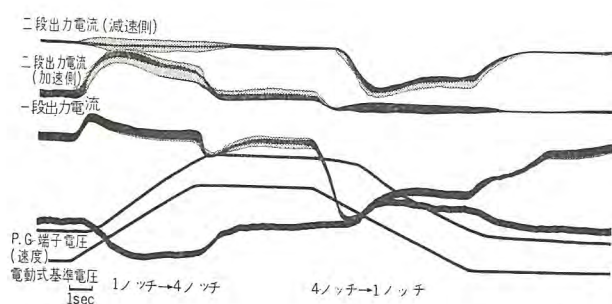


図 6.4 プログラム制御をしたときの速度変化のオシログラム  
Fig. 6.4 Oscillogram of speed as program control.

白浜ロープウェイのものはダンピング回路は若干相違しているが、結果的にはだいたい同じようである。図6.5は白浜の現地試験における加速時のオシロである。上の線が電動式基準電圧装置によってプログラムされた基準電圧で、下の線がこれを追従して自動制御される電動機速度である。(特許、実用新案出願中)

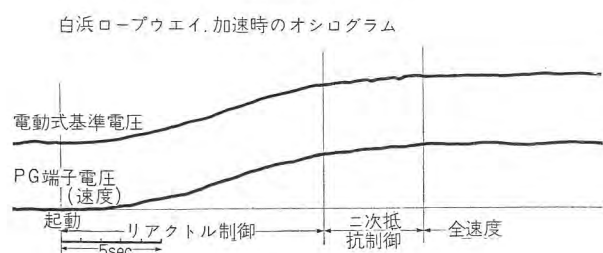


図 6.5 白浜ロープウェイのオシログラム  
Fig. 6.5 Oscillogram tested at Shirahama Rope-way.

## 7. リアクトル制御の特長

ロープウェイに応用したリアクトル制御についていろいろ説明してきたが、おもなる特長をまとめてみると

### (1) 安全である

運転手の感にたよらず自動的に速度制御が行なわれる。その上位置スイッチを併用して、制御器を高速ノッチにしたままでも停留場の近くにくると、自動的に減速が行なわれ適当な低速となる。

また起動から停止に至るまで全部電気制動で制御が行なわれるので、機械的なブレーキは摩耗せず、

つねに新品の状態に保たれるので、いざというときには確実に動作する。

### (2) 乗り心地がよい

特別に考慮されたダンピング回路とプログラム制御により加速減速特性はとくに円滑で、カゴの動揺、ショックがない。しかもこれは乗車人員の多少によって変化せずつねに同じようである。

### (3) 能率がよくなる

安全でしかも乗り心地がよいので、さらにロープの速度を上げることが可能であり、従来は秒速3.6mが最高であったが、3号機の長崎市稲佐山ロープウェイは秒速5mにするよう設計している。

### (4) 保守が簡単

自動制御回路は若干複雑であるが主としてリアクトル、セレン整流器、コンデンサ、抵抗など半永久的な寿命をもった静止機器であるから、保守は非常に簡単である。

### (5) 経済的

リアクトル制御は従来の二次抵抗制御に比べれば値段的には高くなるが、ロープウェイ全体から比べたら非常にわずか(数%くらい)で、沢山の利点を考えれば値段的点はほとんど問題にならないであろう。

また運転手はとくに運転技術に熟練を要しないし、運転によって神経を疲れさせることがないので、運転手の人員も少なくてすみ、さらにはリアクトル制御に故障検出装置を設置して、もし万一自動制御系に故障が生じた場合にはただちに報知して非常停止するなど、保安装置を追加することによって運転手なしの自動運転も可能で、2号機よりはかかる自動運転もできるように設計した。

## 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、今後のロープウェイにリアクトル制御方式を採用されることはもちろんのこと、既設のものも、速度を上げることとともに、リアクトル制御方式への改造を計画されることを推奨する。

最後にロープウェイにリアクトル制御を応用するにあたって、とくに安全索道株式会社横山部長ほか各関係者の格別なご理解とご協力に対し、ならびに当社内の各関係者のご指導とご援助に対し深く感謝する。



# Cu-Be 合金への添加元素 Co の影響

研究所 山 森 末 男\*・実 博 司\*\*

## Effect of Co Contents on Cu-Be Alloy

Engineering Laboratory Sueo YAMAMORI・Hiroshi JITSU

Effects of Co contents on Cu-Be alloy of its grain size, mechanical and physical properties and softening have been systematically studied. As a result, the following facts have been brought to light (1) Cu-Be alloy undergoes grain refinement a great deal with the addition of a small quantity of Co, and the adding quantity is to decrease as the Be content increase. (2) The property of the alloy improves with this addition of Co, but there is a limit beyond which the quality impairs on the contrary. (3) The effect of grain size is outstanding on the mechanical and physical properties. (4) The softening and grain growth of alloy is restrained by this addition. (5) Alloy containing Co improves in the strength at high temperature.

### 1. ま え が き

Cu-Be 合金は優秀なバネ材料として古くから電気部品などに使用されているが、この合金に第 2, 第 3 の元素を添加することがこの合金の性質をさらに改良し、ある場合には高価な Be 含有量の節約のために試みられている。その種類は Fe, Ni, Cr, Co, Sn, また最近では Ti など多くの研究が行なわれているが、<sup>(1)~(4)</sup> このうち Co の添加については古くから興味をもたれ、<sup>(5)~(7)</sup> すでに実用合金としても米国の有数の Cu-Be 合金メーカーである Berylco や当社世田谷工場などで製品化されている。それにもかかわらず Cu-Be-Co 合金については岡本氏<sup>(8)</sup>などが導電用時効性銅合金の研究の一部として 0.5% Be-Cu 合金に対する Co の影響を硬度および導電度から検討している以外に、Co 添加の裏付けとなるような系統的な研究はとくに見当たらない。

われわれは Cu-Be 合金に種々の元素を添加し諸性質の改良を試みたが、ここではその結果のうちまず Co の添加によって起る Cu-Be の結晶粒微細化ならびに物理的機械的性質に及ぼす影響を、同時にまた結晶粒度の変化が各性質にあたえる影響について報告する。なおまた Cu-Be の軟化、結晶成長、および高温の性質などにあたえる Co の影響についてもあわせて述べる。

### 2. 試料および実験方法

実験に用いた試料は電気銅, 4% Be-Cu 母合金 (Brush Beryllium Company 製; Si 0.11, Fe 0.16, Al 0.10, Be

4.02%) および 10% Co-Cu 母合金(自製のもの)を用いてそれぞれ約 1 kg, 黒鉛ルツボ中で BaCl<sub>2</sub> 被覆のもとに高周波溶解した。試料の加工は約 10 mm 厚のインゴットを面削後水素中の溶態化处理 (Be 0.0, 0.5% 系は 900 度, 他は 800 度それぞれ 1 時間保持後水焼入) と 50~60% の冷間加工とを 3 回繰り返して約 0.6 mm 厚の板とした。製作した試料の組成(分析値)は表 2.1 に示す。

種々の組成の Cu-Be-Co 合金の結晶粒度の比較には 60% 加工後それぞれ溶態化处理を行なった状態において顕微鏡写真を撮影しこれから結晶粒の平均直径を測定した。溶態化处理あるいは焼もどした試料は種々の物理的機械的性質を測定したが、その際、硬度はヴィッカーズ 5 kg 荷重により、抗張力、降伏点、伸率は巾 5 mm

標点間 50 mm の試験片を用いて測定し、降伏点の測定は strain gauge を用いて得た stress-strain curve の 0.2% offset において求めた。バネ限界値は巾 10 mm の板を用い明石製作所式のバネ試験機によって測定し、また電気伝導度はポテンショメータによって抵抗を測定し純銅に対する百分率として表わした。また高温の性質は

表 2.1 試料 (分析値)

No.	Be (%)	Co (%)	Cu (%)
1*		2.5	Bal.
2*		5.0	Bal.
3*	0.5		Bal.
4	0.41	0.10	99.30
5	0.42	0.81	98.21
6*	0.5	1.5	Bal.
7	0.43	2.38	96.75
8	0.46	4.87	94.26
9	1.05		98.73
10*	1.0	0.5	Bal.
11	1.05	0.99	97.82
12	0.99	2.46	96.16
13	1.01	5.07	93.83
14*	1.7		Bal.
15	1.81	0.32	Bal.
16	1.86	0.67	96.86
17	1.85	2.09	95.64
18	2.08		Bal.
19	2.02	0.32	Bal.
20	2.07	0.62	Bal.
21	2.08	1.04	Bal.

\* 配合値

\* 材料研究室長 \*\* 材料研究室



500 度までの硬度を島津製作所製高温ヴィッカース硬度計により、300 度までの高温屈曲特性を当所製（福家研究員製作<sup>(9)</sup>）の高温屈曲試験機によって測定した。

### 3. 結晶粒度への Co 添加量の影響

Cu-Be に少量の Co を添加すると結晶粒が微細化されることが知られているが、その微細化と Co 添加量の定量的な関係、およびその傾向に及ぼす Be 含有量の影響などについては詳しい報告例がない。この実験では製作したすべての試料の顕微鏡写真を撮影し 図 3.1～図 3.5 に Be 含有量の各系別に掲げたが、それぞれ結晶粒は Co の添加によって微細化している。これらの写真から結晶粒度を測定し 図 3.6 に Co 添加量と対応して図示した。

この結果ではいずれの Cu-Be 合金においても Co 添加とともに急激に結晶が微細化し、たとえば Be 0.5%

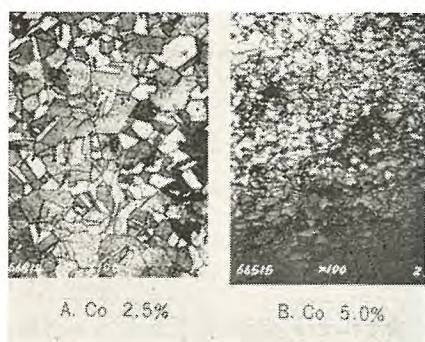


図 3.1 結晶粒度への Co の影響 0% Be 系

Fig. 3.1 Effect of Co contents on the grain size. 0% Be series.

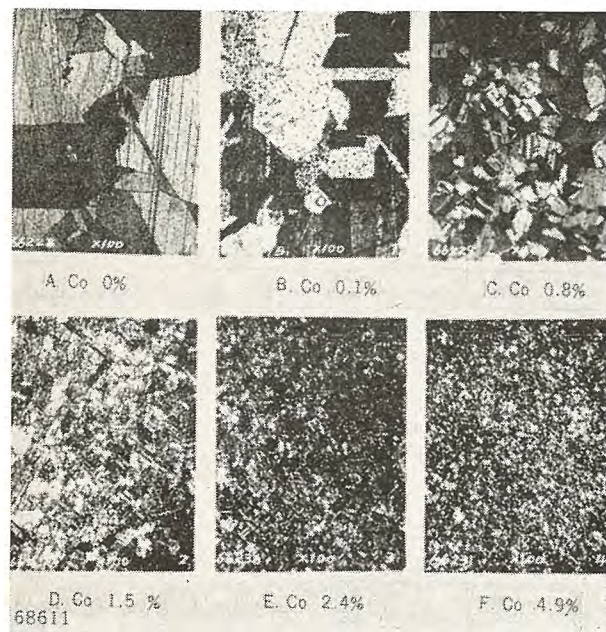


図 3.2 結晶粒度への Co の影響 0.5% Be 系

Fig. 3.2 Effect of Co contents on the grain size, 0.5% Be series.

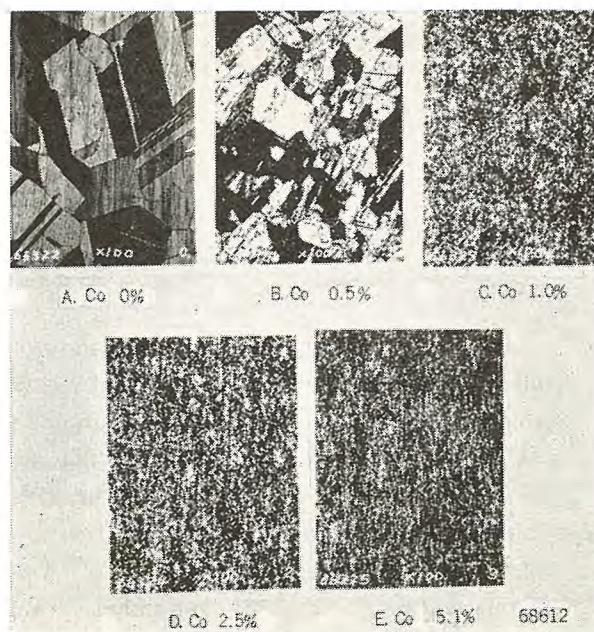


図 3.3 結晶粒度への Co の影響 1% Be 系

Fig. 3.3 Effect of Co contents on the grain size. 1% Be series.

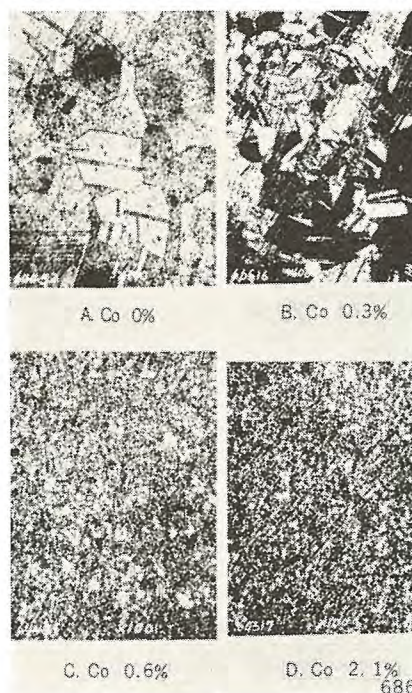


図 3.4 結晶粒度への Co の影響 1.8% Be 系

Fig. 3.4 Effect of Co contents on the grain size. 1.8% Be series.

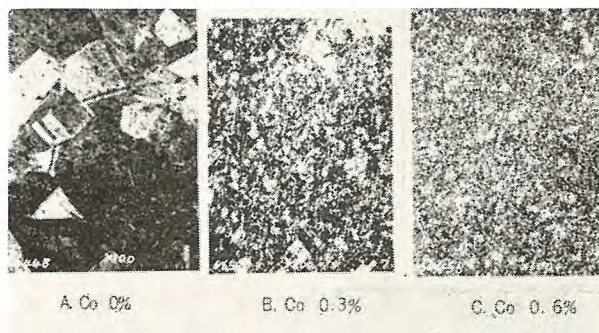


図 3.5 結晶粒度への Co の影響 2.1% Be 系

Fig. 3.5 Effect of Co contents on the grain size. 2.1% Be series.



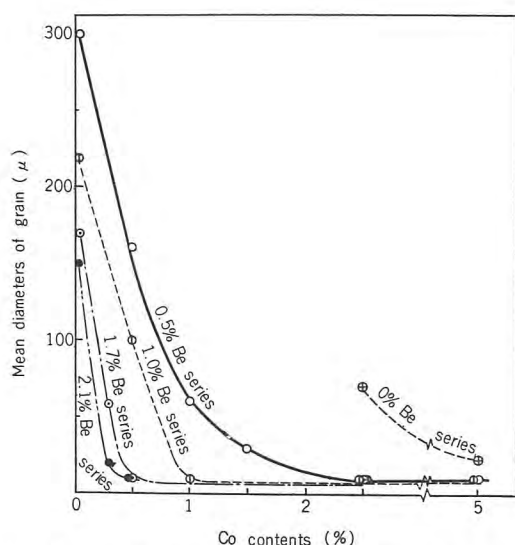


図 3.6 種々の Cu-Be における Co 含有量と結晶粒度の関係  
Fig. 3.6 Relation of grain size with Co contents in the various Cu-Be.

系では 1% までの Co 添加によって急激に結晶微細化が認められ 2.5% ではきわめて微細晶となるが、これ以上ではあまり変化がない。このような傾向は他の組成のものでも同様でそれぞれ微細化に必要な最低 Co 量があり、この量を Be 含有量との関係として図 3.7 に示したが、その量は Be の含有量の増加とともに減少している。ここで図 3.7 の曲線は微細粒の限界を表わし、したがって hatching の部分は微細粒の領域であり、この図から、2.1% までの任意の Be 含有量を有する Cu-Be 合金に対して結晶微細化のために必要な添加 Co 量を求めることができる。なお Berylco. の各種 Cu-Be 合金に含まれる Co 量はこの結果から求める値とよく一致しており、このような微細効果を企図して製作されたものと思われた。なおまた以上の微細化の機構については検討しなかったが、銅に Co を添加すると包晶反応によ

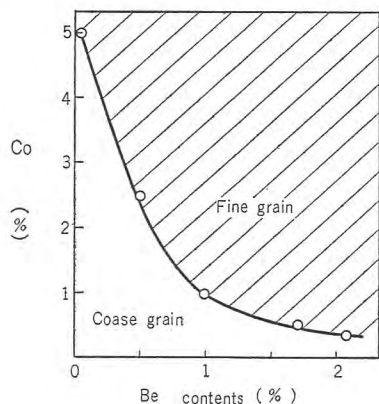


図 3.7 種々の Cu-Be の微細化に要する最低 Co 量  
Fig. 3.7 Minimum Co contents for the grain refinement of the various Cu-Be.

Cu-Be 合金への添加元素 Co の影響・山森・実

て微細化され、<sup>(10)</sup> また銅合金は Be の添加によっても微細化されることが報告されており、<sup>(11)</sup> 以上の結果はこれらの複合効果と考えられた。

#### 4. 諸性質にあたる Co の影響

Cu-Be に Co を添加した場合、物理的機械的性質にあたる影響の一つは結晶の微細化によって起るものと他の一つは Co 自体の働きによるものの二つが考えられるが、まずここではこれらを包含してその影響を通常知られた熱処理方法を用いて検討した。

まず Cu-Be 合金の第 1 の特長である時効硬化性に対する影響をしらべるためにそれぞれの合金について焼もどし温度と硬度の関係を測定した。この場合の溶態化処理は 0.5% Be 系だけ 900 度、他は 800 度で 1 時間保持後水焼入れし、焼もどし前には加工は行わず、また焼もどし時間はそれぞれ 1 時間一定とした。図 4.1 にはその一例として 1.8% Be 系合金の焼もどし硬化曲線を示し他についても同様の曲線を測定したが、これらから求めた各合金の最高硬度とその焼もどし温度は表 4.1 のようである。この結果、最高硬度を示す焼もどし温度は Be 含有量の少ない合金では Co の含有が多いほど高温側にあるが、Be 含有量が多くなるとその影響は見られにくい。また焼もどし最高硬度は 2.1%、1.8% Be 系は

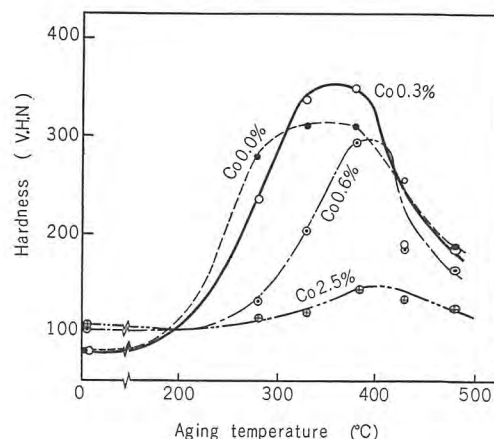


図 4.1 1.8% Be 系の焼もどし硬化曲線  
Fig. 4.1 Age-hardening curve of 1.8% Be series.

表 4.1 最高焼もどし硬度とその焼もどし温度 (°C)

Co (%)	0.5% Be series		1.8% Be series		2.1% Be series	
	max. (V.H.N.)	Aging Temp. (°C)	max. (V.H.N.)	Aging Temp. (°C)	max. (V.H.N.)	Aging Temp. (°C)
0	50	no distinct	310	330~380	400	~330
0.3	—	—	355	350~380	415	330~380
0.6	170	400~450	295	380~400	400	~380
1.0	175	430~480	—	—	380	330~380
1.5	175	450~500	—	—	—	—
2.5	165	530~600	150	380~430	—	—
5.0	125	550~630	—	—	—	—



表 4.2 溶態化状態の硬度 (V.H.N.)

Co (%)	0	0.3	0.6	1.0	1.5	2.5	5.0
0.5% Be series	45	—	55	70	75	75	80
1.8% Be series	80	80	100	—	—	105	—
2.1% Be series	105	95	105	105	—	—	—

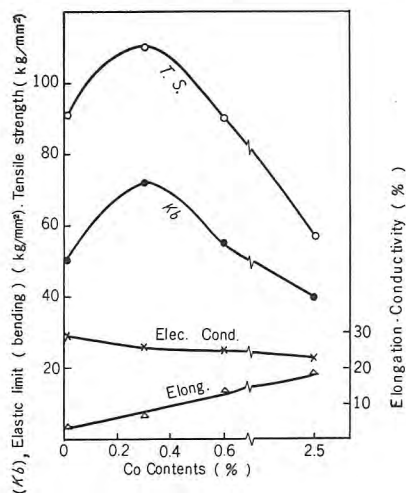


図 4.2 1.8% Be-Cu の機械的物性的性質への Co 含有量の影響 (焼もどし状態)

Fig. 4.2 Effect of Co contents on the mechanical and physical properties of 1.8% Be-Cu. (Aged state)

0.3% の Co, 0.5% Be 系は 0.5~2.5% の Co を含有した合金が最高の値を示し、それ以上を含有するとかえって低下している。なお、表 4.2 には溶態化処理状態の各種合金の硬度を比較したが、これでは Co の含有による影響はほとんど認められなかった。

つぎに抗張力、バネ限界値、伸率、電気伝導度などの諸性質にあたる Co の影響を示す一例として 1.8% Be 系の結果を図 4.2 に掲げたが、抗張力、バネ限界値は硬度同様に 0.3% Co に最高値をもち、それ以上では低下する。伸率は Co の量とともに若干増加するが、導電度は逆に徐々に低下した。

## 5. 諸性質への結晶粒度の影響

金属合金の機械的性質は結晶粒度によって大きな影響をうけることが知られているが、この節では Cu-Be 合金の諸性質に対する粒度の影響についてのべる。

試料は各系の代表として No. 7, 15, 19 の 3 種の組成の合金をとり上げたが、すでにのべたようにこれらの合金はいずれも微細化に必要な適量の Co を含有しているので 60% 加工材を 800 度 (ただし No. 7 は 900 度) 1 時間の溶態化処理をした状態では約 10  $\mu$  の微細粒である。これがためこの実験ではこれを最小の粒度とし、これに対して溶態化処理前に低加工と焼鈍を繰り返し、その繰り返し回数によって結晶成長の程度を調整した種

表 5.1 最高硬度をうる焼もどし温度 (°C)

Sample	No. 7		No. 15		No. 19	
Grain Size	10 $\mu$	25 $\mu$	10 $\mu$	60 $\mu$	10 $\mu$	50 $\mu$
Aging Temp.	550	630	350	330	350	350

種の粒度の試料を製作した。ただしこの場合組成の試料は最後に一括して溶態化処理を行ない試料の調整方法がじ後の焼もどし特性に影響をあたえないよう注意した。

まず各合金の最小、最大の粒度の試料について焼もどし硬化曲線 (処理時間; 各 1 時間) を測定したが、その最高硬度を示す焼もどし温度は表 5.1 のように No. 7 の低 Be 合金では粗粒の場合がやや高温にずれるが、高 Be 合金では相違はほとんど認められなかった。

つぎにそれぞれの組成の合金についておのおの 4 種類の異なった粒度の試料の硬度、抗張力、降伏点、伸率、バ

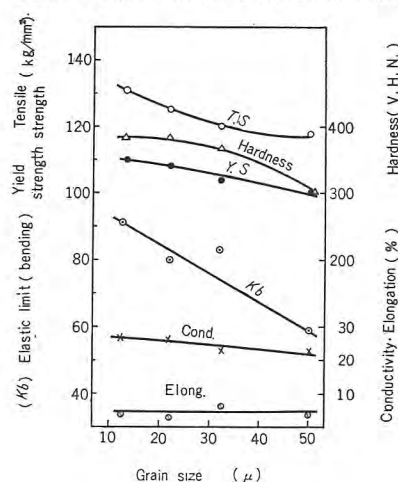


図 5.1 2.1% Be-0.3% Co-Cu の機械的物性的性質への結晶粒度の影響 (焼もどし状態)

Fig. 5.1 Effect of the grain size on the mechanical and physical properties of 2.1% Be-0.3% Co-Cu alloy. (Aged state)

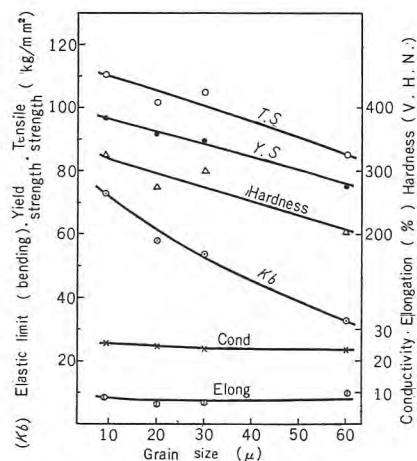


図 5.2 1.8% Be-0.3% Co-Cu の機械的物性的性質への結晶粒度の影響 (焼もどし状態)

Fig. 5.2 Effect of the grain size on the mechanical and physical properties of 1.8% Be-0.3% Co-Cu alloy. (Aged state)



ネ限界値、および導電度を測定し、諸性質にあたえる粒度の影響を検討した。なおこの場合の焼もどし条件は No. 7 は 530 度 1 時間、No. 15, 19 は 350 度 1 時間とした。図 5.1 は Be 2.1%, Co 0.3% の Cu-Be 合金における粒度の影響を示したものであるが、抗張力、降伏点、硬度などはいずれも粗粒となるにしたがって低下し  $12\mu$  と  $50\mu$  の間で約 10% 低い値となる。またバネ限界値 ( $K_b$ ) はいちじるしく低下し約 2/3 の値となった。なお導電度もやや低下するが、伸率にはほとんど影響をあたえていない。図 5.2 は Be 1.8% Co 0.3% の Cu-Be であるが、この場合も同様の傾向を示し、とくにバネ性は  $60\mu$  の粗粒ではほとんど失われる。また機械的性質の低下は Be 2.1% の合金の場合よりもいちじるしい。図 5.3 は Be 0.5%, Co 2.5% の合金についての結果であるが、この場合は強度の低下だけではなく、伸率、導電度もまた低下する傾向が認められた。

以上のように結晶粒度のあたえる影響は強度、とくにこの合金のもっとも重要な性質であるバネ限界値に対して大きく、またその程度は Be 含有量の少ない合金ほどいちじるしい傾向があった。このため Cu-Be 合金とく

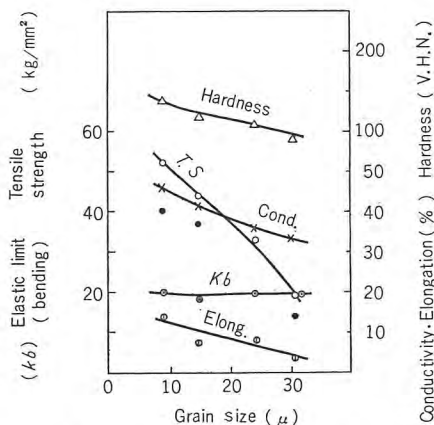


図 5.3 0.5% Be-2.5% Co-Cu の機械的物理的性質への結晶粒度の影響 (焼もどし状態)

Fig. 5.3 Effect of the grain size on the mechanical and physical properties of 0.5% Be-2.5% Co-Cu alloy. (Aged state)

表 5.2 溶態化状態の性質への結晶粒度の影響

Sample	GrainSize (μ)	T.S. (kg/mm <sup>2</sup> )	Y.S. (kg/mm <sup>2</sup> )	V.H.N.	Elong. (%)	Cond. (%)
No. 19	12	50	21	100	45	16
	22	45	18	100	49	16
	32	43	18	100	47	16
	50	42	17	85	50	16
No. 15	10	45	20	85	45	20
	20	40	17	85	47	19
	30	40	15	85	45	19
	60	39		80	45	20
No. 7	9	33	20	75	24	21
	15	22	14	65	19	16
	24	17	10	60	15	13
	30	14		55	6	11

に低 Be 合金の改良のためさらに結晶粒の微細化を考えると有意義な問題である。

この他、溶態化処理状態の性質を表 5.2 にまとめたが、0.5% Be 合金において粒度の増加とともに諸性質の若干の低下が認められたのを除き、他の合金についてはほとんど影響をあたえていない。したがって高 Be 合金では粒度が主として焼もどし硬化性に影響をあたえるものと考えられた。なお、Söhnchen<sup>(12)</sup> は種々の析出硬化形合金について研究した中で結晶の微細化が析出硬化の量または程度を増加することを認めている。

## 6. Co の直接の影響

Co の添加によって起る結晶微細化を通じての間接的な影響とは別に、諸性質にあたえる Co の本質的な影響を調べるためには粒度条件が同一のもとに比較しなくてはならない。この実験では Be 2.1% 系合金に対して粒度約  $30\mu$  の粗粒の条件で、また 1.8% 系合金については約  $10\mu$  の微細粒と約  $30\mu$  の粗粒の二つの粒度条件のもとに Co 含有量の影響を検討した。溶態化処理は前述同様 800 度 1 時間水焼入、焼もどし温度は表 4.1 に示した各試料の最高硬度をあたえる温度を選んだ。

図 6.1, 6.2 はそれぞれ 2.1% 系および 1.8% 系の Cu-Be 合金について焼もどし後の諸性質を Co 含有量と対応させたものである。図 6.1 によれば 2.1% Be 系合金の抗張力は 0.3~0.6% の Co を含有する場合に最高を示し、それ以上の添加でかえって低下するのが認めら

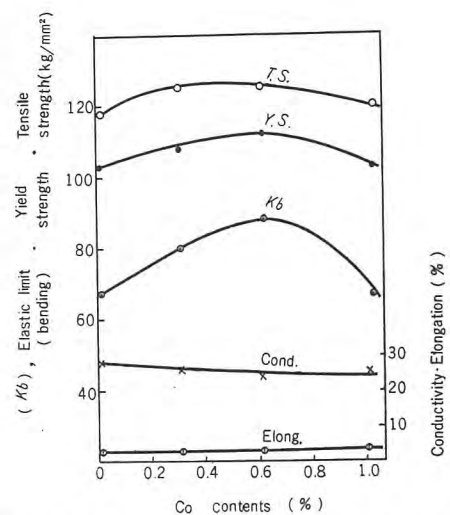


図 6.1 粒度  $30\mu$  の 2.1% Be-Cu の機械的物理的性質におよぼす Co 含有量の影響 (焼もどし状態)

Fig. 6.1 Effect of Co contents on the mechanical and physical properties of 2.1% Be-Cu alloy which is the grain size of  $30\mu$  (Aged state).



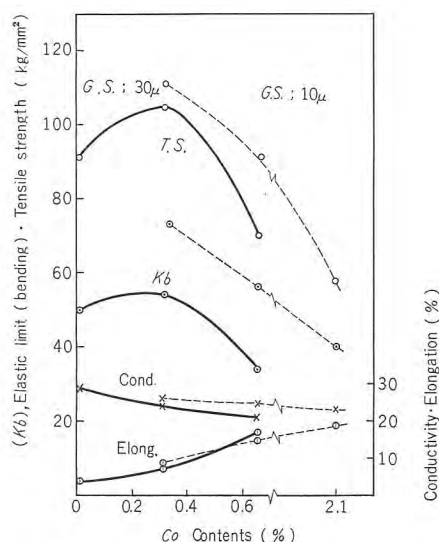


図 6.2 粒度 30  $\mu$  および 10  $\mu$  の 1.8% Be-Cu の機械的・物理的性質におよぼす Co の影響 (焼もどし状態)

Fig. 6.2 Effect of Co contents on the mechanical and physical properties of 1.8% Be-Cu alloy which is the grain size of 30  $\mu$  and 10  $\mu$  (Aged state).

表 6.1 溶態化状態の性質 (2.1% Be 系)  
(粒度・30  $\mu$ )

Co contents (%)	T.S. (kg/mm <sup>2</sup> )	Y.S. (kg/mm <sup>2</sup> )	Elong. (%)	Cond. (%)
0	44	19	52	16
0.3	45	19	50	16
0.6	45	16	51	16
1.0	45	19	42	16

れる。また降伏点とバネ限界値も 0.6% を最高として同様な傾向を示し、伸率および導電度にはとくに大きな変化はない。図 6.2 の 1.8% 系の場合も同様な傾向が認められ、これらの結果から Co の添加によって Cu-Be の強度が改良されるのはその結晶の微細化によるためだけではなく Co の直接的な働きも一つの効果として見のがしてはならない。

溶態化処理状態の性質については 2.1% 系合金の結果を表 6.1 に示したが各性質とも Co の含有によってほとんど変化が認められない。この点から Co は合金の地の強度を向上させるよりむしろ Cu-Be の析出硬化に影響をあたえているものと考えられる。

なお、焼もどし後の強度が過剰の Co 添加によって低下する理由はここではとくにしらべなかったが、岡本氏など<sup>(8)</sup>は 0.5% Be 系合金における Co または Ni の添加についてこのような傾向のあることを報告している。また岩瀬氏など<sup>(13)</sup>はコルソン合金に Co を添加した場合の同様な傾向を固溶 Co の析出相に対する析出抑制作用であると説明しているが、われわれの実験結果をこのような観点から解釈するのも一つの考え方であろう。

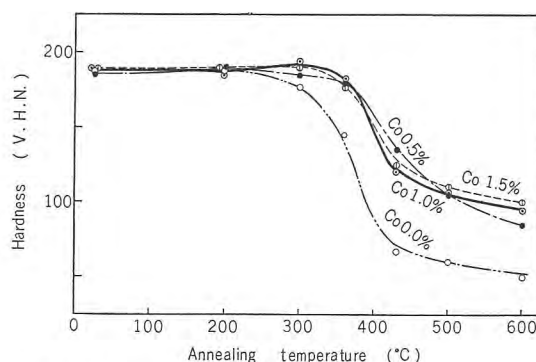


図 7.1 0.5% Be 系合金の軟化曲線 (加工度 80%)  
Fig. 7.1 Softening curves of 0.5% Be-Cu alloys (80% cold worked).

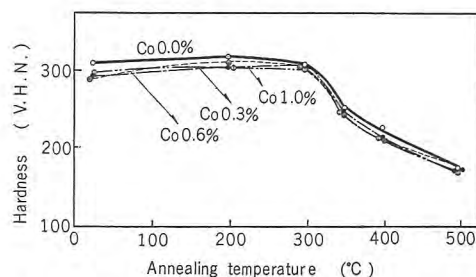


図 7.2 2.1% Be 系合金の軟化曲線 (加工度 80%)  
Fig. 7.2 Softening curves of 2.1% Be-Cu alloys (80% cold worked).

## 7. 軟化に及ぼす Co の影響

Cu-Be 合金はある場合には溶態化処理後冷間加工を行ってから焼もどし処理を施す場合があるが、焼もどし後の加工ひずみの残存、およびこれに対する Co の影響を検討するために、加工後の焼鈍軟化を硬度によって測定した。

実験は 0.5% Be 系と 2.1% Be 系の 2 種について行なったが、いずれの場合もそれぞれの溶態化温度より常温まで溶解度曲線にできうるかぎり順応しうよう徐冷し (約 1.5°/min)，以後の焼もどし硬化の原因を極力少なくした。つぎにこれを 80% 冷間加工したものを出発点として 600 度までの軟化曲線 (各温度保持は 30 分) を測定し図 7.1 および図 7.2 に示した。その結果 0.5% Be 系については Co を含まない試料は約 300 度付近より軟化が始まるが、Co 0.5~1.5% を含有した場合は 360 度まで軟化点が上昇し、これに対して 2.1% Be 系ではいずれも 300 度付近より軟化を始め Co によって軟化点に影響はなかった。(なお、上記の実験はこれらの試料が徐冷後加工を行なってもほとんど時効性をあらわさないことを確かめた上で行なった。)

また、この結果によれば 2.1% Be 系の 80% 加工材ではその焼もどし温度 (310 度) は軟化点に一致し、加



工によってあたえられたひずみは焼もどしによって除去され始めていると考えるべきであり、したがって焼もどし前の加工によるひずみを焼もどし後の性質に影響させようとするならば加工度は 80% 以下として軟化温度を焼もどし温度以上にしない。また、0.5%

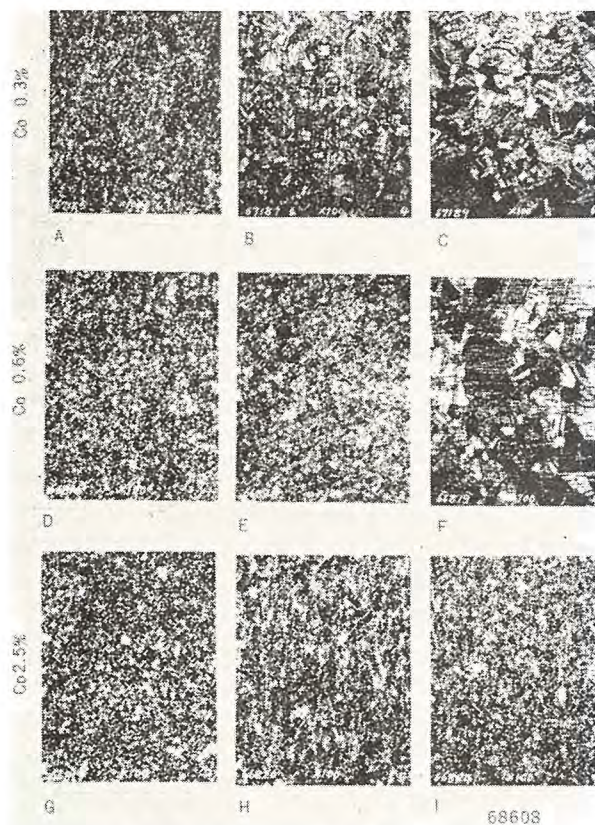


図 8.1 1.8% Be-Cu 合金の結晶成長におよぼす Co の影響  
Fig. 8.1 Effect of Co contents on the grain growth of 1.8% Be-Cu alloys.

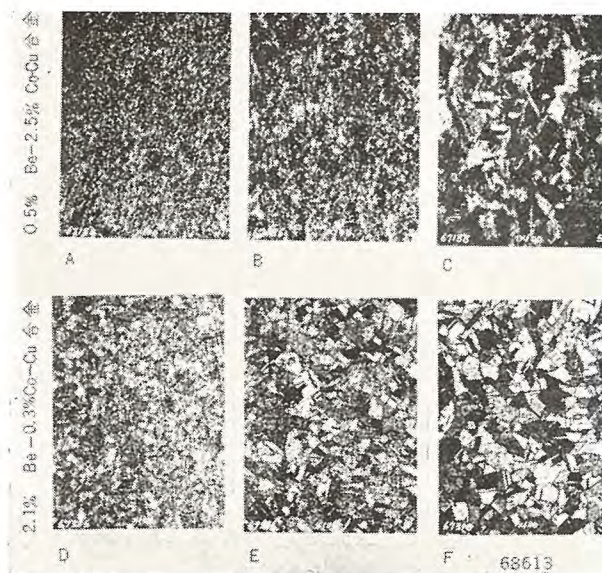


図 8.2 No. 7 および No. 19 合金の結晶成長におよぼす Co の影響

Fig. 8.2 Effect of Co contents on the grain growth of No. 7 and No. 19 alloys.

Cu-Be 合金への添加元素 Co の影響・山森・実

Be 系ではその軟化温度は焼もどし温度 (480 度) よりはるかに低く焼もどし前の加工ひずみを焼もどし後に残存させようとする試みはほとんど不可能である。

## 8. 結晶成長に及ぼす Co の影響

この節では Cu-Be 合金が高温で長時間さらされた場合の結晶成長に対する Co の影響について検討した。実験は 1.8% Be 系で Co をそれぞれ 0.3, 0.6, 2.5% 含む 3 種類の合金について同じ条件のもとで成長を起させ、その顕微鏡写真を比較した。

この結果を図 8.1 に一括したが、まずその A, D, G は各試料を 800 度 1 時間の溶態化処理を行なった後の状態でその粒度はほとんど相違がない。つぎにこれらを 10% の低加工と 800 度 5 時間の焼鈍を 2 回繰り返した場合の顕微鏡写真は B, E, H であって Co 含有量の少ない順に結晶の成長が認められ、さらにこの処理を 4 回繰り返した場合の結晶は C, F, I, の写真のように、0.3, 0.6% 含有の試料では相当いちじるしい成長が認められているのに対して、2.5% を含有したものではほとんど成長していない。これらの結果から Cu-Be の結晶成長に対して Co が大きな抑制作用をしていることは明らかである。

また、図 8.2 は No. 7 および No. 19 の試料について同様の結晶成長を起させた結果であるが、いずれも若干の成長が認められ図 8.1 の Co 0.3% のものとあわせ考えると 3 でのべた微細化の最低 Co 量は極端な成長

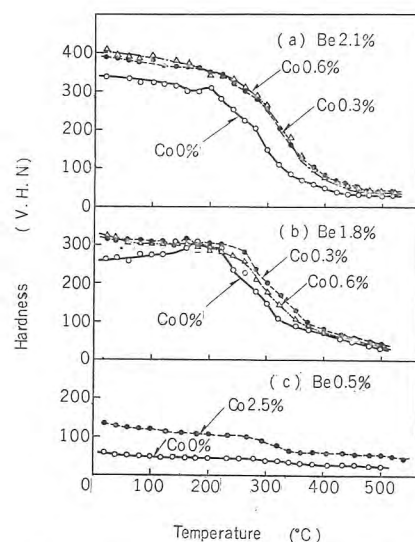


図 9.1 焼もどした各種 Cu-Be 合金の温度上昇に伴う硬度変化

Fig. 9.1 Hardness change with the elevating temperature of the various Cu-Be alloys (it is aged).



条件に対してまでは十分な抑制効果をもたないことがわかった。

## 9. 高温の性質に対する影響

以上の結果はいずれも各性質を常温で測定したものであるが、つぎに高温における性質として高温硬度および高温屈曲試験結果をのべる。

図 7.1 は Be 2.1, 1.8, 0.5% 各系を表 4.1 に示した各温度で焼もどした試料の 500 度までの高温硬度測定結果であるが、いずれの場合においても適量の Co 添加によってやや高温まで高い硬度を維持できることが認められた。なお、1.8%, 2.1% Be 系の Cu-Be の硬度は約 250 度まで比較的低下は少ない。

つぎに高温屈曲性は巾 8 mm 厚さ 1 mm の試片を用い、曲げ角度に対する曲げモーメントの変化を測定した。この場合の加熱は試片に電流を流しその抵抗加熱により、また温度測定は試片に熱電対をろう付けした。図 9.2 は Co を含まないものと 0.3% の Co を含有した 1.8% Be 系合金の 300 度までの試験結果であるが、この図には測定結果を試片表面の曲げひずみに対する曲げ応力の関係として図示した。またこの図から各温度における最大曲げ応力および破断までの最大伸びを表 9.1 に示したが、Co を含まない合金が 200 度から急激に強度を低下したのに対して 0.3% の Co を含むとその低下は相当抑

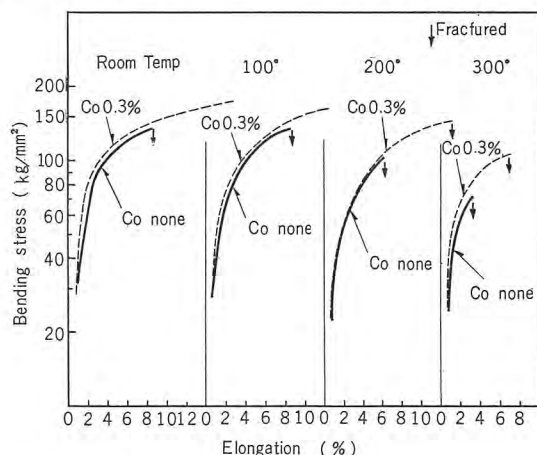


図 9.2 No. 14 および 15 合金の各温度における応力ひずみ-曲線

Fig. 9.2 Bending stress-strain curves at the various temperature of No. 14 and 15 alloys (it is aged).

表 9.1 高温屈曲試験結果

Measuring temp. (°C)	Max. bending strength (kg/mm <sup>2</sup> )		Elongation (%)	
	No. 14	No. 15	No. 14	No. 15
room	140	175	9	>17
100	135	165	8	>13
200	100	145	6	13
300	70	105	3	7

制された。また伸びも Co の含有によって改善された。

## 10. む す び

以上の結果を総括すると

(1) 0.5~2.1% の Be を含有する各種 Cu-Be 合金は 0.3~2.5% の Co 添加で結晶粒度がいちじるしく微細化され、また微細化に必要な Co 量は Be 含有量のなるものほど少量であった。

(2) Cu-Be の機械的性質は粒度によって影響をうけ、粗粒の場合はいちじるしく低く、この傾向は Be 含有量の少ないものほどいちじるしい。なかんずくバネ特性に及ぼす影響は甚大で主としてバネ材料に用いられるこの合金では微細化はとくに重要な問題である。なおこの実験の粒度範囲において最高硬度を示す焼もどし温度には変化がない。

(3) 少量の Co を添加すると機械的性質は結晶微細化によって改良されるだけでなく、粒度条件が同一の場合でも改善され、合金元素としても少量の Co は良い影響が認められる。しかし過剰の添加によってかえって機械的性質は低下し適量があった。

(4) 最高硬度を示す焼もどし温度は Co の添加とともに高くなり、この傾向は Be 含有量の低い場合ほどいちじるしい。また軟化温度は低 Be 合金では Co 添加によってやや高くなるが、概して軟化点は焼もどし温度より低いので加工ひずみを焼もどし後まで残存させることはむづかしい。なおまた Co の添加によって Cu-Be の結晶成長を抑制する効果が認められた。

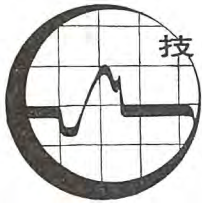
(5) 焼もどし処理後の Cu-Be の高い硬度は約 250 度まで保持され、かつ適量の Co を添加するとやや高い温度まで維持しうる。また高温屈曲試験における最大曲げ応力は Co の添加によってやや高温まで低下せず、高温伸びもよい。

終りに実験に終始協力された材料研究室青木繁氏に厚く感謝の意を表する。

## 参 考 文 献

- (1) 岡本正三：日本金属学会誌，3，144；5，91
- (2) 西垣 茂：日本金属学会誌，20（1956）
- (3) I. F. A. Borin & I. P. Velichenko：Inst. Tsvetuykh Metalizol，21（1938）
- (4) R. A. Cresswell & J. W. Cuthbertson：J. Metals，3，782，（1951）
- (5) T. S. Fuller：Metal Progress 32，51（1937）
- (6) F. G. Benford：Metal Industry，34，226（1936）
- (7) F. G. Benford：Gen. Elec. Rev. 38，297（1935）
- (8) 岡本正三：日本金属学会誌，4，103
- (9) 福家 章：三菱電機研究所ニュース，No. 40，3，（1958）
- (10) 朝戸 順：金属の研究，11，（1934）
- (11) Koch, Röntgen：Metallwirtschaft，17，997（1938）
- (12) E. Söhnchen：Metallwirtschaft，13，655（1934）
- (13) 岩瀬，岡本：日本金属学会誌，2，419





## 運転指令装置

### 1. まえがき

最近の各種計測機器、制御装置の発達につれて新鋭火力発電所の保守はきわめて少人数による集中制御方式がとられるよう

になってきた。したがって日常の保守員相互間の連絡、非常時における指令の円滑な伝達を目的とする通信系統の確立が、火力発電所の運転上きわめて重要な問題となってきた。1954 年 Westinghouse International Corporation 経由で輸入された関

西電力多奈川火力発電所に米国 Gaitronics 社 Paging Amplifier がすえ付けられて以来国内各所に建設される火力発電所には運転指令装置が不可欠の機器となってきている。

### 2. 火力発電所の騒音

関西電力のご好意により運転中の姫路火力第一発電所の騒音量および騒音周波数分析を行なう現地測定を行なった。騒音量の測定には横河電機製 A-30 形騒音計を使用して発電所各フロアを持ち回り、床上 1.5 m における騒音量を測定した。その結果発電所本館内の騒音量は制御室、事務室のような別部屋になっている部分を除けば、全体にわたって 90 db 以上の騒音量であった。図 2.1, 2.2 の○印内記載の数値はそれぞれ FL+0 m および FL+10 m フロアの騒音レベルの実測値を示している。ボールミルは防音カバー付の構造のものであったが、図でわかるようにその付近およびコンプレッサ、エキゾスタ付近では 100 db 以上であったが、中央制御室は防音、防震構造であるので外部より 20 db の騒音低下が認められた。

FL+0 m にあるボールミル・コンプレッサ・エキゾスタ付近および FL+10 m にある主発電機付近の 3 箇所において、日本電子測定器製

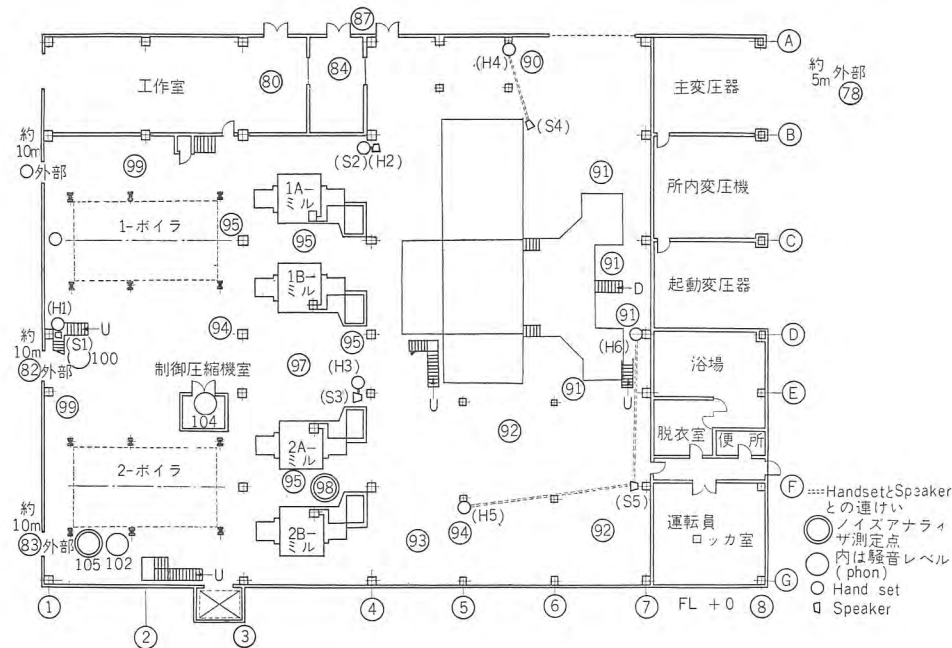


図 2.1 FL+0 m 機械配置と騒音量 (○印内 db)

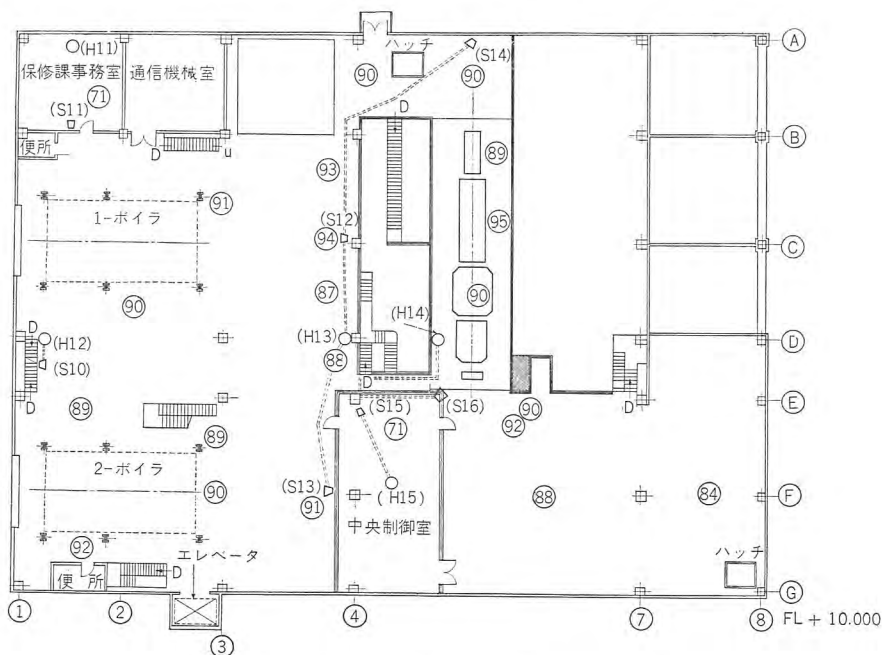


図 2.2 FL+10 m の機械配置と騒音量 (○印内 db)



NA-2 形騒音分析器を用いて騒音周波数分析を行なった結果は図 2.3, 2.4, 2.5 に示すように、騒音周波数は 300 c/s またはそれ以下に大なる成分のあることがわかり、300 c/s 以下と 500 c/s 以上では少なくとも 10 db 以上の S/N 比があることがわかった。また現地騒音を録音テープに吹き込み、帰社後当所無響室で再生、自動記録式周波数分析器により記録をとる方法も併用して検討した。

## 3. 所要音響出力の計算

一般に音声は周囲の騒音に打勝って徹底するためには音声の

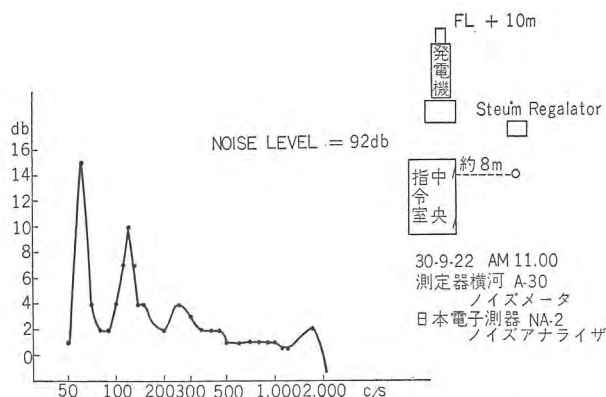


図 2.3 タービン発電機付近の騒音周波数

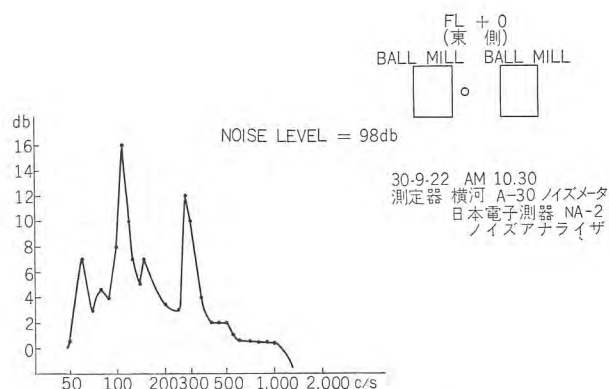


図 2.4 ボールミル付近の騒音周波数

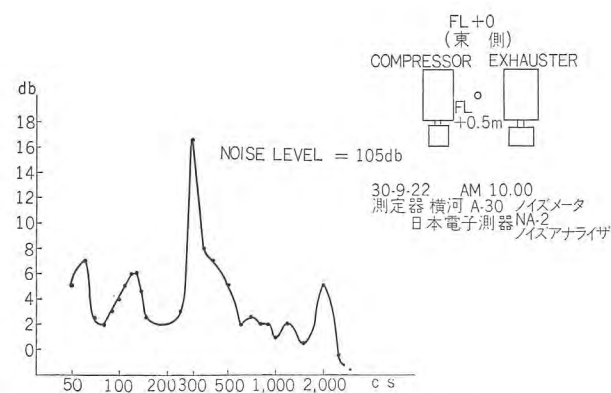


図 2.5 コンプレッサ付近の騒音周波数

平均レベルが騒音の平均レベルに対して 6 db 以上 (音圧にして 4 倍以上) 大きいことが必要で、なるべく 10~15 db の差があるほうがよい。この差は騒音の性質によっても異なり、これに応じて増巾器の周波数特性を適当にかえてやると騒音に対して聞きわけやすくなり、よい結果が得られることもある。

火力発電所の内部は非常に騒音が高く、前節に述べたように全般に約 90 db 程度の騒音が充満しており、騒音の発生する回転機やボールミル付近では 90~105 db の騒音量が測定された。このような場所で音声指令を、どの場所についても徹底するためには全館に少なくとも 96 db 程度、場所によってはさらに高いレベルの平均音声レベルを与える必要がある。平均 96 db としていま姫路火力発電所 66,000 kVA 発電機 1 台の場合を例にとると、床面積は 1 階あたり約 50 m×50 m、天井高さ 5 m として 12,500 m<sup>3</sup> に対し必要な音響出力は建物の構造、壁床天井面の材質構造などにより大いに異なるが、それらを普通の状況と考えると次のように計算される。

いま 500,000 ft<sup>3</sup> の普通の建築物内部に 80 db の平均音圧を与えるためには H. F. Olson 氏によれば、音響出力として平均約 0.5 W 必要であるので 96 db では約 20 W になる。したがって 12,500 m<sup>3</sup> については図 3.1 のように約 18 W と計算される。この平均音響出力を出すことのできる指令拡声装置の出力は最大出力としてつぎのようなものが要求される。すなわちスピーカの能率および増巾器として音声を取り扱う場合その正弦波最大出力と音声平均出力の比の各要素で定まる倍率を乗じた出力増巾器が必要となる。

スピーカの能率はレフレックス・トランペットスピーカを用

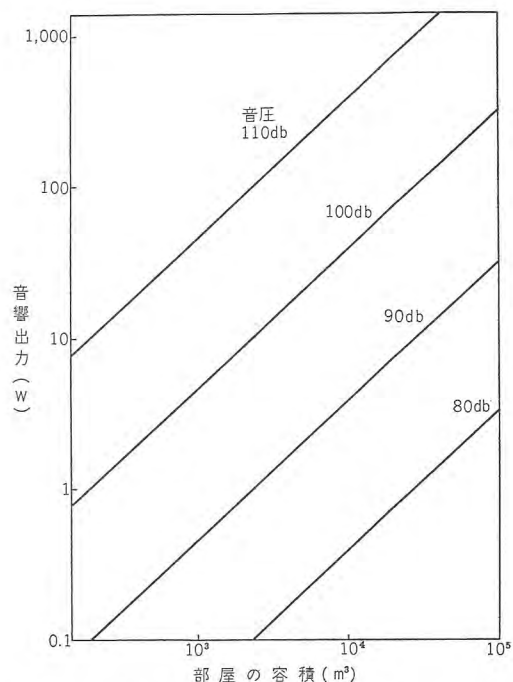


図 3.1 ある室内容積に一定の音圧レベルを与えるに必要な音響出力計算図表



いた場合、中域において 10～50 % の能率をもつが、国産の普通の 25 W 級トランペットスピーカは 20～25 % 程度である。また音声の平均レベルは正弦波出力レベルに対し 10 db 程度以上の差があるが、音声のひずみを相当程度許した場合 3～5 db の差で利用できる。したがって

スピーカ能率 20 % 余裕 4 db とした場合

$$\text{増巾器電氣的最大出力} = 18 \times \frac{1}{0.2} \times 2.5 = 225 \text{ W}$$

スピーカ能率 40 % 余裕 4 db とした場合

$$\text{増巾器電氣的最大出力} = 18 \times \frac{1}{0.4} \times 2.5 = 113 \text{ W}$$

発電機を設備した階までほぼ 3 階あり、それより上部は保守員の行動範囲は比較的狭いので、3 階以上と屋外その他で 1 階分と考えると、発電所全体の所要出力は 450～900 W となる。ただし以上のような出力は騒音が音声周波数範囲に一樣に分布していると考えた場合である。前節に述べたように当社で実測したところによると騒音はだいたいにおいて 300～500 c/s 程度以下に強い勢力が分布しているので普通の都市騒音などに比べて、比較的一様でない騒音分布を示している。その差は 1,000 c/s 付近に比較して 2～6 db 程度の平均差を示しているので拡声装置としてその出力の大部分を 1,000 c/s 付近に集中するならば増巾器出力は上記よりいくぶん低くても同様のサービスが期待でき、すなわち増巾器周波数特性として 400～500 c/s 以下をシャ断すれば平均 3 db 程度下げられる訳である。したがって増巾器出力は以上の点を考慮して 225～450 W 程度でも十分のサービスが期待できる。また発電機出力によって付随機器の規模が異なり、機器の状況、シャ音の良否などによって騒音量が異なるのでそれらを考慮して増巾器出力を決定しなければならないが、一応発電機台数が増した場合にはその数に比例して騒音量が増すと考えられるので増巾器出力としては直接発電機台数を乗じたのを出力とすればよい。

以上は建物のどこにいても、とくに騒音を発生する機器の近く以外はサービスが徹底する場合についてその出力を決定したが、状況によって必要な場所だけサービスし、比較的重要でない場所については聞えない場所があってもさしつかえない場合

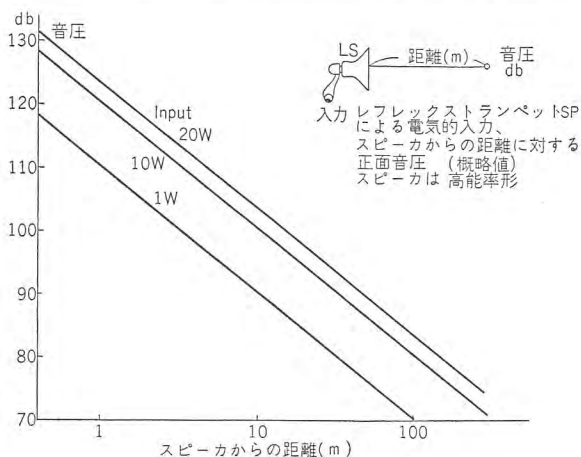


図 3.2 スピーカ正面の音圧レベル計算図表

にはサービス床面積に比例して減らせることができる。図 3.1 はある容積の部屋に一定の音圧を与えるに必要な音響出力を算出する計算図表であり、図 3.2 は高能率スピーカの正面のある距離に一定の音圧を与えるに必要なスピーカ入力計算図表である。

#### 4. 所要スピーカ数の決定

高能率であり、湿気、ほこりなどに対して耐性のあるものを使用すべきはもちろんであるが、周波数特性としては明了度を重んじ、低域・高域の特性は論外として、とくに 1,000～2,000 c/s 付近で能率のよいものを選ばなければならない。スピーカの電力容量は普通プログラムレベルのワット数（増巾器の正弦波出力ではなく、音声出力の場合の呼称）で表わされているのが多いので連続入力に対しては公称の容量はない。したがって呼出音などを扱う場合や増巾器出力が定格出力を上回る恐れのある場合にも余裕をもたせるために、スピーカの最大容量の半分程度、多くとも 2/3 程度に止めるべきである。普通の製品では一般に電力容量の大きいほど能率も高いので 25 W 形か 30 W 形を選ぶべし。

$$\text{スピーカ数} = \text{増巾器出力} / \text{スピーカ容量} \times 0.5$$

で与えられ、200 W 増巾器で 25 W 形スピーカを使用すれば 16 個となる。

スピーカの配置場所としては全サービスの場合にはなるべく騒音源の近くに配置し、部分サービスでは騒音源をある程度避けて配置するのがよい。

#### 5. 騒音不感形送話器

前述のように 90～100 db の騒音は人声では普通に話をした場合の口の前 1～2 cm の音圧と同等あるいはそれ以上である。このように騒音の激しい場所から送話器により通話するためにはなんらかの方法をとらなければ明了な通話を行なうことは困難であり、そのために一般的にはつぎの方法がとられている。

(a) 設置場所に応じ、騒音周波数勢力分布の大きい帯域を減衰させ、音声の明了な通話に必要な帯域だけを強調する。

(b) 音源からの距離による音圧傾度 (Pressure Gradient) を利用し、送話器に近接した音だけをピックアップし、遠方からの音 (騒音) は打消す。

(c) 指向特性を有効に利用する。

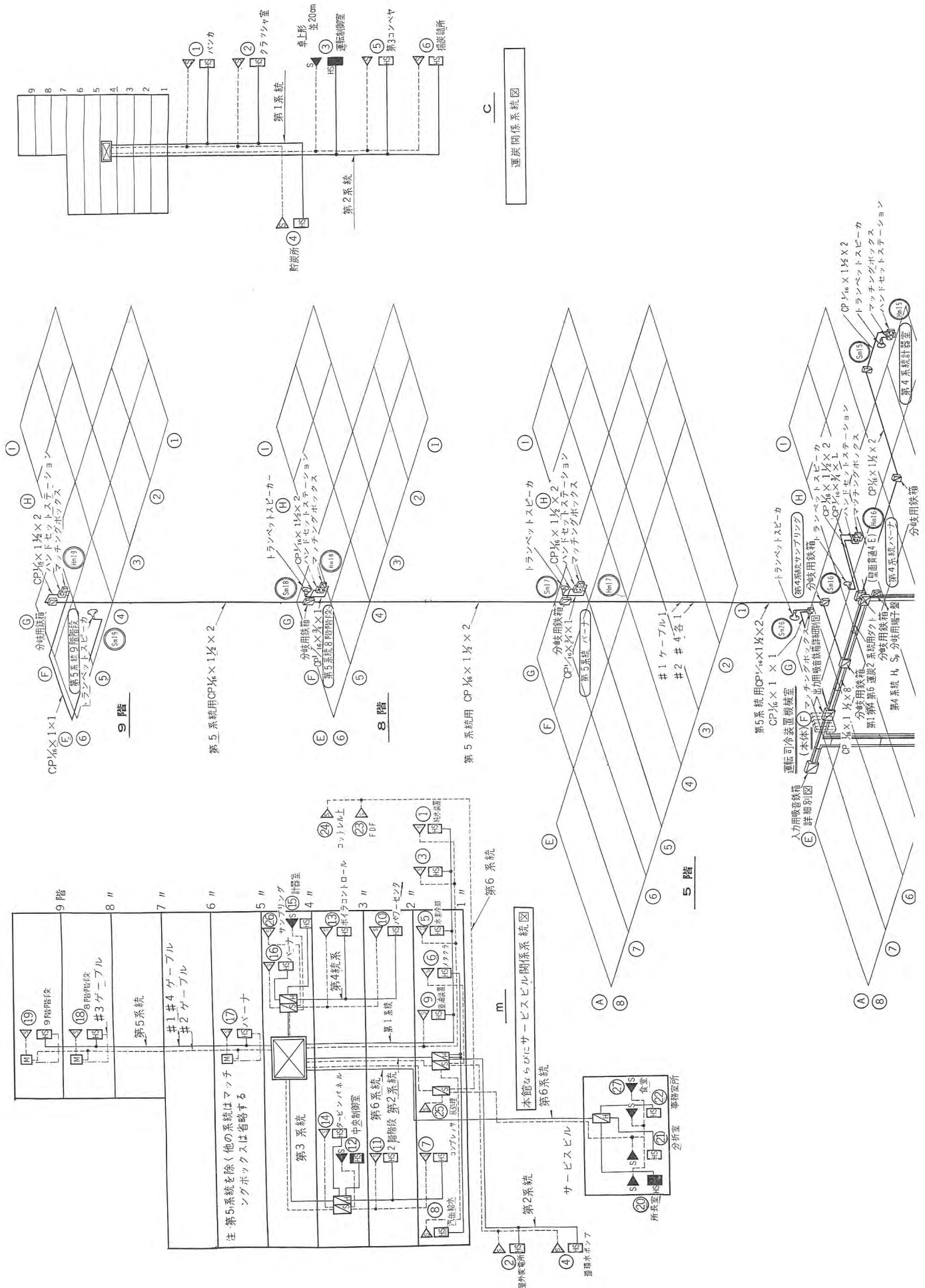
ダイナミック形の音圧差動形送話器 (Pressure Difference, Pressure Gradient Microphone) はいちばん本質的に騒音を減衰できる構造であり、一般に騒音不感形あるいは差動形と呼ばれ、またその構造上指向性をいくぶんもたせている。

#### 6. 運転指令装置の実例

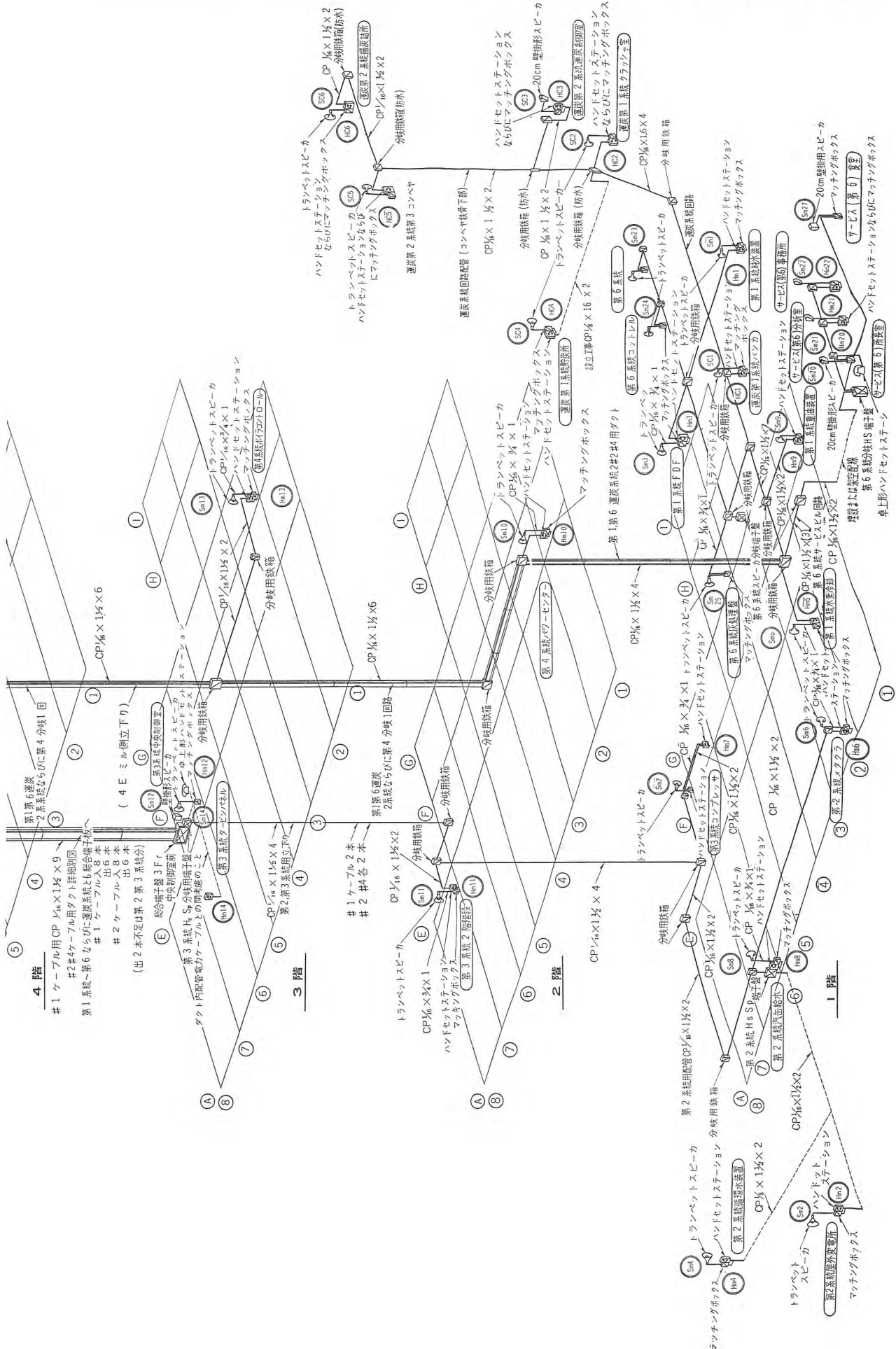
この装置は図 6.1 に示すような二回線音声通話方式で、拡声器回線と電話回線とがあり、これに増巾器本体と多数のハンドセットステーションおよびスピーカがつながっており、つぎの 4 種類の信号通話を行なうことができる。



図 6.4 住友共同電力新居浜火力発電所 指令装置総合立体配置図









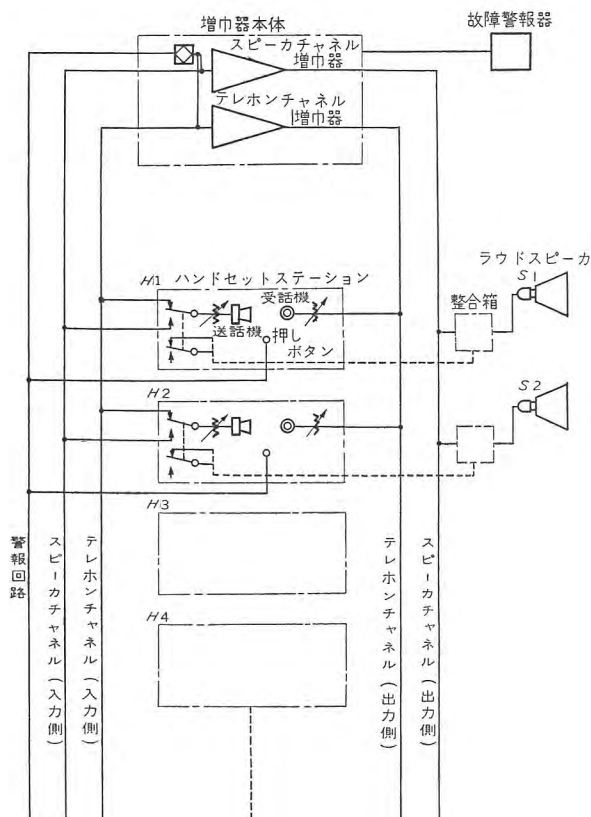


図 6.1 指令装置系統図

#### (1) 警報通達

各ハンドセットステーションにある警報ボタンを操作すれば約 900c/s の警報音が全館に伝達される。

#### (2) 指令通話

各ハンドセットステーションにある回路選択スイッチをスピーカ側に倒して指令すれば全館に指令拡声音を伝達することができる。

#### (3) 一般通話

各ハンドセットステーションにある回路選択スイッチをスピーカ側に倒して求める相手を拡声器を通じて呼び出し、相手もよりのハンドセットステーションから通話すれば電話回線を通じての一般通話ができる。

#### (4) 集団通話

2 人以上の相手を同時に拡声器を通じて呼び出し、電話回線を通じて通話すれば集団通話すなわち会議電話が行なえる。

図 6.2 は関西電力多奈川火力発電所にすえ付けられている米国 Gaitronics 社製指令装置の系統図であり、75,000 kVA×2 の発電所に対し拡声器出力は 250 W×3、電話回線は 6 W、前置増巾器付である。また、運炭系統用として別に出力 70 W×2 の拡声器回線増巾器があり、これら両系統は合併あるいは独立して使用できる。

図 6.3 は関西電力姫路火力発電所にすえ付けられた当社製指令装置の系統図であり、現用・予備機を備えて故障時には自動切換えできる構成としている。表 6.1 は住友共同電力新居浜火

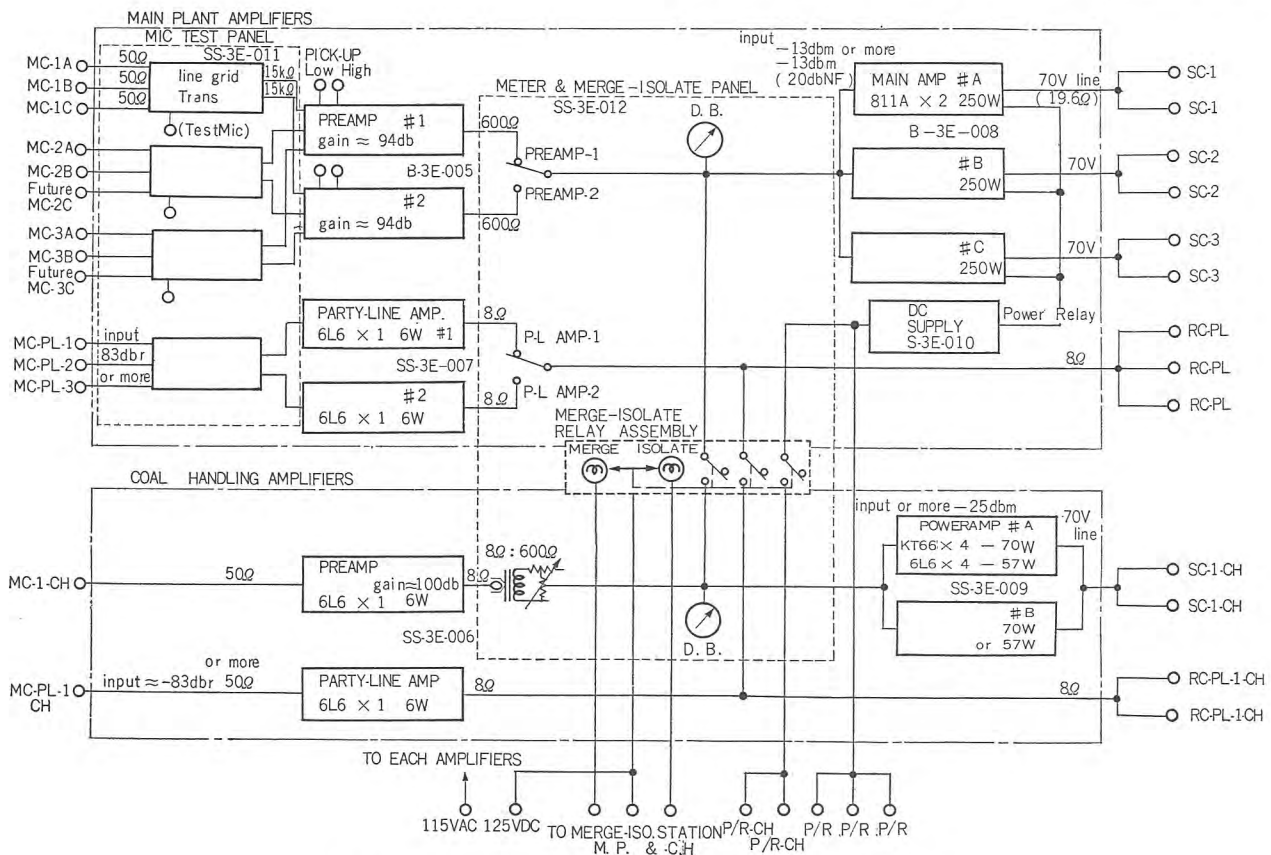


図 6.2 関西電力多奈川火力発電所 米国 Gain 社指令装置系統図



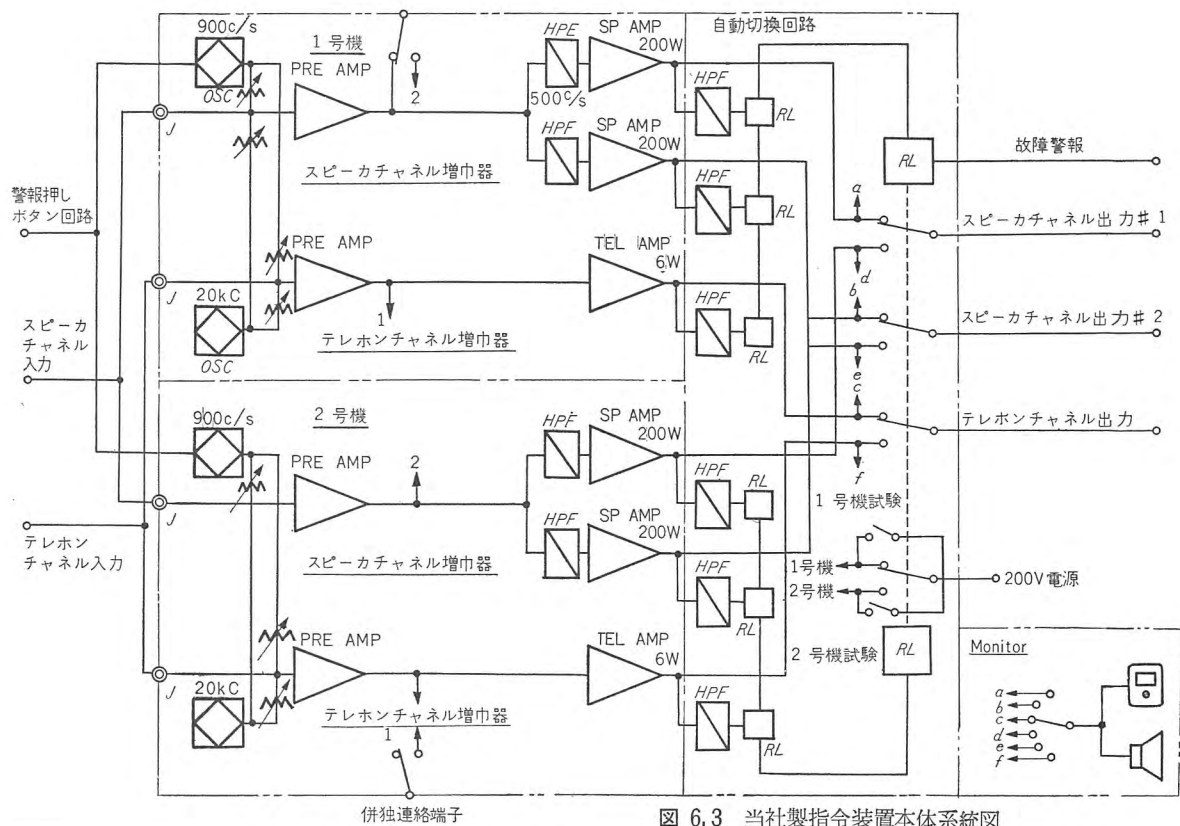


図 6.3 当社製指令装置本体系統図

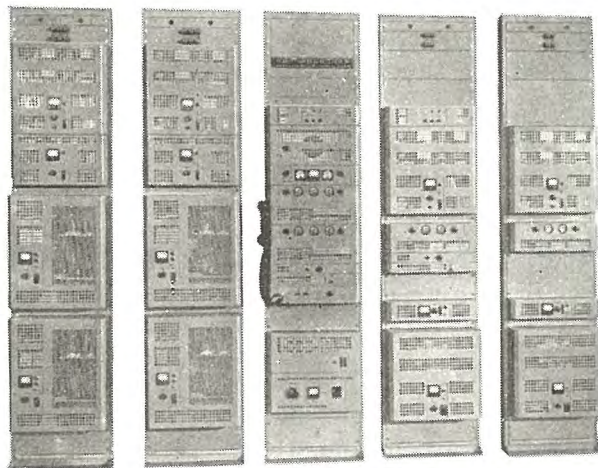


図 6.5 住友共同電力新居浜火力発電所納 運転指令装置本体

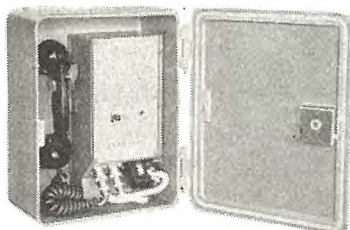


図 6.6 壁掛形ハンドセットステーション



図 6.7 トランペットスピーカーと整合箱

表 6.1 住友共同電力新居浜火力発電所  
ハンドセットおよびスピーカ配置表

名 称	区 分	ハンドセット		スピーカ	
		壁掛形	卓上形	トランペット形	20 cm トランペット形
本館系統	屋 外	純 水 装 置	1	1	
		屋 外 変 電 所	1	1	
		F D F	1	1	
		I D F	1	1	
		循 環 水 ポンプ	1	1	
		コ ッ ト レ ル 上		1	
	1 階	水 素 冷 却	1	1	
		メ タ ク ラ	1	1	
		灰 処 理 制 御 盤		1	
		コン プ レ ッ サ	1	1	
		汽 缶 給 水	1	1	
		重 油 装 置	1	1	
	2 階	パ ワ ー セ ン タ	1	1	
		階 段 (F)	1	1	
	3 階	中 央 制 御 室	1		1
		ボ イ ラ コ ン ト ロ ー ル		1	
		タ ー ビ ン パ ネ ル	1	1	
	4 階	計 器 室	1		1
		パ ナ サ ン プ リ ン グ	1	1	
	5 階	パ ナ	1	1	
	8 階	階 段	1	1	
	9 階	階 段	1	1	
ビルス	ビサ	所 長 室	1		1
		分 析 室	1		1
		事 務 所	1		1
		食 堂			1
	合 計		20	2	6
運炭系統	バ	ン カ	1	1	
		ク ラ ッ シ ャ 室	1	1	
		運 転 制 御 室	1		1
	貯	炭 所	1	1	
		第 3 コ ン ベ ヤ	1	1	
		場 炭 詰 所	1	1	
	合 計		5	1	1

火力発電所のハンドセットおよびスピーカの配置状況を、また発電所建物における総合立体配置を図 6.4 に示している。図 6.5 は増巾器本体および制御架の一例であり、図 6.6 は壁掛形ハンドセットステーション、図 6.7 はトランペットスピーカーと整合箱を示している。  
(無線機製作所 大鳥羽幸太郎)



## タービン発電機大形化の趨勢

J. K. Dillard, C. J. Baldwin: The Trend to Large Turbine Generators and the Important Factors Concerned (Westinghouse Engineer, Vol. 18, No. 6, Nov. 1958, p. 126~166)

発電の増強計画をする場合に、最小コストで十分な信頼度をもって運営するためには、注意深く企画しなければならない。電力のコストには、固定した費用と、発電のための経費が含まれ、ある条件のもとでは発電機の容量が大きくなればなるほど、コストは減少する。この関係を図1に示す。しかしながらこの関係については技術的な制限と、信頼度に関する制限とを考慮しなければならない。信頼度に関する制限は、その系統に比して大きな容量の発電機が設置された場合には、より大きな予備発電量を保有しなければならないことにあるが、この問題は系統の連系によりある程度解決できる。

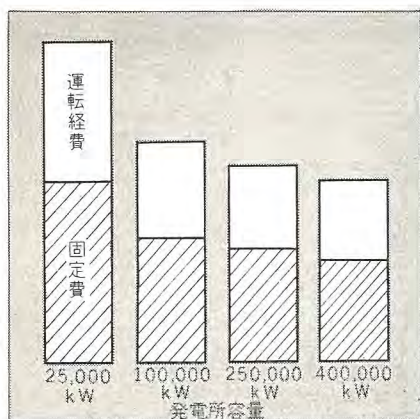


図1 火力発電所容量に対する年間コスト比較

近隣の系統との連系は予備電力を分担することができるので、建設費と発電コストを節約できる。また電力源をもつことによって、双方の系統の予備電力が増大し、経済的な電力の融通ができる。連系がない場合には運転している発電機と同じ容量の予備をもたなければならないので、このように大きな発電ユニットの場合には経済的な立場から連系しなければならないことになる。現今では系統および電力源に対する時間的な負荷率が一致しないということも考慮しなければならない。米国では1年間のせん頭負荷は広い地域にわたって夏季に発生しており、夏の涼しい日には約40%も負荷が減少する。このような場合には負荷系統の安い電力をほかに融通するように指令される。

しかしながら電力系統が複雑になるにつれて、今までのように経験による概算によって発電予備を計画することでは不十分

である。もし予備が多すぎれば発電所は遊ぶことになり、また予備が少ない場合には、お客に対しサービスが悪くなり信用を落し、そのための損害は実際の電力損失による損害よりも大きくなることありうる。

大きな発電機は小さな発電機におけると同じ負荷損失率を得るためには、連系送電線の容量を増加する必要がある。連系統のコストは、同じ信頼度を確保するために必要な予備発電機のコストに比較すれば大したものではない。系統の負荷が増大した場合に、いつ発電機を増設すべきかということが確率計算法によって解決できる。いま実施されている発電増設計画が次の発電計画および将来の発電計画の基礎となる。その一例として、今ただちに必要であるよりも大きな発電機を選定することによって、将来さらに増設すべき発電機の設置を延引することができる。このような研究は非常に複雑多岐であって、高速度の計算機を利用しなければ解決できない。しかしながら大容量発電機の採用に対して、純粋な経済的立場から、これに反対するいくつかの条件がある。それは必要な予備のための資本の増大、連系のための送電費用の増大、および発電機が高温高圧になるための事故率の増加などであり、結局負荷の増加率が異常に小さい場合には、大きな発電機の採用はあまり好ましくないことになる。結局増設すべき発電機の大きさは、現在の価値を基準として、種々の増設計画について経済的に比較検討して決定すべきである。

(本社重電技術部 山田栄一訳)

## 充電装置の半導体ダイオードによる制御方式

E. W. Ames: Semi-Conductor Battery Charging Control System (Westinghouse Electric Corp. Conference Paper, 58-811)

最近の半導体ダイオードの進歩発達は機器の制御方式に大きな進展を行なったのみか回転消耗部分、取換部品数も少なく、保守を簡易化し、信頼度も向上させた。

本文は低電圧直流充電機器を制御するために3個の半導体ダイオードを使って充電装置の電圧制御系を構成したものの報告である。この種充電方式では負荷の増加にともなって電圧が垂下する特性が要望されている。本紙の方式では無負荷から全負荷の間の電圧降下は36~30Vの発電機系で1Vないし1.5Vにすぎない。かかる方式の結線を図2に示す。

この方式の特色はブロッキングダイオード；ジナーダイオード（またはアバレンチダイオードとも呼ぶ）（両者ともシリコン製）、それにゲルマニウム製P-N-P、パワートランジスタを使っていることである。ブロッキングダイオードは回路が短絡したとき電池からの放電を阻止する役目をなし、パワートランジスタは発電機界磁と並列の可変抵抗としての作用をする。ジ

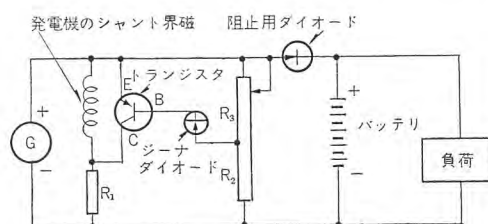


ジーナードは  $3\Omega$  相当の等価内部抵抗をもつ約 19V の電池として働き、すなわちバッテリーに充電開始されてから 19V に達するまでの間は充電電流はながれないが 20V になればその差 1V となって 1/3 A 程度充電電流がながれる。図 2 のようにトランジスタとジーナードがつながれて電圧調整器として作用する。

この方式の 3 台が 1957 年 4 月ニューヨーク地下鉄用電車に装備されて 1958 年 3 月現在まで異常なく運転している。これは 600V の直巻電動機によって駆動された 3VV, 1.5kW の発電機用のものである。別に 7.5kW の電動発電機用トランジスタ電圧調整器の試験のオシロがあり、それによると 200A の定格負荷から無負荷になる速応速度は 1/60 秒でほとんど瞬時的である。この速応速度は機器自体の速応時間によって左右されるといえる。

結論として半導体ダイオードを使って充電装置制御を行えば可動部分はなく消耗、取換部分がないこと、また負荷変化に速時応答できうる特長をもっている。

(伊丹製作所 加藤又彦訳)



E=エミッタ電極 B=ベース電極  
C=コレクタ電極

図 2 回路結線図

## 陶磁器とアルミニウムとの封着

What's New in Engineering: Porcelain-to-Aluminum Seal (Westinghouse Engineer, Vol. 18, No. 6, Nov. 1958, p. 191)

窯業材料の技術者が、アルミニウムと絶縁耐力の強い陶磁器との封着の一方法を案出した。これは、どんな中間材料も、コストのかかる真空あるいは雰囲気中の熱処理も必要としない。高純度のアルミニウムと陶磁器、あるいは  $Al_2O_3-SiO_2$  系磁器とを精密な温度制御と、温度変化の条件のもとで密着させることにより、機械的に信頼性のある、しかも気密な封着ができる。まだ実験室の開発が行なわれたばかりであるが、アルミニウムを鋼あるいは他の構造材料に代えることが望ましい変圧器や電路シャ断器や蓄電器に新しい封着法が用いられる。

新しい技術により、他の封着法の欠点がとり除かれる。他の

封着法の欠点とは、たとえば、機械的封着法（ネジ止めあるいは押し込み）の熱膨張の差によっておこる漏洩による失敗、また、装置の雰囲気や質が低下する有機材料を用いる封着とパッキング材料の漏洩による失敗などである。また陶磁器とアルミニウムとを、化学的に結合する封着法は、多くのコストのかかる中間段階を必要とする。新しい W 社の方法では、必要とする材料は、比較的純度の良いアルミニウムとうわ薬のついたものでも、つかないものでも陶磁器であれば良い。

要するに陶磁器ととけたアルミニウムとを高温で接着させることにより、封着できる。その温度と保持時間は精密を要し、陶磁器の組成によって異なる。加熱と冷却の速度もまた、熱衝撃により、陶磁器がこわれなためと、アルミニウムに望ましい粒子構造を与えるために重要である。顕微鏡写真により、この二つの物の化学的な結合状態が示されている。この結合部の厚みは、陶磁器の組成と、温度と保持時間のいかんによる。結合部は、アルミニウムあるいは、陶磁器それ自身より強いことが、機械的試験により証明された。事実、封着部が引張りか、せん断かの破壊的な試験を受ける時、失敗は陶磁器の部分でもっとも多く起り、アルミニウムの部分がその次、接着部は、ほとんど起らなかった。

(研究所 林 次郎訳)

## 熱を電気に変える新しい物質

What's New in Engineering: New Materials to Convert Heat to Electricity (Westinghouse Engineer, Vol. 18, No. 6, Nov. 1958, p. 190)

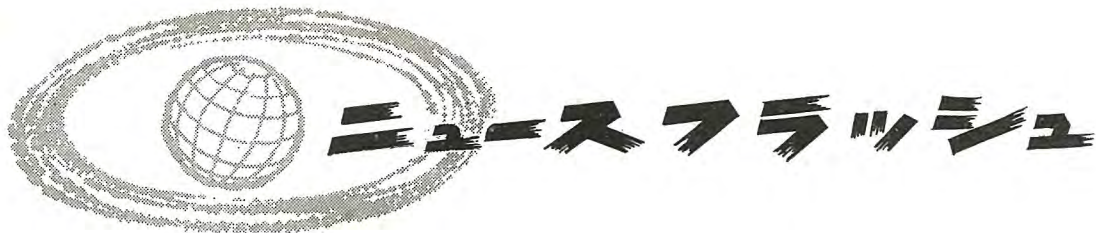
燃焼しつつある燃料の熱、または他の高温の熱源を直接に電気に変換することのできる、新しいまったく未開拓の物質が研究者により発見された。これらの熱電気変換物質は簡単に、静かにまたなんらの動く部分もなく発電を行なうことができる。このようなものを実用に供することは、きわめて重要なことであるから、当然研究対象として魅力あるものである。発電に有用であるためには、熱電気変換物質は燃焼中の燃料、原子炉、または他の一次熱源に生ずるような高温で使用されなければならないし、熱電変換効率の高いものでなくてはならない。

熱電効果は長年にわたり金属において見出されていた。それらの多くは必要な高温に耐えられるものであった。しかし金属は熱と電気の良い導体であるために、熱電変換率はわずか 1% ぐらいにすぎず、動力用としてはあまり低くすぎる。

最近トランジスタや固体物理応用機器に広く用いられる半導体に熱電効果が見出された。ある種の半導体はかなりの熱電変換効率を示すが、発電を行なうような高温では使用不可能である。

(研究所 神崎 遼訳)





## ■ 大形タンカ電機品 8 隻分大量受注に成功

昭和 33 年度の輸出船の商談は期初すこぶる低調であったが期の半ばころ、商談活発となり結局 50 万総トンの目標を5割強上回った 76 万余総トンの実績をおさめた。

当社はかねて、商談中であった三菱造船向け大形輸出船（タンカ）8 隻分の電機品を大量受注した。

そのおもなる仕様は次のとおりである。

1. マンモスタンカ (87,500 D. W. T.) 2 隻分
  - 1 隻分内訳
 

1,250 kVA 主発電機	450 V	3,600 rpm	60 c/s	2 台
400 kVA 非常用発電機	450 V	600 rpm	60 c/s	1 台
配電盤				1 式
補助電動機および集合起動盤				1 式
2. マンモスタンカ (68,000 D. W. T.) 5 隻分
  - 1 隻分内訳
 

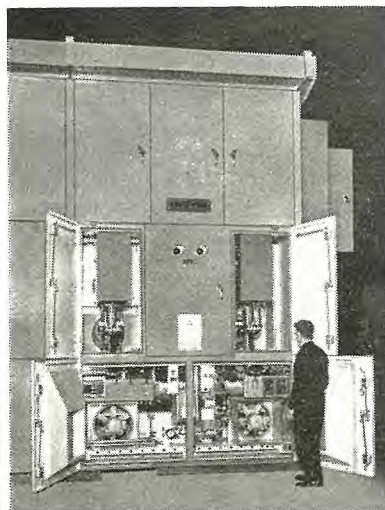
1,100 kVA 主発電機	450 V	3,600 rpm	60 c/s	2 台
250 kVA 非常用発電機 (輸入 GM 製)	450 V	1,800 rpm	60 c/s	1 台
補助電動機				1 式
エレベータ				1 台
3. スーパータンカ (46,500 D. W. T.) 1 隻分
  - 1 隻分内訳
 

875 kVA 主発電機	450 V	1,800 rpm	60 c/s	2 台
350 kVA 非常用発電機	450 V	720 rpm	60 c/s	1 台
配電盤				1 式
補助電動機および集合起動盤				1 式

主発電機は船用としては容量的に記録品であり、かつ回転子はターボ形（リティニング、リング形）で構造的にも記録品である。配電盤用シャ断器も低電圧で大容量を必要とするので“DB-75”形 450 V 3,000 A シャ断容量 75,000 A という新形を採用した。エレベータを装備したのも特色である。

## ■ 本邦の記録 23 kV 6,000 A 2,500 MVA 屋外キュービクル開閉装置完成

電源開発株式会社（南川越変電所）の注文による 275 kV 312,000 kVA マンモス変圧器の完成と呼応して、その三次回路



同期調相機キュービクル開閉装置（シャ断器側）  
23 kV 6,000 A 2,500 MVA

制御用のこれまた本邦の記録を誇る 23 kV 6,000 A 2,500 MVA の屋外キュービクル開閉装置が注目のうちに完成し、きわめて好成績に試験を終了した。

この屋外キュービクル開閉装置の定格事項ならびに内蔵機器のおもなものはつぎのとおりである。

### 定格事項

形 式	屋外用 単位閉鎖相間隔壁 前背扉式
回路方式	三相三線式 50 c/s 16.1 kV
電 圧	23 kV
電 流	6,000 A
短絡容量	2,500 MVA (15.4 kV において)
絶縁強度	AC 50 kV インパルス 125 kV

### 内蔵機器

シャ断器	空気横吹付形 圧縮空気操作
断 路 器	多重線接触形 圧縮空気操作
P T	単相 不燃性油入 完全密封形
C T	単相 ダイアレジン含浸 トウ管形
母 線	安全密閉 相間隔離形

合理的なキュービクル方式を基調として、内蔵機器の総合設計がなされているので、外形寸法が記録品の割に小さく、工場において完全組立のまま上下二つ割りで、国鉄車両またはトラックで輸送することができる。したがって現地すえ付も容易かつ確実である。立会試験において操作、シャ断、絶縁耐力、短時間電流、温度上昇、注水などの完全な試験を行ない、きわめ



て優秀な成績を取めた。たとえば温度上昇試験の一部を示せばつぎのとおりである。

測定箇所	最高温度 (°C)	キュービクル外周囲温度 (°C)	温度上昇値 (°C)
シャ断器接触部	34	12	22
断路器接触部	30	"	18
同上周囲空気	19	"	7
母線接続部	32	"	20
母線相間バリア	22	"	10

ただし太陽輻射熱は含まれていない値であるが、夏期の直射日光のもとでもほとんど影響されないよう設計されている。

## ■ 中性子モノクロメータ

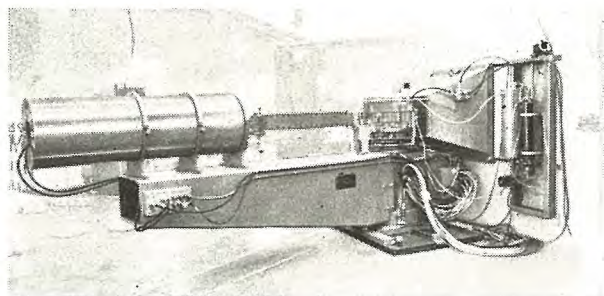
わが国初の原子炉 JRR-1 に取付ける実験装置として、当社はさきにパイロシレータを納入したが、今回これに引続き中性子モノクロメータを納入した。

これは中性子の干渉散乱を応用して原子炉の中性子から望みの単一エネルギーの中性子だけを選び出す装置でもちろん本邦最初のものである。

写真に見るように機械装置1式とこれを制御測定する制御盤よりなりたっている。

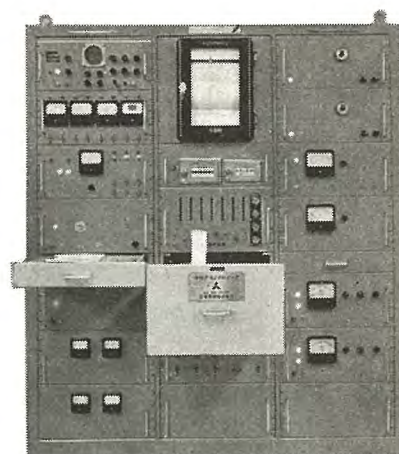
機械装置は原子炉実験孔内にはめ込まれた部分と結晶と検出カウンタを回転する部分からできている。実験孔内部には2種のコリメータがおさめられ、これを通ってくる中性子は方向をそろえられて中央にある単結晶に当り散乱される。回転部分はこの散乱中性子の方向を選び出すもので、その方向に相当したエネルギーをもつ中性子が第2のコリメータを通過して試料にあてられる。試料の後方にはパラフィンシャへいの中に大型 BF<sub>3</sub> カウンタがあり、試料による中性子吸収を測定する。回転部分の角度はその精度が直接エネルギーの精度に影響するので、±3秒の精度で精密ウォームギヤによる自動駆動、また絶対値は1秒まで目盛盤で読取ることができる。

測定はすべて自動的に行なわれる。すなわち結晶に入射する中性子数をモニタカウンタで測定し、これが一定値になるまでの間の主カウンタの測定値を印字する。一点の測定が終れば回転駆動装置が働き、角度が次の位置に移されるとともにふたたび測定にはいる。



中性子モノクロメータ本体 (機械装置)

右側壁が JRR-1 原子炉、壁面右側中性子シャッタ、回転中心上部にあるのが結晶台および付属装置、回転アーム中央に水平にあるのが第2コリメータ、回転アーム左端円筒状のものは BF<sub>3</sub> カウンタおよびそのシャへい



中性子モノクロメータ測定制御装置

実験孔付近の微小調整もマイクロモータですべて制御盤から行なえるようにした。

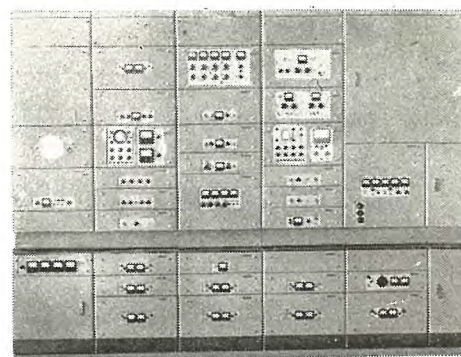
33年11月に原子炉室にすえ付を終り、原子炉 40 kW 運転で中心合わせが進行中である

## ■ 原子時計

写真は郵政省電波研究所の指導のもとに製作し、現在武蔵小金井の同所に納入されているアンモニア吸収形原子時計である。

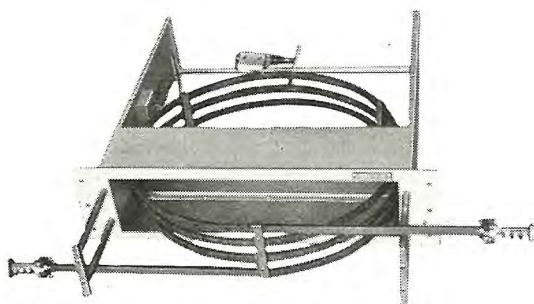
振子時計や水晶時計はその固有振動周波数を変化させる要素が非常に多いが、いわゆる原子時計はきわめて安定不変と考えられている分子振動の固有周波数を基準として、水晶時計の周波数を自動制御するもので、現在もっとも正確な時計と考えられている。

写真の原子時計は発振周波数が、アンモニア分子の 23,870.13 Mc の吸収線のちょうど 233,280 分の1すなわち 102.3239 kc なる水晶発振器の出力を 23,870.13 Mc まで通倍し、アンモニアガスを封入した導波管に導入している。その他端における出力は、通倍周波数がアンモニア吸収線と正確に一致していれば、極小となるが、わずかでもずれるとずれの程度に応じた誤差信号が現われ、水晶発振器の周波数制御装置を働かして絶えずそ



アンモニア吸収形原子時計





アンモニア封入導波管

の周波数をもとにもどし、つねに水晶時計を正しく保たせるようになっている。

この原子時計の正確さは  $2 \times 10^{-9}$  すなわち 15 年に 1 秒の遅れ進みであることが期待されている。

原子時計は米英仏スイスおよびわが国などで研究中で、その進歩に伴い、時間標準を今日の天文時間から原子時間に変えることが検討されている。

## ■ 溶接工場の照明

近年の造船ブームにより、各造船所とも大いに生産施設が改善された。その中でも溶接工場は、溶接技術の進歩によりもっとも重要な部門となった。したがって夜間作業も多く照明は、能率上きわめて重要な施設となった。図 1、2 はこのたび三菱造船長崎造船所で完成した溶接工場で規模において造船界では世界最大といわれている。

建物の巾は約 36 m、長さ総延長 307 m、照明はケイ光水銀灯 FH-400 が主体で非常灯として白熱電灯 200 W を併用している。

灯具の高さは床上 A 棟約 25 m、B 棟約 12 m で灯具の配置は図 2 に示す。

照度は 点灯初期 A 棟 80~100 lx 昭和 33 年 6 月  
B 棟 105~120 lx 昭和 32 年 12 月



図 1 三菱長崎造船所溶接工場

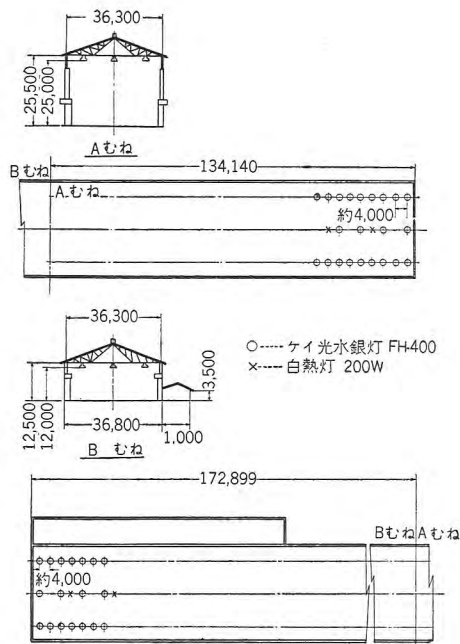


図 2 照明器具配置図

照明器具数量 ケイ光水銀灯 FH-400 183 灯  
白熱電灯 200 W 10 灯

## ■ 計器用補償変成器

最近、精密積算電力計にはかならず 0.5 M 級の計器用変成器を組合わせ使用することに、検定規則を改正しようとする情勢にあるが、10 kV 以上の回路電圧に使用している既設の変成器においては、一般に 1.0 M 級の特性的ものを使用している現状である。したがってこの変成器の誤差を補償して 0.5 M 級の特性的とする必要があり、このため新たに計器用補償変成器を開発した。

この補償変成器は、主変成器（補償すべき変成器）の二次側に入れて使用する付属変成器で、その特性は主変成器の特性と逆の特性を有してゐるため、両者の誤差は相殺されて 0.5 M 級の特性的となる。図 1 は三相三線式において補償変成器を使用する場合の接続図である。



図 2 補償変流器

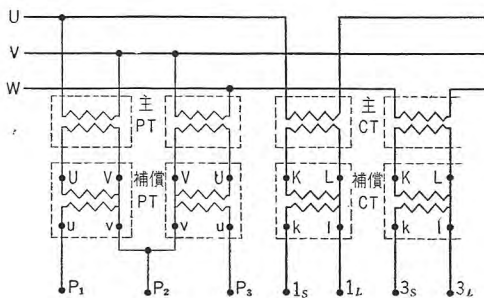


図 1 補償変成器接続図（三相三線式）



図 3 補償計器用変圧器





## 特許と新案

### 救命イカダ

救命イカダにはいろいろの形式のものがあるが、救命イカダを装備する場所のとくに小さい船舶、あるいは航空機などでは折たたみ可能で容積が小さくでき、しかも軽量の救命イカダが要求される。

その一形式として人間がイカダに設けた把索につかまり水中に浮遊する形のものがある。しかしこの形ものは不慮の事故でイカダが完全に給気されなかった場合、また筒形気のうに充気する際に、充気操作はイカダもしくは筒形気のうにまたがって行なわなければならないその操作はきわめて困難であった。

この考案は、上記形式の欠点を改良し、イカダもしくは筒形気のうに対する充気操作を容易にしようとするものである。

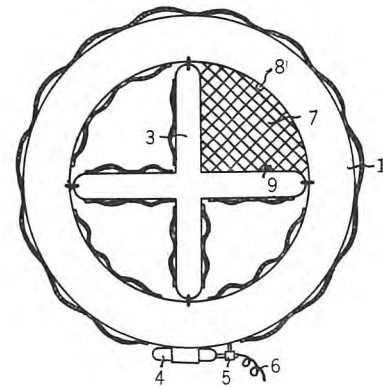
すなわち、作動索(6)の操作によって開口装置(5)を介し炭酸ガス容器(4)の炭酸ガスが自動的に注入されるイカダ(1)と、このイカダ(1)内に設けられイカダの変形を阻止する十文字形の筒形気のう(3)を骨子として構成された救命イカダの一区画、すなわちイカダ(1)の一部および筒形気のう(3)の一部によって形成された一区画に、注入せん(8)(9)

考案者 尾島学二・成沢一男

より補充ガスを注入するためにこの部分に人が乗る網(7)を取付けたものである。

したがって、網(7)に乗って空気ポンプを操作することができるので、イカダ(1)および筒形気のう(3)への充気をきわめて容易かつ安全にできる。

(実用新案登録第 479002 号) (藤田記)



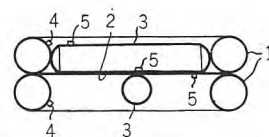
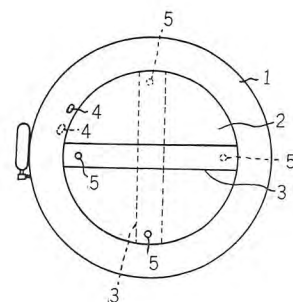
### 救命イカダ

考案者 尾島学二・成沢一男

この考案は、図のようにそれぞれ送気口(4)を有する一対の環状無端気のう(1)を同心的に重ね、その間に底布(2)を張り付け、この底布(2)の上下両面に一対の筒状気のう(3)を互いに交差する状態に定着したもので、上記各筒状気のう(3)には同一側に送気口(5)を設けている。

したがって、乗員の体重、その他の積載物によって底布(2)の中央部がへこむことがなく、また底布(2)自身が浮力をもつので、底布(2)と気のう(1)との取付部に無理な力が加わらず、さらにまた同一側より筒状気のう(3)に充気できるので、乗員がイカダに乗ったまま手軽に充気操作を行なうことができる。

(実用新案登録第 477167 号) (藤田記)





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	進行波増巾管を使用した超高周波増巾器	33-11-17	246766	東野義夫・立川清兵衛	無線機
"	冷蔵庫のきょう体	"	246767	石川嘉孝	静 岡
"	直流発電機用定電圧リレー	"	246768	西山賢明	姫 路
"	ヒステリシス電動機	"	246769	武藤 正	福 山
"	燃焼炉ののぞき窓装置	33-11-18	246815	道家昭彦	無線機
"	トウ管絶縁劣化監視装置	"	246816	岩崎晴光・田口 修	伊 丹
"	電動機制御装置	"	246817	宮内圭次	"
"	ケイ光探傷法	33-11-25	247099	栗津健三	研究所
"	単相電動機の起動装置	"	247100	梶谷定之	名古屋
"	直流送電装置	"	247101	阿部久康	研究所
"	水車発電装置の高効率自動運転装置	33-12-15	247650	尾畑喜行・梅名茂男	神 戸
"	故障点指示方式	"	247651	豊田準三	無線機
"	自動ジグザグミシンにおける千鳥振巾自動手動調節切換装置	"	247652	三津沢武夫・堀内義憲	和歌山
"	界磁巻線開放装置	"	247653	佐藤良雄・町野康男	名古屋
"	電動機制御装置	"	247654	湯浅倬史・相田茂夫	伊 丹
"	電気車制動装置	"	247655	待鳥 正・湯浅倬史	"
"	ケーブルクレーンの搬器位置表示装置	"	247656	佐藤正夫・若杉延一	名古屋
"	周波数特性直視装置用信号発生装置	33-12-22	247913	糖谷一郎・添田 実	無線機
"	放電管の電極	34- 1- 7	248054	立原芳彦・秦 卓也・鬼塚正浩	研究所
"	放電管の電極支持部	"	248055	" " "	"
"	直線偏波円偏波交換装置	"	248056	中原昭次郎	無線機
"	導波管装置	"	248057	喜連川隆	"
"	冷蔵庫	"	248058	石川嘉孝・木下忠男	静 岡
"	放電間げき装置	"	248059	佐藤五郎	研究所
"	光沢青化銅メッキ液	"	248060	立原芳彦・秦 卓也・鬼塚正浩	"
"	遠方監視制御方式	34- 1-17	248415	大木徹弥	神 戸
"	マイクロ波送受信装置	34- 1-22	248535	東野義夫	無線機
"	直流偏波円偏波変換装置	"	248536	喜連川隆・立川清兵衛	"
"	ケイ光物質	"	248537	河合 登・井手平三郎	大 船
"	タップ切換器を有する変圧器	"	248538	田宮利彦	伊 丹
"	タップ切換器を有する変圧器	"	248539	松井武男・白神十九一	名古屋
"	電気洗たく機の制御装置	"	248540	加藤義明	福 山
"	電気車発電制動予備励磁方式	"	248541	北川和人	伊 丹
"	自励式電気弁インバータ装置	34- 1-28	248685	河合 正	研究所
"	"	"	248686	"	"
"	"	"	248687	"	"

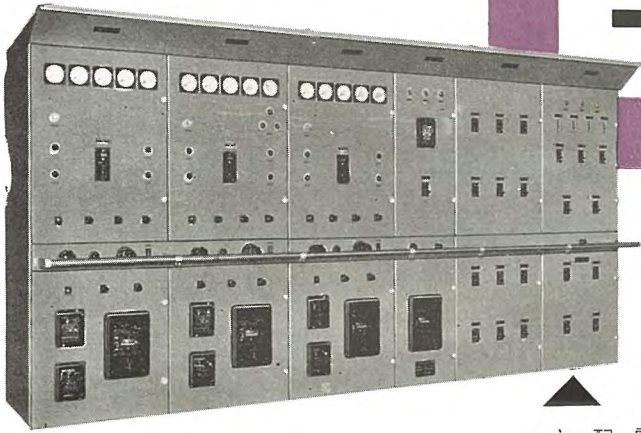
次 号 予 定

三菱電機 Vol. 33 No. 6

- |                                 |   |
|---------------------------------|---|
| ○3.6 kV 75 MVA 1,200 V 新形磁気シャ断器 | ○IBM-650 形電子計算機による電力線事故時の通信線誘導電圧発生確立の計算 (1) |
| ○ベクトル図による一線地絡時基本周波電圧の考察         | ○同機器の高周波リアクタンス                              |
| ○超高圧用縦切 V 形断路器                  | ○MI 形熱動過負荷継電器                               |
| ○CA-6 形比率差動継電器                  | ○技術解説: 火力発電シリーズ 発電機タービンの保護方式                |
| ○最近のパワーセンター                     | ○原子力情報 加圧水型原子力発電所について (7)                   |
| ○最近の C 形空気シャ断器                  |   |
| ○無方向性 50% Ni-Fe 磁性合金の研究         |   |
| ○ダイヤパワー発動発電機                    |   |

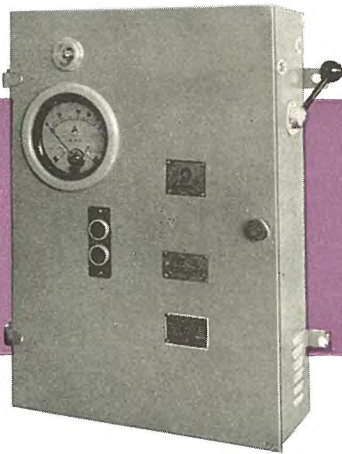


# 三菱船用電機品



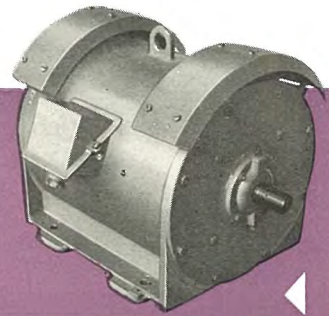
主 配 電 盤

最新の技術と精選された各種の器具を採用しきわめて信頼度の高い製品であります。



起 動 器

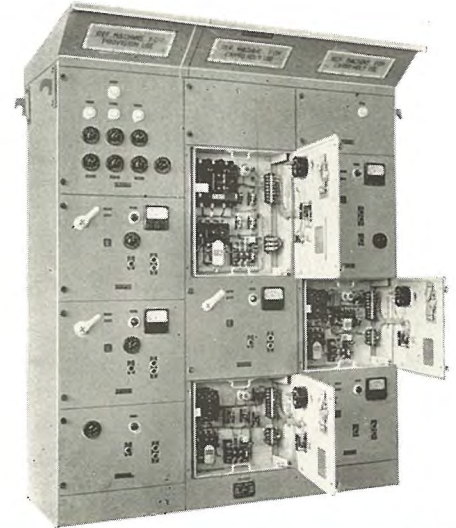
非常に小形軽量化された  
機関室用交流電動機および  
起動器



DI 形交流電動機

散在する起動器群を集合し看視と配線の合理化を  
計った起動器盤であり船内機関室補機も近年同様の  
傾向をたどっております。

集 合 制 御 盤



昭和 34 年 5 月 18 日 印刷

昭和 34 年 5 月 20 日 発行

「禁無断転載」 定価 1 部 金 100 円 (送料別)

## 雑誌「三菱電機」編集委員会

委員長 船 橋 正 信  
常任委員 浅 井 徳 次  
" 荒 井 潔 二  
" 安 藤 安 明  
" 市 村 武 雄  
" 小 堀 富 次  
" 高 井 得 一  
" 中 野 光 雄  
" 馬 場 文 夫  
" 松 田 新 市

常任委員 宗 村 平  
" 山 田 栄 一  
委 員 新 井 正 元  
" 岡 屋 精 二  
" 進 藤 貞 和  
" 津 村 真 隆  
" 豊 田 準 三  
" 松 尾 又 一  
幹 事 渡 辺 善 一  
" 井 上 八 郎

(以上 50 音順)

編 集 兼  
発 行 責任者

東京都千代田区丸の内2丁目3番地

渡 辺 善 一

印 刷 所

東京都新宿区市谷加賀町1丁目

大日本印刷株式会社

印 刷 者

東京都新宿区市谷加賀町1丁目

長 久 保 慶 一

発 行 所

三菱電機株式会社内「三菱電機」編集部

電話 和田倉 (20) 1631

日本出版協会会員番号 213013

発 売 元

東京都千代田区神田錦町3の1

株式会社オーム社書店

電話 (29) 0915・0916 振替東京 20018