

MITSUBISHI DENKI

三菱電機

北九州で運転中の 421 系交直流電車



12

VOL 35 1961

三菱ポールレグ

急激な電力需要の増加に伴い、配電線の電圧補償を経済的に行なうことが急務とされているが、当社では電圧調整の有効な手段としてポールレグを開発した。

ポールレグの構造は特殊な单相誘導電圧調整器と小形モートルよりなる電圧調整器本体と電圧を検出比較して小形モートルを駆動するトランジスタ制御回路からなり、これらを小形の油入タンクに収納してあるものである。とくに経済的に生産するため各種の新しいアイデアが盛りこまれており、過電圧補償や末端電圧低下に対する有効な手段として柱上変圧器の二次側につけられるようになっている。

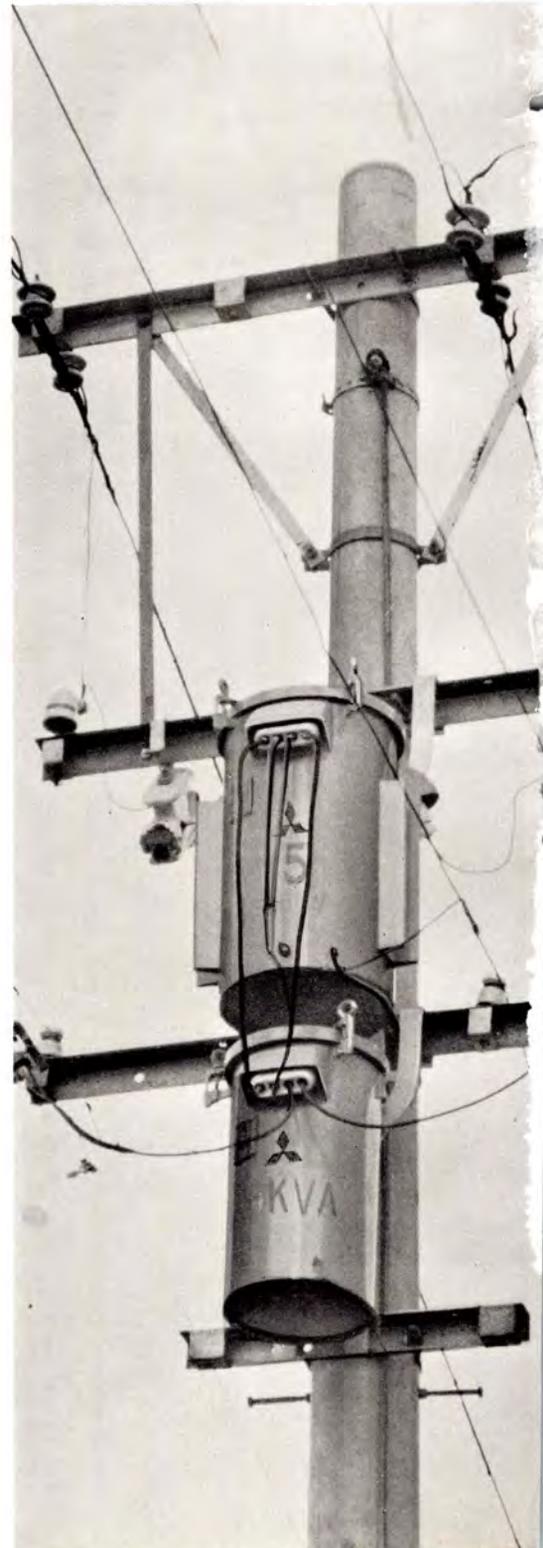
特長

- (1) 单相3線、または单相2線回路用として簡単に取付けられる。
- (2) 既設の柱上変圧器の二次側に追加取付けができる。
- (3) 本体に单相誘導電圧調整器を使用しているため無段階連続調整ができる。
- (4) トランジスタを使用した無接点制御方式であるから信頼度が高く、保守が不用である。
- (5) 経済的に電圧調整が有効にできる。すなわち安価である。



ポールレグの外観

ポールレグの装柱状況



仕様

形 式	名 称	CSR 形		
		油入・自冷式・柱上用		
使用条件		-20℃~+40℃ 連続		
調整容量 (kVA)		1.5	1.5	1.5
通過容量 (kVA)		15	15	30
周波数 (c/s)		50,60	50,60	50,60
一次電圧 (V)		210	105	210
調整範囲 (%)		±10	±10	±5
二次電流 (A)		71.5	143	143
バンド幅 (%)		3	3	3
適用回路		単3	単2	単3
インピーダンス (%)		2.5		
騒音 (ホ)		50 (1m で) 以下		
無負荷損 (W)		65 以下		
全損失 (W)		150 以下		
耐圧値 (kV)		2 (AC)		
重量 (kg)		75		
油量 (l)		24		



表紙説明

日本国有鉄道の電化は直流に初まり、最近では交流も登場し 36.6.1 現在で電化営業幹 2,976 km 中の 15% 453 km に達した。去る 6 月 1 日より北九州に交流電化が実現し写真のような交直両用電車がおめみえした。この電車は小郡(直流区間)久留米(交流区間)間を直通運転するもので当社製の不燃性油を用いた主変圧器、シリコン整流器などの主要器が装備されている。



三菱電機

昭和 36 年 第 35 卷 第 12 号

目 次

航空機用シヤ断器とその試験装置	都築勇吉・沢田 忠	2
航空機搭載電子機器用小形電源変圧器	松元雄蔵・中島四郎・谷口敬一郎	11
MAR-3 形航空機用短波無線機	黒田忠光・平岡敏也・山口哲夫・太田堯久	18
航空機用 VHF 帯垂直尾翼埋込み形アンテナ	喜連川隆・武市吉博・水沢丕雄・平岡敏也・浜口道雄・太田堯久	25
三菱 FD-6 形新形超音波探傷機	松元雄蔵・開発久次	31
最近の送電線保護継電器 (2)	北浦孝一・古谷昭雄	38
“三菱 エレバット” (一般用交流標準 エレバット)	外野範吾	46
鉄・非鉄判別金属検出装置	馬場文夫・松元雄蔵・寺本吉一	51
トランジスタ化遠隔測定装置	北垣成一・上田重夫・室田 慎・今泉 巽	57
コロナ測定回路の解析	原 仁吾・平林庄司	64
計数形電子計算機入出力の一方式 (2)	中塚正三郎・前田良雄・小林孝二郎	71
三菱 エポキシガラスプリント 基板	伊藤公男	79
アンローダ用電機品	林 昌宏・香川重光	86
PWR 用磁気 ジャック 形制御棒駆動装置	岸田公治・渡辺 聰・太谷清二・中根守久	91
《技術解説》		
高周波誘導加熱装置(IV) 一高周波誘導加熱装置	小滝喜久二	97
《文献抄訳》		
熱電気効果の実用化・中央発電所の給水加熱器・電動甲板補機・シリコントリニスタ、N-P-N-P 三極 スイッチ・最大需用電力指示範囲を変化しうる デマンドレジスタ		105
《ニュース・フラッシュ》		
毎分 210 m の高速度 エレバット 完成・Fire Proof パルプ 操作用耐圧防爆形三相誘導電動機・鋼板 フレーム 製全閉外扇形コンデンサ起動単相モートル SCF-R 形 200 W 4 P・鋼板フレーム製全閉外扇形三相モートル SF-R 形 200 W 4 P・鋼板フレーム製防滴保護形三相モートル SB-R 形 400 W 6 P・ベータ線 スペクトログラフ・東京電力房総変電所納め 230MVA 変圧器 2 台受注・科学技術庁向け 人工衛星計装研究受託		108
《特許と新案》		
(新) 電気弁制御信号伝送装置・(新) 単相誘導電動機		111
《最近登録された当社の特許および実用新案》		112, 113
《最近における当社の社外講演一覧》		114
《表 紙》		
2. ポールレダ		
3. 最新設備の名古屋製作所制御機器工場完成		
4. 三菱電熱器具		

航空機用シャ断器とその試験装置

名古屋製作所 都 築 勇 吉*・沢 田 忠*

Aircraft Circuit Breakers and Interruption Testing Device

Nagoya Works Yūkichirō TSUZUKI・Tadashi SAWADA

Aircraft circuit breakers, MS-25017, developed by Mitsubishi for use on patrol planes for submarines are rated AC 400 cycles 120 V and DC 30 V 5~35 A with dimensions 50×50×20 mm, weighing about 80 g. With such a small size and light weight, they have an interrupting capacity of 3,500A AC and 6,000 A DC. The standards applied to them are those of American Navy, which demand very severe performance. To attest the high quality, the company has built an interruption testing device on its original design. It is capable of testing circuit breakers at both AC and DC so as to have them meet the requirements.

1. ま え が き

航空機用サーキットブレーカ MS 25017 (以下 MS ブレーカという) は川崎航空機工業(株)で製作されている P2V-7 対潜哨戒機に使用するため開発されたもので、さらに新三菱重工業(株)の F-86F ジェット戦闘機および川崎航空機工業(株)の T-33 ジェット練習機用として作られた航空機用サーキットブレーカ AN 3161 (以下 AN ブレーカという) と同一の大きさであるが、非常に高性能が要求されている。たとえば AN ブレーカのシャ断容量 DC 1,500 A にたいして、MS ブレーカは AC 400 c/s 120 V 3,500 A および DC 30 V 6,000 A で AC, DC 共用となりしたがって確認試験も AC と DC で確認するため項目が多くなりかつ環境試験も増加され内容も一段ときびしくなっている。

シャ断器としてもっとも重要視されかつ困難であるシャ断試験に関しては、規格に合致する試験装置はわが国になく三菱電機独自の設計により多額の費用を投じ完成した。この試験装置は規格に規定された AC, DC におけるシャ断、投入シャ断、中間電流シャ断などの試験が容易にできるもので、運転方式、制御方式に高度な技術と信頼性を有している。このシャ断試験装置完成直後シャ断性能を集中的に検討し、防衛庁立会のもとに認定試験を 35 年 8 月より 12 月まで約 4 か月間行ないこれに合格

現在量産中である。航空機用電装品であるため性能要求がきびしくかつ特殊要求をもつ米軍規格に従って認定試験を行ない、合格して初めて使用できるものでまた合格後初回納入にも、認定試験に準じた初回納入検査があり、一般製品と比較にならない高度な品質維持を要求されている。

2. サーキットブレーカ

2.1 定格と規格

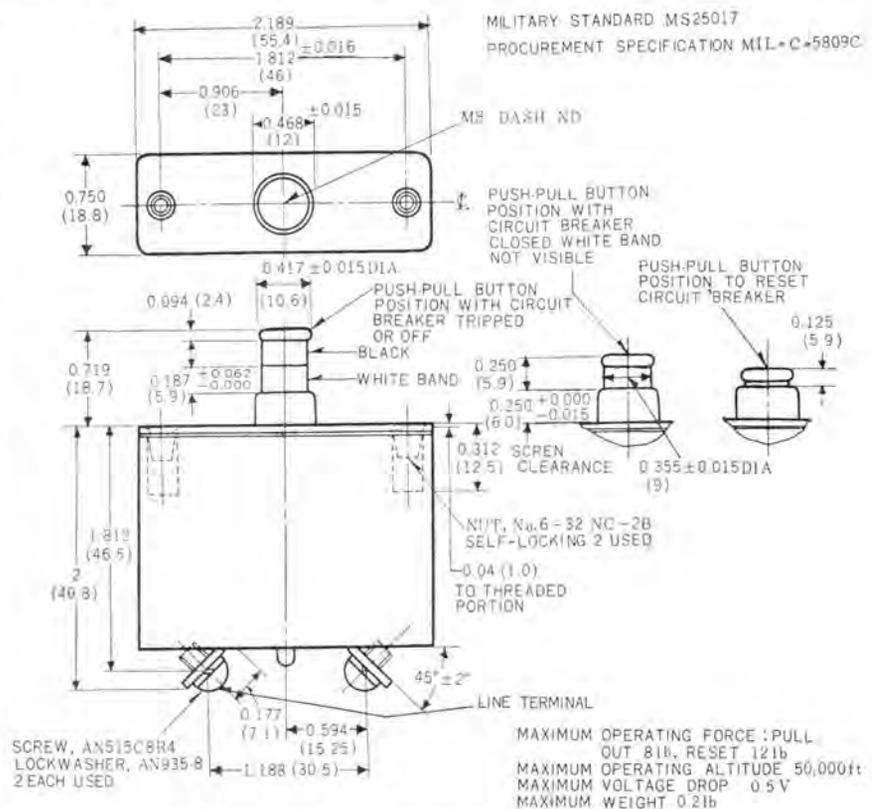


図 2.1 MS Standard 抜粋 () 内は mm 寸法である

Fig. 2.1 Excerpt of MS standard.

Detail Rupture Current Performance

表 2.1 MS Standard 抜粋

Test No.	System	Voltage Before Fault	Calibrated Fault Current (Amperes)	Transient Voltage After Calibrated Fault Current Interruption (b)	Open Circuit Voltage
A	400-Cycle 115/200 Volt	120±5	3,500 In 10 To 25 Cycles After Fault Initiation Power Factor 0.4 To 0.5 Lagging	120 Within 3 Cycles 150 Within 6 Cycles 165 Maximum	120±5
B					
C	28-Volt DC	30±2	6,000 In 0.01 To 0.03 Seconds After Fault Initiation	28 Within 0.002 Second 50 Maximum	30±2
D					
I	400-Cycle 115/200 Volt	120±5	(a) 2,000 (b) 1,000 (c) 750	120 Within 3 Cycles 165 Maximum	120±5
J	28-Volt DC	30±2	(a) 3,000 (b) 1,500 (c) 1,000	28 Within 0.002 Second 50 Maximum	30±2

(b) Line To Neutral Values For AC.
All Values of AC Voltage And Current Are RMS.

(1) 定格

- 電圧 AC 400 c/s 120 V, DC 30 V
- 電流 5, 7.5, 10, 15, 20, 25, 35 A
- シヤ断容量 AC 400 c/s 120 V 3,500 A
DC 30 V 6,000 A

(2) 規格

- MS 25017 Revise C (USA Military Standard)
- MIL-C-5809 C (USA Military Specification)

図 2.1, 表 2.1 は MS Standard より抜粋したもので、英文かつインチ寸法をそのまま適用した。

2.2 要求条件の概要

MS 25017 には外形寸法、重量および仕様詳細が定められかつ適用規格 MIL-C-5809C が呼び出される。MIL-C-5809 C には機構、性能要求および一部の材料が規定され、かつ関連仕様書が呼び出される。これらにより認定試験 (Qualification Test 以下 QT という) が実施される。この要求をつぎに概略説明する。

(1) 製品検査 図 2.1 により寸法測定、重量測定および外観検査を実施する。

(2) 絶縁耐力 端子間および端子テース間、AC 1,500 V, 1 分間印加、漏れ電流 1 mA 以下。

(3) 絶縁抵抗 金属部間で 100 MΩ 以上。

(4) 押しボタンの強度 25 lb (11.3 kg) をボタンの動作線に沿って両方向に 1 分間加える。40 lb (18.2 kg) をボタンを伸ばした位置で直角な 2 方向に 1 分間加える。

(5) 端子の強度 引張負荷 25 lb (11.3 kg), トルク 15 lb-in (17.3 kg-cm) をおのおの 1 分間加える。

(6) 取付ナットの強度 引張負荷 30 lb (13.6 kg), トルク 10 lb-in (11.5 kg-cm) をおのおの 1 分間加える。

(7) ハウジングの強度 取付ナットを通しハウジングの底に十分とどくネジでトルク 10 lb-in (11.5 kg-cm) を 1 分間加える (実施せず)。

(8) 操作力 引はずし 8 lb (3.63 kg), リセット 12 lb (5.4 kg) 以下。

(9) 最小動作電流 115% 定格電流で 1 時間通電できること。端子温度上昇 75°C 以下。

(10) 最大動作電流 138% 定格電流で 1 時間以内に

トリップすること。

(11) 過負荷校正

200% 定格電流で 15~55 秒でトリップすること。

400% 定格電流で 2~7 秒でトリップすること。

600% 定格電流で 1~3.5 秒でトリップすること。

(12) トリップフリー校正 閉の位置に保持して (10)(11) を行なう。

(13) 校正における周囲効果。

a. 周囲温度 -40°C において

(a) 156% 定格電流を 1 時間通電できること (5 A)。

(b) 178% 定格電流で 1 時間以内にトリップすること (5 A)。

(c) 148% 定格電流を 1 時間通電できること (7.5~35 A)。

(d) 165% 定格電流で 1 時間以内にトリップすること (7.5~35 A)。

b. 周囲温度 71°C において

(a) 60% 定格電流を 1 時間通電できること (5 A)。

(b) 108% 定格電流で 1 時間以内にトリップすること (5 A)。

(c) 70% 定格電流を 1 時間通電できること (7.5~35 A)。

(d) 114% 定格電流で 1 時間以内にトリップすること (7.5~35 A)。

(14) AC 誘導負荷耐久 400 c/s 120 V PF 0.6~0.7 で定格電流を on, off の比 1:5 以下、2 回/分以上の割合で 5,000 回開閉後、103.5% 定格電流を 1 時間以上通電でき 151.8% で 1 時間以内にトリップすること。

(15) AC 抵抗負荷耐久 PF 0.9~1.0 の他は (14) と同一。

(16) DC 誘導負荷耐久 DC 28 V で時定数 0.025 秒の誘導回路により 15 A 以下は定格電流、15 A 以上は 15 A または 50% 定格電流のうち大きいほうの電流で 2,500 回開閉する。他は (14) と同一。

(17) DC 抵抗負荷耐久 DC 28 V 抵抗負荷で行なう他は (14) と同一。

(18) 機械的耐久 無負荷で 60 回/分以下の割合で 10,000 回開閉する他は (14) と同一。

(19) 過負荷サイクル 200% 定格電流抵抗負荷で正常トリップ 50 回、トリップフリー 50 回を 2~3 分/回の割合で開閉後 (9) (10) を行なう。

(20) 再投入 自動トリップさせた後、そのまま -60 ± 5°C に 1 時間置き自動閉路しない。

(21) 振動 MIL-E-5272 A 手順 I で行ない、接点の開閉がないこと。(ただし加速度は 5 g) 試験後 (11) の

表 2.2 ショ断試験の責務

試験指示	試験名称	操 作
A	有効電流短絡回路ショ断 (AC)	2 回—常気圧において C.O 2 回—高所において C.O
B	有効電流投入ショ断 (AC)	2 回—常気圧において O.C.O 2 回—高所において O.C.O
C	有効電流短絡回路ショ断 (DC)	2 回—常気圧において C.O 2 回—高所において C.O
D	有効電流投入ショ断 (DC)	2 回—常気圧において O.C.O 2 回—高所において O.C.O
I	瞬時有効中間電流ショ断 (AC)	1 回—高所において C.O 1 回—電流の各値に対して常気圧で O.C.O ⁴
J	瞬時有効中間電流ショ断 (DC)	1 回—高所において C.O 1 回—電流の各値に対して常気圧で O.C.O

C.O=JIS の O, O.C.O=JIS の CO に相当する。高所とは 50,000 ft 相当気圧である。

200% を行ない規定値を満足すること。

(22) 機械的衝撃 MIL-E-5272 A 手順 I により 25g の減速度を加え接点の開閉がないこと。試験後 (11) の 200% を行ない規定値を満足すること。

(23) 加速度 10g の加速度を 1 分間以上加え接点の開閉がないこと。他は (22) と同一。

(24) ショ断容量 MS 標準に規定された回路条件で表 2.1 に従い、表 2.2 の試験を行なった後、(2) に従い 1,125 V に耐え (11) の 200% 較正は 12~66 秒でトリップすること。

(25) 砂シッ MIL-E-5272 A 手順 I により行なう。400% 定格負荷をトリップフリーショ断後 (11) の 200% を行ない 15~55 秒でトリップすること。

(26) 腐食 MIL-E-5272 A 手順 I により塩水噴霧を行なう。試験後水洗乾燥後 (11) の 200% を行ない 12~66 秒でトリップすること。

(27) 湿度 MIL-E-5272 A 手順 I により行なう。試験後 1 時間以内に 500% 定格負荷で 10 秒以内にトリップし、また 300% 定格負荷トリップする。続いて (11) の 200% 定格負荷で 13.5~60.5 秒でトリップすること。また (2) に従って 1,125 V に耐えること。

(28) 防爆 (AC) MIL-E-5272 A 手順 I により (24) の試験指示 A を常気圧 CO だけ 2 回行なう。

(29) 防爆 (DC) MIL-E-5272 A 手順 I により (24) の試験指示 C を常気圧 CO だけ 2 回行なう。

(30) 電圧降下 定格電流を 30 分通電後端子間で 0.5



図 2.2 MS ブレーカ
Fig. 2.2 External view of MS breaker.

V 以下、消費電力は 15 W 以下。

QT は上記試験を試料 24 個について規定された試験区分に検査官が振当て実施される。

2.3 構造

外觀は図 2.2 のとおりで絶縁 ケース の中に機構部分が納められ、接続用端子以外の表面は電氣的に完全に絶縁され、取扱いに安全かつ構造は簡潔で堅牢である。

操作は押しボタンを押すと閉路し、引張ると開路する。また過負荷になると相応した時間でトリップし開路状態となり、トリップフリー形式である。引はずし要素は熱動および電磁引はずし装置を有している。ケースは MIL-C-5809 C に規定された規格に合致する耐アーク性絶縁材料を使用し接点、熱動引はずし要素の材料は最適な材料を使用している。かつ電磁引はずし装置は敏速かつ確実な方法とし、大電流 ショ断における障害を完全に防止するものである。

機器への取付は表板に 2 個のセルフロックナットを有しネジで締付ける簡単な方法で取付後ゆるみの心配がない。

2.4 性能

(1) 較正

MS ブレーカの較正は JIS C 8370 配線用 ショ断器と比較し相当きびしく 2.2 (9)~(13) に示したとおりである。

過負荷の比較的小さい場合は熱動引はずし要素以外の接点、導電部分などの発熱などに大きく左右されて不安定となり非常に困難な点が多かった。しかし接点の接触抵抗を安定させかつ各導電部の発熱および抵抗温度係数を十分考慮し、かつ掛合部分に十分注意し良好な結果を得ることができた。

(2) 強度試験

これは機械的なもので 2.2 (4)~(7) に示されているような事項で比較的安易な試験である。ただ (4) は少々時間を要した。これはモールドの強度はバラツキが大きく材料、仕様の選定および構造改良などにより解決した。

つぎに (7) のハウジングの強度試験で規格に満足するものができず米國製品の QT 合格品も同様規格の約 1/2 弱で満足しないため、規格の解釈の相違かも知れず関係先と話しの上この試験項目は除外し参考試験とした。

(3) 耐久試験

2.2 (14)~(18) の 5 種類の試験からなりこの試験の後に 2.2 (9) (10) に相当する較正に合格する要求で、2.4 (1) で述べたような影響がありとくに耐久を行なった後の接点接触抵抗は非常に大きくなり、かつ不安定なため接点部分の発熱による影響が大きくこれらは定格電流が大きくなるほど困難となってくる。また接点の荒れ方は試験条件により左右されることは当然で 2.2 (16) がいちばん悪条件でありこれを主に実験、検討し良好な結果を得ることができた。

(4) 過負荷回数および再投入

過負荷回数は 2.2 の (19) に示されたように行なわれるのであるが、この試験は前述した 2.4 (3) の試

表 2.3 振動試験の種類および時間

試験方法	室温状態の振動時間 (min)	71°C における振動時間 (min)	-54°C における振動時間 (min)
共振	60	15	15
繰り返し	60	15	15

(1 軸方向の振動時間を示す)

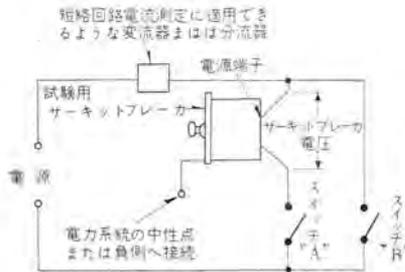


図 2.3 ショック試験回路
Fig. 2.3 Circuit breaker testing circuit.

験と類似したものでただ負荷が2倍の定格電流で行なうため、熱動引はずし要素の耐久性を調べるもので良好な結果を得た。再投入は 2.2 の (20) に示されたように行なわれるが、これは当社の MS ブレーカは機構上絶対に再投入しないため問題はない。

(5) 振動試験

2.2 (21) に示したとおり MIL-E-5272 手順 I に従って表 2.3 のように、5~500 c/s で共振周波数および繰り返しを行ない高温、低温試験をかねて行なうようなもので相当めんどろな試験である。しかし振動加速度が ±5g であるため、性能的にはたいして困難な点はなく良好な結果を得た。

当社製品は共振点なく、表 2.3 の 2 倍の時間を振幅 0.060 in (1.52 mm) 周波数 50 c/s で行なった。

(6) 機械的ショック 加速および電圧降下

上記試験は 2.2 の (22), (23), (30) に示されたよう問題なく規格を満足した。

(7) 環境試験

砂じん試験、腐食試験および湿度試験は 2.2 の (25), (26), (27) のよう砂じん試験、腐食試験は前回 AN ブレーカで同じような試験をしておりかつ湿度試験も各機種で行なっており、経験していたため問題なく規格を満足した。

(8) ショック試験および防爆試験

ショック試験は 2.2 (24) 防爆試験は 2.2 (28), (29) に示すようである。ショック試験回路は 図 2.3。回路条件は MS Standard に定められ表 2.1、責務は表 2.2 のようである。

サーキットブレーカとしてもっとも重要かつ困難な試験で試験指示 A, B, C, D, I, J の 6 種類であり中でも試験指示 A, B, I の AC 400 c/s については未経験であり、かつ参考文献も見当たらず商用周波数 60 c/s を参考に検討し MS ブレーカの大きさおよびショック容量の点からショック時間を極力短くする必要があるため機構的に十分考慮した。結果としては試験指示 B が非常に困難な試験であり、実際のショック時間は 0.0025 秒程度であるが直流分

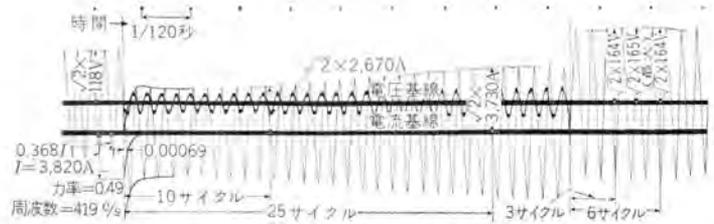


図 2.4 有効電流短絡回路および投入ショック断、AC 回路校正
Fig. 2.4 Effective current short circuit and closing, interruption. AC circuit calibration.

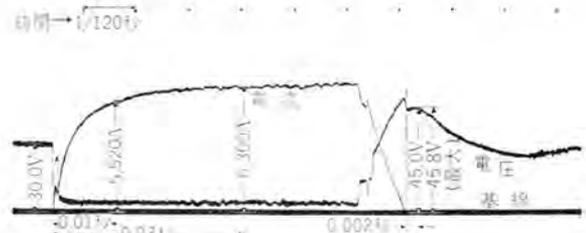


図 2.5 有効電流短絡回路および投入ショック断、DC 回路校正
Fig. 2.5 Effective current short circuit and closing, interruption. DC circuit calibration.

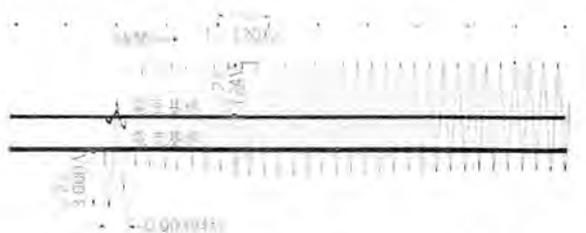


図 2.6 有効電流短絡回路ショック断 AC, 定格電流 20 A
Fig. 2.6 Effective current short circuit interruption AC, rated current 20 A

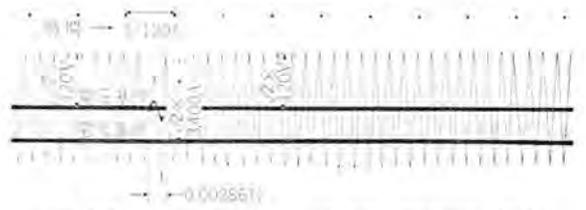


図 2.7 有効電流投入ショック断 AC, 定格電流 20 A
Fig. 2.7 Effective current closing and interruption AC, rated current 20 A.

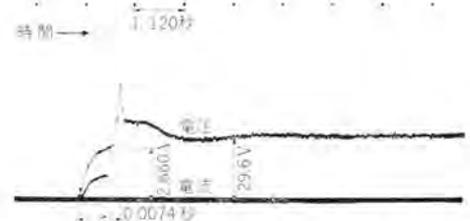


図 2.8 有効電流短絡回路ショック断 DC, 定格電流 20 A
Fig. 2.8 Effective current short circuit interruption DC, rated current 20 A.

の影響が大きく接点の溶着を起こす大きな原因となり、かつ熱動引はずし部分の永久ヒズミの原因ともなったが、当社においては気中ショック断器を永年製作しており基礎実験も豊富であるため、問題解決に非常に役立ち無事 QT

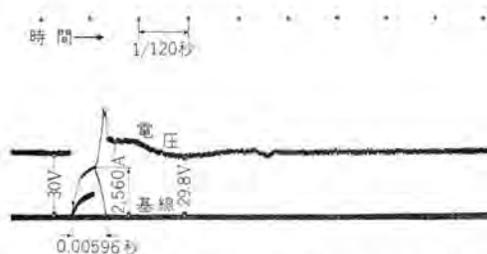


図 2.9 有効電流投入 シュ断 DC, 定格電流 20 A
Fig. 2.9 Effective current closing and interrupting DC, rated current 20 A.

に合格することができた。

つぎに試験指示 C, D. においては定格電流の大きいものは、アークの持続時間が長く シュ断後の耐圧不良が時々発生したが、材質および機構的に改良することができた。

防爆試験は シュ断試験が良好であれば問題なく比較的安易に目的を達成することができた。

以下 シュ断試験校正回路および 20 A 定格電流における実際の シュ断したものを添付したもので、本来は試験指示 A, B, C, D, I, J の 6 種類であるがいちばん困難であった A, B, C, D の回路条件と 50,000 ft 相当気圧における実際の シュ断のいちばん終わりのものすなわち常気圧で 2 回 シュ断し、50,000 ft 相当気圧の 2 回目 シュ断したものを示したのである。図 2.4~図 2.9

3. MS ブレーカシュ断試験装置

3.1 試験条件

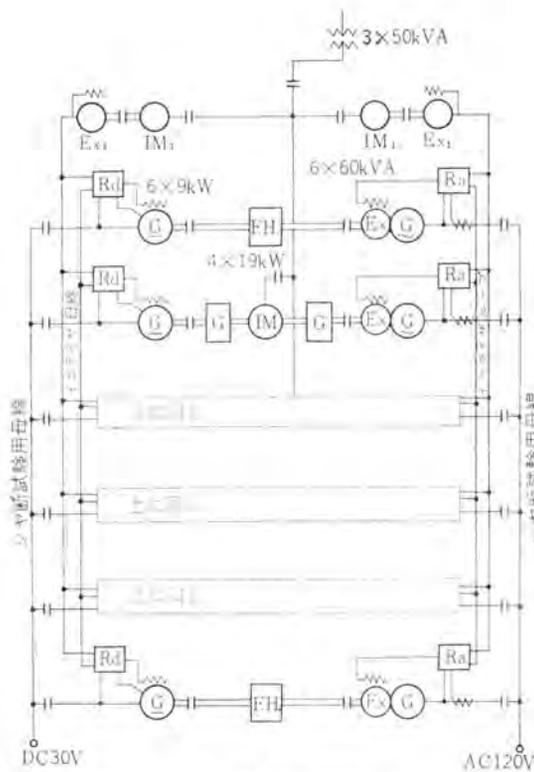
MS ブレーカはその用途から要求される回路および試験条件が特殊であるので、これらを満足する試験装置を製作する必要があった。そのためには MIL 規格および MS Standard に説明された シュ断試験項目の要求する条件を理解しなければならない。試験の種類と条件を表 2.1, 2.2 に示す。すべての シュ断試験は図 2.3 の接続で行なう。各種試験条件を満足させるために電源側特性を調整するという考え方である。交流の試験が要求されるときは 400 c/s 115/200 V 系統の発電機で 1 線中性線間より、また直流のときは 30 V 系統の発電機で電源を得る。電源側特性には交流および直流にそれぞれ 2 種類が規定されている。

(1) 有効電流短絡回路

この試験回路は試験指示 A, B, C および D によるもので、レギュレータが動作して最大励磁になった後の短絡電流回路である。すなわちレギュレータのついた発電機を電源とした回路で行なう試験で、短絡後ある時間経過した時限の電流および開路後の回復電圧を規定しているが、投入電流は制限されてない。したがって回路を定めるには電源側、すなわち発電機およびその制御系の速応性が重要である。

(2) 瞬時有効中間電流短絡回路

この試験回路は試験指示 I および J によるもので、短絡電流が投入から シュ断まで本質的に一定でかつ抵抗により制限された回路で行なわれる。表 2.1 によれば 3 種



G	直流発電機	9 kW 30 V 6 P 6,000 rpm
G	交流発電機	60 kVA 三相 4 W 120/208 V 400 c/s 6 P 6,000 rpm
Ex	励磁機	1.5 kW 24 V 4 P 6,000 rpm 交流発電機内蔵
Ex1	励磁機	1 kW 30 V 4 P 1,800 rpm
IM	誘導電動機	1.9 kW 三相 220 V 60 c/s 2 P
IM1	誘導電動機	1.5 kW 三相 220 V 60 c/s 4 P
Rd	自動電圧調整器	カーボンパイプ形 直流発電機用
Ra	自動電圧調整器	カーボンパイプ形 交流発電機用
G	増速歯車	増速比 35:20
F.H.	フライホイール	GD ² 0.264 kg-m ²

図 3.1 MS ブレーカシュ断試験装置

Fig. 3.1 Main circuit composition diagram of MS breaker testing device.

類の中間電流が要求されている。電流は抵抗で制限されるから力率はそれぞれ異なり、電流は永久短絡電流で測られる。シュ断後の回復電圧の要求は (1) より少し緩和される。

3.2 装置の構成

(1) 電源装置

この試験装置は交流 400 c/s 115/200 V と直流 30 V の両系統の電源を必要とし、かつそれらの速応性が問題となる。これら電源の特性はブレーカの シュ断条件に大きく影響し、発電機レギュレータを含めた電源側機器の組合せで決定されると考えられる。したがってこれらの選定が重要で、この装置では MS ブレーカの試験を主眼としたものであるから航空機の電源特性に類似のものが望ましいので、航空機用発電機およびレギュレータを使用した。装置の構成および主要機器の仕様を図 3.1 に示す。

この装置の構成は 19 kW 220 V 2 P 誘導電動機を用い、とくに設計した歯車機構により毎分 6,000 回転に増速駆動される直流発電機と交流発電機を各 1 台ずつタンドムに装荷した電動発電機 4 基と、これらの発電機により生ずる電力の一部で、交流発電機と直流発電機だけを直結した発電機セット 2 基を並列運転し、計 6 台ずつの発電

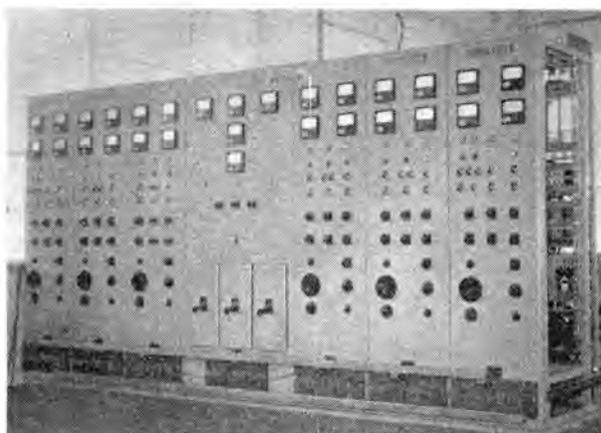


図 3.2 MS ブレーカ遮断試験装置

Fig. 3.2 MS breaker interruption testing device.



図 3.4 環境試験装置

Fig. 3.4 Circumstance testing device.

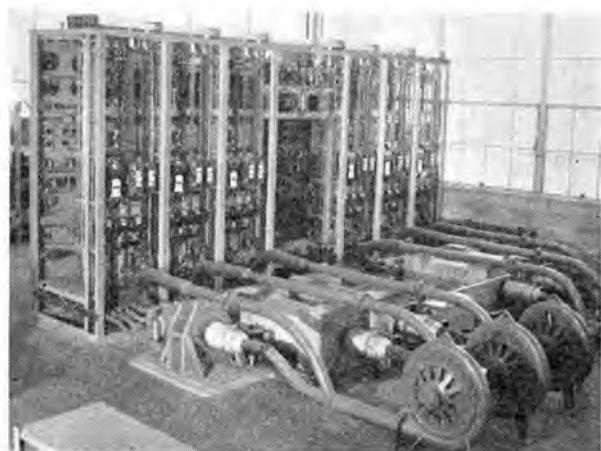


図 3.3 MS ブレーカ遮断試験装置

Fig. 3.3 MS breaker interruption testing device.



図 3.5 遮断試験制御装置

Fig. 3.5 Interruption test control equipment.

機からなっている。並列運転に際しては各発電機に付属のレギュレータを通じてイコライザ母線により互いに平衡を保つ。これにより交直各6台の発電機はそれぞれ同一条件のもとに負荷を均一分担するから、試験用端子から見て各1台の発電機と考えてよい。4基の電動発電機と2基の発電機セットは独立した制御盤を有し単独で運転でき、他の用途にも使用できる。この目的のために6台のファンですべての発電機を強制冷却し、十分な出力が得られるようにした。この装置に使用した直流発電機は本来自励発電機として航空機に用いられるものであるが、短絡時の電流を得るために励磁機を設けた。また交流発電機は励磁機を内蔵しているが、シヤ断試験に対処してタピング回路を切放してあり、場合によっては速応励磁を行ない回路特性の調整をするとともに、並列運転における安定度を維持するために副励磁機を追加した。装置外観を図3.2、3.3に示す。

(2) 環境試験装置

シヤ断試験装置は大気圧の他高所および燃料気中などの環境の下で行なう。このためとくに小形の防爆試験装置を製作した。この装置は適当な空燃比のガソリンの爆発性混合気を作ることができ、またそう内気圧を20mm/Hg

前後に保ち高所状態におけるシヤ断試験にも使用する。混合気の爆発に対してレリーズバルブが働く構造になっている。また内部の状況をのぞき窓から観察できる。図3.4は防爆試験そうで下の台はシヤ断試験制御装置の一部である。

(3) シヤ断試験制御装置

MS ブレーカのシヤ断試験は表2.2に示すように交流および直流に対して各2種類のシヤ断責務がある。またシヤ断電流電圧も同時にオシログラフにより記録することが要求されている。このほかに試験回路を較正する操作も必要である。これらの一連の操作を多数の試験資料に対してまちがいがなく、しかも能率よく遂行するためにシヤ断試験制御装置を製作した。この装置は3種の切換スイッチで操作するだけで交流および直流の各シヤ断責務と較正の操作を行ない、シーケンスドラムを用いて現象をまちがいがなくオシログラフ上に記録できる。図3.5はこの制御装置を示す。

3.3 直流電源の動作

直流電源のシヤ断試験用回路を図3.6に示す。すでに述べたように6台の発電機はまったく同じ条件の下に並列に運転され、均一に負荷を分担するようになっており、シヤ断試験に際しても各発電機およびレギュレータの動作

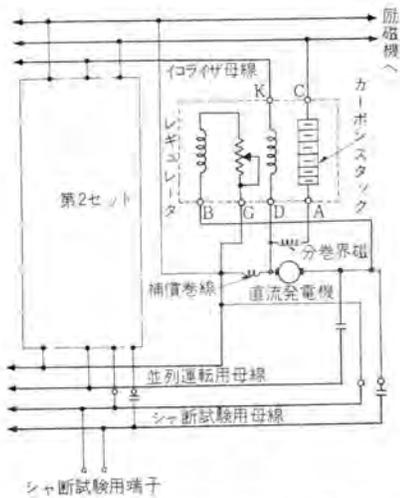


図 3.6 直流側電源回路接続図

Fig. 3.6 Connection diagram of DC measurement power supply circuit.

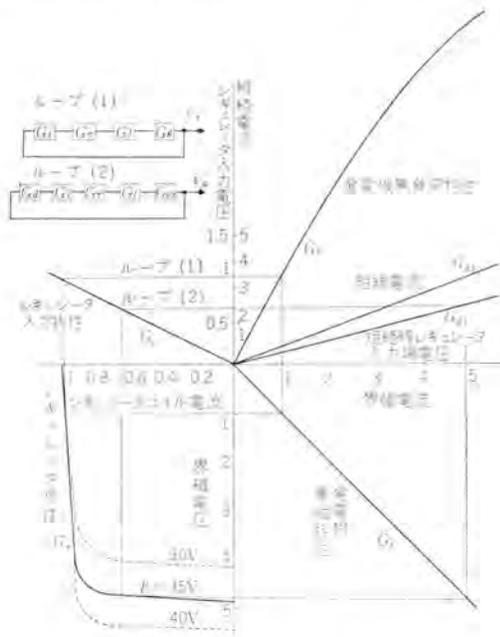


図 3.7 直流電源制御ループ

Fig. 3.7 DC power supply control loop.

は相似であるから1セットにつき考えればよい。図3.7は直流電源制御系の制御状態を示すものでループ(1)およびループ(2)はそれぞれ無負荷および短絡における定常状態を示すものである。レギュレータの入力電圧はシャ断試験用母線上より得ているので、短絡状態では短絡電流により定まるが、このような場合図3.7のレギュレータ特性よりわかるようにカーボンスタックは調整の機能を失う。短絡による十分大なるレギュレータ入力を考えれば界磁電流 i_f は次の式で近似できる。

$$i_f = (i_m - i_{f0}) \left(1 - e^{-\frac{t}{T_f}} \right) + i_{f0}$$

ここで i_{f0} : 無負荷定格電圧を誘起する界磁電流

$$i_{f0} = \frac{E}{r_f} \text{ : 頂上励磁電流}$$

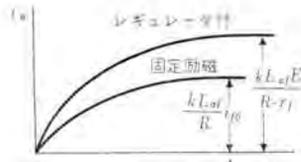


図 3.8 直流電源の短絡電流

Fig. 3.8 DC generator fault currents with constant and with regulated excitation.

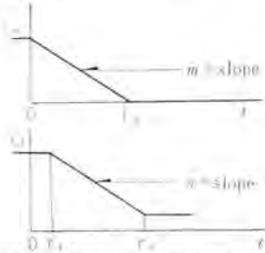


図 3.9 直流シャ断における仮定
Fig. 3.9 Assumed variations of excitation current and of interrupting current.

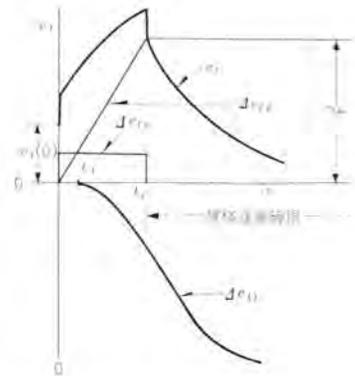


図 3.10 直流回路の回復電圧

Fig. 3.10 Recovery voltage of DC circuit.

E : 励磁電圧 r_f : 界磁抵抗

T_f : 界磁回路時定数

界磁電流が上式のように変化する場合短絡電流 i_a は

$$i_a = k \cdot L_{af} \left(\frac{E}{r} - i_{f0} \right) \left\{ \frac{1}{R} + \frac{1}{T_f R - L} \left(\frac{L}{R} \varepsilon^{-\frac{R}{L} t} - T_f \varepsilon^{-\frac{1}{T_f} t} \right) \right\} + \frac{k L_{af} i_{f0} (1 - \varepsilon^{-\frac{R}{L} t})}{R}$$

ただし $R = kL_r + r_0$ k : 定数 r_0 : 短絡回路抵抗

L_{af} : 界磁と電機子の鎖交磁束数を表わすリアクタンス

L_r : 電機子反作用および補償巻線の磁束によぼす効果を表わす係数

L_a : 発電機内漏れリアクタンス

L_e : 外部回路リアクタンス

$L = L_a + L_e$

固定励磁の場合の短絡電流は上式における第2項だけとなる。図3.8にこのようすを示す。励磁機電圧および回路抵抗を適当に調整することにより所定の時限に電流値を要求どおりにすることができる。

つぎに最大励磁後回路をシャ断した場合規格に定められた回復電圧の値がどのようにして決まるか解析する。直流シャ断であるからブーカは瞬時に電流を切ることが困難である。またこの場合もレギュレータは入力の変化が過大となるためカーボンスタックは少しの間界磁電流をシャ断する。この状態を図3.9のように直線的に近似して、ブーカの端子電圧 e_t の時間的変化を求めると

$$e_t = kL_{af} i_f - (kL_r + r) i_a - pLi_a$$

これを解いて

$$e_t(t) = \Delta e_{t1} + \Delta e_{t2} + \Delta e_{t3} + e_t(0)$$

ここで

$$\Delta e_{t1} = kL_{af} n \left[-\left\{ (t-t_1) - T_c \left(1 - \varepsilon^{-\frac{(t-t_1)}{T_c}} \right) \right\} u(t-t_1) \right.$$

$$\left. + \left\{ (t-t_2) - T_c \left(1 - \varepsilon^{-\frac{(t-t_2)}{T_c}} \right) \right\} \cdot u(t-t_2) \right]$$

$$\Delta e_{t2} = m(kL_r + r_c) \{ t \cdot u(t) - (t-t_2) u(t-t_2) \}$$

$$\Delta e_{t3} = mL \{ u(t) - u(t-t_2) \}$$

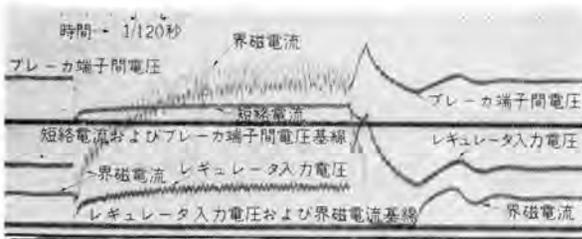


図 3.11 直流電源の短絡シヤ断における応答
Fig. 3.11 Response of DC power supply to short-circuit interruption.

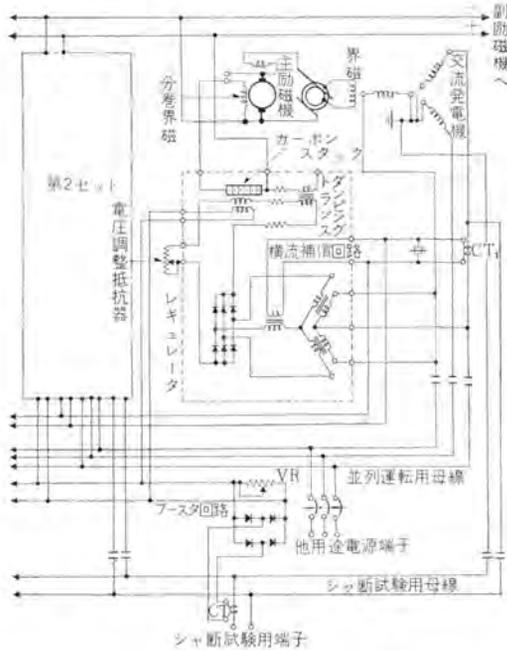


図 3.12 交流側電源回路接続図
Fig. 3.12 Connection diagram of AC measurement power supply circuit.

$$e_t(0) = \frac{kL_{af}}{R} \cdot \frac{E}{r_f} \cdot r_b$$

ただし $u(t) = \begin{cases} 0 & t < 0 \\ 1 & t \geq 0 \end{cases}$ 単位関数 $p = \frac{d}{dt}$

T_c : 主磁束と鎖交している閉回路の時定数

$r_c' = r_c - r_b$

r_b : プレーカの内部抵抗

各項の電圧変化を図 3.10 に示す。規格に要求されている回復電圧の時限は $i_a = 0$ すなわち $t = t_0$ 以後が適用されるから最大値として

$$e_{tm} = e_t(t_0) = e_{t1}(t_0) + e_t(0)$$

この式からわかるように E の値を適当に選ばなければならない。またシヤ断性能を示す n が大きく影響する。レギュレータのむだ時間 t_1 は実際上きわめて短いので影響は少ない。端子電圧はこのような過渡状態を経た後図 3.7 のループ (1) の平衡状態に落ち着く。図 3.11 に短絡シヤ断における過渡応答のようすをオシログラフで示す。

この装置を使用して規定時限において得られる電流は、回復電圧を考慮して約 6,300 A に達した。

航空機用シヤ断器とその試験装置・都築・沢田

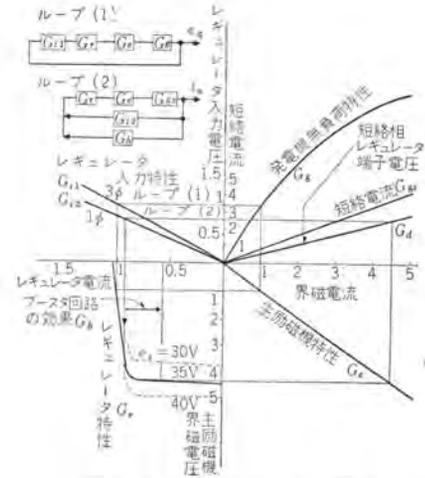


図 3.13 交流電源制御ループ
Fig. 3.13 AC power supply control loop.

3.4 交流電源の動作

交流電源のシヤ断試験用回路を図 3.12 に示す。レギュレータの入力電圧は三相線間より得ており全波整流されているので、シヤ断試験において 1 線中性点間が短絡されても十分なる応答が行なえない。このためブースタ回路をそう入した。図 3.13 は交流電源制御系の制御状態を示すものでループ (1) およびループ (2) はそれぞれ無負荷および短絡における定常状態を示している。ブースタ回路の抵抗 VR を調整すると短絡時において、レギュレータを最大励磁状態におくことができる。このようにすると短絡時における発電機の誘起電圧 e_a は次の式で表わせる。

$$e_a = (e_x - e_0) \left\{ 1 + \frac{1}{T_f - T_d'0} (T_d'0 \varepsilon^{-\frac{t}{T_d'0}} - T_f \varepsilon^{-\frac{t}{T_f}}) \right\} + e_0 \quad (\text{RMS})$$

ここで

e_x : 頂上誘起電圧

e_0 : 無負荷誘起電圧

$T_d'0$: 発電機界磁回路時定数

T_f : 主励磁機界磁回路時定数

誘起電圧がこのように変化すれば、短絡電流は規格に要求された時限に着目して比較的急速に減衰する過渡項と制動巻線により吸収されるとみて高調波をそれぞれ閉却すれば次式のようなになる。

$$i_a = \frac{2e_a}{x_D + \sqrt{x_D'x_Q' + 2Z_c}} \quad (\text{RMS})$$

ここで

x_D : 静止直リアクタンス

x_D' : 静止過渡直リアクタンス

x_Q : 静止過渡横リアクタンス

Z_c : 外部インピーダンス

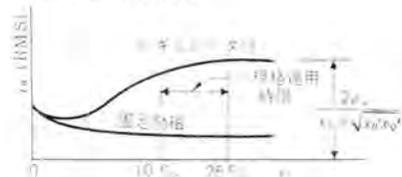


図 3.14 交流電源の短絡電流
Fig. 3.14 Ac generator fault currents with constant and with regulated excitation.

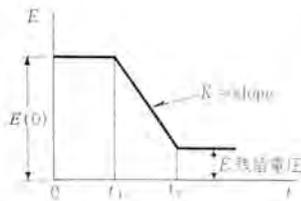


図 3.15 交流シヤ断における仮定

Fig. 3.15 Assumed variation of excitation voltage as a function of time.

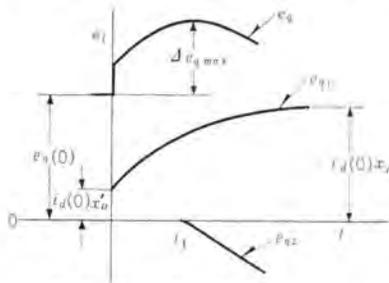


図 3.16 交流回路の回復電圧

Fig. 3.16 Component and total quadrature-axis voltages caused by opening circuit and change in excitation voltage.

最大励磁されたときの電流は上式で e_a のかわりに e_x とおけばよい。図 3.14 は短絡による電流応答を示す。結局回復電圧に関係するが副励磁機の電圧を調整することにより電流応答が調整できる。また短絡回路にわずかのインピーダンスをそう入して回路の力率を調整することが必要である。つぎに回復電圧について考えてみる。交流発電機より突然に負荷を除去するとき、端子電圧はある最大値に上昇する。この過電圧の大きさはつぎのような数々のファクタの関数で示される。すなわち除去された負荷の量、負荷の力率、レチユレタのむだ時間、励磁機の速応性交流機の定数などである。これらを基本波について考えれば、電流シヤ断後の回復電圧は横軸分だけと考えると着目すれば鎖交磁束は

$$\psi_a = -x_{D'} i_d + x_{ad} i_f = e_q$$

$$\psi_f = -x_{ad} i_d + x_f i_f$$

また

$$e_f = p\psi_f + r_f i_f$$

$$E = \frac{x_{ad}}{r_f} e_f$$

ここで

ψ_a : 短絡相の電機子鎖交磁束

x_{ad} : 界磁電流による短絡相電子との鎖交磁束を表わすリアクタンス

ψ_f : 界磁鎖交磁束 x_f : 界磁リアクタンス

r_f : 界磁抵抗 e_f : 界磁端子電圧

i_d : i_a の直軸分 E : 励磁電圧

回路がシヤ断されたとき、 E の応答を図 3.15 のように仮定すれば全横軸分の電圧 $e_q(t)$ は

$$e_q(t) = \Delta e_{q1}(t) + \Delta e_{q2}(t) + e_q(0)$$

ここで

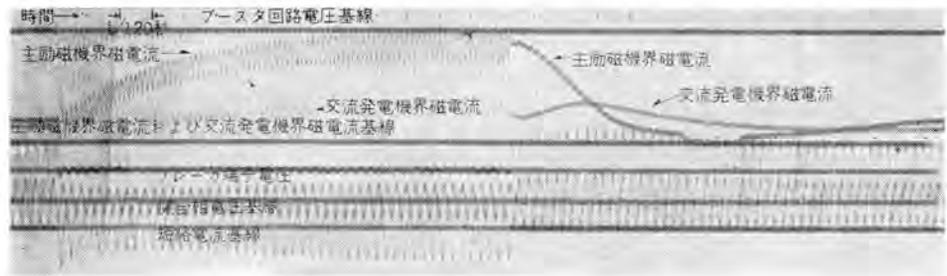


図 3.17 交流電源の短絡シヤ断における応答

Fig. 3.17 Response of AC power supply to short circuit and interruption.

$$\Delta e_{q1}(t) = i_d(0) [x_D - (x_D - x_{D'}) \varepsilon^{-\frac{t}{T_{d0'}}}] \cdot u(t)$$

$$\Delta e_{q2}(t) = -K [(t - t_1) - T_{d0}' (1 - \varepsilon^{-\frac{(t-t_1)}{T_{d0}'}})] \cdot u(t - t_1)$$

$$e_q(0) = x_{ad} i_f(0) - x_{D'} i_d(0)$$

最大値は

$$e_{tmax} = e_q(0) + i_d(0) x_{D'} - K [T_{d0}' \ln \left(\frac{(x_D - x_{D'}) i_d(0)}{K T_{d0}'} + q T_{d0}' \right) - t_1]$$

K: 図 3.15 に示すスローク

図 3.16 にこれら回復電圧の曲線を示す。回路のインピーダンス Z_c が定めれば規格の要求時限で電流を合わせるようにするために $i_d(0)$ および $e_q(0)$ はともに e_x すなわち副励磁機電圧 e_x の関数として決定されるから、試験に際して回路条件の調整は Z_c と e_x とのかね合せて決定される。図 3.17 は交流回路短絡シヤ断における過渡応答を示している。これらによれば E の変化の近似はよく現象を表わしていることがわかる。回復電圧および力率の要求を満足させると所定の時限にこの電源で得られる電流は 4,000 A RMS である。

4. む す び

MS プレーカは幾多の困難な要求条件を克服して完成し、すでに量産されている。しかしながらこれで完全という訳ではない。較正時間、電圧降下の均一化、成形材料の耐アーク性や強度的な問題など、高度な品質を維持する上になお研究すべき多くの事項がある。航空機用なるがゆえに、特殊の環境試験、機能試験が要求されることは当然なことであり、シヤ断試験もその一つである。規格は航空機の電源系統を詳細に調べた結果の要求であり、われわれはこの要求に対し完成まで延千数百回に及ぶシヤ断試験を行ない万全を期した。試験装置もこの間順調に働き所期の目的を達成した。終わりに当たり開発途上一方ならぬご指導ご援助をいただいた防衛庁ならびに川崎航空機の関係各位に深く感謝の意を表す。

参 考 文 献

- (1) Circuit Breaker, Trip-Free, Aircraft, General Specification MIL-C-5809 C.
- (2) 鳳誠三郎: 電気接点と開閉接触子, pp. 113-151.
- (3) 森英夫: 電力用シヤ断器, pp. 39-75.
- (4) R.E. KLOKOW: Maximum Overvoltage on Aircraft AC Generators After Sudden Removal of Load, AIEE Volume 74, Part II.
- (5) オム社: 電力機器便覧.
- (6) Report on Aircraft and Missiles Electric System Guide, AIEE No. 750.11 (Jan., 1960).

航空機搭載電子機器用小形電源変圧器

無線機製作所 松元雄蔵*・中島四郎*・谷口敬一郎*

Miniaturised Power Transformers for Airborne Electronic Equipment

Electronics Works Yuzō MATSUMOTO・Shirō NAKAJIMA・Keiichirō TANIGUCHI

It is the trend of the world to make the electric equipment mounted on aircraft as small and light as possible. Miniature power transformers of 400 c/s power supply developed by Mitsubishi is one of the answers. In turning the transformer small size, there are numerous problems to be solved. The insulation and the core are particularly important among them. The company has made the effort mainly to the development of the core, using oriented silicon steel strip to make wound type cut cores. This material is known to have good characteristics at 400 c/s. The product thus turned out is very excellent and good for reducing the size of airborne radar set for example, many other applications being expected as well.

1. ま え が き

航空機の電装品や電子機器においては小形軽量であることが非常に必要とされている。また軍用機器においては小形軽量である上に信頼性が高いことがとくに要求される。電源トランス類は電子機器に使用する部品中では寸法・重量のもっとも大きな部品の一つであるからその小形軽量化は大きな問題である。世界的に見ても新しい材料技術を取入れ非常な勢で小形軽量化が進められている。

今回航空機搭載電子機器用として信頼性高く小形軽量の電源トランスの開発を完了したので、それにつき種々の一般的な問題点とともに報告する。

2. 最近の機上用トランス小形化の趨勢

最近の機上用小形トランスに対しては単に寸法、重量を軽減するという以外に非常な高温中でも安定に動作しなければならないという要求が加わる。たとえばジェット機に使用されるトランスは、時に 200°C 以上の環境で動作しなければならない。このためにはトランス自身の温度上昇を最小にするとともに、このような苛酷な環境に十分耐える設計を必要とする。したがって寸法、重量に対する要求と温度に対する要求を同時に満足するために、新しい設計法が要求され、新しい材料、新しい工作法の開発が要求されて来る。一例としてアメリカ空軍が Bell Laboratories に試作させた結果を表 2.1 に紹介する。この表の左欄の 6 種はいずれも第二次大戦中に機上用レーダ装置に実用されていた 400 c/s 用電源トランスで、エナメル線、紙、布を使用し、ワックスにより絶縁処理を行っている。中央欄のものは左欄に対応するものを戦時中

表 2.1 小形電源トランスの重量と体積

	小形電源トランスの重量と体積					
	第二次大戦時のもの		-55~85°C に再設計したもの		-55~200°C に再設計したもの	
	重量 (kg)	体積 (cm ³)	重量 (kg)	体積 (cm ³)	重量 (kg)	体積 (cm ³)
I	0.200	136	0.091	67.2	0.091	44.3
II	0.454	310	0.136	98.4	0.132	54.1
III	0.454	328	0.145	98.4	0.132	54.1
IV	2.31	1,170	1.0	366	0.725	274
V	3.18	1,220	0.635	354	0.5	184
VI	0.68	294	0.409	98.4	0.109	70.5

から戦後にかけて発達した新しい材料、工作法、設計法を使用して再設計したもので、表からもわかるとおり小形軽量化という点からは十分の成果を上げており、現用の機器に使用されている。これらに使用された材料はセラミック絶縁電線、マイカ、ガラス繊維などで、全体をシリコン樹脂でコーティングしている。右欄はごく最近 -55~200°C の間で使用することを目標に最新の材料、技術を用いて開発試作されたものの成果である。これらは非常な高温で使用されるため、マグネットワイヤの銅の表面が酸化して使用時間とともに巻線抵抗の増加するのを防止するために表面をニッケルメッキした銅線を使用し、線の被覆はセラミックとテフロンのコブネーションである。これをさらにマイカ、ガラス繊維で絶縁し、シリコンゴムで浸透、コーティングを行なっている。この最後のものは小形軽量化という点からは前段階ほどの顕著な結果はあらわれていないが、使用温度範囲をここまで拡大しながらなお小形軽量化されている点で実に大きな成果があったといえる。

以上はほんの一例の紹介であるが、世界的に見て機上

* 電子機器技術部

用トランスに限らずあらゆる分野においてトランスの超小形化が進められているが、ひるがえってわが国の現状はようやく小形化を始められる態勢になったといえる程度である。戦後の立ち遅れで最初は材料、技術の面でも打抜鉄心、エナメル線、紙、布を使用しワニス処理を行なうといった、旧態依然たる設計によらざるをえない状況であったが、その後軍用機器などの要求によるB種絶縁材料および無溶剤ワニスの開発、また磁心材料として高い周波数で特性の良い方向性ケイ素鋼帯の国産およびそれを使用した巻鉄心カットコア（以下Cコアと略す）の開発などによりようやく機上用電子機器の電源トランスの小形軽量化が可能となって来た。今回これら新しい材料、技術を使用しどの程度まで小形軽量化できるかをたしかめるために、機上用を目標としCコアを使用したB種絶縁400c/s用小形トランスを試作し好結果を得た。これらのトランスは-55~85°Cにおいて使用可能でありその成果をただちに機上用レーダ装置の電源トランスに採用し、十分実用化することができた。

3. 電源トランスの小形軽量化に対する考え方

一般に電源トランスの寸法と重量はその容量が一定であれば次のような要素により決定される。

電源周波数：寸法と重量はその電源周波数の増加に従って減少する。

電圧変動率：電圧変動率を零に近づけるに従って寸法と重量は増加する。

効率：効率を良くするほど、すなわち効率を100%に近づけるほど寸法・重量は増加する。

周囲温度：ある絶縁種別のトランスは寿命に対する要求から一定の温度上昇限度がある。使用される周温が高ければ絶縁物の許容温度上昇値は低くなり、トランスの寸法・重量が大きくなる。

使用電圧：電圧の高いトランスは絶縁物、端子などの関係で電圧の低いトランスより寸法が大きくなる。

鉄心材料：使用する鉄心材料はとくにトランスの寸法重量に大きな影響をおよぼし、寸法・重量を軽減するためには良質の鉄心、すなわち使用する周波数で損失が少なく、飽和磁束密度の高いものを使用する必要がある。

絶縁種別：トランスに使用される絶縁物と使用温度および寿命の関係がA種、B種、C種、H種などと種々の規格（たとえばAIEE StandardやJECなど）で決められている（図3.1参照）。トランスの寸法・重量の軽減のためには高級な絶縁種別を用いる必要がある。

構造：電源トランスといえどもそれぞれ使用される環境に応じた構造をとる必要がある。とくに耐湿性などに対する要求性能が苛酷な場合密封形構造をとることがありこれが寸法・重量の増大をもたらす。また耐振動、衝撃性のために強固な構造をとると重量が

増大する。

以上に述べたうちとくに重要な点を要約すれば次の三点になると思われる。すなわち

(1) 使用周波数を上げること

(2) 耐熱性の良い絶縁物を使用し放熱を良くすること

(3) 良質の鉄心を用いること

周波数を上げることについては、一般に航空機の電源として400c/sの交流が用いられており設計者が自由に選ぶことはできないが、しかし商用周波数よりは有利で400c/sと商用周波数とを比較すると同じ容量のもので体積を1/3~1/6に減らすことができる。

耐熱性の良い絶縁物を使用し放熱を良くすることについてはトランスの寿命に対する要求と直接の関係がある。すなわちそのトランスの種々の熱損失が温度上昇となってあらわれて使用している絶縁物を劣化させる。したがって一度使用絶縁物がきまるとそのトランスの動作温度における期待寿命が決定されることになる。一例としてAIEEの絶縁種別とその材料および動作温度・寿命の関係を図3.1に示すが、この図からもわかるとおり動作温度が一定であれば高級な絶縁種別のものほど寿命が長く、また寿命が一定であれば高級な絶縁種別のものほど高い温度で使用できる。このことは小形化する場合に、放熱面積の減少によって当然温度上昇が大きくなるが、耐熱性が良い高級な絶縁物を使用することにより、寿命を減らさずに小形化できることを示している。一方非常に消耗性のはげしい軍用機器、ミサイルなどについては一般民需の長寿命の機器の考え方からはなれる必要があり、その本当に必要な寿命に対する要求から適当な絶縁物を選ぶ必要がある。この点でMIL-T-27Aでは動作温度と期待寿命が決められており、この要求を満足する範囲で任

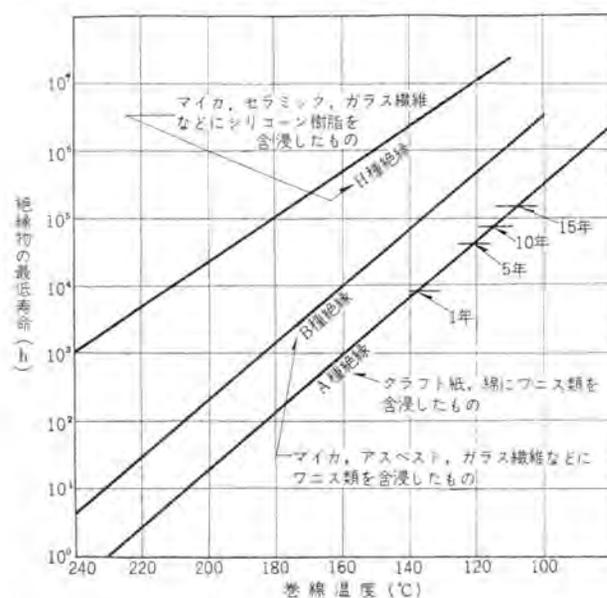


図 3.1 AIEE の絶縁種別による温度と寿命
Fig. 3.1 Life characteristics of AIEE insulating materials used in transformers and inductors.

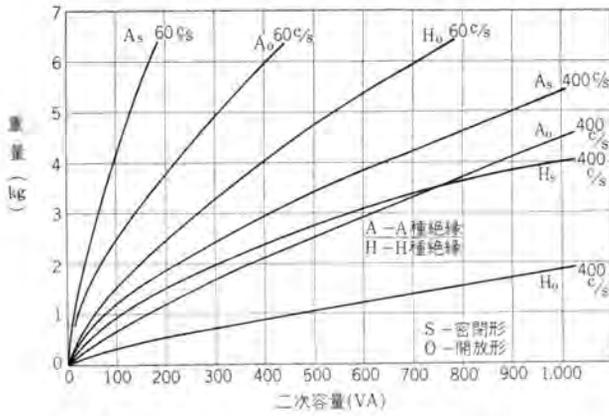


図 3.2 形状および絶縁種別によるトランスの重量変化
Fig. 3.2 Transformer weight comparison for various types of construction.

意の絶縁物が選べるようになってきている。以上のような温度上昇に対する考え方から、トランスの構造としては当然開放形をとるのが有利であるが、民需機器と異なり、軍用機器は耐環境性に対する要求が非常に苛酷であるため、一概に開放形構造をとることもできない。たとえば開放形で重量 110 g のものを金属ケースに入れ、コンパウンドで密封した形式にすると 340 g になったことが報告されている。以上のような観点を総合し結局放熱に有利な開放形構造をとりつつ耐環境性についても十分な性能をもたせるという非常に困難な問題を解決しなければならない。このような周波数、絶縁種別、構造と重量の関係を図示すれば図 3.2 のようになり、周波数が高く高級な絶縁種別で開放形のものほど同じ容量に対して軽量にできることがわかる。

つぎに鉄心については損失が少ないことの必要性はいうまでもないが飽和磁束密度については次のように考えられる。

トランスにおいて巻数 N に発生する電圧 E は

$$E = \sqrt{2} \pi f \cdot N \cdot \Phi_m \dots\dots\dots (3.1)$$

$$\Phi_m = B_m \cdot S \dots\dots\dots (3.2)$$

ここで f : 周波数

N : 巻数

Φ_m : 最大磁束

B_m : 最大磁束密度

S : 鉄心有効断面積

であらわされる。ここで f と B_m が大きいほど一定の電圧に対して N および S が少なくすみトランスとして小形化できることになる。 B_m を大きくするためには飽和磁束密度が高いことが必要となるが鉄心については次章で詳細に述べる。

4. 400 c/s 電球トランスの設計

電源トランスの容量は次のようにあらわされる。

$$P = K \cdot f \cdot B_m \cdot i \cdot S \cdot A \cdot A_f \dots\dots\dots (4.1)$$

ここで i : 電流密度

A : 鉄窓面積

A_f : 銅占有率

K : 常数

$$S \cdot A = \frac{P}{K \cdot f \cdot B_m \cdot i \cdot A_f} \dots\dots\dots (4.2)$$

V を鉄心体積とするとこれはディメンジョン L の 3 乗に比例し、 S および A はそれぞれ L の 2 乗に比例するから

$$V \propto (S \cdot A)^{3/4} \dots\dots\dots (4.3)$$

$$V \propto \left(\frac{P}{f \cdot B_m \cdot i \cdot A_f} \right)^{3/4} \dots\dots\dots (4.4)$$

式 (4.4) から明らかとなりカッコ内分母の要素を大きくすれば体積 V すなわちトランス寸法は減少する。いま周波数が 400 c/s 一定であるために B_m か $i \cdot A_f$ を大きくする必要がある。このうち B_m は鉄損に関係し $i \cdot A_f$ は銅損に関係する。この両損失がトランスの温度を上昇させる。トランスの温度上昇 T は

$$T = K_1 W_i + K_2 W_c \dots\dots\dots (4.5)$$

ここで W_i : 鉄損

W_c : 銅損

K_1, K_2 : 常数

ここで使用する周温と寿命に対する要求がきまり、さらに使用できる絶縁材料がきまると許容温度上昇値がきまることになる。

使用する絶縁物としてはガラス繊維、マイラ、エポキシ樹脂、テフロン、シリコン樹脂などが考えられ、B 種および H 種の絶縁が可能である。また絶縁物はなるべく熱伝導率が良く、薄くて絶縁耐力の高い物を使用すれば温度上昇および銅占有率の点で有利である。

鉄心としては現在次の 3 種が 400 c/s で使用可能と考えられる。

A: 厚さ 0.15 mm の 50-50 パーマロイ打抜積重ね鉄心

B: 厚さ 0.1 mm の方向性ケイ素鋼帯打抜積重ね鉄心

C: 厚さ 0.1 mm の方向性ケイ素鋼帯 C コア

これらの鉄心の厚さは商用周波数用鉄心に比較して薄くなっているが、これは周波数の上昇によって渦電流が増

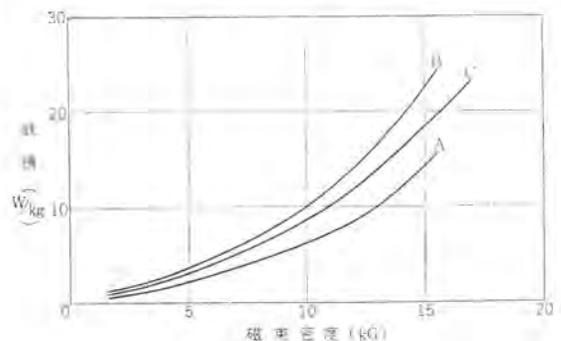


図 4.1 400 c/s における鉄損曲線
Fig. 4.1 Typical core-loss curves at 400 c/s.

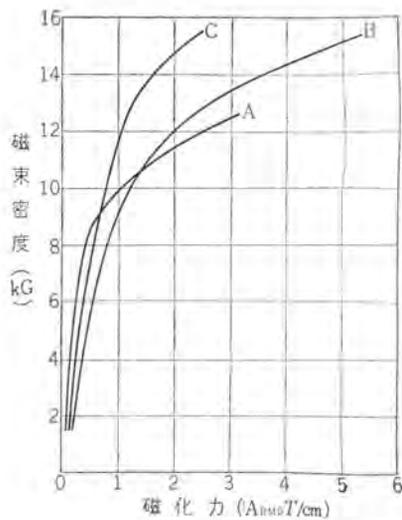


図 4.2 400 c/s における鉄心の磁化曲線
Fig. 4.2 Typical excitation curves at 400 c/s.

え鉄損が増大するのを緩和するためのものである。文献によればこれらの鉄心の 400 c/s における鉄損および $B-H$ 特性は図 4.1, 4.2 のとおりである。鉄損から見れば 50~50 パーフォイがすぐれているが、価格の高いこと、加工後の取扱いの困難さおよび温度特性の点で方向性ケイ素鋼帯に劣る。また $B-H$ 特性から見ると非常に磁束密度の低いところではやはり 50-50 パーフォイがすぐれているが磁束密度の高いところでは総合的に見て C コアが最適といえる。この C コアは飽和磁束密度の点からは $B_m/6,000$ ガウス程度まで使用できるが、温度上昇に関する銅損との割合の点で、形状、寸法により適当な鉄損値になる B_m を選ぶ必要がある。

鉄心材料がきまると式 (4.5) の許容温度上昇値内で銅損・鉄損の振分けを行ない鉄心形状をきめることになる。この場合鉄損の多いほうが電圧変動率が少なく有利であるが、効率最高という点からは適当な割合にする必要がある。ここで鉄心体積、形状がきまれば、式 (4.5) を満足する範囲で式 (4.1) の $B_m \cdot i$ を最大になるようにすると P が最大になる。

400 c/s 用トランスを小形軽量化の立場で設計する場合次のような点に注意する必要がある。

- (1) 使用温度と寿命の点をよく理解し、許容温度上昇限度いっぱい温度上昇させる。
- (2) 放熱ができるだけ良い構造をとる。
- (3) 飽和磁束密度が高く、透磁率が大きて鉄損の少ない磁気材料を使用する。
- (4) 最良の鉄心形状を考える。
- (5) 電流密度と磁束密度の関係を最適にする。
- (6) 耐熱性良好で、絶縁抵抗、絶縁耐力が大きく、熱伝導度の良い絶縁物を使用する。

5. 開発と試験結果

以上述べたことを考慮し開発を行なった物につき報告する。今回はその小形軽量化の成果を具体的に確かむた

このデータは $B-H$ 曲線における測定単位の違いなどがあり直接の比較はできないが、後述する実測値と比べると非常に特性が良いように見える。これが事実とすれば現在われわれの入手している国産材料よりさらに良い材料を使用し、工作方法も進歩しているのではないかとと思う。

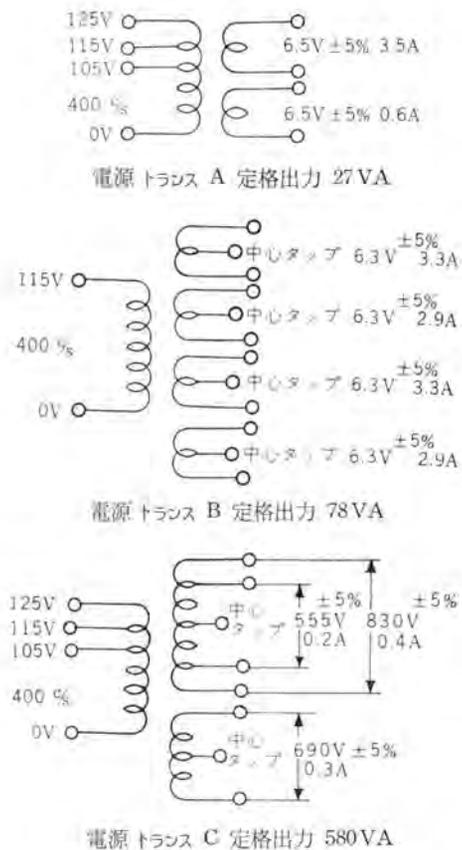


図 5.1 既設計トランスの仕様
Fig. 5.1 Rating of lamination type transformer.

めに Bell Laboratories で行なわれたのと同じ方法、すなわち既設計のものを再設計して見るという方法をとった。ここで既設計の物として図 5.1 のものをとった。これら

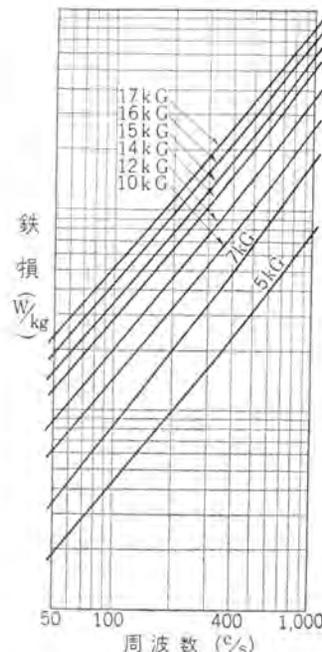


図 5.2 0.1 mm 方向性ケイ素鋼帯鉄損特性 (25 cm エプスタイン装置)

Fig. 5.2 Typical core-loss curves of grain-oriented steel strip 0.1mm thick, measured by 25 cm Epstein.

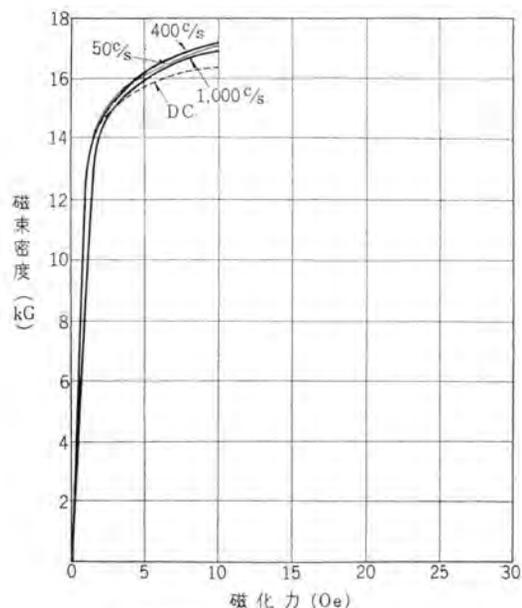
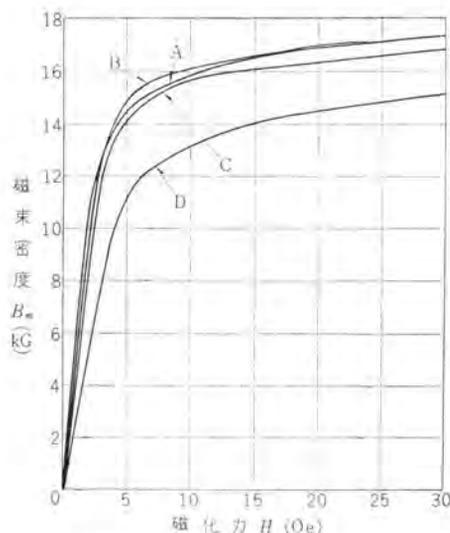


図 5.3 0.1 mm 方向性 ケイ素鋼帯磁化特性 (25cm エプスタイン装置)

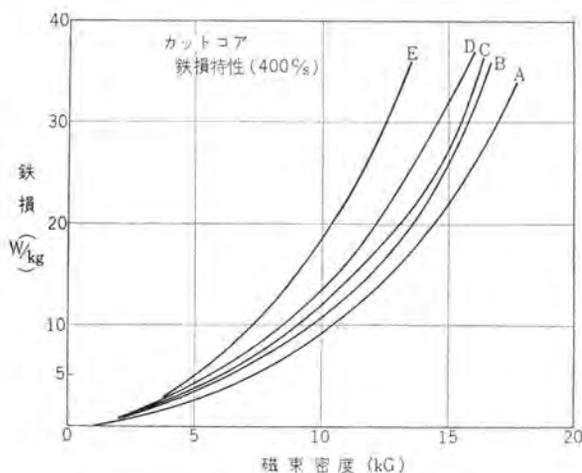
Fig. 5.3 Typical excitation curves of grain-oriented steel strip measured by 25cm Epstein.



- A. 0.1 ミリ材カットコア (当社) 寸法 電源トランス B の鉄心
- B. 0.1 ミリ材カットコア (他社) 試料 A と同寸法
- C. 0.1 ミリ材カットコア (他社) 試料 A と同寸法
- D. 0.05 ミリ材カットコア (他社) 試料 A と同寸法

図 5.5 400 c/s における カットコア の磁化特性

Fig. 5.5 400 c/s ac excitation curves of grain-oriented steel wound-cut cores.



- A. 0.1 ミリ材カットコア (当社) 寸法電源トランス B の鉄心
- B. 0.1 ミリ材カットコア (他社) 試料 A と同寸法
- C. 0.1 ミリ材カットコア (他社) 試料 A と同寸法
- D. 0.05 ミリ材カットコア (他社) 試料 A と同寸法
- E. 0.35 ミリ材 EI 形コア 電源トランス B 旧設計の鉄心

図 5.4 400 c/s における カットコア の鉄損特性

Fig. 5.4 Core-loss curves of grain-oriented steel wound-cut cores at 400 c/s.

は古い設計のもので鉄心材料として T 級 ケイ素鋼板厚さ 0.35 mm の打抜鉄心を使用している。再設計したものに使用した鉄心は国産の厚さ 0.1 mm の方向性ケイ素鋼帯により製作した C コアである。この鉄心材料の鉄損一周波数特性と DC および各交流周波数での $B-H$ 特性を図 5.2, 5.3 に示す。つぎにこの材料より製作したカットコアの 400 c/s における鉄損および $B-H$ 特性を図 5.4, 5.5 に示す。この両者を比較するとカットコアにしたことにより磁気特性がかなり悪くなったことがわかる。これは加工



580VA 用
400 c/s 用カットコア

27VA 用

図 5.6 新設計トランスに使用される カットコア

Fig. 5.6 Wound-cut cores of grain-oriented steel used in redesigned transformer.



580VA
電源トランス C

78VA
電源トランス B

27VA 用
電源トランス A

20VA 50%/s 用
電源トランス

図 5.7 400 c/s 新設計トランス

Fig. 5.7 Miniaturised power transformers.

後の残留ヒズミと切断部の空隙の影響と思われる。また図 5.4, 5.5 において厚さ 0.05 mm の方向性ケイ素鋼帯を使用した C コアがもっとも悪い磁気特性になっているが、これは使用周波数においてもっとも適した厚さを選ぶことの必要性を示している。この鉄心を使用して再

設計し製作したトランスを図 5.6, 5.7 に示す。以下にこの再設計のものとの旧設計のものとの比較を行なう。

5.1 仕様

仕様は図 5.1 に示すとおりである。ここで名称を小容量のものから電源トランス A, B, C とする。

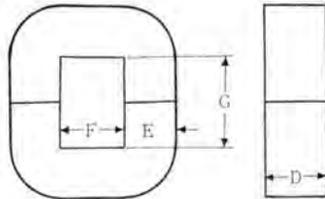
5.2 設計

新旧の設計基準値を表 5.1 に示す。ここで根本的な違いは鉄心材料と磁束密度である。磁束密度としては大きいほうがあらゆる点で有利であるが鉄損の点であまり

表 5.1 新旧トランスの設計基準値

	磁束密度 (ガウス)	電流密度 (A/mm ²)	鉄心断面 積 (cm ²)	巻線一 回平均 長 (cm)	鉄心平 均磁路 長 (cm)	鉄心 重量 (kg)	鉄心寸法				
							E	F	G	D	
新設計A	15,400	4	0.87	0.236	6.0	11	0.077	8	12	30	12
旧設計A	4,870	2.5	4.12	0.355	12.0	13.2	0.43				
新設計B	14,500	3.5	1.8	0.465	9.5	13.7	0.2	8	16	40	25
旧設計B	4,160	2.5	4.9	0.352	15.5	16.7	0.66				
新設計C	10,000	2.7	6.84	1.22	16.0	26	1.4	19	24	25	40
旧設計C	3,460	2.5	17.1	1.05	26.5	25.6	3.5				

表 5.1 付図



大きくとれない。たとえば同じ磁束密度 12 キロガウスでも 400 c/s における鉄損は 0.1 mm カットコアでは約 10 W/kg であるが、0.35 mm T 級では 25~30 W/kg にもなる。

いまトランス B について新旧を比較すると、新設計では磁束密度を 3.5 倍にとり鉄心断面積を 37% に減少させたので巻数は 77% に減少した。このため巻線の平均長さは 58% に、鉄心重量は 30% になった。電流密度は温度上昇限度がきまると、式 (4.5) による銅損より決定できる。新設計では銅量が大幅に減ったので、電流密度は 40% 増すことができた。以上のように磁束密度と電流密度を基準としてすべての設計値を求めた。この理論計算による再設計期待値を表 5.2 に示す。

5.3 特性

これらトランスの特性の実測値を表 5.3, 5.4 に示す。

表 5.2 新設計トランスの期待特性値

	期 待 値					B_m (kG)	i (A/mm ²)
	無負荷電 流 (A)	無負荷損 (W)	能 率 (%)	電圧変動率 (%)	温度上昇 (°C)		
電源トランスA	0.09	1.8	91	6	45	15	4
電源トランスB	0.17	4.0	94	3	45	14.5	3.5
電源トランスC	0.4	12.6	97	2	45	10	2.7

表 5.3 新設計トランスの実測特性値

	電源トランスA 400 c/s 27 VA		電源トランスB 400 c/s 78 VA		電源トランスC 400 c/s 580 VA	
	No. 1	No. 2	No. 1	No. 2	No. 1	No. 2
一次電流(定格負荷) (A)	0.308	0.311	0.745	0.745	5.31	5.32
一次電流(無負荷) (A)	0.137	0.134	0.145	0.125	0.264	0.244
無負荷損 (W)	4.4	5.5	4.2	3.2	14.1	14.2
能 率 (%)	82	80	92.5	93.5	96	96
電圧変動率 (%)	5	5	3	3	1.75	2.05
温度上昇(抵抗法) (°C)	36.8	40.2	34.1	29.1	42.2	44.0
重 量 (kg)	0.172	0.17	0.46	0.445	3.05	

表 5.4 旧設計トランスの実測特性値

400 c/s 旧 設 計	トランス A 26 VA	トランス B 78 VA	トランス C 580 VA
一次電流(定格負荷) (A)	0.254	0.735	5.3
一次電流(無負荷) (A)	0.036	0.037	0.104
無負荷損 (W)	2	3.1	11
能 率 (%)	89.5	92	95
電圧変動率 (%)	3.9	4.3	3.1
温 度 上 昇 (°C)	27.5	46.8	60
重 量 (kg)	0.625	1.1	5.45

以下個々の特性について考察する。

(1) 無負荷損

無負荷損(鉄損)は全体に新設計のほうが大きい。これは磁束密度を高くしたことによる鉄心体積の減少率が、鉄損の増加率よりも大きくなったことによるものと思われる。しかしトランス A を除いて能率が低下していないのは銅損の減少によって全体の損失を少なくしているからである。トランス A の無負荷損が設計期待値の 2.5~3 倍程度大きくなったのは、設計時 C コアの鉄損特性が図 5.5 の A 曲線程度であると考えていたのが実際は加工ヒズミの影響がコア寸法により大きくかわり、とくに寸法の小さいトランス A で大きくあらわれたものと思われる。

(2) 無負荷電流

トランス B, C が期待値より小さいのにトランス A が大きいのはやはり前述の鉄損の増加と、小形のため空隙の影響が大きくあらわれたものと思われる。

(3) 電圧変動率

トランス B, C は期待値どおり旧設計よりも良くなっている。これは銅損を旧設計より小さくしたからである。ただしトランス A が旧設計より大きくなっているのは新設計で電流密度を小形のものほど大きくとったためである。すなわち温度上昇一定とすれば小形ほど体積あたりの放熱面積が増加するので、単位体積あたりの損失を増すことができるという考え方にたって設計したからである。

(4) 能 率

能率は鉄損と銅損が等しいとき最高能率となるが、今回は小形化を第一目標としたため最高能率条件からははずれている。小形化を望む場合は許容温度上昇限度いっぱい損失をとり、このうち鉄損をやや大きくしたほう

が有利といえる。能率においてもトランス B, Cは期待値どおりであるがトランス Aが非常に悪くなっている。これは(1)で述べた鉄損の増加が大きく影響したものである。

(5) 温度上昇

温度上昇は 45°C を目標としたが、実測値ではほぼ期待値どおりのものはトランス C だけであった。トランス A が期待値に近い値を示しているかに見えるが、これは前述の鉄損の増加が大きく影響したもので、鉄損が期待値どおりであった場合はここまで上昇しないと考えられる。この差異は式(4.5)の K_1, K_2 の選び方が正しくなかったもので、この結果より K_1, K_2 の修正を行なった。

5.4 重量の軽減

今回の開発の第一の目標である小形化の結果を重量軽減率の形で表 5.5 に示す。ここには比較のため同容量の打抜鉄心を使用した 50 c/s 用トランスも示した。ここで重要なことは打抜鉄心を用いた旧設計のものは 50 c/s 用に比較して 0.52~0.76 程度しか軽減していないことである。これは単に周波数を上げるだけで材料や設計についてあまり考慮しなければいくらか小形化し得ないことを示している。この点 C コアを使用した新設計のものは大きな軽減率をしめし、今回の開発試作の成果を示している。

表 5.5 重量軽減率

	I		II		III	
	50 c/s 打抜鉄心を用いたもの	400 c/s 旧設計のもの	重量比 I/II	400 c/s 新設計のもの	重量比 III/II	重量比 III/I
トランス A	0.82 kg	0.625 kg	0.76	0.171 kg	0.275	0.21
トランス B	1.97 kg	1.1 kg	0.565	0.452 kg	0.41	0.23
トランス C	10.5 kg	5.45 kg	0.52	3.05 kg	0.56	0.29

6. 実用化

5 章に述べた開発試作の結果より 0.1mm 方向性 ケイ素鋼帯を使用した C コアの標準化を行なった。この系列のコアは 400 c/s で使用した場合 8 VA から 750 VA までを 36 種でカバーする。また鉄心の製作を容易にするためストリップ幅を 6 種に、窓幅×窓長を 13 種に整理し、コイル巻ワクの種類を減らすために巻厚×ストリップ幅を 16 種にしてある。

今回この系列のコアを使用して機上用レーダ装置のトランスを製作した。この機上用レーダ装置は約 40 種の電源トランスを持ちトランスのしめる重量、体積は大きなものであったが、全部をこの系列の C コアを使用して製作したため、いずれも十分小形化されたセット全体の寸法、重量の軽減に大きく寄与した。一例としてこのうち 3 種の外観と仕様を図 6.1, 6.2 に示す。



FC-58用電源トランス

図 6.1 機上用レーダに使用した小形電源トランス

Fig. 6.1 A miniature power transformer used in airborne radar system.

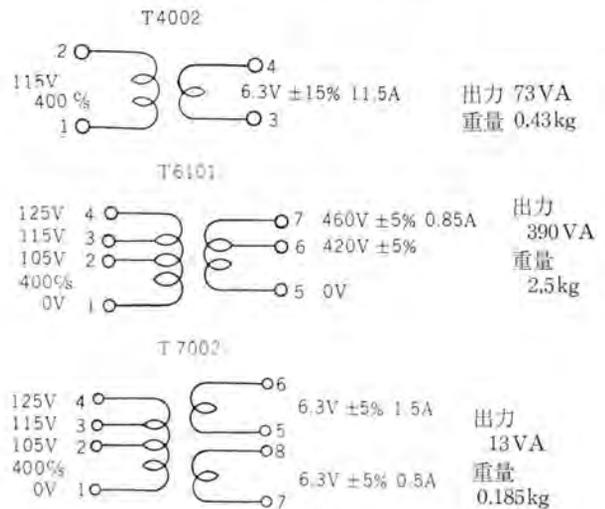


図 6.2 図 6.1 のトランスの仕様

Fig. 6.2 Rating of transformer in Fig. 6.1.

7. むすび

以上に述べたように、今回の開発では初期の目的とする小形軽量化については十分な成果をあげたが、この段階では世界の現状から見て不満足であり、新しく開発される機器からの高度な要求に、答えることができないので現在第二段階として周温 200°C 以上で使用できる H 種絶縁トランスの開発に着手しすでに試作も行なっているので近くそれらについても報告できるものと考えている。おわりに今回の開発にあたり種々ご指導いただいた研究所材料研究室各位および C コアの製作にご協力いただいた伊丹製作所第一工作課各位に深謝の意を表します。

参考文献

- (1) Electronic Components Handbook, McGraw-Hill III.
- (2) Rey E. Lee: Size Reduction of Airborne Transformer: AIEE Transaction Paper, No. 57-1013.
- (3) Miniaturised Power Transformers: Bell Laboratories Record (June, 1960).

MAR-3 形航空機用短波無線機

無線機製作所

 黒田 忠光*・平岡 敏也**
 山口 哲夫**・太田 堯久**

HF Radio Set MAR-3 for Aircraft

Electronics Works

 Tadamitsu KURODA・Toshiya HIRAOKA
 Tetsuo YAMAGUCHI・Takahisa OTA

The radio set MAR-3 is high frequency radio communication equipment developed for the Japanese made medium transport YS-11. A transceiver, a control unit and an antenna tuner are the basic components of the equipment. The design concept is based on the ARINC and RTCA specifications and its characteristics also satisfy the new Japanese Radio Laws revised recently. A HF radio set for aircraft with transmitting output of 100 Watts have been very rarely produced in Japan and have a number of features from the viewpoint of construction and circuit. The article gives general description, specification and various measured characteristics on the radio set.

1. ま え が き

MAR-3 形航空機用短波無線機は、国産中形輸送機 YS-11 に搭載する目的で、昭和 35 年度の通商産業省の鉱工業技術試験研究補助金を受けて開発されたものである。航空機 YS-11 は、中形輸送機で航続距離も長く、輸出の可能性も大きいので、国際性に考慮を払い、電気的特性は、現在国際的な規格となっている ARINC 規格および RTCA 規格を参考にして定め、最近改定された新しい国内の電波法にも合格する性能を持たせてある。

航空機搭載用の短波無線機で、送信出力 100 W のものは、今までにあまり国産された例がなく、構造上回路上からも多くの特色があるので、以下これらの点につき紹介する。

2. 無線機の概要

2.1 構 成

MAR-3 形無線機は、送受信機、制御器、空中線同調器からなっている。その系統図は図 2.1 のとおりである。

航空機 YS-11 に搭載するばあいは、アンテナからの引込線に近いラジオラック上に、防振台をつけた空中線同調器を設置し、同じくラジオラックの下部に、送受信機を設置する。送受信機には、専用の防振台も製作されているため、この専用防振台を使用して、直接機体に装備することも可能であるが、YS-11 に搭載するばあいは、他の



図 2.1 MAR-3 形無線機系統図

Fig. 2.1 Radio set MAR-3 block diagram.

無線機とともに、防振台なしにラジオラックに装備する。このラジオラックは防振性と通風装置をあわせ有している。制御器はコックピット内に設けられたペダスタルに、他の無線機などの制御器とともに設置する。

2.2 動作概要

MAR-3 形無線機は、周波数範囲 2.0~22.0 Mc において、あらかじめ定められた 20 チャンネル中の任意の 1 チャンネルをえらび、 A_3 , A_1 の通信を行なう無線機である。

送受信機は、制御器によって遠隔操作され、電源接断、チャンネル切換えなど、必要なすべての操作を行なうことができる。また航空機に設置された線条アンテナのインピーダンスは、無線機の周波数範囲 2.0~22.0 Mc において大幅に変化するため、これを送受信機の出力インピーダンス 52Ω に整合させる必要があり、送受信機と線条アンテナとの間に、空中線同調器を設置する。

制御器でチャンネルを切換えると、送受信機がその周波数に自動同調を行ない、その動作が完了するとただちに空中線同調器が自動的にその周波数において、線条アンテナ系のインピーダンスを 52Ω に融合させ、そのチャンネルにおいて受信状態となる。送受信機と空中線同調器とを合わせて、チャンネル切換えに要する時間は、30 秒以下である。

2.3 定 格

MAR-3 形無線機の主要性能は、つぎのとおりである。

- (1) 周波数範囲 2.0~22.0 Mc
- (2) チャンネル数 最大 20
- (3) チャンネル切換時間 空中線同調器の同調時間を含み 30 秒以下
- (4) 外圍条件
 - a. 温度 動作状態で $-40 \sim +55^\circ\text{C}$
非動作状態で $-65 \sim +70^\circ\text{C}$
 - b. 湿度 $+50^\circ\text{C}$ 95~100% R.H.

- c. 高度 12,000 m まで
- d. 振動 全振幅 1.5 mm 振動数 10~55 c/s
- e. 加速度 上方 5 g 下方両側方 2 g
- (5) 送受信機
 - a. 送信出力 100 W
 - b. 周波数安定度 $\pm 0.01\%$ 以内
 - c. スプリアス 輻射 -40 dB 以下
 - d. 変調感度 85% 変調に要する入力 $1,000$ c/s にて 0.1 V 以下
 - e. 変調周波数特性 $300\sim 3,000$ c/s にて 6 dB 以内
 - f. 受信感度 $2.0\sim 2.8$ Mc は $12\mu\text{V}$ にて $S+N/N$
 $2.8\sim 22.0$ Mc は $6\mu\text{V}$ } 10 dB 以上
 - g. 受信選択度 6 dB 低下で 幅 5 kc 以上
 60 dB 低下で 幅 20 kc 以下
 - h. スプリアス 感度 イメージ -50 dB 以下
その他 -30 dB 以下
 - i. 受信低周波特性 $300\sim 3,000$ c/s にて 6 dB 以内
 - j. AVC 特性 入力 $10\mu\text{V}\sim 500$ mV にて出力変化 10 dB 以下
 - k. 受信出力 500Ω 負荷にて 100 mW 以上
 - l. 寸法 $3/2$ ATR (390 mm \times 498 mm \times 194 mm)
 - m. 重量 27.2 kg 以下
 - n. 所要電源 DC 27.5 V 3 A 以下
AC 115 V 400 c/s 単相 5 A 以下
- (6) 制御器
 - a. 制御項目
チャンネル 切換え (20 チャンネル 中任意の 1 チャンネル)
電源 接・断
受信利得調整
受信スケルチレベル 調整
 - b. 寸法 57 mm \times 146 mm \times 80 mm
 - c. 重量 0.5 kg 以下
- (7) 空中線同調器
 - a. 電力容量 600 W のヘン 頭入力電力で動作可能
 - b. 定在波比 1.4 以下
 - c. 寸法 230 mm \times 195 mm \times 245 mm
 - d. 重量 8.6 kg 以下
 - e. 所要電源 DO 27.5 V 3 A 以下
DC $250\sim 400$ V 約 50 mA (同調中 約 1 秒間)

3. 送受信機 MRT-2/MAR

航空機に搭載する電子機器の外形寸法、取付方法は、国際規格によることが望ましい、送受信機は、米国コリンズ社製短波無線機 18S-4C と機械的な互換性を要求された関係もあり、現在国際的に航空機用無線機の標準になっている ARINC 規格によった。

電気的性能に関しても、ARINC 規格および RTCA 規格を参考として定め、昭和 36 年改定された新電波法に対しても、もちろん完全にその規格を満たすように設

MAR-3 形航空機用短波無線機・黒田・平岡・山口・太田



図 3.1 送受信機 MRT-2/MAR

Fig. 3.1 Outside view of transceiver MRT-2/MAR.

計されている。図 3.1 に送受信機外観を示す。

この送受信機は内部を接栓で着脱可能なモジュール構造として、信頼度の向上、保守点検の容易さをはかり、サイラトロン制御のチャンネル切換方式を採用し、送受信部の同調回路は単一調整を取って自動同調の簡易化をはかるなどの特長を有しているが、以下項を分けてこれらの点を説明する。

3.1 構成および構造

表 3.1 送受信機構成表

ユニット	高さ (mm)	幅 (mm)	長さ (mm)	重量 (kg)
送 信 部	130	120	335	2.7
受 信 部	130	120	285	2.6
変 調 部	130	120	180	3.9
電 源 部	130	120	335	5.0
水晶切換部	130	120	160	0.8
継電器部	130	120	60	0.8
駆 動 部	138	120	45	0.2
箱体シャーシ	197	392	447	5.0
ケース	193	390	495	2.9

(1) 送受信機は、1 箱体で構成され、表 3.1 の各ユニットからなっている。このうち、箱体シャーシとケースを除いた各部は、機能的基準にもとづいたモジュール構造をなし、プラグイン方式になっていて、高さ寸法を統一してシャーシ上に配置してある。各モジュールの設計にあたっては、米軍規格 MIL-E-19600 (AER) を参考にした。モジュールシステムを採用したため、同一機種内の互換性はもちろん、他機種へのモジュールの流用、信頼度の分析推定にもきわめて有利である。個々のモジュールは、多極接栓と 2 個の位置ぎめピンとによってシャーシに取付けられる。これらのモジュールのうち、送信部、受信部は RF 同調回路を有していて、バリコン、バンド切換スイッチなどを外部から駆動する必要があるが、これは主シャーシ内部に取付けられたギヤ連動部から、それぞれウォルタムカプラを経て行なわれる。各モジュール外観を図 3.2~図 3.7 に示す。

(2) 箱体、シャーシなどはアルミニウム合金板を使用し、重量の軽減をはかった。また箱体の上面と底面とに吸排気穴を設け、ラジオラックの通風装置により機器内の温度上昇を制限するように設計した。

(3) 駆動部は自動同調の主要部分であるが、つぎの動作を行なうように設計した。(図 3.8 参照)

a. かみ合いクラッチ着脱装置が動作していないときクラッチは、ロータリソレノイドのスプリングの力で、Fast 側にかみ合っている。



図 3.2 送信部
Fig. 3.2 Transmitting section.

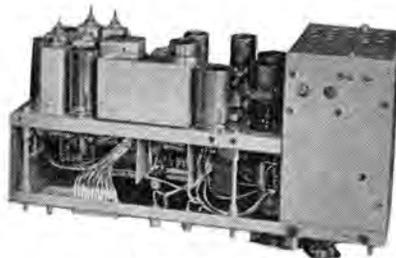


図 3.3 受信部
Fig. 3.3 Receiving section.



図 3.5 電源部
Fig. 3.5 Power supply section.



図 3.4 変調部
Fig. 3.4 Modulating section.



図 3.6 継電器部
Fig. 3.6 Relay section.



図 3.7 水晶切換部
Fig. 3.7 Crystal change-over section.

子のツメの Slow 側の形状は、断続の操作を容易にし、また、クラッチがかみ合うときの回転角度のずれを極力小さくするために、山形とした。

3.2 送信回路

送信回路の系統図は、図 3.9 のとおりで、受信部の RF 段を利用して送信搬送波を発生させている。すなわち、局発振器 (f_L) と IF 発振器 ($f_I=1,638 \text{ kc}$) の出力を

受信 RF 初段管のグリッドに加え、これをミキサとして動作させて搬送波 ($f=f_L-f_I$) を作り、1 段増幅して送信部に送る。送信部ではさらに増幅して、2B46 3 本並列の終段管から、100 W の電力を送信する。一方音声は、変調部で増幅され、2B46 B 級 プッシュプル 増幅回路で送信終段管をプレート変調する。

同調回路は 8 バンドに分けて、コイルまたはコンデンサを切換え、バンド内はバリコンまたはバリオメータを回転させてカバーさせる。

以下この回路の特長とするところを列記して説明を加える。

(1) 同調方式

同調は受信部で行ない、送信部はそれに連動させる。そのため、送受信回路はあらかじめトラッキングを取って置く。この種の無線機では、送信回路は、受信回路と別に、出力最大点を探して同調させる方式を用いるものが多いが、この回路ではそれを行なわないので、チャネル切替時間が短縮され、チャネル切替時の電力消費も少なくて済む。

(2) 搬送波発生方式

すでに述べたように、受信部の回路を利用して、IF 周波数の発振器だけを別に設け、局発信号との混合により搬送波を得ている。これにより、水晶、電子管、同調回路などが、大幅に節約される。この場合問題になるのは、スプリアス放射であるが、混合回路、同調回路を適当に設計することにより、すべて -40 dB 以下に押さえてある。

(3) 終段同調回路

終段同調回路には、非帯に高い RF 電圧が加わるので、バリコンを使うと、非常に大形となり実用的でない。そこでバリコンの代わりにバリオメータを使い、バンド切換えは

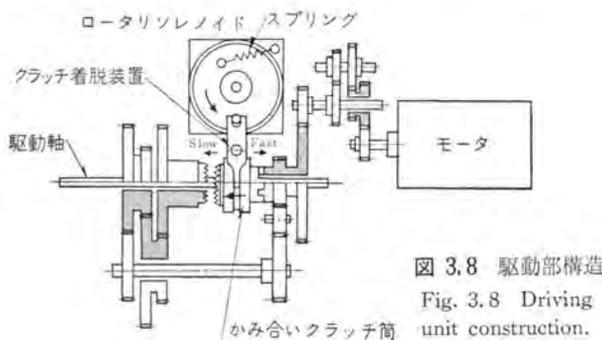


図 3.8 駆動部構造
Fig. 3.8 Driving unit construction.

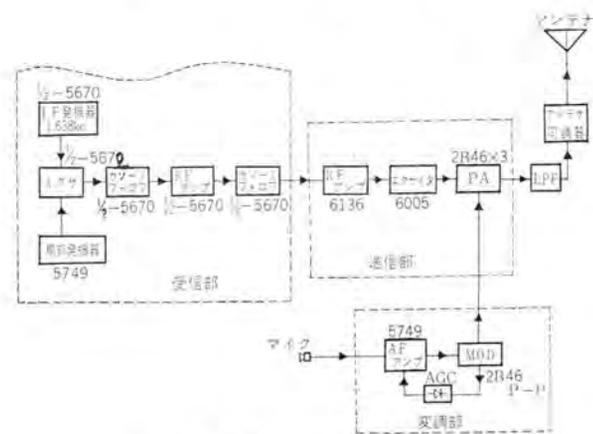


図 3.9 送信回路系統図
Fig. 3.9 Transmitter block diagram.

b. この状態でモータが回転すると、駆動軸は、高速度 (約 620 rpm) で回転する。

c. ロータリソレノイドが動作すると、かみ合いクラッチが Slow 側にはいり、駆動軸は、低速度 (約 31 rpm) で逆回転する。(希望のチャネル同調点になったとき、ロータリソレノイドが動作する。このときはすでに同調点をこえているので、正しい同調点までゆっくり戻し、その位置で電気的にモータの回路を開き、停止させる。) かみ合いクラッ

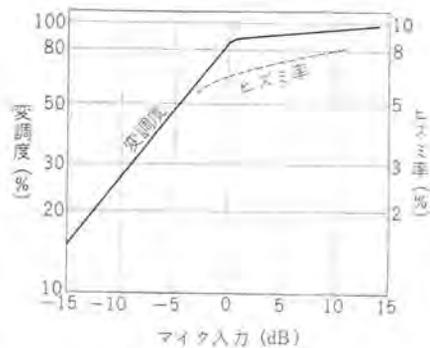
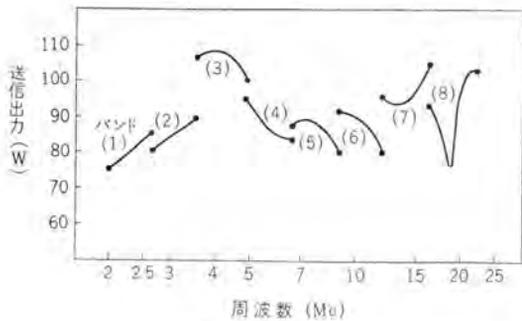
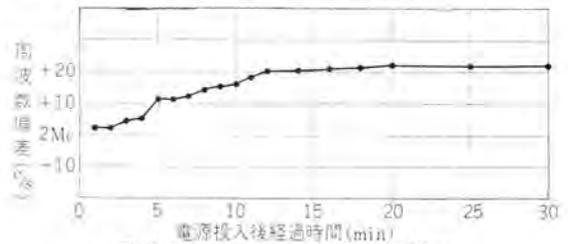
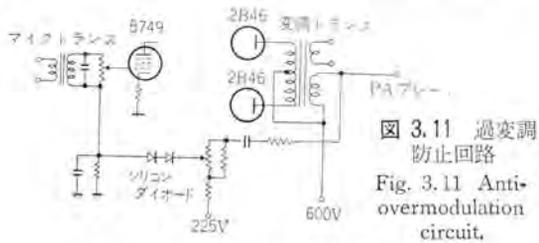
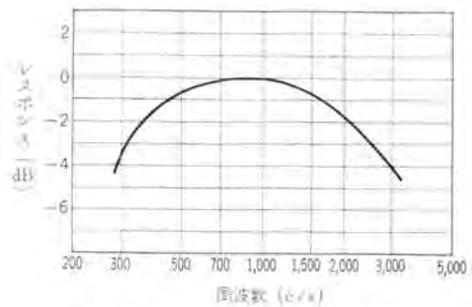
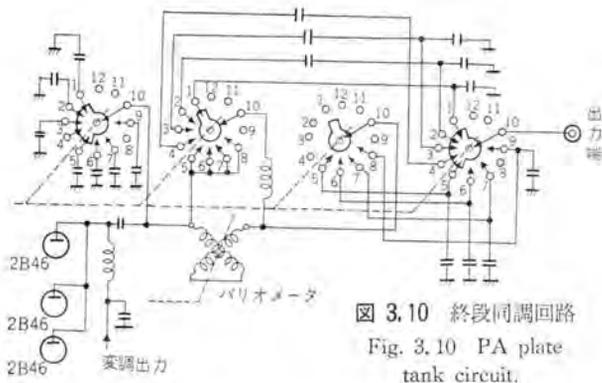


Fig. 3.12 Transmitter power output.

Fig. 3.15 Modulation characteristics.

コイルの代わりに固定コンデンサを切替えている。また固定コンデンサも、電力形チタコンの容量に制限があり、各バンドごとにそれらを並列にして使用したのでは、数が膨大となるので、図 3.10 に示すように、8 バンドの切替えに 12 ポジションのスイッチを使い、ロータを 5 ポジションの広さに取って、5 接点のコンデンサが並列にはいるように工夫して、コンデンサの数を節約した。周波数範囲が広い (2.0~22.0 Mc) ので、パリオメータのほかに、固定のインダクタンスを一つ置き、下のほうのバンドでは直列、上のほうのバンドでは並列にして使っている。パリオメータのインダクタンス変化特性は、大体正弦的であるが、そのうち直線的とみなせる範囲を使って、前段のパリコンとトラックングを取っている。終段同調回路のQは、通帯6~10くらいが良いとされているが、その場合は、第2高調波の放射を押さえるために、ローパスフィルタが必要となり、本機のように周波数範囲が広い場合には、フィルタを数個置いて切替える必要がある、寸法重量がかなり増す、そこでこの回路では、Qを約20またはそれ以上に設計して、フィルタなしで第2高調波を-40dB以下に押さえている。ただし、12Mc以上の2バンドだけは、Qを10~15とし、切替えなしの簡単なフィルタを付属させた。

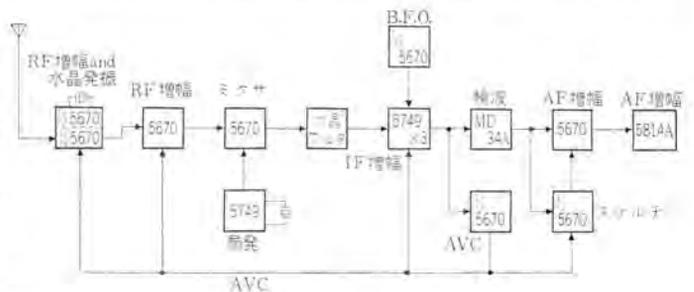
(4) 過変調防止回路

過変調防止には、クリッパを使うのが普通であるが、本機では、図 3.11 のような自動利得抑圧 (AGC) 回路を採用し、大声で通話した場合もヒズミが大きくなるように考えている。これは受信機に使う遅延 AVC 回路と同じ原理である。

(5) 送信部の特性の一例を、図 3.12~図 3.15 に示す。

3.3 受信回路

受信回路の系統図は、図 3.16 に示すようなものである。アンテナからの信号は高周波で2段増幅されたあとミキサに加えられ、1,638 kc の IF 信号となり、選択度のするどい水晶フィルタを通ったあと3段増幅されて検波され



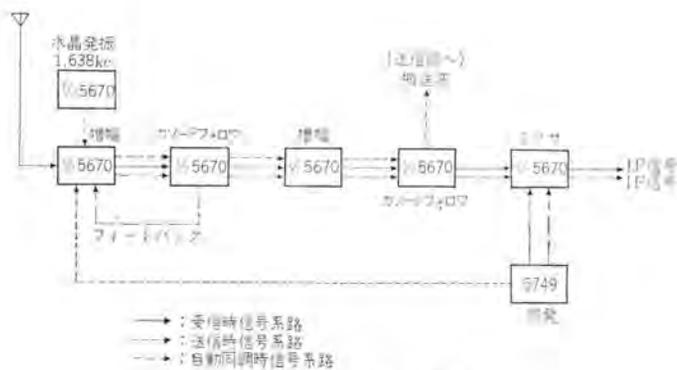


図 3.17 RF 回路系統図

Fig. 3.17 RF circuit block diagram.

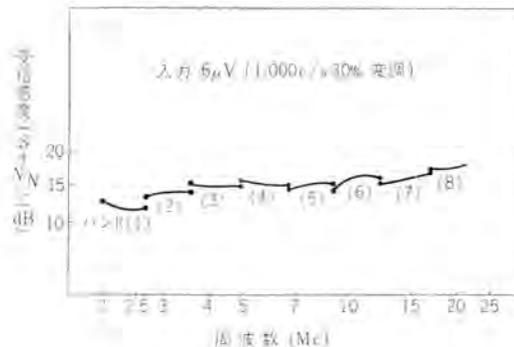


図 3.18 受信感度特性

Fig. 3.18 Receiver sensitivity characteristics.

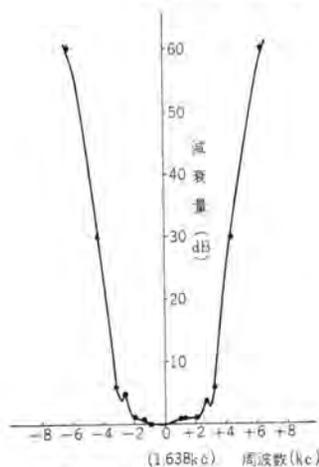


図 3.19 水晶フィルタ特性

Fig. 3.19 Crystal filter characteristics.

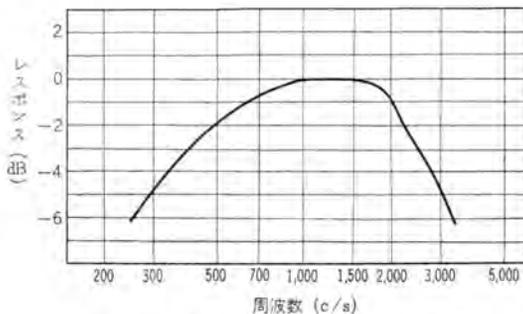


図 3.20 受信機総合周波数特性

Fig. 3.20 Receiver overall frequency response.

データを得ている。)今後の問題としては、この回路に使用している継電器をさらに小形にし、それに伴って部品配置をさらに合理化し、スプリアス特性の向上を計りたい。なお、現在の送受信機は、チャンネル数最大 20 であるが、受信局発回路に使用する水晶を収容している水晶切換部は、かなり大きいスペースを取っており、

将来 HF 無線機として、20 波以上必要になれば、それに伴って、相当数のチャンネルを増加収容できるようにしてある。

受信部の特性の一例を図 3.18~図 3.20 に示す。

3.4 電源回路

電源回路は、AC 115 V 400 c/s 単相用に設計されており、それを変換して、ヒータ、受信高圧、受信バイアス、送信第 1 高圧、送信第 2 高圧、PA バイアス、変調管 バイアスの 7 種類の電圧を供給する。

この回路は、一つのモジュールに組立てられており、シャーシから容易に着脱できる構造なので、たとえば直流 27.5 V 用の無線機を製作する場合には、この電源モジュールだけを DC-DC コンバータなどに変更すればよく、その他の部品はほとんど変更する必要がない。また整流器にはシリコン整流器を使用した。一般的にシリコン整流器はサージ電流には強いが、サージ電圧には弱い傾向があるため、なるべくコンデンサ入力回路を採用し、電力の大きい送信第 1 高圧回路だけをチョーク入力回路とした。また送信第 1 高圧回路のシリコン整流器の直列数を減らすために、送信第 1 高圧 (600 V) は、送信第 2 高圧 (225 V) の上に、その差の電圧 (375 V) を積み重ねる方式とした。

3.5 制御回路

(1) 自動同調動作

MAR-3 形無線機では、制御器でチャンネルを選択すると、送受信機はそのチャンネルに自動同調する。すなわち、制御器で 20 チャンネル中の任意の 1 チャンネルに切換えると、送受信機においては、

る。音声周波数は 1/2 5670 および 5814 A で増幅されて定格出力 100 mW の信号となり、外部に送り出される。

局発は 5749 を使用し、無調整の発振回路であって、3.638 kc から 23.638 kc の広い範囲にわたって発振するように設計されている。

AVC 電圧は、1/2 5670 によって発生させる。

A1 電波受信の場合の B. F. O. は、同じく 1/2 5670 によって設計した。この受信回路はスケッチ回路も有しているが、これは 1/2 5670 によって構成され、ここで生じる電位差で、低周波増幅回路の 1 段目を制御している。

この受信回路でとくに変わっている点は、高周波回路を

- (1) 受信の場合は高周波増幅回路として使用する。
- (2) 送信の場合は送信用搬送波の発生回路として使用する。
- (3) チャンネル切換えの場合は自励発振回路として使用する。

ことである。各用途に対する系統図は図 3.17 のとおりである。

以上のように、高周波回路を多用途に使用することは、小形化という点からは有利であるが、一方このために高周波回路が複雑となり、スプリアス特性がやや悪くなるのはやむを得ない。(イメージに対し、-55~-70 dB 程度の

- (a) 水晶切換部の 20 個の水晶の中から、そのチャンネルの水晶を選択する
- (b) 送信部、受信部の同調回路が、そのチャンネルに対応した同調位置まで回転する
- (c) 空中線同調器に、送受信機の同調終了の信号を送る

の 3 段階の動作が行なわれる。以下これを説明する。

a. 水晶の選択

水晶切換の系統図は、**図 3.21** に示すようなものである。制御器でチャンネル切換を行なうと、制御器のチャンネル選択ロータリスイッチと対応する位置まで、送受信機のチャンネル選択ロータリスイッチが、駆動モータで回転する。各停

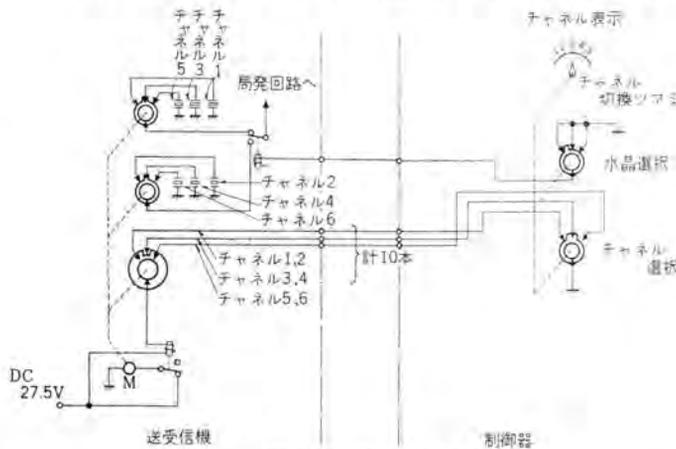


図 3.21 水晶選択回路
Fig. 3.21 Crystal selection circuit.

止位置では、2 個ずつの水晶が選ばれているが、制御器の水晶選択ロータリスイッチと、それで動作する送受信機側の継電器で、2 個のうちのいずれかの水晶が選択できるから、合計 20 個の水晶の中から、任意の 1 個を選択できることになり、この水晶を局発回路に接続する。

b. 同調回路の同調

自動同調関係の系統図は**図 3.22** のとおりである。この動作は、相当複雑であるから、原理的に簡単に説明する。水晶の選択が終了すると、継電器部の継電器と受信部の継電器が動作して、RF 増幅回路の 2 段目から前段にフィードバック回路を形成し、RF 増幅回路は増幅すべき周波数で自励発振を起こす。RF 同調回路素子であるバリコンは、駆動モータで回転するので、この自励発振の周波数は変化する。希望チャンネルの同調周波数に達すると、ミキサで混合された水晶発振周波数との差は、1,638 kc の IF 信号となり、水晶フィルタ、IF 増幅回路を通過して検

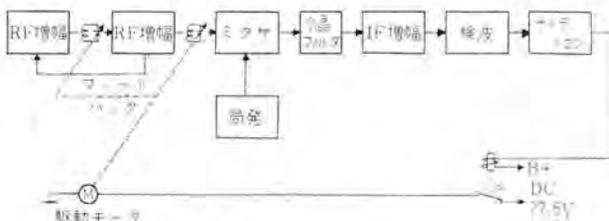


図 3.22 自動同調回路系統図
Fig. 3.22 Self tuning circuit block diagram.

波されパルス出力電圧を生じる。この出力をサイクロン (2D21) に加えて点火させ、陽極回路に接続された継電器を制御する。駆動モータの電圧は、この継電器の接点を通して加えてあるので、継電器が制御されることで、駆動モータが制御され、同調点で同調回路を停止させることができる。実際には周波数範囲が 2.0~22.0 Mc で非常に広く、コイルのバンドを八つも切換える必要があり、通常の方法で正確な同調点に確実に停止させるためにはモータの速度を極端に落さなければならず、自動同調に要する時間が長くなりすぎる。その対策として、構造の所で述べたように、駆動部にクラッチとロータリソレノイドを用いて、同調素子は高速正方向回転と低速度逆方向回転を行なえるようにしてあり、最初早い速度で同調点を見つけ、その点から停止するまでに行きすぎた分だけ低速度で逆転させ、ふたたび同調点に戻って来たとき正確にその位置で停止させる。こうして同調点と停止点との位置的ずれを除去すると、同調点で出て来る信号は 1,638 kc の IF 回路で、帯域幅約 6 kc の狭い水晶フィルタを通過して来るため、RF 同調回路に対して、同調位置は、非常に正確になる。

c. 同調終了信号

送受信機の自動同調が終了すると、送受信機内の継電器部にある継電器の一つによって、空中線同調器の「同調」ラインがアースされる。これが送受信機の同調終了の信号で、この信号によって空中線同調器は、同調動作を開始する。

(2) 送受切換動作

送受切換動作は一般無線機と同様に、継電器で制御する プレストーク 方式である。

(3) 制御回路の問題点

チャンネル自動切換方式は、上述のようにサイクロン制御の電気的方式を採用したが、これは HF 無線機が、チャンネル数 20 を必要とし、しかも各チャンネルは個々の周波数のものではなく、それぞれ 2.0~22.0 Mc 内で水晶で決定された任意の周波数に同調できなければならないためであって、純機械的の切換方式に比べてあ、上記のような長所がある反面、所要の同調点以外で誤信号によって停止する可能性を持っている。この誤信号としては、所要周波数の 1/2 の周波数の所で出て来る第 2 高調波、映像周波数およびスプリアス周波数、バンド切換の際発生する雑音などがあげられる。この無線機では、(a) 自励発振電圧を全周波数範囲で、できるだけ一定になるようにして、第 2 高調波の発生電圧を少なくし、(b) 局発を信号周波数より高いほうに選び、つねに 2 Mc から同調を始めて、最初に出て来る信号が映像周波数やスプリアス周波数でなく、同調周波数になるようにし、(c) バリコンの使用範囲外ではサイクロンの動作を停止させて、バンド切換え中は同調動作を行なわないようにした。以上のような考慮を払った結果、誤動作もなく、十分安定に自動同調動作を行なうことができた。なお、4 チャンネル切換え

に要する時間は、送受信機だけでは、最大 8.5 秒程度である。

4. 制御器

図 4.1 に制御器外観を示す。

制御器は、航空機の種類や、操作内容などによって、目的に応じたものにする必要がある。ここに述べる制御器は、中形輸送機 YS-11 に搭載する目的で開発されたものである。制御器は、他の無線機や航法機器などの制御



図 4.1 制御器
Fig.4.1 Outside view of controller.

器とともに、操作者の近くにひとまとめにしておかれるためにとくにパネル面の寸法については、共通の規格を決めておくことが有利である。この制御器は米国軍規格である MS 規格によって設計した。この規格も ARINC 規格と同様に、現在では国際的な規格になりつつあり、国内、国外で新たに設計される多くの機器に適用されている。

この制御器で制御できる項目は、(a) チャンネル切換え、(b) 電源接・断、(c) 受信利得調整、(d) 受信スケルレベル調整、の 4 項目である。なおパネル面には、空中線同調器が同調動作を行なっている間点灯するランプがあり、無線機が自動同調を終了した時期を監視できる。

5. 空中線同調器

図 5.1 は空中線同調器の外観である。

空中線同調器はすでに述べたように、線条アンテナのインピーダンスを、送受信機の出力インピーダンス 52Ω に整合させるものである。この整合の方法は、線条アンテナと送受信機との間に、 L および C による整合回路を設け、これらの L, C の値を変化させて行なう。この操作は、自動的に行なわれるが、その原理および構造は、ほとんど送



図 5.1 空中線同調器
Fig. 5.1 Outside view of antenna tuner.

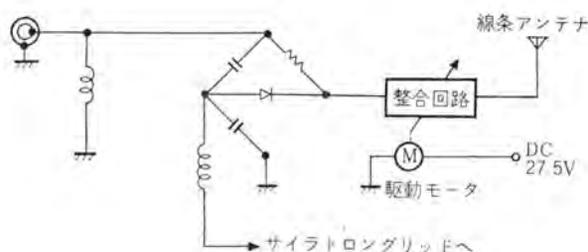


図 5.2 ブリッジ回路
Fig. 5.2 Bridge circuit.

受信機の自動同調のものと同じである。ただ送受信機の場合は、サイラトロンは、高周波回路を共振回路とし、同調点で生ずる検波電圧を利用したが、この場合は、ブリッジ回路に送信出力電圧を加え、整合回路を含んだアンテナをその一つのアームにして、 52Ω に平衡が取れたとき電位差がなくなることを利用している点が異なっている。すなわち図 5.2 のブリッジ回路には、所要周波数において、送信出力電圧が加えられていて、平衡が取れていない状態では、電位差があるため、ダイオードで検波された負の大きな電圧が、サイラトロングリッドに加わっている。整合回路の L, C の値が駆動モータで駆動されて変化し、アンテナを含んだこのアームのインピーダンスが 52Ω になると、ブリッジの平衡が取れるために、電位差は最小となり、ダイオードによる検波電圧は最小になる。サイラトロンは、適当に調整し、この検波電圧が整合状態か、それに近い状態のときに、サイラトロンが動作するようにしておけば、サイラトロンに接続された継電器によって、モータを制御し、整合回路が整合の取れた状態で停止させることができる。

この信号をつかんで停止させる機構については、送受信機のものとはほとんど同一であるから、説明を省略する。

6. むすび

以上 MAR-3 形航空機用短波無線機の概要を略述した。当社はすでに超短波帯 (118~144 Mc) 極超短波帯 (225~399.9 Mc) の航空機用通信装置については、多くの製作経験があるが、今回中形輸送機 YS-11 用電子機器の実用化という貴重な機会を得て、短波帯の技術をも確立することができた。この無線機は開発後日も浅く、実用の結果改良すべき点も多いと思われるが、今後信頼度の向上、国際競争に耐える原価低減などについていっそうの努力を払いたいと考えている。また短波帯の SSB 化移行に対する考慮もゆるがせにすることはできない。

今回の MAR-3 形航空機用短波無線機の開発および試作は、昭和 35 年度通商産業省鉱工業技術試験補助金により、日本航空機製造株式会社のご協力のもとに行なったものであって、関係各位に厚く謝意を表する次第である。

航空機用 VHF 帯垂直尾翼埋込み形アンテナ

研究所 喜連川 隆*・武市吉博**・水沢 丕雄**
無線機製作所 平岡敏也***・浜口道雄***・太田 堯久***

Very-High-Frequency Flush Antennas Recessed in Vertical Fin of Aircraft

Research Laboratory Takashi KITSUREGAWA・Yoshihiro TAKEICHI・Motoo MIZUSAWA
Electronics Works Toshiya HIRAOKA・Michio HAMAGUCHI・Takahisa ŌTA

Extensive research and resultant development have been made on various flush and semiflush antennas for the medium-sized transport YS-11 now in the course of home production, bearing fruit of completion. As a part of the report on the achievement, herein are described the studies of a vertically polarized omnidirectional tail-cap antenna and a horizontally polarized omnidirectional cavity antenna, and also the mutual effects of these antennas. They are of very-high-frequency flush type, utilizing a vertical fin of the tail. Brief accounts are given, among the rest, on the typical performances of practical antennas developed based on these accomplishment.

1. ま え が き

航空機の埋込み形アンテナは、機体の空気力学的外形をすこしも変えないように、放射器を機体表面内に埋込むか、あるいは機体そのものを放射体として働かせるための励振装置を機体表面内に設けたものであって、用途によって種々の方式が研究され実用されている。

今回国産中形輸送機 YS-11 (図 1.1) 用として下記の各種埋込み形および準埋込み形アンテナの研究を、昭和 35 年度通商産業省鉱工業技術試験研究補助金により、日本航空機製造株式会社のご協力のもとに行ない、良好な結果を得て研究を完了した。すなわち

- (1) HF 通信用埋込み形アンテナ
- (2) VHF 通信用環状スロットアンテナ (annular slot antenna)

- (3) VHF 通信用ブレードアンテナ (blade antenna)
- (4) VHF 通信用テールキャップアンテナ (tail-cap antenna)
- (5) VHF 航行用空洞アンテナ (cavity antenna)
- (6) VHF アンテナ系 (各アンテナ相互作用)

の 5 種 6 項目である。

これらのうち、テールキャップアンテナおよび空洞アンテナはともに垂直尾翼を利用する VHF 埋込み形アンテナであって、前者は垂直偏波水平面内無指向性を、後者は水平偏波水平面内無指向性を得ようとするものである。以下においてはこれら二つのアンテナおよび両アンテナ相互作用の問題についての研究結果をまとめて述べ、あわせてこの研究に基づき完成した製品の主要性能を紹介する。なお他のアンテナの研究結果については稿をあらためて報告することとしたい。

2. 垂直偏波水平面内無指向性テールキャップアンテナ

航空機の VHF 通信には垂直偏波水平面内無指向性アンテナが必要で、その埋込み形として垂直尾翼を利用する方式の一つがテールキャップアンテナである。このアンテナは垂直尾翼の上端を他部分から絶縁してこれに給電することにより、垂直尾翼を垂直偏波放射体として働かせるものである^{(1)~(3)}。

中形輸送機の VHF 通信用テールキャップアンテナとしては、すでに昭和 33 年度通商産業省鉱工業技術試験研究により、良好な性能のものを実用化する結論を得た⁽³⁾が、その後機体の設計形状寸法に多少の変更が加えられ、アンテナに対する構造上の条件も具体化したので、今回は垂

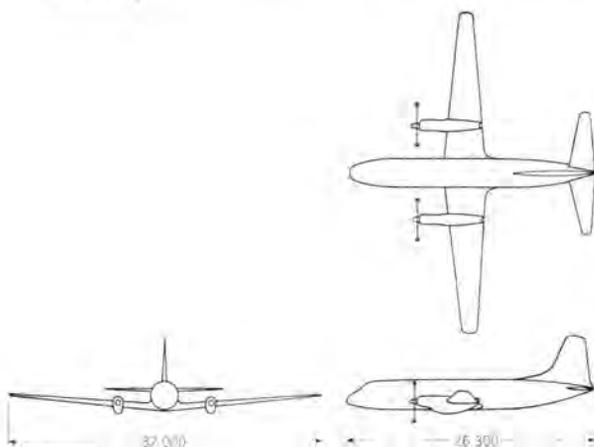


図 1.1 中形輸送機 YS-11

Fig. 1.1 YS-11 transport.

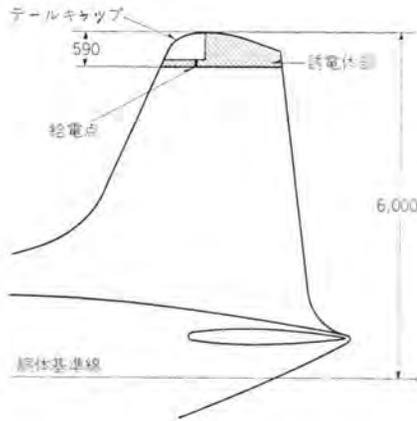


図 2.1 中形輸送機 YS-11 用 VHF テールキャップアンテナ
Fig. 2.1 Very-high-frequency tail-cap antenna for YS-11 transport.

直尾翼上端前縁部 キャップ形式のものについて、インピーダンスの広帯域化および放射パターンの改善を主として、機体設計に適合するアンテナの設計および模型による実験研究を行なった。

2.1 構造

アンテナの設計形状寸法を図 2.1 に示してある。この形状寸法は後述のように、富士重工業株式会社の委託による国産最初のジェット機用 UHF テールキャップアンテナの研究の結果⁽¹⁾に基づいたものである。絶縁間げき部およびキャップ後方部は機械的強度の大きい誘電体板で機体設計どおりに整形してある。給電線は 50 Ω 同軸ケーブルで、その内外両導体は整合回路を介してそれぞれ絶縁間げきの上下に接続してある。

2.2 インピーダンス特性

(1) キャップの形状寸法と給電点インピーダンス

広帯域整合のためにはまず放射体そのものに広帯域性を与えることが必要である。放射体である垂直尾翼は太いユニポールを形成していて広帯域性をもっているから、キャップの形状寸法を適当にすれば、良好な広帯域アンテナを得ることができる。

キャップを垂直尾翼上端前縁部に設ける形式のアンテナがきわめて良い広帯域性をもつことはすでに報告した⁽¹⁾が、このアンテナにはキャップの寸法と電波の波長とで定まるシャ断周波数とでもいうべき、入力電圧定在波比が急激に大きくなる周波数があり、これ以下の周波数においては広帯域性が失われる。

今回のアンテナのキャップはこのような広帯域性についての考慮と機体設計の都合とでその形状寸法を選定したものであって、既報の研究⁽¹⁾によれば、高さ $h=590$ mm は広帯域性を得るのに十分の高さである。

(2) 広帯域整合

インピーダンス測定および整合実験を図 2.2 の機体後部擬似実物大模型によって行なった。この模型はインピーダンス測定の目的に対して必要な最小限の機体範囲をできるだけ簡単な構造⁽¹⁾⁽³⁾で製作したものである。



図 2.2 インピーダンス特性測定用中形輸送機 YS-11 後部擬似実物大模型
Fig. 2.2 Full-scale mock-up of the tail of YS-11 transport for impedance measurement.

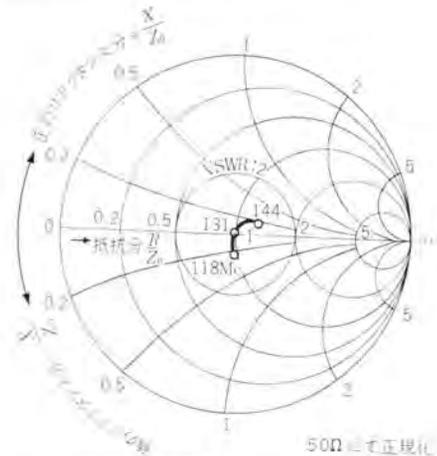


図 2.3 テールキャップアンテナのインピーダンス整合結果
Fig. 2.3 Result of impedance matching of the tail-cap antenna.



図 2.4 放射指向特性測定用中形輸送機 YS-11 20 分の 1 縮尺模型
Fig. 2.4 One-twentieth scale-model of YS-11 transport for radiation pattern measurement.

キャップ基部にテーパ導体、並列ストリップ、および直列コンデンサを取付けて広帯域整合をとった。最終整合結果を図 2.3 に示してある。所要周波数範囲 118~144 Mc にわたり、入力電圧定在波比を 50 Ω 同軸給電線に対して 1.4 以下とすることができた。

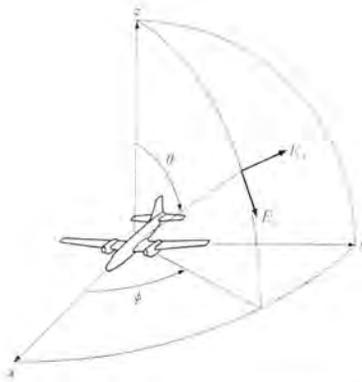


図 2.6 航空機に固定した座標系と、これによって表わした放射電界成分
Fig. 2.6 Coordinate system fixed to aircraft and radiation field components.

図 2.5 20分の1縮尺模型による放射指向特性の測定
Fig. 2.5 Radiation pattern measurement by means of the one-twentieth scale-model.

2.3 放射指向特性

放射パターン測定のために機体全体の20分の1縮尺模型を製作した。図2.4はその写真である。この模型は木製で、表面は銅の吹付けによって金属化してある。

この模型により、原系周波数118~144 Mcに対応する模型系周波数2,360~2,880 Mcにおいて放射パターンを図2.5のようにして測定した。なお測定のための座標系を図2.6のようにとった。

(1) キャップに対する給電点と放射パターン

テールキャップアンテナ放射指向特性改善の研究を行ない、キャップの位置、キャップに対する給電点、絶縁間けき構造などを適当にすれば、放射パターンを非常によくしうることを明らかにすることができた⁽⁴⁾⁽⁵⁾。

キャップに対する給電点を移動させると、図2.7⁽⁴⁾⁽⁵⁾のように、前方および後方放射の大きさの割合を任意に変えうるとともに、不要な上方放射を抑制することができる。給電点を $d/l=0.77$ に選ぶと上方放射が最小となる。

なおキャップそのものの移動による放射指向特性改善法⁽⁴⁾⁽⁵⁾は、今回のアンテナについては機体設計の都合で採用することができなかつた。放射指向特性改善の研究結果については既報論文⁽⁴⁾⁽⁵⁾にまとめてある。

(2) アンテナ放射パターン

放射パターン測定結果を図2.8に示してある。図において、上段は航空機の水平面内の、中段は縦断垂直面内の、そして下段は横断垂直面内の、指向特性を示したものであって、最低周波数118 Mc、中心周波数131 Mc、および最高周波数144 Mcの各周波数における3面中の最大

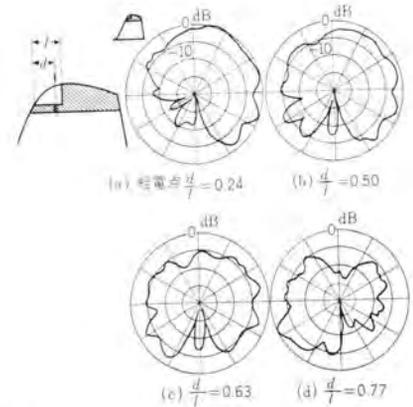


図 2.7 テールキャップアンテナの放射指向特性に及ぼす給電点移動の効果⁽⁴⁾⁽⁵⁾
胴体から切離した垂直尾翼だけで131 Mcにおいて測定した縦断垂直面内放射パターン

Fig. 2.7 Effect of shifting a feed point of the tail-cap antenna on its radiation pattern⁽⁴⁾⁽⁵⁾.

Fore-and-aft plane radiation patterns measured at 131 Mc with a vertical fin detached from fuselage.

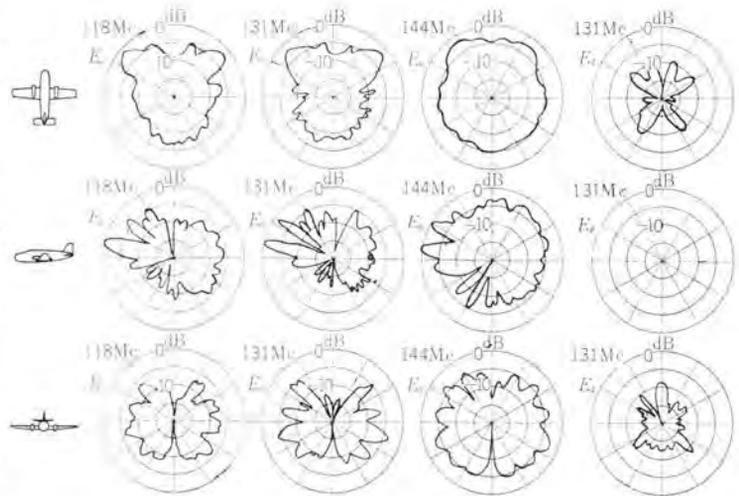


図 2.8 テールキャップアンテナ放射パターン測定結果
Fig. 2.8 Measured radiation patterns of the tail-cap antenna.

利得を0 dBとして描いてある。図からわかるように周波数118~144 Mcにわたって、航空機の側方および後方 E_θ 放射はほぼ理想的に行なわれ、水平面内における E_θ 、すなわち垂直偏波成分に対する利得変化は ± 5 dB程度以下であり、不要水平偏波成分 E_ϕ 放射はかなりよく抑制されている。

3. 水平偏波水平面内無指向性空胴アンテナ

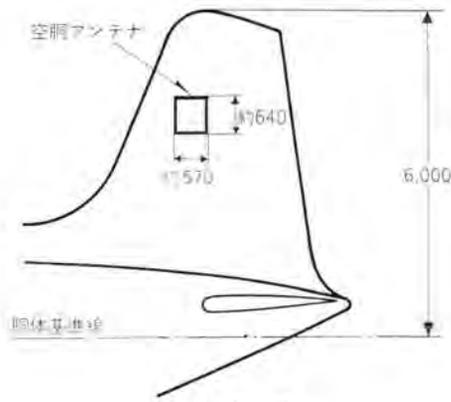
航空機の航行方式の一つであるVHF オムニレンジ(VHF omni-range, VOR)には水平偏波水平面内無指向性アンテナが必要で、その埋込み形として垂直尾翼を利用する空胴アンテナの研究を行なった。このアンテナは、垂直尾翼の両側に対称構造の平衡放射素子を取付けて、水平偏

波水平面内無指向性を得ようとするものである⁽²⁾⁽⁵⁾⁽⁶⁾。

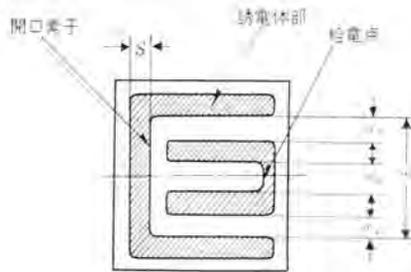
なおこのアンテナは計器着陸方式 (ILS) のローカライザ (localizer) 受信にも兼用される。

3.1 構造

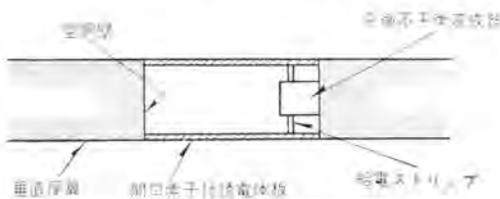
アンテナの設計形状寸法を図 3.1 に示してある。垂直尾翼に約 570 mm × 640 mm の方形空洞を設け、尾翼両側の開口には機体設計どおりの曲面をもつ機械的強度の大きい誘電体板をそれぞれ取付けてある。各誘電体板の内面に放射素子を構成する E 形導体箔を接着してあり、両素子には広帯域平衡不平衡変成器を介して給電する構造とした。給電線は 50 Ω 同軸ケーブルで、上記平衡不平衡変成器に接続してある。



(a) 外観



(b) 開口素子付誘電体板



(c) 空洞アンテナ水平断面図

図 3.1 中形輸送機 YS-11 用 VHF 空洞アンテナ
Fig. 3.1 Very-high-frequency cavity antenna for YS-11 transport.

開口素子の形状寸法および平衡不平衡変成器の諸元は以下に述べる実験研究により決定した。また開口素子の向きは、その給電点が後部になるようにしてある。これは同軸ケーブルの中形輸送機垂直尾翼内配線の都合によって決まったものである。

なお不要垂直偏波成分の放射を抑制するため、完全に上下対称構造とした。

3.2 インピーダンス特性

インピーダンス特性の実験研究を前掲図 2.2 の機体後部擬似実物大模型によって行なった。

従来この種のアンテナはインピーダンス特性が悪くて広帯域整合がむずかしく、所要周波数範囲において入力電圧定在波比 5 以下が普通であった。今回まずインピーダンス特性の改善をめざして開口素子の形状寸法と給電点インピーダンスとの関係を求め、つぎにこの結果に基づき選定した最適形状寸法の開口素子を取付けてアンテナインピーダンスの広帯域整合を行なった。

(1) 開口素子の形状寸法と給電点インピーダンス

開口素子の形状寸法を示してある図 3.1 (b) において素子の幅を一定として間げき S を変えると、図 3.2 のように素子の直列共振周波数を自由に変えることができる。これはたとえば S を大きくして行くと、間げき部の静電容量も素子のインダクタンスもともに小さくなるためである。

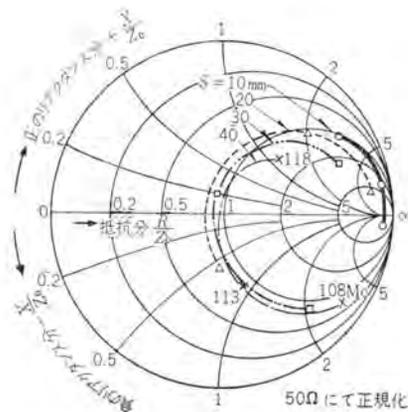


図 3.2 空洞アンテナの間げき S を変えることの給電点インピーダンスに及ぼす効果

Fig. 3.2 Effect of changing the slot width S of the cavity antenna on its feed point impedance.

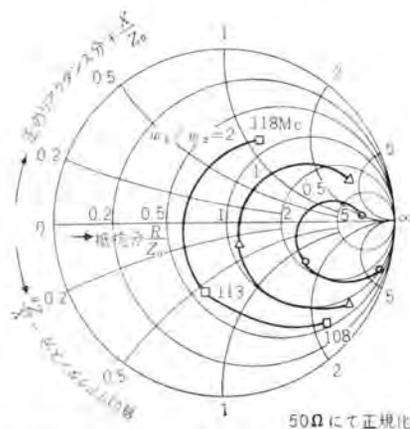


図 3.3 空洞アンテナの開口素子の幅の比 w_1/w_2 を変えることの給電点インピーダンスに及ぼす効果(インピーダンス変成)

Fig. 3.3 Effect of changing the width ratio w_1/w_2 of both aperture elements of the cavity antenna on its feed point impedance—impedance transformation.

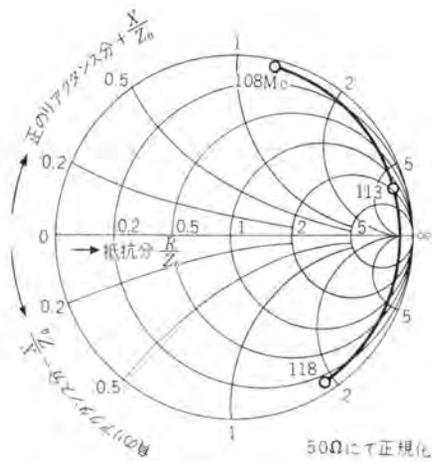


図 3.4 平衡不平衡変成器 リアクタンスの周波数特性
Fig. 3.4 Frequency characteristic of balun reactance.

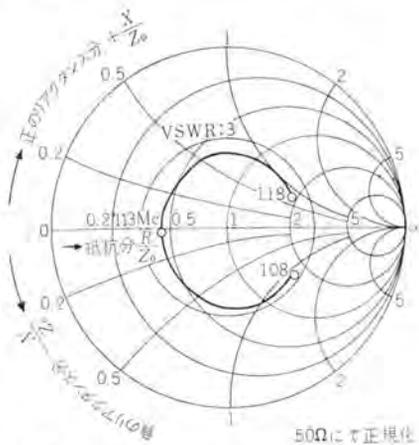


図 3.5 空洞アンテナのインピーダンス整合結果
Fig. 3.5 Result of impedance matching of the cavity antenna.

また図 3.1 (b) において間げき S および素子の幅 w_0 を一定として幅の比 w_1/w_2 を変えると、図 3.3 のようにインピーダンスの変成を行なうことができる。これは w_1/w_2 を変えることにより、普通の折返しユニポールアンテナと同様に、幅 w_1 の中央帯状導体と幅 w_2 の上下帯状導体との電流配分率が変わるためと考えることができる。

(2) 広帯域整合

以上の結果に基づき開口素子の最適形状寸法を選定し、つぎに図 3.4 のように開口素子のリアクタンスと逆の周波数特性をもつ広帯域平衡不平衡変成器を接続して広帯域整合をとった。最終整合結果を図 3.5 に示してある。所要周波数範囲 108~118 Mc にわたり、入力電圧定在波比を 50 Ω 同軸給電線に対して 3 以下とすることができた。

3.3 放射指向特性

平衡不平衡変成器を用いて尾翼両側の一對の開口素子に等振幅逆位相の平衡給電を行なうことにより⁽⁶⁾⁽⁶⁾、航空機の横方向放射波に比べて弱い機軸方向放射波が同相で加わるようにして、水平面内無指向性をはかった。

前掲図 2.4 の 20 分の 1 縮尺模型により、原系周波数

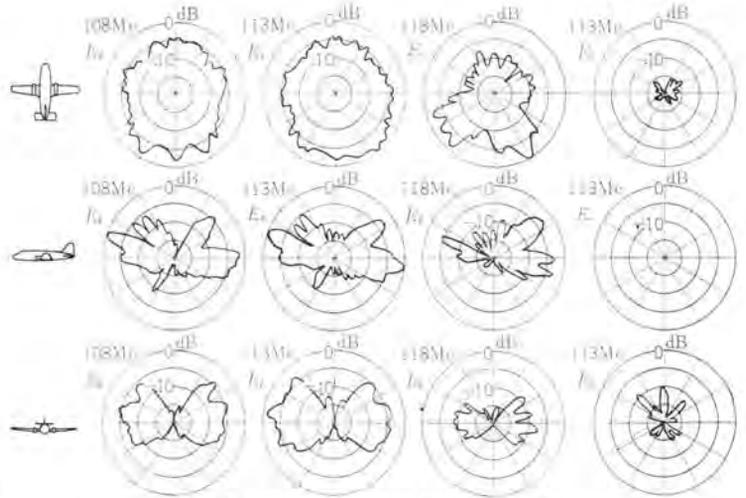


図 3.6 空洞アンテナ放射パターン測定結果
Fig. 3.6 Measured radiation patterns of the cavity antenna.

108~118 Mc に対応する模型系周波数 2,160~2,360 Mc において放射パターンを測定し、図 3.6 の結果を得た。図からわかるように、周波数 108~118 Mc にわたって、水平偏波成分 E_H 放射は水平方向によく集中し、不要直交偏波成分 E_V 放射はきわめて小さい。水平偏波に対する水平面内利得変化は最低および中心周波数においては ± 4 dB 程度で良好な特性であるが、最高周波数において劣化している。しかしこの劣化は、開口素子の向きを逆にするにより完全に防ぎ得、全周波数範囲にわたって水平偏波に対する水平面内利得変化を ± 5 dB 程度以下にすることができるという結果を得ている。

4. 両アンテナ相互作用

一つの垂直尾翼に垂直偏波水平面内無指向性テールキャップアンテナと水平偏波水平面内無指向性空洞アンテナとを併設するときには、両アンテナの結合が問題になる。これ

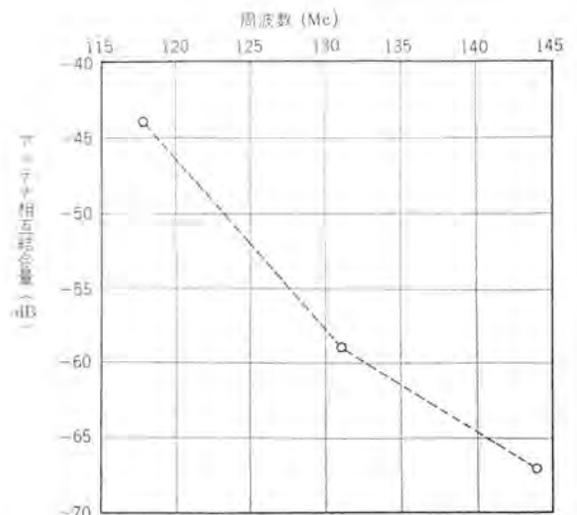


図 4.1 テールキャップアンテナと空洞アンテナとの間の相互結合
Fig. 4.1 Mutual coupling between the tail-cap antenna and the cavity antenna.

を今回設計した両アンテナにつき、前掲の図 2.2 の機体後部擬似実物大模型および図 2.4 の機体全体 20 分の 1 縮尺模型によって測定した。

まず、インピーダンス特性および放射指向特性に及ぼす相互の影響を調べた結果、両アンテナ間の距離が今回設計の寸法程度はなれていれば、実用上まったく影響がないとみなしてよいことを確認した。

つぎに テールキャップアンテナから送信した場合に受信専用の空洞アンテナにどの程度の電力がまわり込むかを調べ、VHF オムコレンジ 受信系の設計資料とするために、両アンテナの相互結合量を測定して図 4.1 の結果を得た。アンテナ間の結合は小さく、一つの垂直尾翼に二つのアンテナを今回のように併設して十分実用しうることを確認することができた。

5. 製品とその性能

以上の研究結果に基づいて、中形輸送機 YS-11 の VHF 通信用 テールキャップアンテナに使用するアンテナ整合器 MTN-3/MAR と、VHF オムコレンジ および ローカライズに使用する VOR/LOC アンテナ MAT-4/MAR を当社において製作し、また以上の研究に基づき設計されたテールキャップアンテナの放射部は尾翼の一部として富士重工業株式会社において製作され、飛行試験を待つばかりになっている。

アンテナ整合器 MTN-3/MAR および VOR/LOC アンテナ MAT-4/MAR は軽量で堅牢かつ長時間の使用に耐え、中形輸送機 YS-11 において考慮される飛行中のいかなる条件のもとでも、ゆるみ破損を起こさない構造であり、使用材料は、MIL, NDS, JIS 等の規格に合格するものである。

5.1 アンテナ整合器 MTN-3/MAR 主要性能および諸元

- | | |
|--------------|----------------------|
| (1) 周波数範囲 | 118~144 Mc |
| (2) 給電用ケーブル | 50 Ω 不平衡 |
| (3) 入力電圧定在波比 | 2 以下 |
| (4) 最大許容入力 | 平均 25 W
セブ頭 100 W |
| (5) 重量 | 1.0 kg 以下 |

5.2 VOR/LOC アンテナ MAT-4/MAR 主要性能および諸元

- | | |
|--------------|------------|
| (1) 周波数範囲 | 108~118 Mc |
| (2) 給電用ケーブル | 50 Ω 不平衡 |
| (3) 入力電圧定在波比 | 5 以下 |

- | | |
|---------|-------------------------|
| (4) 指向性 | 水平偏波 無指向性
垂直偏波 きわめて小 |
| (5) 重量 | 7 kg 以下 |

6. む す び

今回の VHF 帯垂直尾翼埋込み形アンテナの研究により、インピーダンスの広帯域化および放射パターンの改善を行ない得、国産中形輸送機の VHF 通信用 テールキャップアンテナおよび VHF 航行用空洞アンテナならびに両アンテナ系総合のすぐれた設計を可能にするとともに、この研究に基づき、高性能の製品を完成することができた。これらは、当社無線機製作所、世田谷製作所、および研究所の関係部門協力の成果であって、とくに垂直尾翼空洞アンテナはわが国最初の実用化である。

以上に述べた研究は昭和 35 年度通商産業省鉱工業技術試験研究補助金により、日本航空機製造株式会社のご協力のもとに行なった中形輸送機用の各種埋込み形および準埋込み形アンテナの研究のうち、垂直尾翼を利用する VHF 埋込み形アンテナに関するものである。研究の機会を与えられ、終始ご指導ご鞭撻を賜った関係各位に深く謝意を表する。

(昭 36-9-15 受付)

参 考 文 献

- (1) 喜連川・武市：航空機用 テールキャップアンテナ，昭和 33 年電気四学会連合大会講演論文集，848 (昭 33-5)，および電気通信学会アンテナ研究専門委員会資料 (昭 33-7)。喜連川・黒田・武市：航空機用 テールキャップアンテナ，「三菱電機」32, pp. 771~775 (昭 33-7)。
- (2) 喜連川・武市：航空機用埋込み形アンテナ，電気通信学会航空電子機器研究専門委員会資料 (昭 35-2)。喜連川・武市：高速航空機用埋込み形アンテナとその諸問題，「三菱電機」34, pp. 898~908 (昭 35-7)。
- (3) 喜連川・武市：航空機用 HF および VHF テールキャップアンテナ，昭和 35 年電気四学会連合大会講演論文集，1162 (昭 35-7)。喜連川・平岡・松村・武市：航空機用 HF および VHF テールキャップアンテナ，「三菱電機」34, No. 11, pp. 1385-1390 (昭 35-11)。
- (4) 喜連川・武市・水沢：航空機用 テールキャップアンテナ 放射特性の改善，昭和 36 年電気四学会連合大会講演論文集，1098 (昭 36-4)。
- (5) 喜連川・平岡・武市・太田・水沢：航空機用 VHF 無指向性埋込み形アンテナ，「三菱電機」35, No. 5 臨時増刊，pp. 818~823 (昭 36-6)。
- (6) 喜連川・武市・水沢：航空機用 VHF 埋込み形アンテナ，電気通信学会航空電子機器研究専門委員会資料 (昭 35-12)。

三菱 FD-6 形新形超音波探傷機

無線機製作所 松元雄蔵*・開発久次*

Mitsubishi Type FD-6 New Ultrasonic Flaw Detectors

Electronics Works Yūzō MATSUMOTO・Hisaji KAIHATSU

Ultrasonic flaw detectors are non-destructive testing devices with which defects inside the metal are discovered before machining, during processing or in periodic inspection by means of ultrasonic waves without destroying the material. It was in 1949 when ultrasonic flaw detectors were put into shape by Mitsubishi for introduction to the market.

Much improvement has been made on the model in various ways since then, and a standard unit now produced by the company is type FD-5C at present. This time, however, a new model particularly adaptable to the testing at factories and fields has been developed. Small size, light weight and portability being main features aside from the orthodox, characteristic performance, the new type is called FD-6.

This article deals with various related matters on the device, in the operation and application.

1. ま え が き

近代工業の進歩発達にともない、製品の品質向上、原価低減あるいは危険防止のために材料に対する要求がきびしくなるとともに、その検査もますます重視されてきた。

超音波探傷機は金属材料内部の欠陥を、加工前、加工中あるいは定期検査などにおいて材料を破壊することなく、超音波インパルスを材料内に投射し、その反射あるいは透過の状態によって未然に発見できる非破壊検査装置である。

従来から行なわれてきた代表的な非破壊検査法には、X線検査、磁気探傷などがあるが、X線検査法は欠陥の形状は一見してわかるが、材料の厚さの厚いものは困難である。最近厚物には強力なγ線が用いられるようになったがいずれにしても人体に放射能障害の危険があり、装置が大がかりであり探傷に時間がかかる。磁気探傷法は磁性体金属だけに限られ、表面に近い傷には敏感であるが深い所の傷は発見できないなどそれぞれ一長一短がある。

超音波探傷法は他の検査装置にくらべつぎの特長を有する。

- (1) 装置が簡単で可搬形であり、移動が容易である。
- (2) 透過能力が大きく、大形材料から薄物まで検査できる。
- (3) 測定が容易で個人差がなく、測定精度が高い。
- (4) 放射線などによる人体障害の心配がまったくない。

当社の超音波探傷機は昭和24年にFD-101形を発表してからFD-102, 103, FD-4形とつぎつぎ改良を行ない開発に不断の努力を続け、32年にはFD-5形を発表

しすでに250台を各方面に納入し非常に好評を得ている。

今回製作したFD-6形探傷機は工場の各現場検査に適するようさらに小形、軽量で携帯容易なものとし、FD-5形に比し重量、寸法ともに約1/2となり、単一周波数であるが性能においてはなんら遜色なく、受信部に精密減衰器を備え減衰量を直接dBで測定できる。またブラウン管引出が直線であるなど数々のすぐれた特長を有する。

2. 装置の概要

2.1 構造

本機は小形軽量化を目的として製作した単一周波の単能形探傷機で、その外観を示せば図2.1のとおりである。



図 2.1 FD-6 形超音波探傷機

Fig. 2.1 Type FD-6 ultrasonic flaw detector.

おもな調整部分は前面パネルに取付けているが補助的な調整部分は操作の簡単化をはかるためすべて左側面にあり半固定式とした。本機の内部構造は図2.2(a), (b)に示すとおりで保守点検を容易にするため主要部分の配線はすべて外部に面するよう考慮した。また掃引部と受信部は安全にユニット化しており、送信コイルとともにブラウン管式としているため、本体自身の収容周波数は一周



図 2.2 (a) FD-6 形探傷機右側面内部構造
Fig. 2.2 (a) Internal view of FD-6 (right side).

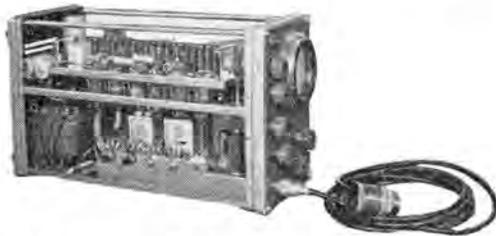


図 2.2 (b) FD-6 形探傷機左側面内部構造
Fig. 2.2 (b) Internal view of FD-6 (left side).



図 2.3 周波数変換ユニット (送信コイル, 受信部)
Fig. 2.3 Frequency changing unit (Osc. coil and receiver unit).

波であるが、図 2.3 のような他の周波数の送信コイルと受信部の変換ユニットの予備を持てば周波数の変更もプラグイン式にきわめて容易である。本機は小形であるため観測に便利なよう後部にゴム足を取付けているので立てて使用することもできる。

外形寸法 幅 16 cm 高さ 22 cm 奥行 38 cm

重量 約 13 kg

2.2 構成

本機の電気系統図は図 2.4 に示すとおりで、電気的には同期制御部、送信パルス発生部、横軸掃引部、距離目

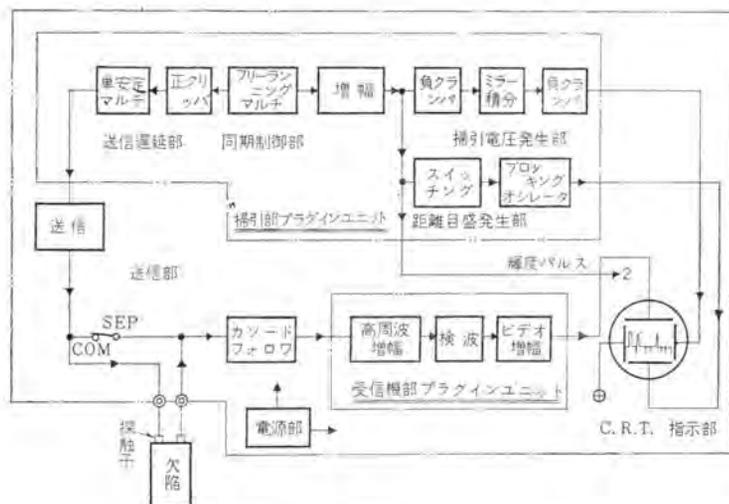


図 2.4 FD-6 形超音波探傷機回路系統図
Fig. 2.4 Schematic diagram of FD-6.

盛発生部、受信増幅部、指示器部、電源部に分けられ、機構的には同期制御、横軸掃引、距離目盛部を一体とする掃引部ユニットと受信部ユニットおよび送信、指示器、電源部を一体とする本体に分けられる。

使用真空管 (16 本)

12AU7 (4 本), 2DZ1 (1 本), 6AL5 (2 本)

6CB6 (6 本), 6DT6 (1 本), 6AH6 (1 本)

3KP1 (1 本)

2.3 主要性能

従来の FD-5B 形を改良した FD-5C 形探傷機と新形の FD-6 形探傷機とを比較すれば FD-6 形のほうが寸法、重量的には約半分となり非常に小形となっているが電気的な性能においてはつぎに示すとおりなら遜色ない。

性能	FD-5C 形	FD-6 形
測定可能な厚み	約 1 cm ~ 6 m (周波数、被測定物により異なる)	約 1 cm ~ 6 m 左に同じ
使用周波数	1, 1.5, 2, 3, 5 Mc	左記周波数のうちいずれか一周波
送信パルス波形	衝撃性高周波減衰振動	左に同じ
送信パルス電圧	セン頭値間 600 V 以上 (ただしパルス幅最大にて)	セン頭値間 500 V 以上 ()
送信パルス幅	約 3 ~ 30 μ s (周波数により異なる)	左に同じ ()
受信増幅度	100 dB 以上	左に同じ
利得調整範囲	※40 dB (1 ノッチ 2 dB \times 20)	左に同じ
距離目盛	約 3 ~ 30 cm	左に同じ
測距誤差	10% 以下	左に同じ
同期方式	電源同期 50 ~ 60 c/s	電源非同期 200 c/s
指示方式	A スコープ DC 表示 (120 mm ブラウン管使用)	左に同じ (75 mm ブラウン管)
掃引波形	指数関数形電圧波形	ノコギリ波状電圧波形
電源電圧	AC 100 V 50 ~ 60 c/s (ただし 90 ~ 120 V まで切換え可能)	左に同じ (電圧切換えなし)
消費電力	150 VA 以下	130 VA 以下

※ 従来の FD-5B 形は利得調整器として普通の炭素被膜可変抵抗器を使用していたが FD-5C 形より改良を加え FD-6 形探傷機と同様に精密可変減衰器に変えた。したがって F/B. あるいは材料内での減衰も正確に dB で表わすことができる。

3. 回路動作

3.1 動作原理

本機の動作原理は電気系統図に示すように、原理的には従来の FD-5 形となら変わるところなく送信パルス発生部において衝撃性の高周波減衰振動を発生し、これを探触子の水晶などの圧電材料に加えて高周波電圧を超音波エネルギーに変換し被検査体内に発射する。材料の底面あるいは傷の境界面では反射された音波をふたび探触子でピックアップしもとの電気振動に変換され受信増幅部にはいり増幅してブラウン管縦軸に加える。横軸には送信パルスと完全に同期したノコギリ波状の掃引電圧を加える。このようにして被検査体内での超音波の伝播状態をブラウン管に表示させて材料内部の欠陥、あるいは材質の良否の判定を行なう。各部の回路動作については次項で記述するとおりである。

3.2 同期制御部

この制御部は方形波発振回路と、掃引に対し送信パルスの位置を任意に調整するための送信遅延回路とに分かれ、発振回路はフリーランニング、マルチバイブレータで図 3.1 のような方形波を発生する。遅延回路は発振回路からの負の同期信号パルスを入力とする単安定マルチバイブレータで、この方形波の幅は格子の C. R. (PULSE POS. 調整用



図 3.1 方形波発振回路の出力波形
Fig. 3.1 Wave form of rectangular wave generator.

可変抵抗) を調整することによって連続的に変えることができる。このため掃引開始位置に対し送信パルスを約 1.5 cm 進めることもまた 1 cm 遅らせることもできる。したがって水浸法を用いる際に不要な送信パルスを掃引線外に出すことができる。

3.3 送信パルス発振部

送信回路は FD-5 形と同様に、遅延回路からの正の同期パルスによって 2D21 のサイクロンが起動され図 3.2 の波形写真のような高周波の減衰振動を発生させる。

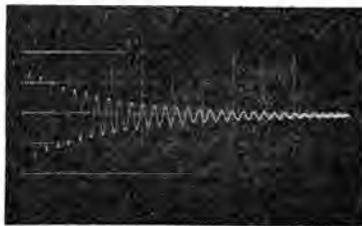


図 3.2 送信波形
Fig. 3.2 Transmitting wave form.

3.4 横軸掃引部

同期発振部の方形波出力をブラウン管の第 1 格子に輝度パルスとして供給する一方クランプ回路を経て図 3.3 に示すような回路図のミラー積分形直線掃引電圧発生回路の V_2 の抑制格子にゲート信号として加える。すなわち抑制格子が 0 V になったとき V_2 が働き陽極電流が流れ始めると同時に格子に帰還され Miller Integrator の動作を開始し、陽極電圧は図 3.4 に示す波形写真のように大

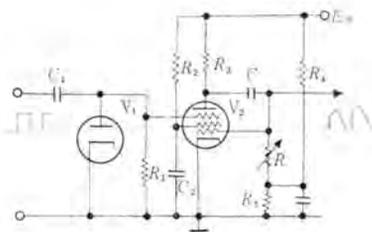


図 3.3 ミラー積分形掃引電圧発生器回路

Fig. 3.3 Miller integrator circuit for sweep generator.

略 $(E/CR)t$ の傾斜で直線的に降下する。この電圧をブラウン管の横軸偏向板に加えて直線掃引させる。掃引の時間は上記回路図の R (SWEEP VELOCITY) を調整することにより約 0.15 ms から 3 ms まで自由に変える



図 3.4 掃引電圧発生器出力波形
Fig. 3.4 Wave form of sweep generator.

ことができる。その直線性の誤差は約 5% である。

3.5 距離目盛発生部

ブッキングトランスを用いたパルス発振器でスイッチング管によって同期制御部の方形波に同期しその半サイクルごとにブッキング発振させる。繰返し周波数は約 120 kc から 10 kc (距離目盛としては*アルミ換算で約 3 cm から 30 cm) まで連続可変である。

3.6 受信増幅部

従来の FD-5B とは周波数切換えを有しないだけで、増幅器としての構成は同じである。すなわちカソード、フォロフ、高周波増幅 4 段、検波、ビデオ増幅の順となる。ただカソードフォロフ増幅器だけ本体側に組み込んでおり、高周波増幅回路以下の部分だけユニット式とした。高周波利得は 75~83 dB、ビデオ増幅の利得は 30~35 dB である。

4. 試験結果

2.3 項に記載の仕様にもとづき、実測した試験結果はつぎのとおりである。

4.1 最短探傷距離

学振 I 形標準試験片にて測定し 1 Mc にて H_{10} 、1.5 Mc にて H_5 、2 Mc にて H_3 、3 Mc にて H_3 、5 Mc にて H_1 を分離可能である。

4.2 送信出力

探触子接続状態にてシンクロスコープにより測定。

(1) 出力電圧

パルス幅最大としたときセン頭値間にて 600~700 V

(2) パルス幅**

パルス出力電圧セン頭値の 10% の位置で測定し平均してつぎのとおり。

パルス幅	1 Mc	1.5 Mc	2 Mc	3 Mc	5 Mc
Max (μs)	9.0	7.0	6.0	5.5	3.0
Min (μs)	5.0	4.5	0.7	0.6	0.5

4.3 受信増幅

(1) 高周波増幅

	1 Mc	1.5 Mc	2 Mc	3 Mc	5 Mc
利得 (dB)	83	80	80	78	75
帯域幅 (kc)	200	280	300	500	800

(2) ビデオ増幅

測定周波数 1 kc から 100 kc の間において低周波利得は平均して 32 dB。

4.4 掃引時間可変範囲

可変範囲は約 3 ms から 0.14 ms (アルミに換算して 9.5

* 音波伝播速度は各種の金属により異なるが、アルミニウム内を伝播するとしたときの相当する距離である。

** 探触子を接続した状態におけるパルス幅。

m より 45 cm).

4.5 パルス位置可変範囲

可変範囲は掃引開始位置より進み時間約 0.55 ms, 遅れ時間は 0.35 ms. (アルミに換算して進み 1.75 cm, 遅れ 1.1 cm).

4.6 距離目盛可変範囲

可変範囲は 8.5 μ s から 125 μ s (アルミに換算して 2.7 cm ~ 40 cm).

5. 最近の超音波探傷法

探傷法についてはさきに本誌(「三菱電機」第 32 巻第 12 号)で詳記されているが, ここでは各種探傷法の要約と二, 三の新しい実験例, および最近急速に進歩発展し, NDI 第 205 小委員会にて取上げられ検討されている板波探傷法をもつけ加えて若干の解説をこころみる.

パルス式超音波探傷法には一探触子および二探触子反射法と二探触子透過法があり, それぞれの目的に応じて図 5.1 の区分表に示すような各種の検査法が使い分けられており, その探傷法の概略はつぎのとおりである.

5.1 一探触子直接垂直法

この探傷法は探触子を直接被検査体に当てて測定する超音波の縦波振動による探傷であり, 他の探傷法に比し

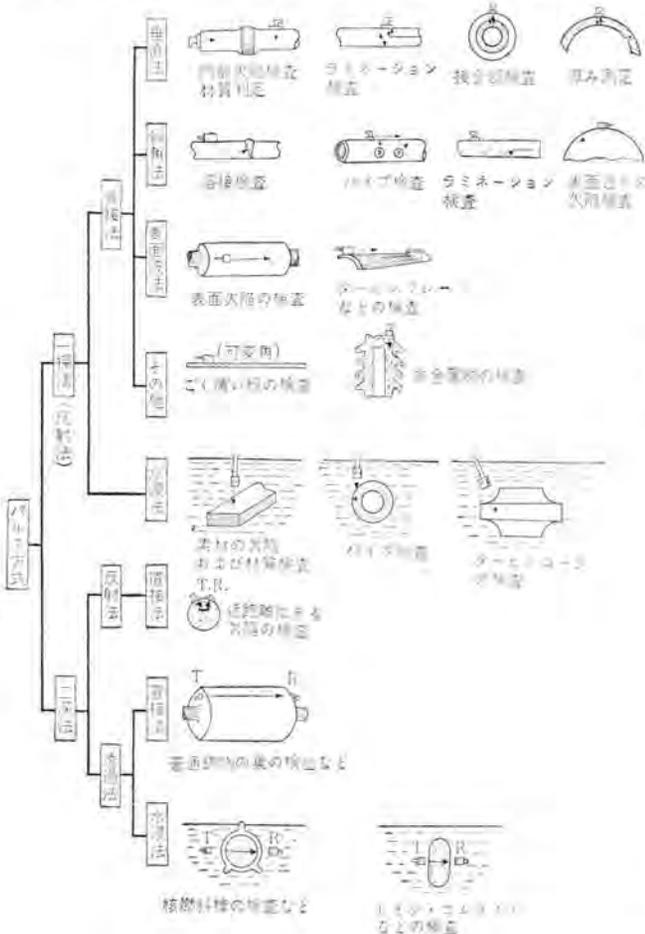


図 5.1 パルス法による超音波検査法の使用区分
Fig. 5.1 Methods of ultrasonic flaw detection.

操作が単純であるためもっとも多く実用されており, とくに長尺物の検査が可能である, ただし最短探傷距離は送信パルスのため 5 Mc で 100 mm が限度であり, したがって 10 mm 以内の薄物の探傷にはむかない.

5.2 斜角探傷法

適当な角度のクサビを用いて被検査体内に斜めに超音波を入射させて測定する横波振動による探傷法であり, 板の溶接部の補強盛部, あるいは車軸と車輪のハマイ部など直接探触子を当てにくい場所の検査に便利な方法であり, さらに横波伝播速は縦波のそれと比較し約 1/2 となるため送信パルスにマスクされる幅が少ないので 10 mm 以下の薄板の検査にも広く応用されている. この方法は一探触子法のほか二探触子反射法, 二探触子透過法としても用いられる.

5.3 水浸法

区分表に示すように検査材を水または油の中に浸し, 超音波が液中を通過したのち材料内に入射されるもので, 長所としては

鋳鋼など表面の荒いものの検査が可能であり, 探触子水晶片の保護にもなる.

探触子の連続移動が容易.

液中では波長が短くなるため指向性が鋭くなる.

直接法のように発振パルスでマスクされることが少ないので近距離の傷の検出に適する.

など数々あるが, 反面水そうを必要とするため大物を探傷するには設備がたいへんやっかいであり, 設備のあるところ以外では探傷できない欠点がある. しかしこの欠点も図に示す簡易水浸アタッチメントを使用すれば簡単に解決できる.

5.4 表面波探傷法

Y-cut の水晶によるスプリ振動を用いるか, あるいは普通の探触子のように X-cut の水晶で入射角 60 度以上のクサビを用いて入射させると検査体の表面にそって超音波が伝播する, この方法は鉄板, ロールなどの表面の小

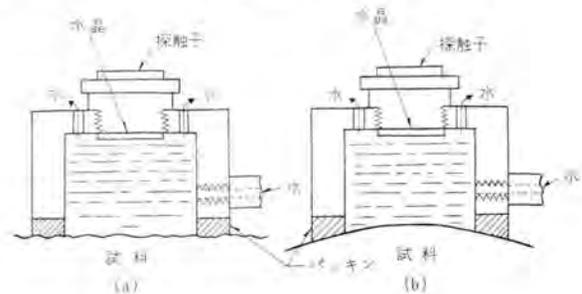


図 5.2 簡易式水浸法
Fig. 5.2 Running water method.

きな傷などの検査に適する, ただし表面の仕上がりが良くないと減衰がいちじるしいので用途は制限される.

5.5 板波探傷法

板波とは Lamb 波(板波), Poch hammer-chree 波(棒波)などを総称したもので, 薄板あるいは細い棒, 肉

厚の薄いパイプ、線などの欠陥検出に用い、表面波と同様長手方向に伝播する、Lamb 波も棒波もともにその波動には類似点が多い。

(1) Lamb 波

この波は図 5.3 に示すように、対称波と非対称波の 2 種類あり、またそれぞれに $S_0, S_1, S_2, \dots, a_0, a_1, a_2, \dots$ など多くの振動モードを有する。

Lamb 波の発生方法は図 5.4 に示すようにクサビ内での縦波伝播速度を V_w 、検査体における位相速度 V_p 、クサビの入射角を θ とすれば、

$$V_p = V_w / \sin \theta \quad \dots \dots \dots (5.1)$$

なる関係式が成立する、このとき位相速度 V_p をもつ Lamb 波モードの振動を強く発生する。図 5.5 は鋼板の場合の周波数×板厚と板波の位相速度との関係を示す曲線で、図 5.6 はアルミ板の場合の曲線を示す。

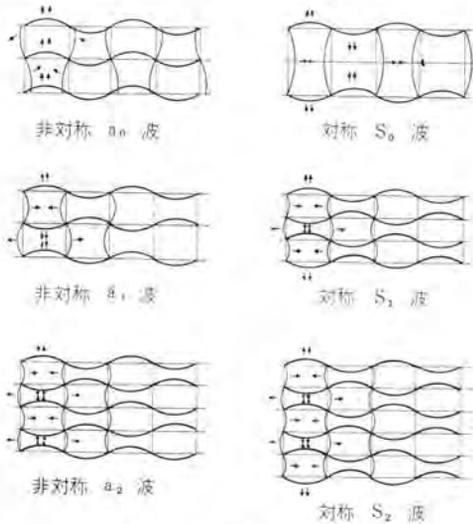


図 5.3 Lamb 波の振動姿態
Fig. 5.3 Vibration mode of Lamb wave.

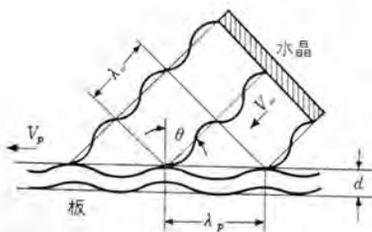


図 5.4 クサビによる Lamb 波の発生
Fig. 5.4 Lamb wave probe.

たとえばアクリル樹脂のクサビを使用し 5 Mc にて板厚 1 mm の鋼板を探傷しようとするとき、クサビの入射角を何度に選べばよいか検討してみる。まず板波の振動モードを選定する。いまかりに対称 S_1 波を用いるものとして図 5.5 の曲線より 5 (Mc) × 1 (mm) = 5 に対応する S_1 波の位相速度 V_p は 5,550 m/sec であり、アクリルの縦波伝播速度は 2,760 m/sec である。したがってクサビの入射角 θ は式 (5.1) より

$$\sin \theta = V_w / V_p = 2,760 / 5,550 = 0.4975$$

$$\theta = 29 \text{ 度 } 50 \text{ 分 } \approx 30 \text{ 度}$$

が求められる。

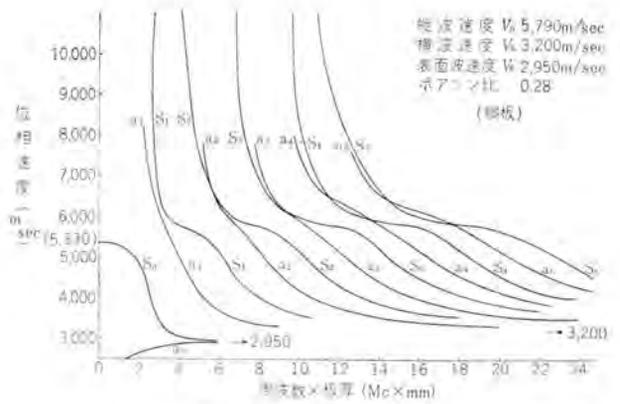


図 5.5 鋼板の位相速度
Fig. 5.5 Phase velocity of steel plate.

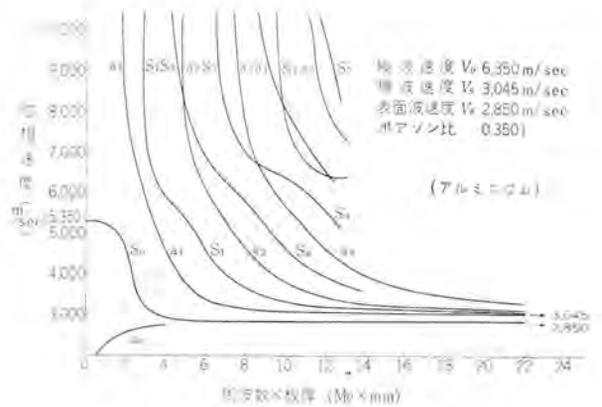


図 5.6 アルミニウムの位相速度
Fig. 5.6 Phase velocity of aluminum plate.

(2) 棒波

Lamb 波に比べその波動は複雑で伸びの波、たわみの波およびねじれ波などが存在する。棒波の発生は図 5.7 のようにクサビ面上で棒を回転させてクサビ面上における超音波ビームの進行方向と棒とのなす角を ϕ としたとき、Lamb 波の場合と同じく

$$V_w = V_p' \sin \theta, \cos \phi$$

なる関係式が成立し、この状態において最大の棒波の振動を発生する。棒波の $\sin \theta, \cos \phi$ は Lamb 波の $\sin \theta$ に対応するものである。

板波探傷法は古くからその理論は発表されていたが 1960 年東京における国際非破壊検査会議において各国

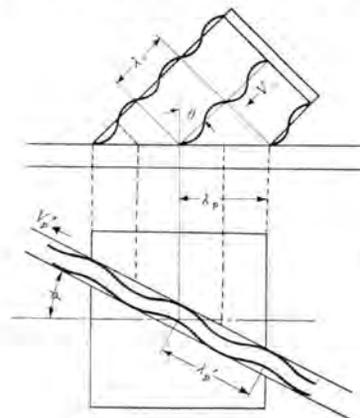


図 5.7 クサビによる棒 (Poch hammer-chree) 波の発生
Fig. 5.7 Poch hammer-chree wave probe.

から優秀な論文が発表されてから急に板波に対する関心が高まり、その有用性が認識されてきたがまだ標準的な板波探傷法が確立しておらず、NDIにおいても実用化促進のため、最適モードの選定、水とクサビの比較、各種材質試料の実験および圧延板、管材、線材などへの応用、周波数、パルス幅の選定など各種基礎資料の収集が行なわれている。

この探傷法は材質、測定周波数、板厚、棒の太さ、振動モードによって入射角 θ がきまる。したがってこれらの検査には図5.8に示すような可変角のクサビの使用がもっとも便利である。板および棒の表面仕上が良好でなければ減衰が大きい、水浸法は減衰損失が大きく、探傷距離が短い、多重伝播モードや群速度が一定でないため探傷図形がヒズミやすい、などこの探傷法の適用に当って研究を要する問題が少なくない。

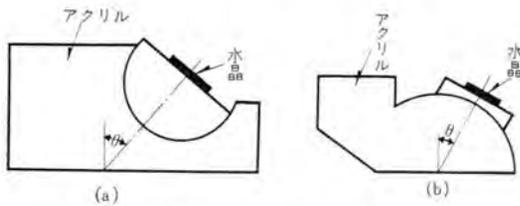


図 5.8 可変角探触子
Fig. 5.8 Variable angle probe.

6. 探 傷 例

6.1 酸素ボンベ

長さ約 1.45 m、直径 235 ϕ のボンベを 5 Mc を用いて一探触子垂直法にて探傷した。厚さ 10 mm 以内の薄鋼板であるため多重反射法により検査した。図 6.1 (a) は超音波の減衰の少ない非常に組織のち密な個所でボンベのほとんど全域にわたってこのような図形を示した。図 6.1 (b), (c) は底面付近の図形でとくに図 6.1 (c) は材質が非常に悪いか疲労しているものと思われ減衰がはなはだしい。図 6.1 (d) は参考のため写した 7 mm の薄鋼板の多重反射図形である。

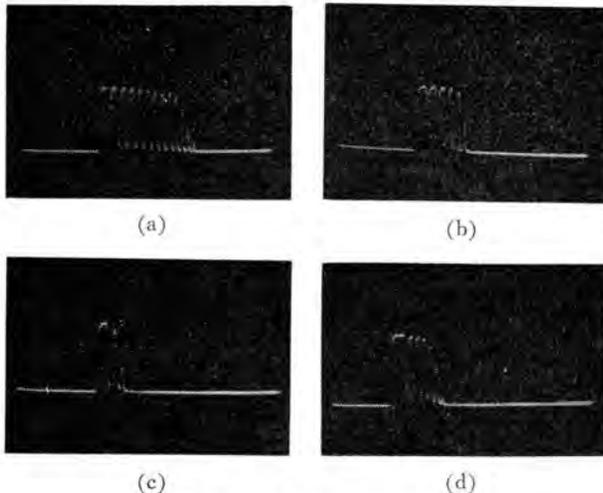


図 6.1 酸素ボンベ探傷記録
Fig. 6.1 Records of oxygen bomb inspection.

6.2 黄銅棒

各種黄銅棒の探傷結果で 5 Mc を用い直接探傷を行なった。図 6.2 (a), (b) は 7 ϕ の普通級 2 種黄銅線で、コイル状に巻いたものであるため接触状態が悪かったが多重反射法で良否判定は可能である。図 6.2 (a) は健全部で図 6.2 (b) は欠陥部の図形である。

図 6.3 (a), (b) は 17 mm 六角 2 種快削黄銅棒ではほぼ中央部の長手方向にラミネーションあり、(a) は健全部で (b) は欠陥部を見たところである。

図 6.4 (a), (b) は同じ材質の 17.5 ϕ 黄銅棒で (a) は健全 (b) は欠陥部の図形である。

図 6.5 (a), (b) は 50 mm 六角鍛造用黄銅棒で (a) は健全 (b) は欠陥部の図形である。

6.3 サク岩機用ビット

図 6.6 (a) に示すようなサク岩機用ビット先端部のロウ付部分の接着良否判定のための実験記録で、ビットのロウ付部分の形状が湾曲し、かつ複雑であるため、直接垂

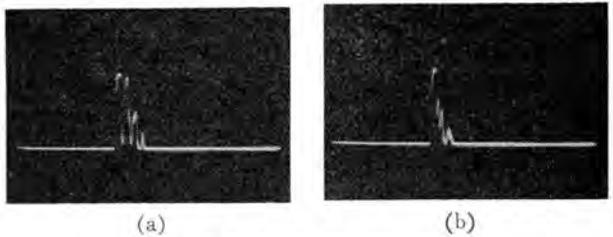


図 6.2 7 ϕ 黄銅線探傷記録
Fig. 6.2 Records of brass wire inspection.

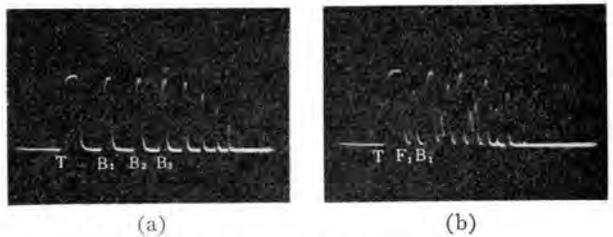


図 6.3 六角快削黄銅棒探傷記録
Fig. 6.3 Record of hexagonal brass bar.

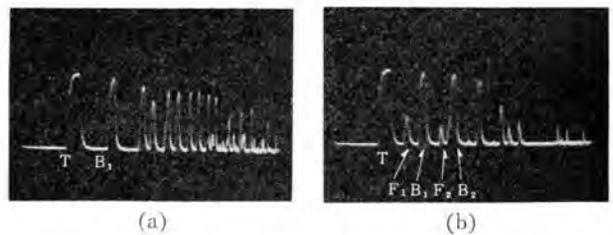


図 6.4 快削黄銅丸棒探傷記録
Fig. 6.4 Record of brass rod.

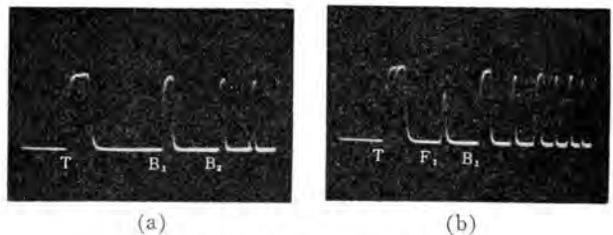


図 6.5 六角鍛造用黄銅棒探傷記録
Fig. 6.5 Record of forged hexagonal brass bar.

直法ができず(a)のように5Mc 10φの小形探触子を用い斜角水浸法によって探傷した。(b)はロウ付やや良好な個所の図形で(c)はロウ付不良品で(b)に比べ欠陥反射が大きくでている。(d)はロウ付個所付近に3.2φの穴をうがったもので(c)と同程度の反射がある。

6.4 銅, 黄銅薄板

図6.7(a)に示すように厚さ0.16mmの黄銅および銅板を探傷した。いまかりに上から試料番号をNo. 1~5

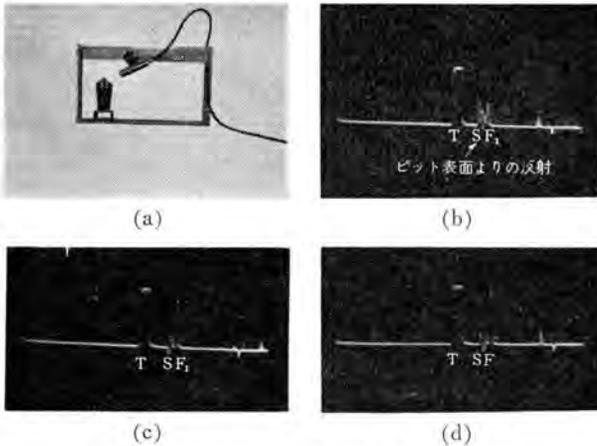


図 6.6 サク岩機ビットの探傷状況とその記録
Fig. 6.6 Inspection and record of rock drill bit.

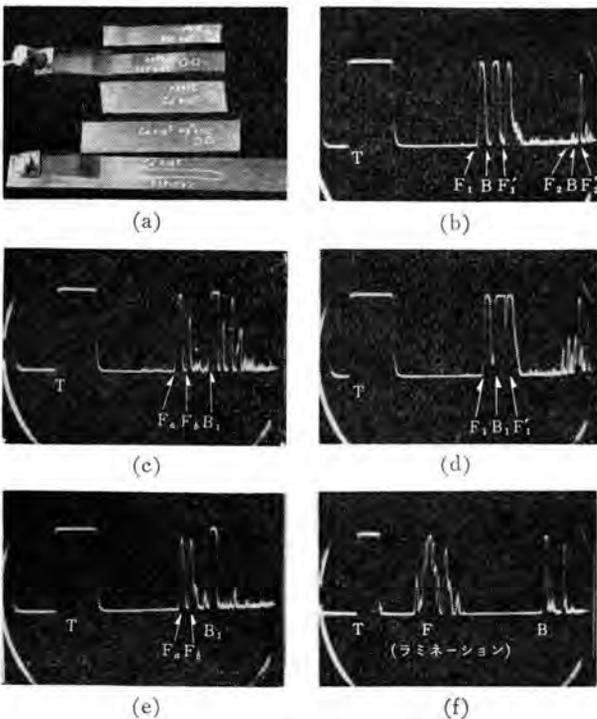


図 6.7 黄銅, 銅板探傷状況とその記録
Fig. 6.7 Inspection and record of brass and copper plate by Lamb wave.

として No. 1, 2 は黄銅, No. 3~5 は銅板である。写真に示すように○印の個所にそれぞれ 0.8φ のキリ穴をうがった No. 5 だけは試料の表面層に小さなラミネーションがある。このように非常に薄い板であるため板波探傷を行なった。まず探傷にあたり可変角探触子で最適アングルを知り, そのアングルに合った写真のような固定角のクサビ, 銅の場合は 41 度, 黄銅は 44 度を用いた。振動モードは S_0 である (b) は試料 1 を見たもので F_1 (穴) は B_1 (端面) とほとんど同程度の強い反射波がある。また F_1' は F_1 と B_1 間の往復反射である。また F_2, B_2, F_2' も見られる。このように板波探傷法は非常に感度が鋭敏でしかも探傷距離が長い。(c)~(f) はそれぞれ試料 No. 2~5 を見たもので No. 5 の小さいラミネーションもこのように明瞭に検出できる。

7. む す び

以上簡単ながら FD-6 形超音波探傷機の仕様, 動作, その応用について紹介したが, 超音波探傷の応用分野はますます広くなり, 長尺物から薄物まで, また形状の複雑なものまでとしどし検査されるようになった。探傷方法についても飛躍的に進歩開発され, その測定基準も順次確立されつつあるが, 超音波の探傷感度が非常に鋭敏であるため検出された欠陥が機械的強度など使用目的に対し有害であるかどうかを破壊試験あるいはほかの検査方法を併用し, いたずらに結論を急ぐことなく個々の材料に対してできるだけ数多くの検査データを蓄積し, それらによって確実な判定基準を定めてから材料の良否判定を行なうべきである。

探傷機自体も今後さらに大方のご指導ご鞭撻を得て性能の向上, 小形トランス化あるいは自動探傷などの改良研究を続けて行く所存である。

終わりに本稿執筆にあたりご指導ならびに貴重な資料を提供していただいた多くの需要家各位, および本機の製作に協力をいただいた関係者各位に厚く御礼申し上げます次第である。

参 考 文 献

- (1) 日本学術振興会: 超音波探傷法 (昭 32).
- (2) 日刊工業新聞: 超音波技術便覧.
- (3) 馬場・大鳥羽・松元: 新形超音波探傷機 FD-5 形とその応用例, 「三菱電機」, 32, No. 12, p. 100 (昭 33).
- (4) 第 3 回非破壊検査国際会議 No. 208 Daniel C. Worlton: Lamb Waves at Ultrasonic Frequencies.
- (5) 山本美明・伊藤和之: 薄板, 薄肉管, 線等の超音波検査, 非破壊検査 (Vol. 10, No. 3, p. 116~122).
- (6) 尾上守夫: 板波による超音波探傷法, 非破壊検査 (Vol. 10, No. 3, p. 135~144).

最近の送電線保護継電器(2)

— 接点協調式優先シャ断装置 —

神戸製作所 北浦孝一*・古谷昭雄*

The Latest Protective Relays for Transmission Lines (2)

Kobe Works Koichi KITAURA・Akio FURUYA

Under the same heading, the writers made a report in the previous issue on the results of field test conducted with distance relays developed recently. The writers have been successful in completing one of the protective relaying scheme for multifaults. It is a priority interruption device regarded as the most promising for the protection of high resistance grounded parallel transmission lines. The test has proved very satisfactory with the performance of this new protective system. Herein are the description in brief of the system and test date thus made available.

1. ま え が き

さきに、“最近の送電線保護継電器(その1)”⁽¹⁾⁽²⁾⁽³⁾と題して、最近開発された距離継電器のうち、現地試験を行なったものについて、その概要を紹介したのであるが、(その2)以降においては、適用に関する問題について考察することとした。本文はその一つであるが、高抵抗接地系統並行送電線保護用として、注目されている優先シャ断装置について、その概要と模擬送電線による試験結果とを紹介するものである。

一般の送電線保護継電装置は、各回線単位に保護するように計画されたものであるから、両回線にまたがる多重故障が発生すれば、両回線ともシャ断されて、系統が分離されるため、再開路が不可能となり、故障除去という第一次目的は達成されても、再開路して無停電送電を継続するという究局の目的が達成されない欠点がある。

以下、ここに述べる優先シャ断装置は、両回線とも2相以上故障しているばあいには、両回線シャ断してもやむを得ないが、少なくとも1回線は1相だけの故障であるばあいには、たとえば、1号線a相、2号線b相故障のばあいには、故障相中進み相であるa相側回線すなわち1号線だけをシャ断し、また1号線がいずれか1相だけの故障で、2号線が2相または3相故障であるばあいには、多重故障回線である2号線だけをシャ断し、他回線の1線地絡故障を残したまま、再開路し、つぎに、1線故障回線をシャ断再開路して無停電送電を継続しようとするものである。なお前者の選択動作を進み相優先、後者の選択動作を多重故障優先と称し、さらに、短絡故障に対する保護動作を地絡保護動作よりも優先させる短絡優先

能力を総括して優先シャ断方式と称している。

この優先シャ断方式を満足させる方法としては、多相距離継電器へ与える入力として、両回線の電流・電圧中より適当な組合せを選定して行なわせる入力導入方式⁽⁴⁾と、一般に使用されている距離継電器および電力方向継電器とを組合せて行なわせる接点協調方式とがある。継電方式としては入力導入方式のほうが、所要継電器数も少なく、接点協調上の問題もなく、スマートな方式であるが、次回に発表を予定しているゆえ、以下本文においては理解されやすい接点協調式の優先シャ断装置について紹介する。

接点協調式はその名の示すとおり、接点協調が装置の性能を制するものであり、各主要継電器の特性は、電力線搬送保護継電装置におけると同程度に、バラツキ少なく、高性能のものでなければならない。すなわち接点協調式のシャ断装置が満足すべき性能を得たということは、各主要継電器が接点協調を生命とするいかなる方式にも適用されうる性能を有していることを示すものである。

2. 主要継電器の概要

2.1 使用継電器の種類

表2.1はこの装置に使用した主要継電器の一覧表であるが、表に示した継電器中、この装置を特長づけるものは、不平衡インピーダンス測定要素、故障回線選択要素および1線地絡検出要素であるから、以下これらに重点を置いて述べる。

2.2 不平衡インピーダンス測定要素

接点協調方式においてはまず、いずれの相の保護区間に故障が発生しているかを検出する必要があるが、こ

表 2.1 主要継電器一覧表

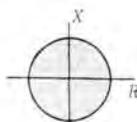
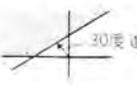
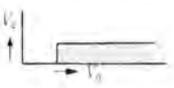
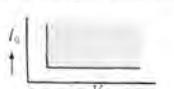
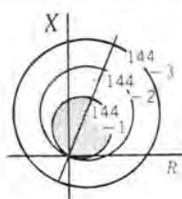
部	器具番号	形名	調整タップ	用途	主要素	代表特性
自動優先選択シヤ断部	51	HOC-8-FT 過電流	2-6A	差電流検出	極性要素	高速度検出
	44	KZB-M インピーダンス	1-10Ω	不平衡インピーダンス検	シリンダ素	
	67	KRA-M 電力方向	—	故障回線選択	シリンダ素	
	64	KVG-M 1線地絡	V ₀ 1.5-30V V ₂ 10-20V	1線地絡検	トランジスタ (極性要素)	
	67G	DGA-FT 地絡方向	0.5-2A 10V	地絡故障検	回路閉 (可動コイル要素)	
自動再閉路部	57	KIA-M 電流検出	0.5-1.0A	涌流検出	極性要素	高速度検出
	84	KV-M 電圧検出	50-80V	母線電圧検	シリンダ素	高速度検出
	27	KLV-M 低電圧検出	2.4V	無電圧検出	トランジスタ (極性要素)	高速度検出
後備部	44-1	KZA-M 方向短絡距離	0.2-1.5Ω	短絡第1段	シリンダ素	
	44-2	KZA-M 方向短絡距離	2-12Ω	短絡第2段	シリンダ素	
	44-3	KZS-M 方向短絡距離	前 1-20Ω 後 0-5Ω	短絡第3段	シリンダ素	
	※(56)	KZS-4-F 脱調検出	—	脱調検出	テレフォン継電器	144-3 と 144-2 との間に 100ms 以上ある時検出
	64V	KHV-M 電圧検出	20-30V	地絡故障検	極性要素	高速度検出
51G	CRG-2-FT 方向地絡過電流	0.5-2A	地絡後簡保	誘導円板	低速度動作	



図 2.1 KZB-M 形インピーダンス継電器
Fig. 2.1 A view of type KZB-M impedance relay.



図 2.2 KRA-M 形電力方向継電器
Fig. 2.2 A view of type KRA-M power directional relay.



図 2.3 KVG-M 形 1 線地絡検出継電器
Fig. 2.3 A view of type KVG-M single phase to ground fault detector relay.

の目的に使用されるものが KZB-M 形インピーダンス継電器である。表 2.1 の特性欄に示すように、円特性であるが、主継電器自体に進み相優先の選択性能が与えられるように

$$\left. \begin{aligned} \text{A 相用のものは } Z_a &= \frac{|V_{ab}|}{|I_a - I_a'|} \\ \text{B 相用のものは } Z_b &= \frac{|V_{bc}|}{|I_b - I_b'|} \\ \text{C 相用のものは } Z_c &= \frac{|V_{ca}|}{|I_c - I_c'|} \end{aligned} \right\} \dots \dots \dots (2.1)$$

にて示される Z_a, Z_b, Z_c が、一定値以下となったとき、それぞれ A 相、B 相、C 相に故障の発生したことを検出するものである。

ここに $I_a, I_b, I_c, I_a', I_b', I_c'$ はそれぞれ三次巻線付 CT の二次残留回路を開放した 1 号線、2 号線の各相 CT 二

次電流であり、 V_{ab}, V_{bc}, V_{ca} は PT 二次の△電圧である。

図 2.1 は KZB-M 形インピーダンス継電器の外観である。

2.3 故障回線選択要素

故障回線選択要素はこの装置の生命であるが、表 2.1 の特性欄に示すように、位相特性は、電圧基準にして、30 度進み電流のとき、最大感度となる、いわゆる 30 度進み特性の KRA-M 形電力方向継

電器を使用している。

なお入力としては

$$\left. \begin{aligned} \text{1 号線 A 相用のものは } &-(V_c - V_0) \text{ と } (I_a - I_a') \\ \text{B 相用のものは } &-(V_a - V_0) \text{ と } (I_b - I_b') \\ \text{C 相用のものは } &-(V_b - V_0) \text{ と } (I_c - I_c') \\ \text{2 号線 A' 相用のものは } &-(V_c - V_0) \text{ と } (I_a' - I_a) \\ \text{B' 相用のものは } &-(V_a - V_0) \text{ と } (I_b' - I_b) \\ \text{C' 相用のものは } &-(V_b - V_0) \text{ と } (I_c' - I_c) \end{aligned} \right\} (2.2)$$

を与え、いわゆる 60 度進み接続を採用している。

ここに V_a, V_b, V_c は PT 二次の各相対地電圧であり、 V_0 は零相電圧である。したがって $(V_0 - V_a), (V_b - V_0), (V_c - V_0)$ は電圧三角形の重心点よりの各相電圧となる。

図 2.2 は KRA-M 形電力方向継電器の外観である。

2.4 1 線地絡検出要素

1 線地絡検出要素はこの装置の短絡優先を行なうもの

で、表 2.1 の特性欄に示すように、零相電圧 V_0' が整定タップ値以上あり、かつ逆相電圧 V_2' が整定タップ値以下のばあい動作する KVG-M 形 1 線地絡検出継電器を使用している。図 2.3 はその外観である。なお V_0' 、 V_2' については 3.1 にて詳述する。

3. 総合動作の検討

図 3.1 は、接点協調式優先シ断方式の原理図である。実際に具体化された装置においては、故障の発生除去時および再閉路時に誤動作しないように、補助継電器を介して接点協調をとっているが、ここでは優先シ断方式の原理を簡単明了に示すため、これら付属的要素は省略してある。図 3.1 において各相それぞれ内側回路が進み相優先回路であり、外側が多重故障優先回路である。ま

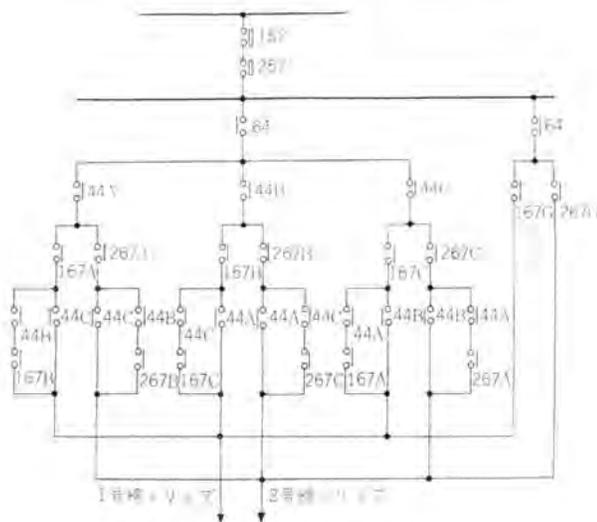


図 3.1 接点協調式優先シ断方式原理図

Fig. 3.1 Principal circuits of the new balance protective scheme, having priority protective abilities for multi-fault.

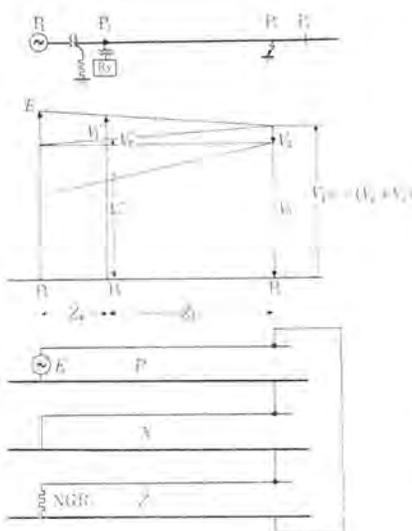


図 3.2 1 線地絡時の各対称分電圧分布図
Fig. 3.2 Sequential voltage distributions of single phase to ground fault.

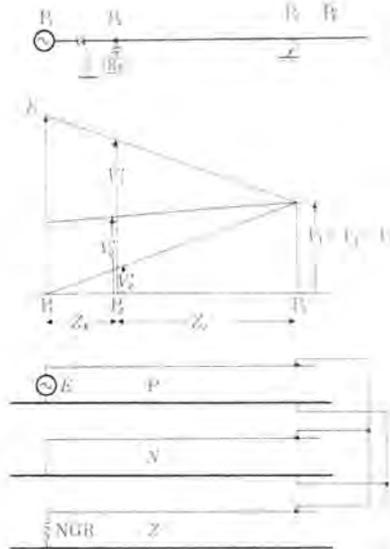


図 3.3 2 線地絡時の各対称分電圧分布図
Fig. 3.3 Sequential voltage distributions of double phase to ground fault.

た短絡優先は 64 により行なわれるものである。

この装置が保護すべき故障の種類は、それぞれの回線だけに発生した単純な 1 線地絡 (1φG と略す) 2 線地絡 (2φG) 2 線短絡 (2φS) 3 線地絡または短絡 (3φS(G)) および両回線にまたがる多重故障として、1 線-1 線 (たとえば A-B') 2 線-1 線 (たとえば AB-A, AB-B', AB-C') 3 線-1 線 (たとえば ABC-A') 故障などであるが、この装置は図 3.1 の原理図に示すように回路構成が各相について対称配列となっているゆえ、進み相優先・多重故障優先の検討を行なうばあい A-B', AB-A', AB-B', AB-C', ABC-A' なる多重故障に対し優先方式が満足しているか検討すれば、その他の相の組合せについては同様であって、省略しうるものである。

以下各種故障の代表として 1 号線 AB 相 2φG および上記 5 種類の多重故障合計 6 種類の故障に対し、故障時の系統電圧電流ベクトル関係を基として前記短絡優先・進相優先・多重故障優先の選択能力を検討する。

3.1 短絡優先の検討

短絡優先は前述のように 64 (KVG-M 形 1 線地絡検出継電器) により行なわれるものであるが、これは故障点、および継電器設置点の正相・逆相・零相電圧をそれぞれ V_1, V_2, V_0 および V_1', V_2', V_0' とすれば、図 3.2, 3.3 に示すように

$$1\phi G \text{ のとき } V_1 = -(V_2 + V_0) \quad V_2 \ll V_0 \dots (3.1)$$

$$2\phi G \text{ のとき } V_1 = V_2 = V_0 \dots (3.2)$$

$$2\phi S \text{ のとき } V_1 = V_2, \quad V_0 = 0 \dots (3.3)$$

$$3\phi S(G) \text{ のとき } V_2 = V_0 = 0, \quad V_1 \text{ だけ存在} \dots (3.4)$$

であるから、これらの関係に着目し V_0' が一定値以上あり V_2' が一定値以下なることを条件として、1φG とその他のすべての故障とを区別するものである。すなわち 1φG のときだけ 64 が動作して、表 2.1 に示す 67G (DGA-FT 形地絡方向継電器) により回線選択を行ない、その他のすべての故障に対して前述の進み相優先、多重故障優先関係継電器により保護するものである。

しかしここで適用上注意を要することは図 3.2, 3.3 に示すように

$$1\phi G \text{ のときは } V_2' \cong V_2 \dots (3.5)$$

$$V_0' \cong V_0 \dots (3.6)$$

$$V_2' \ll V_0' \dots (3.7)$$

とみなしうるのであるが、

$$2\phi G \text{ のときは } V_0' \cong V_0 \dots (3.8)$$

$$V_2' \neq V_2 \quad V_2' < V_2 \dots (3.9)$$

であるから

$$V_2' \neq V_0' \quad V_2' < V_0' \quad \dots\dots\dots(3.10)$$

となり、上記の原理では 2φG を 1φG と誤判定する可能性のあることである。

いま無限大母線の位置を P_1 、継電器設置点を P_2 、故障点位置を P_3 、保護の対象となる限界点(整定点)を P_4 とすれば

$\overline{P_2P_3} : \overline{P_1P_2}$ (または $P_2P_4 : P_1P_2$) の比が大なるほどこの誤判定の可能性大なることは図 3.3 より明らかである。以下 KVG 形 1 線地絡検出継電器の適用可能限界がいかなる系統条件により支配されるか解析した結果を示す。なお説明を簡単化するため系統全体の正相・逆相・零相インピーダンスをそれぞれ Z_1, Z_2, Z_0 としたとき

$$Z_1 \doteq Z_2 \doteq Z_0 + Z_l \quad \dots\dots\dots(3.11)$$

$$Z_0 \doteq 3(R + Z_l) \quad \dots\dots\dots(3.12)$$

とする。

ここに Z_0 : 背後インピーダンス (Ω)

Z_l : 線路インピーダンス (Ω)

R : 中性点抵抗 (NGR) (Ω)

$$Z_0 = \frac{E^2}{P} \quad \dots\dots\dots(3.13)$$

$$R = \frac{E \times 10^3}{\sqrt{3} I_N} \quad \dots\dots\dots(3.14)$$

ここに E : 系統線間電圧 (kV)

P : 系統短絡容量 (MVA)

I_N : NGR 電流 (A)

いま選定すべき V_2 のタップ値を V_t

1φG のときの誤差を考慮した余裕電圧を V_r'

2φG のときの誤差を考慮した余裕電圧を V_r''

系統故障条件に基づき生じうる可能性ある

1φG のときの V_2' の最大値を $V_{2' \max}$

2φG のときの V_2' の最小値を $V_{2' \min}$

なおいずれも PT 二次電圧で表現するものとする。

$$V_{2' \max} + V' < V_t \quad \dots\dots\dots(3.15)$$

$$V_{2' \min} - V'' > V_t \quad \dots\dots\dots(3.16)$$

試験結果によれば ± 5 サイクルの周波数変化を考慮しても $V' = 4V, V'' = 2V$ とすれば十分である。

1φG のときの $V_{2' \max}$ を求めれば

$$|V_{2' \max}| = \left| \frac{-Z_l E_a}{Z_0 + 2Z_l + r} \times \frac{Z_0}{Z_l} \right| \quad \dots\dots\dots(3.17)$$

ここに r : 故障点抵抗 (Ω) また

この継電器は V_0', V_2' の絶対値を対象に演算しているから、以後の計算においては計算を簡略化するためすべて絶対値をとり、絶対値の記号を省略する。

式 (3.17) に式 (3.11), (3.12) を代入すれば

$$V_{2' \max} = \frac{Z_0 E_a}{\{3R + 2Z_0 + 5Z_l + r\}} \quad \dots\dots\dots(3.18)$$

R, r と Z_0, Z_l とはほぼ 90 度の位相差があるが、最悪条件を求めるといふ仮定により $2Z_0 + 5Z_l + r = 0$ として

$$V_{2' \max} = \frac{Z_0 E_a}{3R} = \frac{EI_N E_a}{\sqrt{3} P \times 10^3} \quad \dots\dots\dots(3.19)$$

前述の各仮定があるゆえ、1φG のとき継電器設置点最近の送電線保護継電器 (2)・北浦・古谷

に生ずる逆相電圧 V_2' は式 (3.19) に示す値よりも小である。なお E_a は PT 二次電圧であり $110/\sqrt{3} = 63.5V$ をとる。

2φG のときの $V_{2' \min}$ を求めれば

$$|V_{2' \min}| = \left| \frac{Z_0 Z_l E_a}{Z_l (2Z_0 + Z_l)} \times \frac{Z_0}{Z_l} \right| \quad \dots\dots\dots(3.20)$$

一般の系統では $R > Z_0$ であるし、 R と Z_0, Z_l とはほぼ 90 度の位相差があるから最悪条件を求めるといふ仮定に基づき、近似的には $Z_l \doteq \frac{1}{3} Z_0$ とおいて

$$V_{2' \min} = \frac{3E_a}{7(1 + Z_l/Z_0)} = \frac{3E_a}{7(1 + PZ_l/E^2)} \quad \dots\dots\dots(3.21)$$

ゆえに

$$V_t = \frac{EI_N E_a}{\sqrt{3} P \times 10^3} + V' \quad \dots\dots\dots(3.22)$$

にてタップ電圧 V_t を決定し

$$\frac{3E_a}{7(1 + PZ_l/E^2)} > V_t + V'' \quad \dots\dots\dots(3.23)$$

を満足する Z_l を求めればよい。

今回この装置を納入した系統では最悪条件を考慮して $I_N = 200A, P = 240MVA, E = 165kV$

$$\therefore V_t = \frac{165 \times 200 \times 63.5}{\sqrt{3} \times 240 \times 10^3} + 4 = 9$$

さらに余裕をみて 10V タップを使用した。この値を式 (3.23) に代入すれば

$$\frac{27}{(1 + 240Z_l/165^2)} > 10 + 2$$

$$\therefore 140 > Z_l$$

送電線インピーダンスを 0.5 Ω/km とすれば、この継電器により 1 線地絡と 2 線地絡とを確実に弁別しうる送電線亘長は約 280 km となる。以上は、前記の仮定に基づく近似値であって実際にはさらに遠くまでの故障をも弁別しうるが、今回の保護区間亘長は約 30 km であるゆえこの継電器の適用可能範囲内である。

3.2 進み相優先、多重故障優先の検討

進み相優先は前述のように主として 44 (KZB-M 形インピーダンス継電器) により行なわれるものであるが、図 3.1 に示すように制御回路において進み相継電器の動作時間接点により、他回線遅れ相継電器のトリップ回路を開放するようにしてある。また主継電器への入力も線間電圧と進み相側の相差電圧を与えることにより、継電器自体に進み相優先の選択能力を与えてある。また 67 (KRA-M 形電力方向継電器) は前記のように 30 度進み特性を与え、60 度進み接続とすることにより進み相優先・多重故障優先を満足しているが、以下 AB 相 2φG, A-B' 相異相地絡 AB-A', AB-B', AB-C', ABC-A' 相多重故障について交流計算盤により計算した結果をベクトル図で示し、上記性能を有することを示す。図 3.4 (a) (b) (c) (d) (e) (f) はそれぞれの故障に対する電圧電流ベクトル図である。これらベクトル図と 2.2.2.3 の入力導入方法を対象すれば、各相 44 と 67 の応動状態が後述の表 4.1 のようになることは明らかである。なお図 3.4 は故

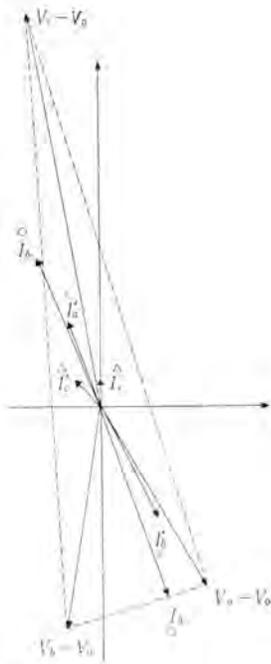


図 3.4 (a) AB 相 2φG
Fig. 3.4 (a) Vector diagram of A, B phase 2φG.

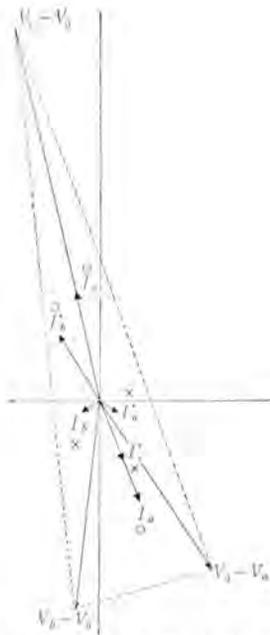


図 3.4 (b) A-B' 異相地絡
Fig. 3.4 (b) Vector diagram of A-B' phase ground.

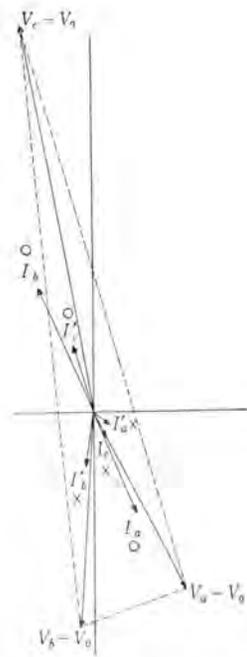


図 3.4 (c) AB-A' 多重地絡
Fig. 3.4 (c) Vector diagram of AB-A' phase ground.

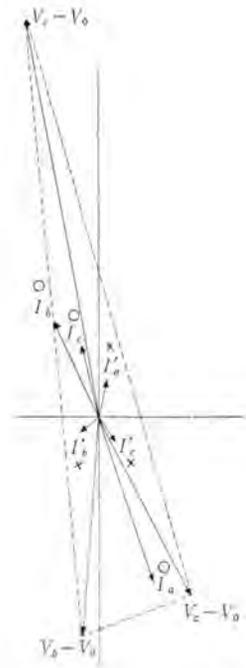


図 3.4 (d) AB-B' 多重地絡
Fig. 3.4 (d) Vector diagram of AB-B' phase ground.

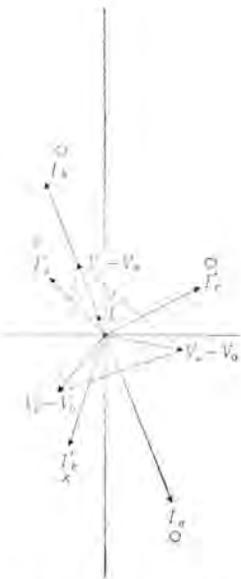


図 3.4 (e) AB-C' 多重地絡
Fig. 3.4 (e) Vector diagram of AB-C' phase ground.

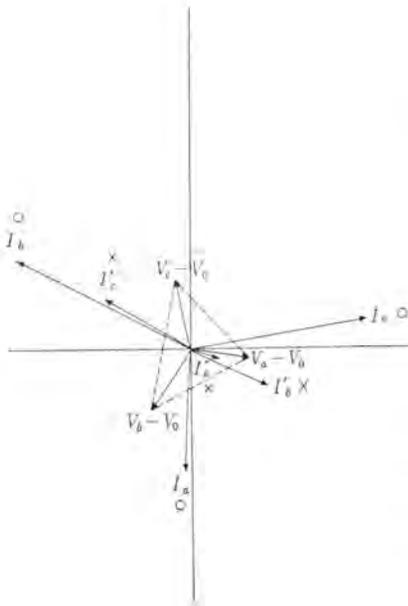


図 3.4 (f) ABC-A' 多重地絡
Fig. 3.4 (f) Vector diagram of ABC-A' phase ground.

障点位置が亘長 30 km の 70%, すなわち 21 km のばあいである。また図 3.4 中の ○ × △ は、各相 67 への供給電流と電圧の位相関係がそれぞれ確実動作・確実不動作限界付近であることを示している。これに対し表 4.1 の ○ △ は、故障点 0%, 70% とともに動作するものを ○ 印、故障点 0% にて動作し故障点 70% にて不動作となるものを △ 印としている。また、表 4.1 中 67 の動

作は、それぞれ自相の 44 が動作しているときに限り表示が出るようになっているため、ベクトル図では 67 の電流電圧が動作位相状態となっても 44 の電流電圧が不動作となるような大きさ関係にあるときは表 4.1 においては不動作となっている。たとえば故障点 70% の A-B' 故障においてベクトル図では、1 号線 A 相 C 相、2 号線 B' 相の 67 が動作、他は不動作であるが、44 は C 相だけ動作となるため表 4.1 においては 44 (KZB) は C 相だけ ○ 印となっている。しかし至近端故障では、ABC 相とも 44 が動作 (○ 印) であるため 67 もベクトル図と同様 1 号線 A 相 C 相、2 号線 B' 相が動作状態となることを示している、その他についても同様である。

4. 模擬送電線による試験結果

4.1 試験系統⁽⁵⁾

実系統のインピーダンスを Z 、アドミタンスを Y 、PT 比を a 、CT 比を b 、模擬送電線電圧のインピーダンスを Z' 、アドミタンスを Y' 、PT 比を a' 、CT 比を b' とし

$$a = xa' \dots\dots\dots (4.1)$$

$$b = yb' \dots\dots\dots (4.2)$$

$$mZ = Z' \dots\dots\dots (4.3)$$

$$nY = Y' \dots\dots\dots (4.4)$$

とすれば、系統一次の電圧は $1/x$ 、電流は $1/y$ 、電力は $1/xy$ に縮小し、送電線長は m 倍にしたこととなる。たとえば実系統長 30 km のばあい $x=y$ とすれば、実系統長と模擬送電線長とは一致し計算しやすいが、10 km 単位の模擬送電線では故障点が約 30% ごとしかとれないゆえこれを 100 km 程度に拡張する必要がある。

すなわち $m=100/30$

このとき縮小率 x, y をいかに選定すべきかについて述べる。

継電器側からみたインピーダンス、アドミタンスは一致している必要があるゆえ

$$Z \frac{b}{a} = Z' \frac{yb'}{mxa'} = Z' \frac{b'}{a'} \quad (4.5)$$

$$\therefore m = \frac{y}{x} = \frac{a'b}{ab'} \quad (4.6)$$

$$Y \frac{a}{b} = \frac{Y'}{n} \frac{a}{b} = Y' \frac{a'}{b'} \quad (4.7)$$

$$\therefore n = \frac{ab'}{a'b} = \frac{1}{m} = \frac{x}{y} \quad (4.8)$$

ゆえに 電力の縮小率 $\frac{1}{xy} = \frac{1}{x^2m}$

CT 二次 5 A で 40 VA あるものとすれば

CT 負担インピーダンス $Z_c=1.6 \Omega$ である。

模擬送電線一次からみれば $Z_c(1/b')^2=1.6(1/b')^2$ となる。 $b'=1$ のときは CT およびその負担が模擬線の約 3.2 km に相当する。実系統に換算すれば、 $Z_c(1/b')^2(1/m)$ となる。これに対し実系統では $Z_c(1/b)^2$ であって CT の存在は無視される。

したがって、同一の Z_c に対し b', m の大なるほど CT そう入誤差を小にする。また PT そう入誤差も考慮すれば、電力の縮小率 $1/xy=1/x^2m$ の分母が小なるほど精度が高くなるゆえ、両者を考えて x を小にするほど、すなわち模擬送電線電圧を高くするほど精度が高くなる。

三菱模擬送電線電圧の最高使用電圧は 3,800 V であるから、今回の系統についていえば

$$x = \frac{165,000}{3,800} = 43.5 \quad x^2 = 1,880 \quad m = \frac{100}{30}$$

電力縮小率

$$\frac{1}{xy} = \frac{1}{x^2m} = \frac{1}{6,300}$$

式 (4.6) より

$$y = mx = \frac{100}{30} \times 43.5 = 145$$

$$b' = \frac{b}{y} = \frac{600}{5 \times 145} = 0.82 = \frac{I}{5}$$

$$I = 4.1$$

以上の計算にもとづき、図 4.1 に示す試験系統を構成した。図中 () 内の値は実系統の値である。

CT はリーチの検討を対象とした試験には 4/5 A を至近端故障の試験には 5/5 A を使用した。

これは、至近端故障時補助 CT を入れると、そのそう

最近の送電線保護継電器 (2)・北浦・古谷

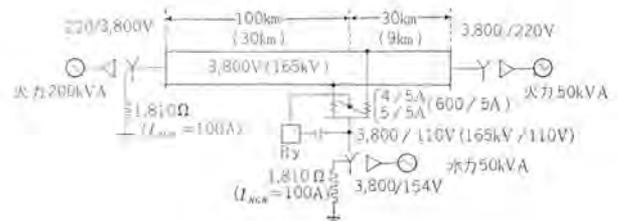


図 4.1 試験系統

Fig. 4.1 Test circuit by the use of artificial transmission line.

表 4.1 模擬送電線による動作試験記録

故障種類		K V C	KZB			DGA		KRA						トリップ		
#1	#2		A	B	C	#1	#2	#1			#2			#1	#2	
								A	B	C	A'	B'	C'			
A	—	○				○									○	
B	—	○				○									○	
C	—	○				○									○	
—	A	○					○									○
—	B	○					○									○
—	C	○					○									○
AB	—		○	○				○	○						○	
BC	—			○	○				○	○					○	
CA	—		○		○			○		○					○	
ABC	—		○	○	○			○	○	○					○	
—	AB		○	○							○	○			○	
—	BC			○	○						○	○			○	
—	CA		○		○						○	○			○	
—	ABC		○	○	○						○	○	○		○	
A	B		△	△	○			△		○		△			○	
B	C		○	△	△			○	△					△	○	
C	A		△	○	△				○	△	△				○	
B	A		△	△	○			△		△				○		○
C	B		○	△	△				△	○	△				○	
A	C		△	○	△			△				○	△		○	
AB	A		△	○	△			△	○					△	○	
AB	B		○	○	△			○	△	△					○	
AB	C		○	○	△			○	○					△	○	
A	AB		△	○	△					△	△	○			○	
B	AB		○	△	△						○	△	△		○	
C	AB		○	○	△					△	○	○			○	
BC	A		△	○	○				○	○	△				○	
BC	B		△	△	○				△	○	△				○	
BC	C		△	○	△			△	○	△					○	
A	BC		△	○	○			△				○	○		○	
B	BC		△	△	○			△				△	○		○	
C	BC		△	○	△						△	○	△		○	
CA	A		△	△	○			△	△	○					○	
CA	B		○	△	○			○				△			○	
CA	C		○	△	△			○		△	△				○	
A	CA		△	△	○						△	△	○		○	
B	CA		○	△	○				△			○			○	
C	CA		○	△	△				△			○		△	○	
ABC	A		△	○	○			△	○	○					○	
ABC	B		○	△	○			○	△	○					○	
ABC	C		○	○	△			○	○	△					○	
A	ABC		○	○	○							○	○	○		○
B	ABC		○	△	○							○	△	○		○
C	ABC		○	○	△							○	○	△		○

○印 故障点 0% (0km) 70% (21km) ともに動作するもの。

△印 故障点 0% (0km) にて動作し

故障点 70% (21km) にて不動作となるもの。

入誤差が、顕著にひびくため 5/5 A の主 CT そのまま使用したものである。

なお試験時の各主継電器の整定はつぎのとおり

64	KVG	V_0 タップ	30 V
		V_2 タップ	10 V
67G	DGA	I_0 タップ	0.5 A
		位相調整用 コンデンサ	2.5 μ F
44	KZB	Z_s	9 Ω
	HOC	電流 タップ	6 A

4.2 試験結果

表 4.1 は前記試験系統においてかつ上記の整定にて動作試験を行なった結果をまとめたものである。

表に示すとおり 1 ϕ G, 2 ϕ G, 2 ϕ S, 3 ϕ SG の単純故障は、故障回線だけをシ断し、また 1 線-1 線の両回線にまたがる異相地絡に対しては進み相優先を、1 線-2 線、1 線-3 線の多重故障に対しては多重故障優先がすべて満足されている。なお保護区間互長 30 km (模擬送電線では 100 km) に対し、

1 ϕ G21 km 動作	24 km 不動作
1 ϕ G-1 ϕ G	}24 km 動作	} 27 km 不動作
1 ϕ G-2 ϕ G		
1 ϕ G-3 ϕ G		
3 ϕ G27 km 動作	30 km 不動作

となっている。

また故障発生よりトリップ回路形成までの動作時間は 1 ϕ G のとき

至近端故障で	3 サイクル
限界点近傍で	10 サイクル

その他の短絡故障、異相地絡、多重故障のときは

表 4.2 電磁オシロによる動作試験記録

オシロ番号	周波数 (c/s)	故障種類	故障距離 (km)	I_R-I_R' (A)	I_S-I_S' (A)	I_T-I_T' (A)	I_0-I_0' (A)	Trip 時間 (c/s)
No. 1	60	ABC	0	44.5	45.1	44.8		1.5
No. 2	"	ABC	80	11	10.5	11.5		2.58
No. 3	"	AB	0	41	39.5	2.5		1.5
No. 4	"	AB	80	10	9.5	—		2.1
No. 5	"	AB'	0	16.5	11.7	29.7		1.62
No. 6	"	AB'	80	2.05	2.7	5.8		7.1
No. 7	"	BA'	0	12	11	27.2		2.2
No. 8	"	BA'	80	3.4	4.05	8.25		3.48
No. 9	"	AC'	0	12.3	23	14		2.4
No. 10	"	AC'	80	2.8	5.4	3.2		4.3
No. 11	"	ABA'	0	24	27	7.4		3.0
No. 12	"	ABA'	80	3.7	5.4	3.1		4.68
No. 13	"	ABB'	0	34.2	22.2	9.9		1.5
No. 14	"	ABB'	80	5.5	3.9	3.3		3.12
No. 15	"	ABC'	0	39.7	37.8	19.8		1.98
No. 16	"	ABC'	80	8.2	8.1	4.1		2.7
No. 17	"	ABCA'	0	24	36.5	42		1.64
No. 18	"	ABCA'	80	4.8	8.7	9.1		2.64
No. 19	"	A	0				3.0	2.8
No. 20	"	A	70				1.0	10.4
No. 21	50	ABC	0	52	48.5	5		1.3
No. 22	"	AB	0	48	45			1.35
No. 23	"	AB'	0	13	16.4	29.7		1.9
No. 24	"	ABC'	0	46.5	46	31.5		1.5
No. 25	"	ABCA'	0	29.5	46.5	43		1.35

オシロ番号	(c/s)	故	障	(c/s)	(c/s)	(c/s)	(c/s)
No. 26	60	A	20	3.6	18		
No. 27	"	A'B'C'	20	1.8	30		
No. 28	"	BA'	20	1.5	20.6	18	17.6
No. 29	"	ABCC'	20	1.5	28.2	15.6	19.2
No. 30	"	A	20	3.0	18.2	17.4	—

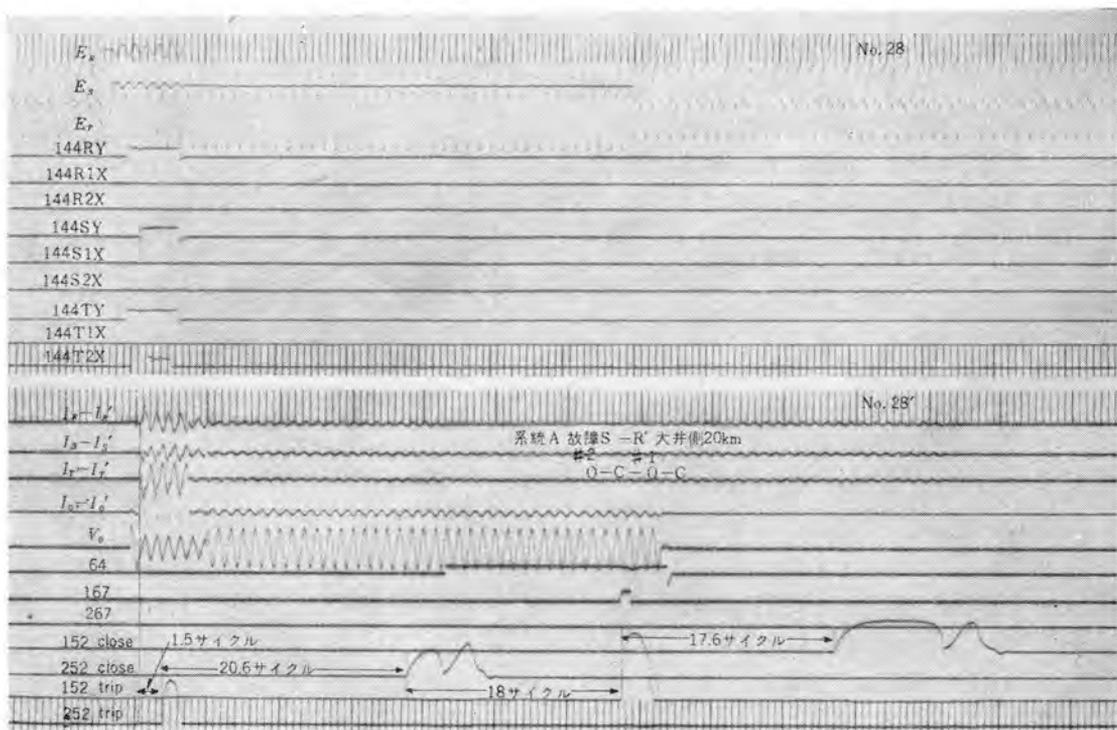


図 4.2 進み相優先動作応動特性

Fig. 4.2 Test oscillograms for No. 28 of table 4.2.

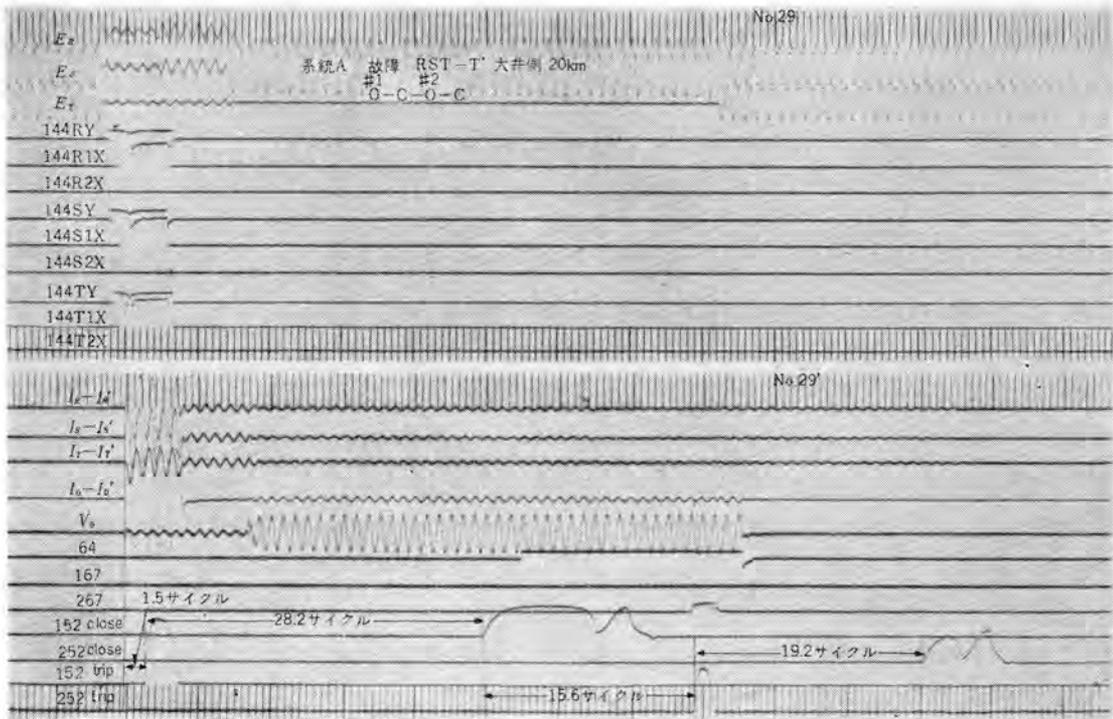


図 4.3 多重故障優先応動特性

Fig. 4.3 Test oscillograms for No. 29, of table 4.2.

至近端故障で 2 サイクル 内外
 限界点近傍で 3 ないし 4 サイクル であった。

表 4.2 は電磁 オシロ により上記性能を確認した結果をまとめたものである。

図 4.2, 4.3 は表 4.2 の オシロ 中代表的保護動作例として再閉路動作を含むものを選出した。図 4.2 は表 4.2 の オシロ No. 28 である。故障点 20 km における 1 号線 B 相 2 号線 A' 相の異相地絡に対し、まず進み相側回線である 2 号線のトリップ回路が 1.5 サイクルで形成され、その後 20.6 サイクルで再閉路され、その後 18.0 サイクルで 1 号線のトリップ回路が形成され、1 号線の 1φG が除去され 17.6 サイクルで 1 号線も再閉路成功している例である。

図 4.3 は表 4.2 の オシロ No. 29 である。

故障点 20 km における 1 号線 ABC 相 2 号線 C' 相の異相地絡に対し、まず多重故障回線である 1 号線のトリップ回路が 1.5 サイクルで形成され、その後 28.2 サイクルで再閉路され、その後 15.6 サイクルで 2 号線のトリップ回路が形成され、2 号線の 1φG が除去され 19.2 サイクルで 2 号線も再閉路成功している例である。いずれも満足すべき応動特性を示している。

5. む す び

この優先シャ断装置には前記のように再閉路装置が併用されているが、組合せ試験の結果、単純故障はもちろん両回線にまたがる多重故障時においても総合動作はきわめて安定しており、停電回避率がいちじるしく向上されていることが確認された。

なお、この装置の完成にあたり中部電力株式会社給電部系統技術課長蛭川達雄氏はじめ関係御各位より絶大なご助力を賜ったことに対し深甚の謝意を表します。また、当社神戸製作所工作部の諸氏のご協力に感謝します。

参 考 文 献

- (1) 北浦・古谷：最近の距離継電器 (1), 「三菱電機」, 35, No. 4, p. 121 (昭 36).
- (2) 北浦・古谷：最近の距離継電器 (2), 「三菱電機」, 35, No. 5, p. 97 (昭 36).
- (3) 北浦・古谷：最近の送電線保護継電器 (1), 「三菱電機」, 35, No. 5, p. 40 (昭 36).
- (4) 北浦・古谷：KD 形高速度方向距離継電器, 昭 36 電気連合大会, 802.
- (5) 北浦・三上・関：模擬送電線設備, 「三菱電機」, 35, No. 5, p. 31 (昭 31).

“三菱エレペット” (一般用交流標準エレベータ)

名古屋製作所 外 野 範 吾*

Mitsubishi “ELEPET”

General Use Standard Passenger Elevators

Nagoya Works Hango SOTONO

The latest building rush has brought about active demands of elevators. For buildings with more than four floors, elevators are indispensable equipment even they are of medium or small scale. Under the circumstance, Mitsubishi has developed based on past experience 17 kinds of standard elevators and put them on market in the name of “ELEPET”. Such an undertaking is epoch-making in Japan and its future is quite promising. If standardized, elevators will be built economical with stabilized quality, making countless contribution to civilization. Thus dream is now coming true by the effort of Mitsubishi engineers. The “ELEPET” is standardized almost in every respect, which will undoubtedly help facilitate the design of future buildings.

1. ま え が き

エレベータはその建物の縦の交通の大半を受持ち、建物の実用価値もエレベータの有無およびその計画の良否によって大きく変わってくる。とくに最近では大形のビルはいうにおよばず中小ビル、アパートに至るまで建設が旺盛になってきており、その形態も敷地その他の理由により最近とみに狭隘高層化する傾向にある。また国民経済の実質的向上に伴って従来5階くらいまではエレベータ設備なしでがまんされたものが最近では4階以上の建物では欠くことのできない設備となってきている。

当社ではこの傾向に着目しその第一歩としてアパート用エレベータの本質を数年来研究した結果、住宅公団のご協力を得てつぎのような標準方式が決められた。

このアパートエレベータは積載荷重 750 kg, 交流 1 段, 速度 30 m/min, セレクトチブコレクティブ操作でとくに慣れない乗客に対して安全を旨としかつ実用本位に設計されたものでまたカゴのサイズも家具運搬を考慮したアパート生活本位のものであった。

ところがこのわずかに1種類の標準エレベータが好評をもって迎えられ、アパートだけでなく、中小ビル向けの一般用としても採用される傾向になってきた。そのためさらに経済的な高性能の交流標準エレベータの種類を多くし、その中から需要家はより自由に選べるように計画する機運にもなった。さらに目前に控えた貿易自由化もこの企画の大きな推進力となり、海外、とくに欧州においてはエレベータの規格化が進んで自動車のように標準化され、建物はそのエレベータに合わせてスペースを取り、納期も短

くそして経済的な生産が行なわれているといえ、このような企画は最近のわが国の経済状況から見て当然過ぎるものといえよう。

このような訳で新 JIS と当社選定の中から

- (1) 6 人乗から 11 人乗まで (積載荷重 400 kg 以上 750 kg まで) を 5 種類
 - (2) 速度は毎分 30 m, 45 m, 60 m の 3 種類
 - (3) ドア方式は一枚戸片開き (SS), 二枚戸片開き式 (2S), 二枚戸中央開き式 (CO) の 3 種類
- を組合せて表 1.1 のように 17 種類の標準方式が定めら

表 1.1 “三菱エレペット”一覽表

標準形式	定員 (人)	積載荷重 (kg)	速度 (m/min)	制御方式	トビラ方式 および入口幅 (mm)	カゴ室
P6-SS 30	6 人乗	400	30	AC1	電動 SS-700	カゴ室意匠 C-1
P 6-2S 30	6 人乗	400	30	AC1	電動 2S-800	
P 6-2S 45			45	AC2		
P 6-2S 60			60	AC2		
P 7-2S 30	7 人乗	500	30	AC1	電動 2S-800	
P 7-2S 45			45	AC2		
P 7-2S 60			60	AC2		
P 8-2S 30	8 人乗	550	30	AC1	電動 2S-850	
P 8-2S 45			45	AC2		
P 8-2S 60			60	AC2		
P 9-2S 30	9 人乗	600	30	AC1	電動 2S-850	カゴ室意匠 S-2
P 9-2S 45			45	AC2		
P 9-CO30	9 人乗	600	30	AC1	電動 CO-800	
P 9-CO45			45	AC2		
P11-2S 30	11 人乗	750	30	AC1	電動 2S-900	
P11-CO30	11 人乗	750	30	AC1	電動 CO-800	
P11-SS 30	11 人乗	750	30	AC1	電動 SS-800	アパート専用

摘要: 制御方式 AC1 交流一段速度 EBS 装置付
AC2 交流二段速度

操作方式 セレクトチブコレクティブ (運転手なし乗合全自動方式)

トビラ方式 SS-700 一枚戸片開 出入口幅 700 mm

2S-800 一枚戸二枚片開 出入口幅 800 mm

CO-800 二枚戸中央開 出入口幅 800 mm

れた。これが標準エレベータ“三菱エレベット”である。エレベットは規格化された合理性と、中小ビル向け一般乗用エレベータとして従来品よりはるかに向上した性能および品質、しかも設備費、維持費が低減され、また所要オーバーヘッド、昇降路、機械室の所要スペースが小さくなったため、従来品と比べると設備計画がより容易でしかも経済的になった。

従来より建築付帯設備においてはとかく、量産品とか規格品は、オーダー品に比べてどちらかといえば普及品、すなわち安物とされることが時々あるようである。しかし標準化された設計内容であれば製品は安定した品質となりまた経済的な量産態勢も容易に可能となってくるので建物に一つ一つ合わせて製作するオーダー品に比べて製作者、使用者双方ともにすべての点において好ましいのである。

しかしここで、注意しなければならないことは“エレベット”はあくまで一般乗用エレベータであって人荷共用、寝台用、荷物用として使用できないし、また設備計画に当たって一般に建物との間にいろいろ制約もあるのでこれらの点を解説しご参考に供したいと思う。

2. エレベットの仕様

上述のようにエレベットは完璧な標準と規格に当てはめることによって好ましい点が多々あることを強調したがその反面設備計画にはオーダー品のような自由度がない。前もってこの点を十分ご了解願いたい。

2.1 エレベットのカゴの種類

“まえがき”の項で述べたように17種類あって標準形式はP6-SS30とかP8-2S60となっているがこのPは乗用(Passenger)の略、つぎの6は定員を表わし6人乗の意味、またつぎのSS, 2Sはドア方式でつぎの30とか45の数字はエレベットの毎分速度を表わしている。ただしドア方式SS, 2Sには左右の勝手がありこれは建物との関係を考えていずれか決定していただくことになっている。P8すなわち8人乗は新JISに制定されていないが当社において検討の結果とくにこの機種をエレベットに包含したので非常に選択が自由で建物への適応性が容易になっていると思われる。また従来のアパート用標準エレベータとして親まれたものはP11-SS30である。この形式とP6-SS30はドアなど構造簡易でしかも安全本位なのでアパート用としてとくに推奨したい方式である。

2.2 駆動方式

エレベットは交流エレベータで歯車付巻上機を誘導電動機で駆動する方式で設備費用が低廉なことが特長であり、交流一段は速度30m/min、交流二段は速度45m/minおよび60m/minの2種類がある。

交流一段(AC-1)ではEBS方式付であるから直流電磁制動機は負荷の大小に応じて制動開始時期が自動的に制御されるので着床誤差が少ない。この方式は乗客にとって安全であるばかりでなく、能率的に着床中に開き始

表 2.1 “三菱エレベット” 電動機容量表

AC-1		AC-2	
P 6-SS 30 P 6-2S 30 P 7-2S 30	3 kW	P 6-2S 45 P 6-2S 60 P 7-2S 45	5.5 kW
P 8-2S 30 P 9-2S 30 P 9-CO30 P11-2S 30 P11-CO30 P11-SS 30	5.5 kW	P 7-2S 60 P 8-2S 45 P 8-2S 60 P 9-2S 45 P 9-CO45	7.5 kW

めるいわゆるランディングオープニングを採用しているので運転手なしエレベータとしてAC-1エレベットは計り知れないほど使用範囲が拡大されている。

交流二段(AC-2)は速度比が4:1の二段速度誘導電動機が使用され交流一段(AC-1)より高価であるがとくに最近電動機の特性が改善され、乗心地、運転の静かさ、着床精度などの向上がいちじるしく旧式の直流可変電圧エレベータと大差のない程度まで進歩している。

エレベットに使用される駆動方式と電動機容量の種類は表2.1のようになっている。

2.3 エレベットの仕様と選択

(1) エレベットの用途

“まえがき”で述べたようにエレベットは一般乗用エレベータであり主として中小の一般ビルまたはアパート用に適用される運転手なしエレベータである。したがってたとえば人荷共用として荷物を積載するようにカゴが設計されてないのでご留意ありたい。

(2) エレベット設備の環境

エレベットはその設備される環境につきのように留意しなければならない。

- (a) ショアイ、または有害なガスがないこと。
- (b) 機械室の室温は45°C以下となるよう換気を考慮のこと。
- (c) 露天、またはそれに準ずるような機械室や昇降路に据付けることはできない。
- (d) 電源電圧変動は+5%、-10%の範囲内であること。

3. エレベットの設備計画

一般にエレベータは建築付帯設備のうちでも建物と密接な関係があるもので、その設備計画にあたって、無理があったり不合理を強行すると直接にエレベータ性能に影響するとか保守の難易に関係し、しかも設備完了後の計画変更はほとんど不可能であるから十分考慮しなければならない。

エレベットは標準据付計画が入念に検討されてでき上がっているのでこの標準計画に合わせて、機械室、昇降路が作られることがいちばん望ましい。

3.1 機械室

機械室はエレベットの巻上機、受電盤、制御盤、ガバなどが設けられもっとも重要な部分であるから建家計画には保守調整に便利のように留意するとともに標準の推奨

広さを十分確保することが必要である。

また巻上機、電磁接触器などのある程度必然的に音響を発生する機器が設置されるので、機械室の窓の方向に留意した出入口のトビラは防音構造のものをお勧めする。

エレベーターはとくに防音、防震に対して十分考慮されており従来品と比べてなら遜色なくむしろ静かさにおいては格段に進歩したものであるが、換気、採光、照明などの一般エレベーターに対する注意もさることながら以上の留意が望ましい。なお下記の点について考慮する必要がある。

(1) 機械室の位置は昇降路直上とすること。機械室を昇降路下部のベースメント形としたり側方形などとするのは技術的にも問題のある形式でエレベーターには採用しない。

(2) 巻上機の保持法(マシンビーム)

エレベーターは機械室床すなわち鉄筋コンクリートスラブに直接防震板を敷きその上に、巻上機とソラセ車をアンカセしめたコンクリートブロックを配置するのが標準である。図3.1のように、この方式はマシンビームを採用せず、しかもソラセ車が完全に機械室に設置されるので、

- (a) 昇降路と機械室はエレベーターの小さい貫通口以外はスラブにより遮断され、機械室で発生する音響は昇降路内やビルに伝達されることが少ない。
- (b) 巻上機は大きなコンクリートブロックに定着せしめられるので巻上機全体の重量が増加し、したがってその自由振動数は低下する。しかもこの一体の巻上機とブロックは防震弾性板に支持されるから振動音響が発生したりまた建物に伝わりにくくなる。
- (c) ソラセ車が昇降路内にいないため実質的トップクリアランスに余裕ができるのでオーバーヘッドが少なくすむ。建築基準法には安全上の必要からカゴが最上階に停止した場合に



図 3.1 基礎ブロック

Fig. 3.1 Foundation block.

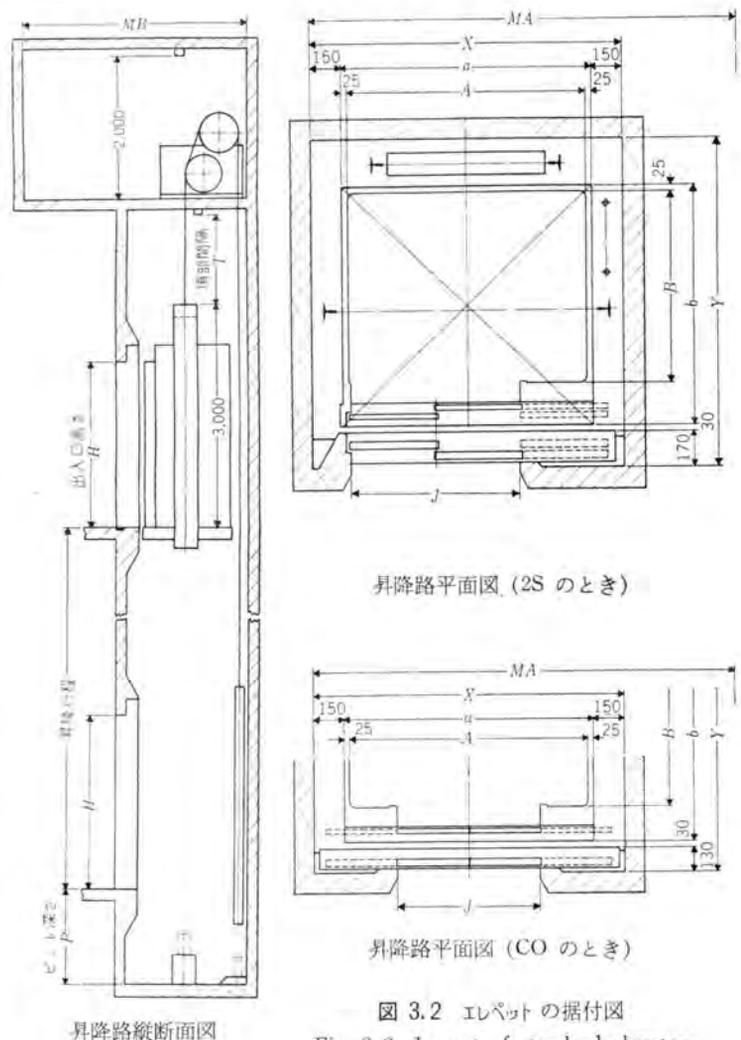
カゴウクのトップから昇降路の頂部にある床またはハリの下端までの垂直距離をトップクリアランスといい速度 30 m/min, 45 m/min は 1.2 m 以上, 60 m/min では 1.4 m 以上と規定されている。オーバーヘッドとはこのトップクリアランスとカゴウク高さとの和をいい建築設計に関係深い寸法である。

(3) 機械室床(スラブ)に加わる荷重とスラブ強度

建築基準法はエレベーターの支持バリの安全率を鋼材の部分で 4, コンクリート部分で 7 以上を要求しているので、エレベーターもこの要求に十分合致する鉄筋コンクリートスラブが決められている。

おおよそのスラブ厚さは P6 まで 15 cm, P9 まで 18

標準形式	出入口		カゴ室		カゴ床		機械室		昇降路			
	J	H	A	B	a	b	MA	MB	X	Y	T	P
P 6-2S 30											1,200	1,200
P 6-2S 45	800	2,100	1,150	900	1,200	1,121	2,000	3,150	1,500	1,550	1,200	1,200
P 6-2S 60											1,400	1,500
P 7-2S 30											1,200	1,200
P 7-2S 45	800	2,100	1,150	1,100	1,200	1,321	2,000	3,500	1,500	1,750	1,200	1,200
P 7-2S 60											1,400	1,500
P 8-2S 30											1,200	1,200
P 8-2S 45	850	2,100	1,250	1,150	1,300	1,371	3,400	2,400	1,600	1,800	1,200	1,200
P 8-2S 60											1,400	1,500
P 9-2S 30											1,200	1,200
P 9-2S 45	850	2,100	1,250	1,250	1,300	1,471	3,400	2,450	1,600	1,900	1,200	1,200
P 9-CO30											1,200	1,200
P 9-CO45	800	2,100	1,400	1,100	1,450	1,290	3,550	2,400	1,750	1,720	1,200	1,200
P11-2S 30	900	2,100	1,300	1,450	1,350	1,671	3,200	2,450	1,650	2,130	1,200	1,200
P11-CO30	800	2,100	1,450	1,300	1,500	1,490	3,350	2,350	1,800	1,910	1,200	1,200



昇降路平面図(2S のとき)

昇降路平面図(CO のとき)

図 3.2 エレベーターの据付図

Fig. 3.2 Layout of standard elevator "ELEPET".

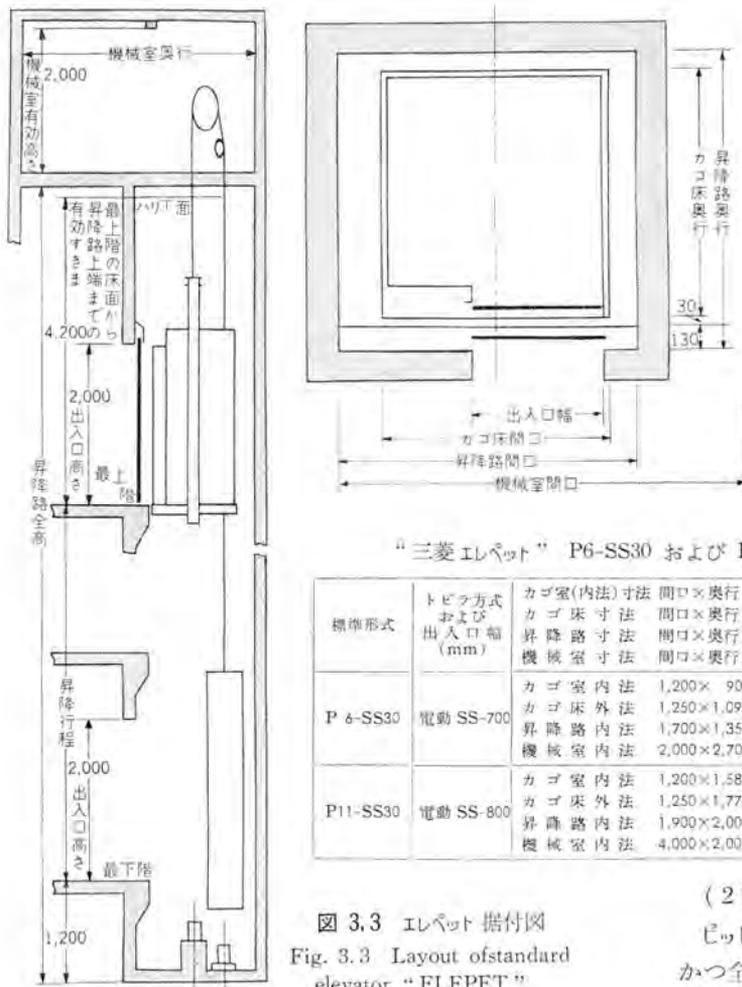


図 3.3 エレベット据付図
Fig. 3.3 Layout of standard elevator "ELEPET".

cm, P11 は 20 cm 程度であるが建築計画の際当社にご照会されたい。エレベットの機械室床に加わる荷重は従来の当社のエレベータの 60~70% 程度で非常に軽量化されたことは、中小ビルに対して適切でしかもスラブ構造が簡易化されるのに役だった。

なおエレベットにはもちろん第二機械室の必要はない。

3.2 昇降路

(1) 昇降路の平面寸法

エレベットの昇降路の大きさは当社カタログに間口および奥行の標準寸法を示してある。普通昇降路平面は建築上ある程度の倒れや、仕上誤差が生ずるものであるが、それはおおよそ 30 mm 程度と見込んであるので昇降路間口で 60 mm、奥行で 30 mm 程度余裕が見積もってあることになる。

またそのうち P6-SS30, P11-SS30 だけは釣合オメリ横落ち式で、その他の 15 種はすべて後落ち式である。

図 3.2 は釣合オメリ後落ち式の、図 3.3 は横落ち式の代表的昇降路平面図でありそれぞれ P6-2S および P6-SS30 を示す。図でエレベットの最小標準昇降路寸法は大略つぎのように定められている。

(a) 釣合オメリ後落ちの場合

$$X[\text{昇降路間口}] = a[\text{カゴ床間口}] + 300 \text{ mm}$$

$$Y[\text{昇降路奥行}] = b[\text{カゴ床奥行}] + 430 \text{ mm}$$

(b) 釣合オメリ横落ちの場合 (ドア方式は必ず SS)

$$\left. \begin{aligned} X[\text{昇降路間口}] &= a[\text{カゴ床間口}] + 520 \text{ mm} \\ &= 2J[\text{出入口幅}] + 250 \text{ mm} \end{aligned} \right\} \text{いずれか大きいほうを採用}$$

$$Y[\text{昇降路奥行}] = b[\text{カゴ床奥行}] + 230 \text{ mm}$$

これらの寸法は当社の従来のエレベータや JIS 指定寸法と比較すれば、カゴ室内法を基準にして昇降路間口では約 150 mm、奥行では 75~100 mm 狭くてよい。カゴ室内法とカゴ床との関係寸法は、

$$a[\text{カゴ床間口}] = A[\text{カゴ内法間口}] + 50 \text{ mm}$$

$$b[\text{カゴ床奥行}] = B[\text{カゴ内法奥行}] + 221 \text{ mm} \quad (2S \text{ の場合})$$

$$= B[\text{カゴ内法奥行}] + 190 \text{ mm}$$

(CO, SS の場合)

なお乗場の敷居の持出し量はエレベットも一般エレベータも同一寸法でつぎの表のようにドア方式より決まっている。

ドア方式	SS, CO	2S
持出し量(mm)	130	170

“三菱エレベット” P6-SS30 および P11-SS30

標準形式	トビツ方式 および 出入口幅 (mm)	カゴ室(内法)寸法 カゴ床寸法 昇降路寸法 機械室寸法	間口×奥行 mm 間口×奥行 間口×奥行 間口×奥行	昇降路直上床に 加わる荷重 静荷重・動荷重 (kg)
P6-SS30	電動 SS-700	カゴ室内法 カゴ床外法 昇降路内法 機械室内法	1,200×900 1,250×1,090 1,700×1,350 2,000×2,700	3,600 5,600
P11-SS30	電動 SS-800	カゴ室内法 カゴ床外法 昇降路内法 機械室内法	1,200×1,585 1,250×1,775 1,900×2,000 4,000×2,000	5,000 8,300

(2) ピット

ピットの深さはカゴまたは釣合オメリが緩衝器に衝突しかつ全圧縮した場合においても、釣合オメリまたはカゴの頂部が昇降路トップに衝突しないためにはあまり深過ぎると不都合を生ずる。エレベットは建築基準法の定めている最小寸法で十分であって速度 30 m/min, 45 m/min のものは深さ 1.2 m, また速度 60 m/min のものは 1.5 m の深さが標準で緩衝器はバネ式を用いる。

なおピットにおけるエレベットの一般的注意として

(a) ピットは完全に防水し湿気を持たないようにすること。

(b) ピットの底面下部に部屋を設けないこと。

(c) ピット内部は建物の柱、基礎などの突出物を避け昇降路平面がそのまま底面まで確保されること。

(d) ピットの底面は凹凸がなく平面であること。

3.3 エレベットのカゴ室および乗場

エレベットはその使用目的から極力むだと思われる部分を除いて実質本位に設計されている。普通エレベータのカゴ室および乗場でもっとも目だつ三方つは、その建物のデザインに密接な関係を持つため、入念に計画され慎重に定められるものである。そのために仕様の取決めに至るまでの時間も長く関係者の努力もまたなみなみならぬものであるが、このような建物にはエレベットは似合しくないと思う。むしろエレベットにふさわしい中小ビルではその建物の風格を尊重する三方つ々の意匠設計とかまた優雅でかつ実用を旨として標準化されたカゴ室デザインが多分に多くの実利をもたらすものと思われる。



図 3.4 三方ウツ
Fig. 3.4 Entrance.

この意味で三方ウツではウツの奥行および見付幅が狭くほとんど建築の意匠仕上にまつよう考慮された設計となっている。またカゴ室は実用向きとはいいながら欧州製の長所を随所に採り入れ、また最近とみに建築意匠、サッシに多く用いられ始めている陽極酸化アルミニウムを各所に採用して優雅で飽きのこないものをねらっている。表 1.1 のようにカゴ室の天井照明は 8 人乗（積載荷重 550 kg）以下と 9 人乗（600 kg）以上と P11-SS30（75 形アパートエレ）とに区分され、おのおのカゴ室大きさおよび形状にふさわしい照明になっている。

4. エレベットの特長

普通エレベータの要件として唱えられるのは、

- (1) 安全であること。
- (2) 運転が静かで乗心地が良いこと。
- (3) 経済的であり便利であること。
- (4) 意匠的にも永く飽きのこないものであること
- (5) 保守に手間がかからず故障のないこと。

などであろう。エレベータはこれらの項目について従来の AC エレベータと比べて少しも品質上劣る所はなく多くの進歩した点を持っている。それらを特長として簡単にご紹介する。

- (1) AC-1 制御には前にも述べたように EBS 方式が採用され安全度が向上したこと。
- (2) 電動ドア先端には金属製ドアから十分に前進してセフティシューが設けられ、もし万一シューに当たっても、ほとんどドアそのものに当たる前に反転し開き始めるので、婦人、子供にも安全である。
- (3) 3.1 (2) で述べたように防震防音は中小ビル向けとしてとくに重要であり留意されている。すなわちエレベータ運転の静かなことはもちろん、その建物に音響が伝わることをないように考慮されているので夜間などエレベータ運転音に悩まされることはない。またドア開閉装置、カゴ防振構造なども当社最高級品に準じて製作されるので、その動きは軽快であり



(a)



(b)

図 3.5 カゴ室
Fig. 3.5 Cab

しかも静かで乗心地は円滑である。

- (4) ドアは従来の BB 形をさらに改善し高速しかも円滑で能率的なラフティンクオープンが採用されたこと。
- (5) 標準化されたエレベータがそれ自体経済的であることは推測にかたくないが所要スペースの狭いこと、機械室床にかかる荷重の少ないことなど経済性に大いに役だっている。
- (6) 中小ビルでいちばん便利なセレクトブロック方式が採用され、ご所望によっては一定階にパークすることや、またご相談の上で運転手つき併用式……2BC (AS) や 2 台の併列運転……2C-2BC または 2C-2BC (AS) も可能である。
- (7) 従来より当社は一貫して故障のない信頼度の高いエレベータの製作を念願として来たがエレベータもまったく同様である。一部品に至るまで規格化されたのですぐれた品質となっている、また保守もそれだけ容易である。

5. むすび

自動車や最近の家庭用電気品をながめながら、今までエレベータ担当部門の嘆きは標準化への道の遠さと険しさであった。いろいろな原因があるが、この達成にももちろんわれわれも三省する必要がありまた一般需要家、建築関係各位のご協力、ご理解が絶対に必要と思われる。われわれのエレベータ標準化計画は今やっとその緒についたもので一つの里程碑を画したものと信じており、貿易自由化の暁においても、その性能、品質、経済性など十分に対抗できるものと考えている。以上の主旨を諒とされより良きご理解を願う意味で長々と申し述べた次第である。

なお申すまでもないことと思うがもし万一設備計画の都合でエレベータが採用できない場合でも当社は従来にも増してオートメードエレベータのご相談に応じられるよう日夜研鑽しているのでお気軽にご相談されたい。

鉄・非鉄判別金属検出装置

無線機製作所

馬場文夫*・松元雄蔵**・寺本吉一**

Metal Detector for Discrimination of Non-ferrous from Ferrous Substances

Electronics Works

Fumio BABA・Yūzō MATSUMOTO・Yoshikazu TERAMOTO

A device has been developed to detect and remove non-explosive electric detonators of copper tubes mixed in coal in transport at a coal mine. Mitsubishi has been making effort to build this kind of device and already one type has been developed. This early type, however, is to detect both ferrous and non-ferrous substances from nonmetals. A new device, on the contrary, is good for discriminating non-ferrous from ferrous materials, consisting of a phase discriminator and a logical control circuit added to the previous apparatus. With this newly developed type, it has become possible to detect the non-explosive copper detonators and improve the working efficiency great deal.

1. ま え が き

各種産業において非金属材料や製品に比較的微小な金属片が混入した場合、これを検出除去することの要望は急速に高まりつつある。

当社はここ数年来、炭鉱における移送中の石炭に混入した銅製管体の不発電気雷管を検出除去する装置の研究を重ねてきた。最初に開発したものはすでにこの誌上でも発表した⁽¹⁾、いわゆる一般的な金属検出装置であって、金属が電氣的に導体であることと、多くの金属が高い透磁率を有して定常交流磁場にこれら金属片が導入されると磁場がじょう乱されることを利用して、非金属物中（電氣的には不良導体）から鉄・非鉄いずれをも検出することを目的としたものであった。

しかし採掘されて移送される石炭中にはこの装置の据付以前の実験から予想したよりも鉄金属の混入するひん度が大きかったため、ごくまれにしか混入しない銅製の不発電気雷管を検出するには作業能率が低下して、実用上どうしても鉄・非鉄を判別して混入率の多い鉄は検出せず、目的とする非鉄金属だけを検出する装置が必要になった。

鉄・非鉄判別金属検出装置はこの要求を満足させるために開発したものであって、一般的な金属検出装置の原理をさらに発展させ、鉄・非鉄がともに混入する非金属物中から、ある一定の大きさ以下の非鉄金属だけを検出することを目的としたものである。

当社はこの装置を大正鋳業株式会社を始め、九州火工品株式会社、日本化薬株式会社などのご援助をえて、数回にわたる現地試験を行ない、数多くの試験資料をもとに製作して過去約1年にわたり実用に供してきたが、相当苛酷な条件のもとで十分実用に供しうることを確認した。

ここにその概要を紹介し各方面のご参考に供したいと

考える。

2. 検出理論と鉄・非鉄判別の原理

金属体が定常交流磁界中におかれたとき、磁気双極子モーメントをうけるが、この磁気双極子モーメントは金属の表面に流れるうず電流と磁気成極の複合したものである。これらはその金属の大きさ、形状、導電率、透磁率、交流磁界の周波数、電流透過深度、磁界の強さなどによって決定される。この磁気双極子モーメントが大きければ大きいほど一般に金属体の検出は容易になる。

磁気双極子モーメントの理論的な考察は、H. Poritskyによれば⁽²⁾、供給磁界が $H_0 e^{j\omega t}$ の様な交流磁界中に等方性金属体を置いた場合、この金属球に誘起される磁気双極子モーメントは、

$$m = \frac{3}{8\pi} \left(\frac{2\mu - 1 - W}{\mu - 1 + W} \right) V \bar{H}_0 \dots \dots \dots (2.1)$$

ただし μ : 自由空間に対する球の透磁率

$$V = \frac{4\pi}{3} r^3 : \text{球体の体積 (cm}^3\text{)}$$

r : 球の半径 (cm)

$$W = \frac{(\gamma + j\gamma)^2 \tanh(\gamma + j\gamma)}{(\gamma + j\gamma) - \tanh(\gamma + j\gamma)} \dots \dots \dots (2.2)$$

$$\gamma = 2\pi r \sqrt{\mu \sigma f \times 10^{-9}} \dots \dots \dots (2.3)$$

σ : 球体の導電率 (U)

$$f = \frac{\omega}{2\pi} : \text{磁界の周波数 (c/s)}$$

また電流透過深度 (Depth of Current Penetration) δ は次式で与えられる。

$$\delta = \frac{1}{2\pi \sqrt{\mu \sigma f \times 10^{-9}}} \dots \dots \dots (2.4)$$

したがって式 (2.3) の γ は、球の半径と電流透過深度との比となる。すなわち

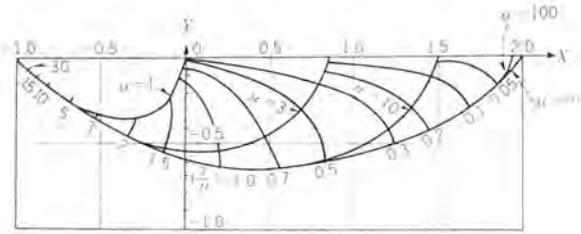


図 2.1 $(X+jY)$ を $(\gamma\mu)$ の関数として描いた曲線
Fig. 2.1 Curves $(X+jY)$ plotted as a function of $(\gamma\mu)$

$$\gamma = \frac{r}{\delta} \dots\dots\dots (2.5)$$

ここで計算を簡単にするために便宜上次のような複素数を用いる。

$$X+jY = \frac{2\mu+1-W}{\mu-1+W} \dots\dots\dots (2.6)$$

この場合、式 (2.1) は次のように表わされる。

$$\frac{\bar{m}}{VH_0} = \frac{3}{8\pi} (X+jY) \dots\dots\dots (2.7)$$

式 (2.6) を μ の種々の値に対して γ/μ の関数としてプロットすれば図 2.1 のようになる。

この図からもわかるとおり鉄・非鉄を判別して検出することは次の原理を応用すればよい。

すなわち $\mu=1$ の非磁性体の場合には、 X 成分がづねに負性を示し、このとき H_0 と m とは逆位相になる。一方磁性体の場合は $\gamma/\mu < 1$ のとき X 成分は必ず正であり、 H_0 と m とは同位相である。この性質を利用して、両者の出力を位相弁別すれば、非磁性体（非鉄）と磁性体（鉄）とを判別して検出することができる。

しかしここで注意すべきことは、 $\gamma/\mu > 1$ のとき、すなわち $\gamma > \mu$ になるような半径の大きい球は、透磁率に起因する誘導効果は導電率に起因するうず電流によって打ち消されるために、 X が負性を示す場合がある。このときは鉄が見掛け上非鉄として検出されるために、原理上判別が困難と考えられる。このような場合は一般に鉄の体積 V が大きいから、実際には一定限度の振幅をこえたものは位相で弁別することなく、振幅によって判別し除外するにすれば、大きい鉄が非鉄の疑似信号として検出されることはない。

以上の方式を逆に用いれば、非鉄中から鉄を判別して検出することも可能なことはいうまでもない。なお前述の振幅制限は、回路構成上鉄にも、非鉄にも適用され、したがって非鉄の大きいものも検出されないことになるが、不発雷管が、10 本以上もかたまると同時に通過することはありえないから、実用上なら問題は無い。

3. 装置の概要

この装置は一般的な金属検出装置に、位相弁別器と制御回路を付加したものである。制御回路は後述するように検出コイル内を鉄がある間隔で連続して通過した場合、セットの時定数などとの関連でそれらの合成信号が非鉄の疑似信号となるのを防ぐことを主たる機能としている。

装置は大別して次の二つの部分から構成される。

- (1) 検出コイル台
- (2) 装置本体

検出コイル台は実用上、被検査物の移送される場所に設置する必要があるが、装置本体は操作、保守など取扱いに便利な任意の場所に設置することができる。両者はケーブルで接続してその距離 150 m におよんでも安定でかつ感度になんら影響しない。このほか装置の補助設備として、異物を検出したときにこれを警報するブザーは、任意の場所に設置できる。

この装置の動作系統図を図 3.1 をに示す。

3.1 検出コイル台

検出コイルは送信コイル 1 個、受信コイル 1 個を図 3.2 に示すように T 形に配列し、金属体が導入されないときには受信コイルには磁界の不均衡による電圧が現われないように配置しておく。これらのコイルが外気温度、湿度などの変化によって影響されないよう各部は機械的にかんじょな構造とし、かつ送信コイルの磁界が遠くまでのびてコンベヤフレーム、コンベヤローラなど検出コイル台に比較的近い位置にある動く金属の影響を受けて、平衡磁界

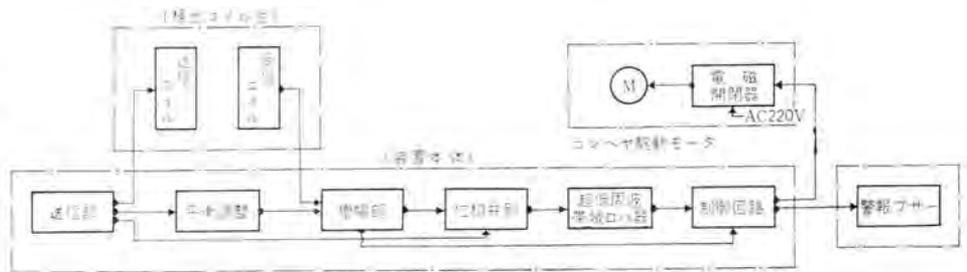


図 3.1 装置の動作系統図

Fig. 3.1 Schematic diagram of metal detector equipment.

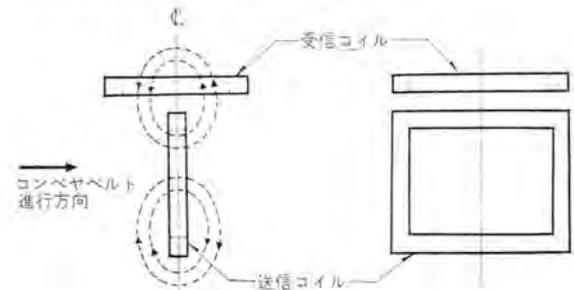


図 3.2 検出コイルの配置図

Fig. 3.2 Detecting coil arrangement.

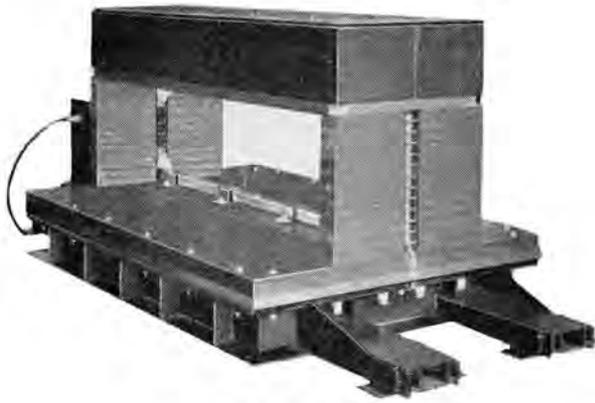


図 3.3 検出 コイル 台
Fig. 3.3 View of the detecting coil.

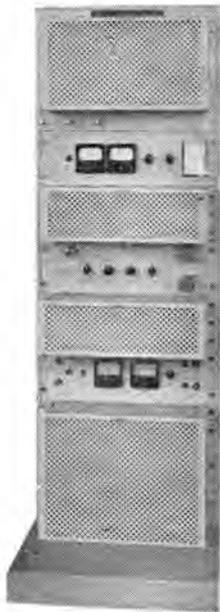


図 3.4 金属検出装置 本体
Fig. 3.4 View of the metal detector panel assembly.

がじょう乱されないよう磁場がコイル近傍に集束するような構造となっている。

図 3.3 は検出 コイル 台の外観である。

3.2 装置 本体

各部は1台の鉄架に收容してあり、その外観は図 3.4 に示すとおりで、主としてつぎのような特長をもっている。

(1) 交流入力電源は磁気増幅器形定電圧装置により安定させ、さらに陽極直流電源は真空管式により安定化を図ったため、電源電圧 $100\text{ V} \pm 20\text{ V}$ の変動に対しても各部が安定に動作する。

(2) 時間とともに平衡点がくずれゆるいいわゆる drift に対して、微分回路を取付けて時間的に緩慢な変化は出力として検出せず、短時間に検出 コイル を通過する混入金属によって生ずる不平衡出力だけを検出するようにした。

したがって一定限度内では検出感度は変わらないが、

鉄・非鉄判別金属検出装置・馬場・松元・寺本

さらにこれをこえて検出感度がいちじるしく低下したときは、再調整を警報するベルと表示ランプを働かせるようにした。

(3) 検出コイルの平衡は、送信コイルと受信コイルとの位置調整によってある程度とることができる。しかし高感度のため非常に微細な調整はむずかしく、また、受信コイルには検出コイル台の構築材料、あるいはコンベヤの金属などから送信コイルの位相と異なった電圧が誘起されるために、単なる位置調整だけでは不可能である。この平衡を電氣的にとるため、送信出力の一部を抵抗減衰器と移相器からなる回路を通じ、受信コイルに誘起した電圧と逆位相で大きさの等しい電圧を受信コイルに送り、検出コイルに金属片がはいっていないときに、受信コイルの電圧を0に調整する回路を備えている⁽³⁾。

この方式により、検出コイル台より遠く離れた場所に装置本体を設置しても平衡調整が簡単にできるようになった。また検出コイルの位置調整には厳密な操作を必要としないから据付けがきわめて簡単となった。

(4) コンベヤベルトによって検出コイル内を通過する金属が、受信コイルに誘起する出力のレスポンスは、コンベヤベルト速度 55 m/min であるとき約 1 c/s であり、この信号によって鉄・非鉄判別の制御回路が動作するから、S/N 比を上げるために制御回路の前に超低周波の帯域D/A器を取付けてある。

以上装置本体のおもな特長を列記したが、鉄・非鉄判別用制御回路の動作原理はつぎに述べるとおりである。

T形配列の検出コイル内を金属が通過したとき位相弁別器を通して得られる基本的な出力は図 3.5 に示すとおりとなる。位相弁別器の基準電圧は送信出力と同位相の

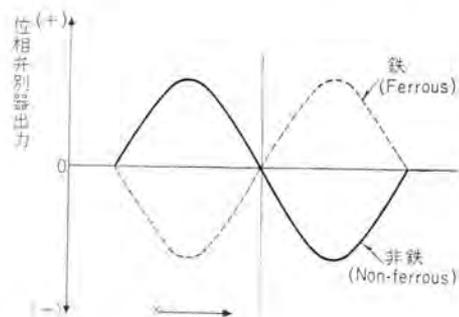
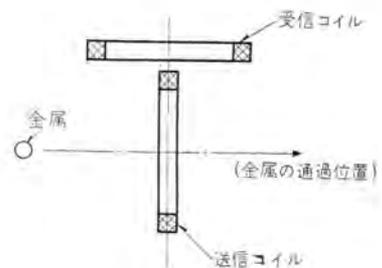


図 3.5 T形コイル配置による鉄・非鉄の検出特性
Fig. 3.5 "T" Type coil arrangement and wave form of ferrous and non-ferrous.

ものを加えている。この図からもわかるとおり鉄・非鉄の出力はまったくその極性が反転している。しかし実際にはコンパベルトによって運ばれてくる金属類による検出波形はいつもこの理想的な状態であるとは限らない。混入鉄類の数が多ければ多いほど、鉄が連続して運ばれてくる割合が多くなる。鉄・非鉄の混入状態の変化による代表的な検出波形の例を図3.6に示したが、これら金属が連続して流れてくる場合においても確実に非鉄金属だけを検出するため、制御回路は図3.7に示すような基本回路を備えた構造となっている。

すなわち金属がコンパベルトによって一定方向に検出

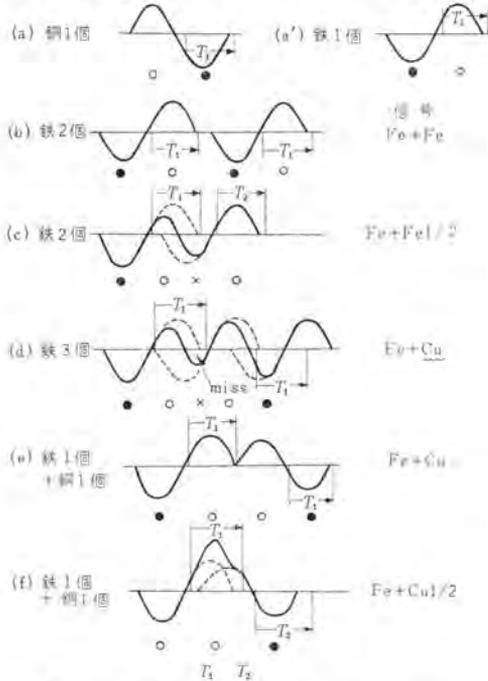


図 3.6 鉄・銅（非鉄）混入状態の変化による検出波形（例）

Fig. 3.6 Composite wave forms of ferrous and non-ferrous passing through the coil closely.

コイル内を通過したとき、位相弁別器の出力は鉄の場合まず負の波ができてつぎに正の波がきて終わる。非鉄の場合はまず正の波がきてつぎに負の波がきて終わる。この4種類の波によって動作するサイラトロンと継電器を位相分離をした出力によって動作するようにしておく。図3.7について説明すれば非鉄の前半波がきたとき V_1 のサイラトロンがまず動作し、つぎに後半波によって V_3 が動作する。鉄の場合は前半波によってまず V_4 が動作し、つぎに後半波によって V_2 が動作する。 V_1 と V_4 はどちらか片方が働けば、一方の動作を抑制するから V_4 が働いて V_3 が働くといった誤動作はまったく起こらない。 V_1 につづいて V_3 が動作したとき初めて、非鉄であるという信号を出して、コンベヤを自動停止させ警報ラザーを鳴らすようにしているのがこの装置の特長である。反対に鉄の場合は V_4 につづき V_2 が動作したときに表示ランプを点灯させ、いま鉄が通過したということがわかるようにしている。しかし、不発雷管を検出する場合に先に鉄がコイル内を通過し鉄の信号によって、サイラトロンが動作している間は、不発雷管を検出できないから、この不感時間をできるだけ短くして見のがさないようにするために、 $V_1 \sim V_4$ のサイラトロンは、できる限り早くこれを復帰させる必要がある。さらに鉄が連続して流れてきたようなときはこれらの合成信号によってあたかも雷管が通過したような誤動作を起こすおそれがある。また外来ノイズなどは波形が区々であり等価的に鉄または非鉄の前半の波形だけで終わることがある。この半波と、つづいてはいつてきた鉄の検出波形と合わさっても誤動作をおこすおそれがあるため、各サイラトロンは実用上最短の時間で自動復帰するような回路となっている。 V_4 は前記ノイズのような場合に、 V_1 または V_4 が動作した一定時間後に動作して V_1 、 V_4 をリセットさせる。ここに示した T_2 の遅延時間は鉄または非鉄が検出コイルを通過するとき、前半周期より若干長くとり、鉄または非鉄であれば V_4 または V_1 が動作してから必ず一定時間後に V_2 または V_3 が動作するはずであるから、もしこの時間内に鉄、非鉄の後半波の信号がこないときにはノイズとして V_1 、 V_4 を自動復帰させる回路である。

V_3 は鉄、非鉄の1周期が終わったときに $V_1 \sim V_4$ を T_1 なる時間ののちに自動復帰させる回路である。これはとくに鉄による非鉄の不感帯域を短くするために設けたものであり、 T_1 の遅延時間は鉄・非鉄の後半周期の時間より若干長くとり、この時

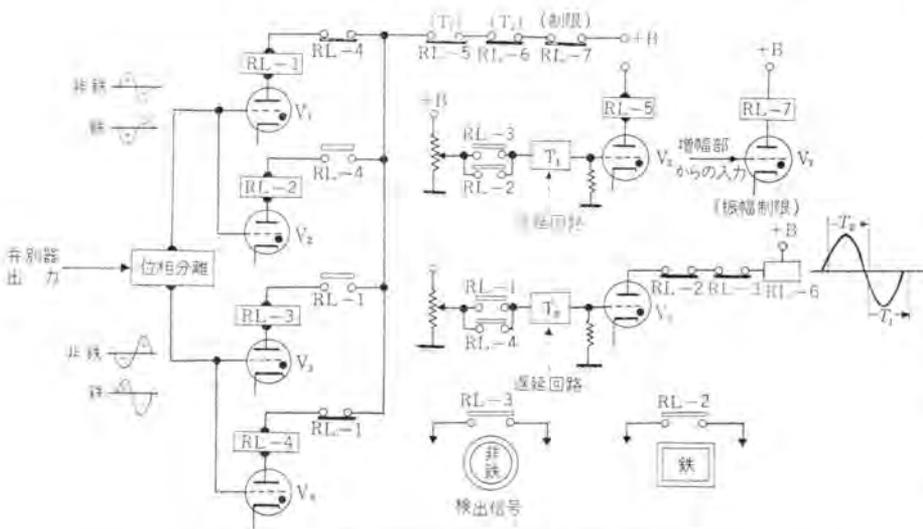


図 3.7 鉄・非鉄判別制御回路の動作基本図

Fig. 3.7 Schematic diagram of control circuit dividing ferrous and non-ferrous.

間があまり短いと、サイクロンが2回働いて誤動作の原因となり、長過ぎると鉄による非鉄の不感帯がそれだけ長くなる。また T_2 は長過ぎるとノイズがはいった場合いつまでもリセットされず、つぎにつづく鉄またはノイズによって非鉄の疑似信号となり、短すぎると V_0 、 V_3 が動作せず、検出物を見のがす原因となる。なお T_1 は T_2 に優先することになつて、 T_1 が動作すれば T_2 は自然消滅する回路となっている。

V_7 は前述した原理上さげがたいある一定以上の大きさを有する鉄が非鉄として検出されるものを振幅によって選別する回路である。この場合前述のようにとくに大きい非鉄金属も同様に検出されないことになるが、不発電気雷管だけを検出するためには、かえって好都合であった。

この装置を使用した場合、金属の混入状態が種々変化したときに、その合成波形によって制御回路が動作する状態を図3.6に示した。(a)(b)は全然問題はないが(c)の場合、鉄2個がつづいて来たときに2個目の鉄の前半周期を制御回路が検出できなかったために、鉄1個と鉄の $1/2$ として検出される可能性のあることを示しているが、しかしこの場合非鉄として検出されることはない。(d)の場合は鉄3個が連続してごく特定の間隔で流れてきた場合に、その合成波形によって2個目の鉄の後半周期と、3個目の鉄の前半周期とが組合さって、非鉄の疑似信号となる例を示した。しかしこの場合は実際には連続して混入する鉄の間隔と鉄金属の大きさがごく限られた組合せになり、確率的にこの状態は非常に少なく実用上ほとんど問題にならない。(e)の場合は鉄のすぐ後に非鉄がつづいて流れてきた場合でもこの非鉄を検出しようことを示している。

以上鉄・非鉄判別の制御回路について概説したが以前に実施した、前半周期だけで鉄・非鉄を判別する方式より、このような制御回路を付加することによって混入鉄類やノイズの多い条件のもとでは、鉄・非鉄判別の効果が一段と高められることが実験によっても確認された。

4. 総合試験結果

4.1 据付場所付近の概況

この装置を用いて石炭中に混入した不発電気雷管を検出するために設置した場所は、石炭が水洗される手前、すなわち選炭場入口に設置された原炭コンベヤベルトである。このコンベヤベルトが石炭を運搬する距離は約8mで、この手前に約300tを貯炭できる原炭ホケットがあり、不発雷管を検出したときに、コンベヤを自動停止させて除去するには作業工程上もっとも都合のよい場所であった。しかしこの原炭コンベヤには坑内から石炭とともに輸送されてくる金属類がすべて通るために、石炭に混入する金属の数は水洗後の中塊ベルトなどくらべて、比較にならないほどその数が多い。鉄金属のおもなものはボルト・ナット、鉄線くず、ときには炭車のピンなどが混入し、そ

の大きさも種々のものが含まれている。非鉄金属のおもなものは雷管の脚線くずであり、その他坑内の電気配線に用いるバインド銅線くず、タパコのアルミ箔程度でその数はきわめて少ない。

コンベヤは地上約5mの板張りの上であり、したがって基礎を十分にしてもコンベヤの運転によって、コンベヤフレームの振動がある程度生じることはさげられない。このように据付場所としてはかなり苛酷な条件であった。

4.2 総合試験結果

検出コイル台はコンベヤフレームに取付けることなく別に基礎をたて、コンベヤフレームの振動が伝わらないようにした。その結果コンベヤの運転によってフレーム自体がたえず前後に1mm以上振動していたが、検出コイル台は振動を受けず雑音はいちじりしく低下した。コンベヤフレームは鉄アングルによって組立てられているが、その構造は電気的に見掛け上一つのコイルを形成しているために、コンベヤの運転によって各アングルの接続個所の接触抵抗が変わると、あたかもコイルのインダクタンスが変化したことになって、装置には雑音として検出されるから、接続部を完全に溶接した。コンベヤローラも支柱とローラ軸は同様にルーブを形成させないように、ゴムベルトで絶縁した。コイルの近くにあるトタン屋根などもその合せ目の接触が不完全であると選炭機の運転による振動や、強い風などによって雑音として検出されるために、スレート張りに変えたりした。

これらの対策を行なって検出コイル台をコンベヤに設置して運転している状況は、図4.1に示すとおりである。装置本体は炭じんをさけるため近くの小屋の中に設置し、その間ケーブルで接続した。

この装置ならびにコンベヤのおもな性能・仕様はつきに示すとおりである。

(1) 電源入力 単相 100V \pm 20% 60c/s 約500VA

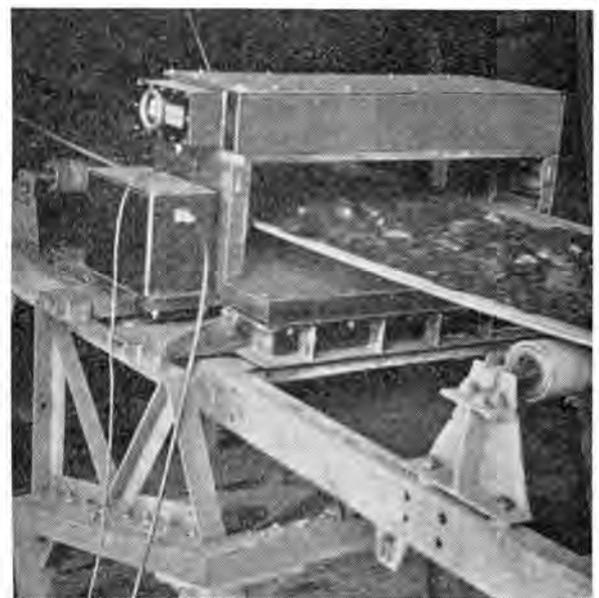


図 4.1 検出コイル台 据付の実相

Fig. 4.1 Detecting coil stand installation.

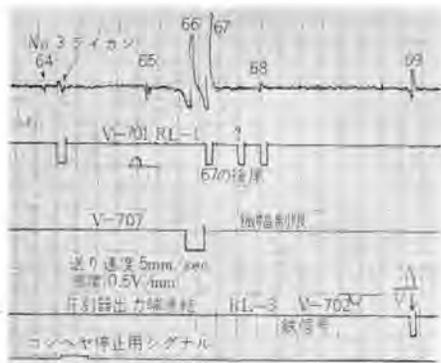


図 4.2 ペン書オシログラフによる実動作の記録
Fig. 4.2 Record of dynamic operation.

(2) 検出コイル台

コンベヤベルト通過間口 幅 965 mm 高さ 230 mm
有効検出幅 約 800 mm

(3) コンベヤ

ベルト幅 915 mm (36 in)
ベルト速度 55 m/min
送炭高さ ベルト上 平均 約 100 mm
ベルト材質 ゴム (エンドレスベルト)

送炭中に原炭バケットの直前にあるバケツコンベヤへ、5分間隔で銅製管体だけの模擬雷管を木片にしばり標識をつけて10本投入したとき、4素子のペン書オシログラフにより記録した結果の一部分を図4.2に示した。この試験の結果では故意に投入した模擬雷管をすべて確実に検出した。図4.2の最上段(a)の記録は位相弁別器の出力波形であり、(b)は非鉄の前半波によって働いた継電器の動作記録であり、図3.7のV₁が動作したことを示している。(c)は大きい金属によって動作したサイクロン(図3.7のV₇)の動作波形であり、(d)は鉄の後半波によって動作するサイクロン(図3.7のV₉)の動作波形を示している。最下段の記録は銅雷管の検出信号であり、この場合記録をとるために、ここではコンベヤは自動停止させていないが、実際に使用する場合はこの信号によって、コンベヤ駆動モータを自動停止させる。この記録では3番目に投入したNo. 3の雷管を検出している。

この記録はわずか約40秒間の状態を示しているが、その間約6個の鉄が混入していることが記録されており、この原炭コンベヤでは、鉄線くず・クチなど小さい鉄を含めて、多いときには平均して10秒に1個の割合で鉄が混入していることがわかった。

雷管の銅脚線が混入するひん度はかなり多いが、両端が結ばれてループ状になったある一定範囲の大きさのものでない限り非鉄信号として検出されない。鉄金属が3個つづいて混入したとき非鉄となるおのおの間隔は約800mm±50mmであった。そのほか実験的に鉄が非鉄として検出される可能性があるのはリング状のもので、鉄線の輪、平座金など穴のあいた形状のものがこれに該当する。しかしながらこれらも大きさが限られ、しかも特

定方向で検出コイルを通過したときだけに限られるために、実験的にも再現が困難なほど、鉄が非鉄として検出されることは少ない。この現象は鉄がリング状になったために、透磁率の効果よりも、うず電流に起因する効果のほうが大きく作用して $\gamma/\mu > 1$ となり、しかも前述の振幅制限では除外されない信号であるため非鉄の雷管と等価的になるためと考えられます。

5. む す び

以上鉄・非鉄判別金属検出装置の構造と実際に使用したデータについて報告したが、この装置は本文でも述べたとおり、鉄・非鉄がともに混入してその中から非鉄である不発雷管だけを能率よく検出したいような場合に従来一般に用いられている鉄・非鉄いずれをも検出する金属検出装置よりも、卓越した効果をうることができ、すでに考察したように鉄・非鉄の混入する数がいちじるしく多い場合は、鉄・非鉄が同時に検出コイル台を通過することがあり、図3.6(f)のような場合には検出不能となる。また鉄がコイルを通過したあと、短時間ながら不感となる領域があり、それらの鉄が大きい場合で振幅制限が働いた場合にも不感帯が生ずるので目的とする非鉄をミスすることを相当心配したが、約1か年に近い実用状態の結果ではこれを確実に検出除去しているので、T₁、T₂の設定などに留意すれば、十分その目的を達しうることがわかった。

しかしながら、混入する鉄が多いこと、それと原因不明のノイズの組合せによる非鉄の疑似信号により、コンベヤが停止された場合にも、実際に雷管が発見できなかったケースも相当あった。この対策としてはこれ以上制御回路を複雑にするよりもむしろ検出コイルの設置位置を、混入する鉄のすくない水洗後の選炭コンベヤにすることが良いと考えられるが、既設の炭畝の実情から必ずしも簡単ではない。

現在までこの種の方法を実用化している報告はみないが、設置場所の選び方や、設置のし方に留意すればさらに効果が期待できるし、一般工業に使用しても十分価値あるものとする。

おわりにのぞみ、この装置の完成に物心両面から多大のご援助をいただいた、大正鉱業株式会社、九州火工品株式会社、ならびに日本化薬株式会社のご関係者各位、また製作、試験にご協力いただいた当所品質管理課その他の関係者に衷心より感謝の意を表します。

参 考 文 献

- (1) 馬場文夫・寺本吉一：金属検出装置、「三菱電機」32, p. 833 (昭33年)。
- (2) C.W. Clapp: Detecting Tramp Metal in logs and Iron Ore, Electronics, (March, 1951)。
- (3) 実用新案 第512057: 金属体検知装置の平衡調整装置
- (4) 馬場文夫・寺本吉一: 新しい金属検出装置、「電気雑誌 OHM」46, 793 (昭34年)。

トランジスタ化遠隔測定装置

無線機製作所

北垣成一*・上田重夫**
室田慎**・今泉巽**

Transistorized Telemetry Equipment

Electronic Works

Seiichi KITAGAKI・Shigeo UEDA
Shin MUROTA・Tatsumi IMAIZUMI

This is completely transistorized static telemetry equipment newly developed, comprising a transistor chopper type DC amplifier, a Royer's magnetic multivibrator and a saturable core frequency detector. Its overall accuracy is below 1% of the maximum amount in variation and the transient response is below 0.5 seconds. The equipment is applicable to any device having a DC millivolt output proportional to quantities transmitted to a distance. The transmitter converts the millivolt signals to proper frequencies and send them over carrier circuits to the receiver, which converts them back to DC quantities exactly proportional to the signals transmitted. From the function, it is classified as a frequency system. Its marked features are sure to find their way into various fields.

1. ま え が き

さきに、送量器帰還回路および受量器の周波数検出素子として可飽和鉄心を用い⁽¹⁾、水晶制御発振器の周波数を基準電圧の標準とする改良形遠隔測定装置 TM-23 形⁽²⁾について報告したが、このたび、チョッパを含め完全にトランジスタ化した TM-34 形遠隔測定装置を完成した。

この装置は信頼度の向上、装置の小形化、消費電力の低減などトランジスタ化による一般的な利点を有するほか、トランジスタのもつ特長を有効に利用することにより、回路構成を簡単にしてしかも性能の改善を行なうことができた。以下この装置の原理、特性の概要について紹介する。

2. 動作原理

2.1 装置の構成

この装置は送量器と受量器とによって構成され、被測定量に比例した直流電圧を発生する変換器と組合せて用いられる。送量器は変換器の直流出力電圧をそれに比例した 15~30 c/s の周波数に変換する。この周波数でトーン周波数を変調し、マイクロ波、VHF、電力線搬送、あるいは通信線搬送などの搬送回線によって多重伝送される。一方受端では、伝送されてきた 15~30 c/s は受量器に

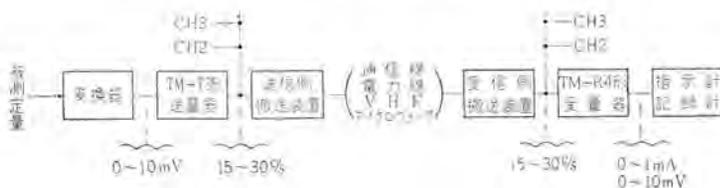


図 2.1 遠隔測定装置回路構成図

Fig. 2.1 Block diagram of telemetry system.

おいて周波数に比例した直流に変換され、計器または記録計に指示される。図 2.1 はその構成を示したものである。

2.2 送量器の動作原理

図 2.2 は送量器の回路構成を示している。直流 mV

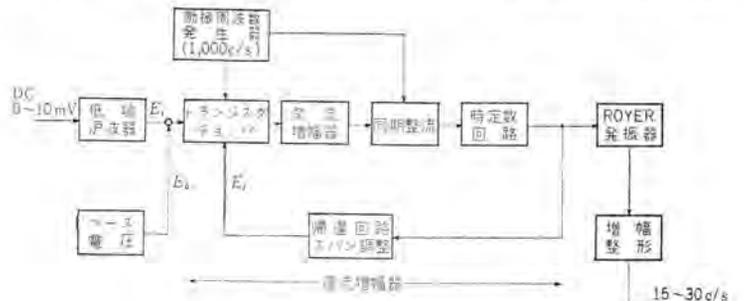


図 2.2 TM-T3 形送量器回路構成図

Fig. 2.2 Block diagram of type TM-T3 transmitter.

入力誘導その他による交流成分を低域濾波器によって取除かれた後、ベース電圧と重畳されて直流増幅器に加えられる電圧に増幅される。この電圧は G. H. Royer の磁気マルチバイブレータ^{(3),(4)}によって 15~30 c/s の周波数に変換され増幅整形の後、トーン変調回路に導かれる。

従来の TM-23 形では、出力周波数をそれに比例した直流に変換して入力側に帰還し、被測定値との差を検出して発振周波数を制御し、送量器の全系にわたって負帰還を施したいわゆる自動周波数平衡式としていた。

一般に自動平衡式における誤差は次式で示される⁽⁵⁾

$$\varepsilon = \left(\frac{\Delta E_b}{nE_b} - \frac{\Delta B}{B} \right) \frac{1}{n-1} \frac{f}{f_1} \dots (2.1)$$

ここに、 f は衝流周波数、 n は最高周波数 f_2 とベース周波数 f_1 との比、 $\Delta E_b/E_b$ はベース電圧

の変動率、 $\Delta B/B$ は自動平衡部分の変動率である、誤差 ε が最大となる周波数は f_2 であるから

$$\varepsilon_{\max} = \left(\frac{\Delta E_b}{nE_b} - \frac{\Delta B}{B} \right) \frac{n}{n-1} \dots\dots\dots (2.2)$$

いま、

$$\varepsilon_{E_b} = \frac{1}{n-1} \frac{\Delta E_b}{E_b}, \quad \varepsilon_B = \frac{n}{n-1} \frac{\Delta B}{B}$$

とし、ベース電圧の変動と自動平衡部分の変動を無相関とすると、総合誤差 ε_0 はつぎの式で与えられる。

$$\varepsilon_0 = \sqrt{\varepsilon_{E_b}^2 + \varepsilon_B^2} \dots\dots\dots (2.3)$$

ΔB は方式に内在する定常誤差と帰還回路の変動の和であるが、定常誤差は系のループ利得を十分大きくとることにより無視しうる程度に小さくすることができるので、 ΔB は主として帰還回路の変動によってきまることになる。

この帰還ループの周波数変換係数の変動を少なくするため、TM-23 形においては周波数検出素子として可飽和鉄心を用い、これに温度補償を行なう方法をとっていた。

これに対し、本文に述べる TM-34 形では μ 回路の直流-周波数変換回路として G. H. Royer によって考案されたトランジスタのスイッチング特性と可飽和鉄心の磁気特性を用いた磁気マルチプレクサを採用した。この回路は可飽和鉄心形の周波数検出回路と同様、その変動は鉄心の飽和磁束の温度特性だけに係り、本質的に同程度の安定度が得られるので、この直流-周波数変換回路を帰還ループからはずし、負帰還は単に直流増幅器だけにかけることとした。これにより方式として理想に近い形にまで簡易化することができた。この場合、直流増幅器は負帰還により十分安定にすることができるので、総合誤差は自動平衡形と同様、式 (2.3) の形で与えられ、 ΔB に相当する誤差は直流-周波数変換回路の温度特性だけに支配されることになる。

直流増幅器はチョップ形増幅器で負帰還により十分な直線性と安定度を得ている。チョップはメカカルチョップを廃し、1,000 c/s をキープ周波数とする並列補償形トランジスタチョップを用い、同期整流もまたトランジスタ形とした。

つぎにベース電圧の安定化に関しては TM-23 形では水晶制御発振器の周波数を基準とし、可飽和鉄心形周波数検出回路を用いて発生する方法をとったが、この装置においてはゼナーダイオードによって安定な電圧を得ている。

2.3 受量器の動作原理

受量器の動作原理は TM-23 形の場合とほぼ同様で真空管をトランジスタに置き換えたものである。図 2.3 はその回路構成を示している。

トランス変換器よりの 15~30 c/s の信号は増幅整形回路で一定振幅の方形波に整形され、周波数検出回路に加えらる。周波数検出回路はいわゆる可飽和鉄心形を採用して、この出力はつぎの差動フリック回路に導かれ、ここでバイアス電圧と差動的に加え合わされ、ベース周波数

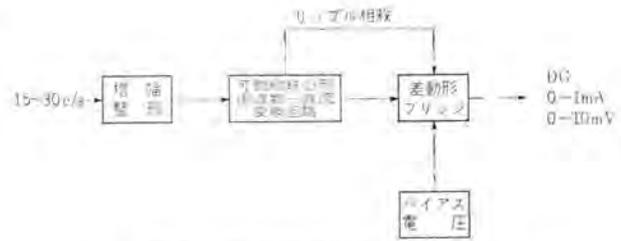


図 2.3 TM-R4 形受量器回路構成図

Fig. 2.3 Block diagram of type TM-R4 receiver.

に相当する出力を打ち消している。

受量器飽和トランスの出力を整流して計器を振らせる場合、整流出力に含まれるリップル成分による指示ぶれが問題となる、前述のとおりこの装置の誤差は整流周波数の上限が高く、下限が低いほど小さくなるが、その下限周波数を制限する最大の要因はこの指示ぶれである。

リップルを小さくするため時定数回路による平滑器をそう入することは応答速度および精度の点から好ましくない、この装置では、飽和トランスの二次側に主巻線と同一の補助巻線を設け、その出力を全波整流したのち、直流成分を阻止し、リップル交流成分だけを取り出して、これを主出力直流成分に含まれているリップル電圧と同一振幅、反対位相にして加え合わせ、応答速度をぎせいにすることなくリップルを相殺している。この瞬時リップル相殺回路⁽⁶⁾の採用により 5 c/s 程度の周波数まで使用可能となった。

3. 送量器回路

3.1 直流増幅器

0~10 mV の直流入力とベース電圧との合成直流入力を増幅し、直流-周波数変換回路を駆動する 3~6 V の電圧をうるトランジスタチョップを用いた負帰還増幅器である。

チョップは Bright⁽⁷⁾ によって導かれた逆接続トランジスタの電圧、電流オフセット、さらに励振周波数が高い場合に顕著に現われるスパイク電圧などによるオフセット電圧およびそのドリフトを少なくするため図 3.1 に示したような並列補償形回路⁽⁸⁾を採用するとともに適当な温度補償をほどこした。また電磁誘導によるオフセットを軽減するため回路全体をシールドケース内に收容し、さらに励振トランスはとくに一次二次間の漂遊容量が少なくなるよう

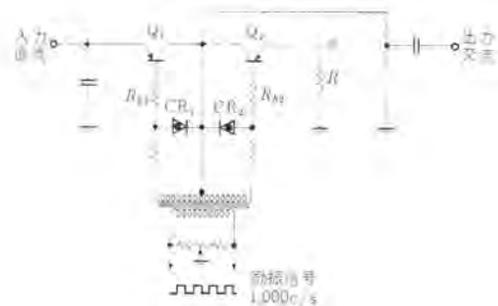


図 3.1 並列補償形チョップ

Fig. 3.1 Balanced type chopper.

に設計しこれにもとづくオフセットの低減に留意している。

励振周波数は送量器の応答速度を速くするため 1,000 c/s とした。この発振回路はゼナーダイオードによって安定化された電圧を後述の Royer の回路で方形波に変換する方式とした。同期整流回路の励振信号も同じ鉄心にまいたコイルから供給している。

チョップによって 1,000 c/s の交流に変換された入力はずぎの交流増幅器で増幅される。増幅器はスパイクの存在のために広帯域特性をもたせ、高域でのシャ断特性をゆるやかにしている。

同期整流回路は図 3.2 に示すようなトランジスタ全波整流方式を採用した。この出力の一部は入力側に帰還される。帰還電圧はチョップの入力インピーダンスを高くするため図 3.1 の a 点にかけられている。この負帰還のループゲインは約 50 dB で良好な直線性と十分な安定度を得ている。図 3.3 はこの直流増幅器の総合入出力特性である。

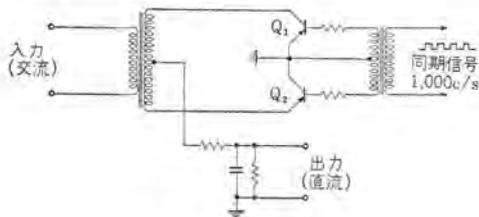


図 3.2 同期整流回路

Fig. 3.2 Synchronous demodulator.

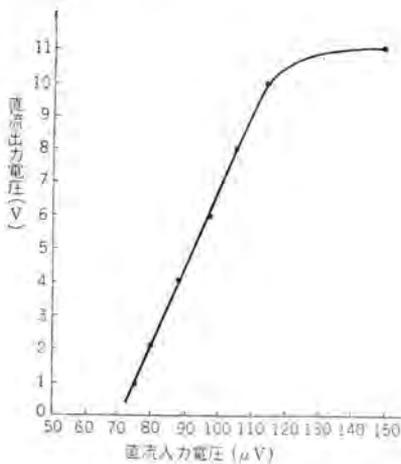


図 3.3 直流増幅器入出力電圧特性

Fig. 3.3 Input-output characteristics of chopper type amplifier.

3.2 直流-周波数変換回路

図 3.4 のような磁気特性の鉄心を用い、図 3.5 のような構成とした回路である。

この回路の発振周波数 f は印加電圧 E_1 に対して

$$f = \frac{E_1 - e_{BC}}{4\phi_s N_1} \approx \frac{E_1}{4\phi_s N_1} \quad (3.1)$$

で与えられる。ここに e_{BC} はトランジスタの飽和状態におけるエミッタとコレクタ間電圧降下、 ϕ_s は鉄心の飽和磁束、 N_1 は一次巻線数である。

トランジスタ化遠隔測定装置・北垣・上田・室田・今泉

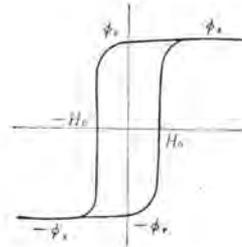


図 3.4 鉄心特性

Fig. 3.4 Characteristics of core.

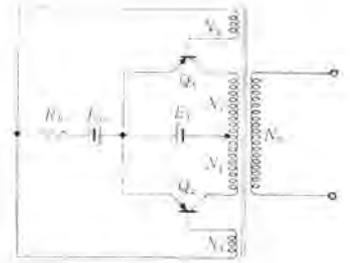


図 3.5 Royer の発振回路

Fig. 3.5 Royer's oscillator.

e_{BC} は普通 0.2~0.5 V 程度であるから近似的に省略してよい。したがって f は E_1 に比例することになる。ここで ϕ_s は温度の影響を受け、その温度係数は $-0.05 \sim -0.07\%/^{\circ}\text{C}$ であり、 e_{BC} も温度上昇とともに小さくなる方向で、いずれも周波数を高める方向に作用する。この影響を補償するため、直流増幅器の負帰還ループにサーミスタをそう入してその利得を制御し、温度上昇によって E_1 が小さくなるようにしている。図 3.6 はこの回路の変換特性を、また図 3.7 は温度補償を行わないときの温度特性を示すものである。

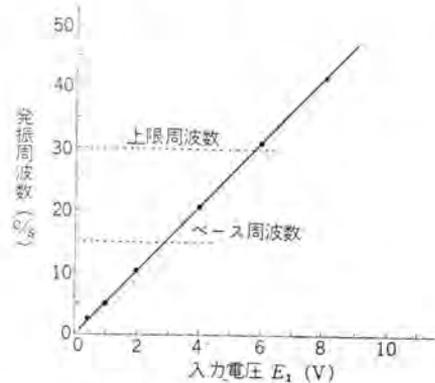


図 3.6 直流-周波数変換特性

Fig. 3.6 D-F characteristics of Royer's oscillator.

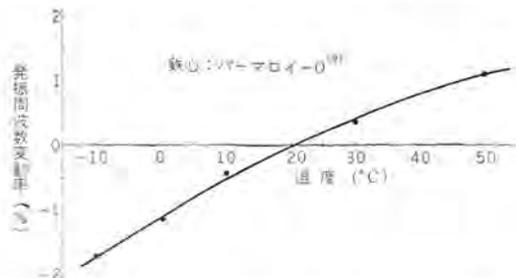


図 3.7 発振周波数の温度特性 (無補償の場合)

Fig. 3.7 Frequency temperature characteristics of Royer's oscillator.

3.3 ベース電圧回路

入力回路に一定電圧を加え、ベース周波数を発生させるために使用する回路で、この変動は前述のとおり直接誤差の原因となるので高度の安定度が要求される。

図 3.8 はベース電圧回路を示したもので、ゼナーダイオードを用いている。この回路には安定化電源によってあらかじめ安定化された電圧が加えられる。一般にゼナーダイオ-

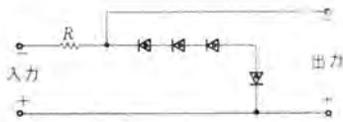


図 3.8 ベース電圧回路⁽¹⁰⁾

Fig. 3.8 Base reference voltage circuit.

ドのゼナー電圧は温度が上昇すると高くなり、正方向電圧は反対に下がる性質があるので、逆方向の温度係数と正方向の温度係数の等しいゼナーダイオードを直列に接続することによって、安定なベース電圧が得られる。

3.4 構造

送量器の構成回路を四つのパネルに分け、幅 520 mm 奥行 225 mm の有線標準鉄架にプラグイン実装しうる構造としている。図 3.9~図 3.12 は構成各パネルの外観を

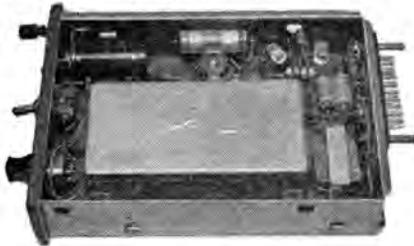


図 3.9 チョッパ盤

Fig. 3.9 Chopper panel.

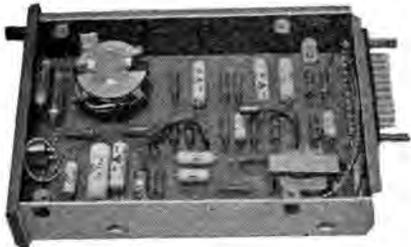


図 3.10 交流増幅器盤

Fig. 3.10 AC amplifier panel.



図 3.11 同期整流、励振周波数発生盤

Fig. 3.11 Synchronous demodulator and keying oscillator panel.



図 3.12 直流-周波数変換盤 (Royer 発信盤)

Fig. 3.12 D-F converter panel.

示すものである。同期整流盤の衝流周波数監視用メータは盤から取出し、他の適当な位置に取付けることもできる。

4. 受量器

4.1 周波数検出回路

図 3.3 に示したと同様の磁気特性の鉄心を用い、図 4.1

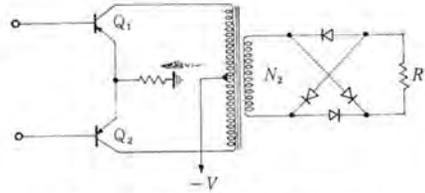


図 4.1 周波数-直流変換回路

Fig. 4.1 F-D converter.

に示したような回路を用いている。周知のとおり、この回路の平均出力電流 I は次式で与えられる。

$$I = \frac{4N_2\phi_s f}{R} \dots\dots\dots(4.1)$$

ここに、 N_2 は出力巻線数、 ϕ_s は鉄心の飽和磁束、 R は負荷抵抗である。したがって出力電流 I は入力周波数に比例することになる。この場合も ϕ_s の温度特性がそのまま誤差となるので整流回路の温度特性を含めて温度補償している。図 4.2 は補償を行わない場合の温度特性を示したものである。

4.2 差動ブリッジ回路

ベース周波数に相当する出力を打ち消し、さらに、出力

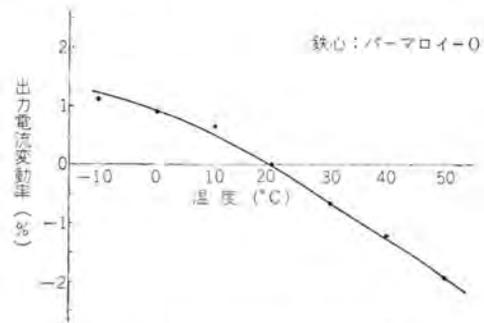


図 4.2 出力電流の温度特性 (無補償の場合)

Fig. 4.2 Temperature characteristics of output current.

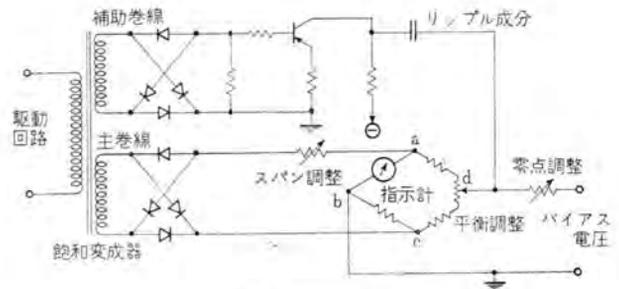


図 4.3 ブリッジ回路

Fig. 4.3 Bridge circuit.

中に含まれているリップル成分を相殺するための回路である。図4.3はこれらの動作を示す回路図である。

周波数検出回路の主巻線出力は全波整流されてブリッジのac間に加えられる。一方バイアス電圧はbd間に加えられる。ブリッジのab辺、cd辺を流れる電流は互いに打ち消す方向に流れる。そこで、ab辺に計器をそう入し、ブリッジの平衡をとることにより、計器には受信周波数15~30 c/s に比例した電流から、ベース周波数15 c/s に相当した電流を差引いた電流が流れることになる。

また、周波数検出回路に設けた補助巻線の出力を同様全波整流し、直流を阻止してリップル成分だけを取り出し、これをブリッジのbd間に加えることにより、計器に流れるリップル成分を時間遅れなく完全に相殺している。

バイアス電圧は送量器のベース電圧と同様その変動は直接指示誤差となるので高い安定度が要求されるので、同様なゼナーダイオード電圧回路を用いている。

4.3 構造

受量器は図4.4~図4.6に示す三つのパネルから構成



図 4.4 増幅器盤
Fig. 4.4 Amplifier panel.

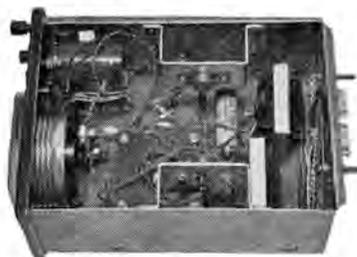


図 4.5 周波数-直流変換盤
Fig. 4.5 F-D converter panel.



図 4.6 バイアス盤
Fig. 4.6 Bias panel.

され、送量器と同じく、有線標準鉄架にプラグイン実装される。なお、周波数-直流変換盤の出力電流監視用メータも盤から取出し、任意の場所に移すことができる。

5. 主要特性

この装置の主要特性はつぎのとおりである。

トランジスタ化遠隔測定装置・北垣・上田・室田・今泉

(1) 精度

電源電圧 +10%、-20%、周囲温度 0~+40°C において送量器、受量器の総合精度は最大変化量の1%以下である。装置各部の誤差配分はつぎのとおりである。

送量器	チョッパ	0.2%
	直流増幅器	0.1%
	直流-周波数変換	0.2%
	ベース電圧	0.1%
受量器	周波数-直流変換	0.2%
	バイアス電圧	0.1%

(2) 直線性

送量器、受量器総合の直線性は最大変化量の1%以下

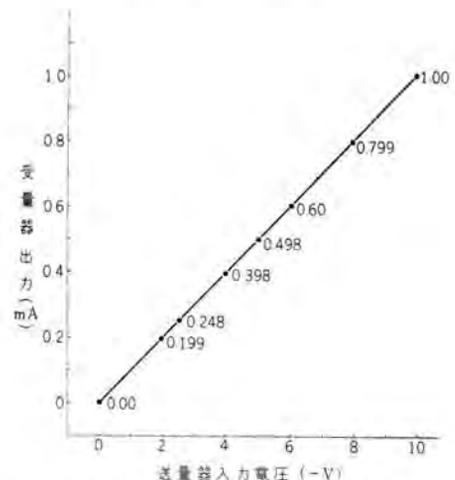


図 5.1 送量器-受量器総合直線性
Fig. 5.1 Overall linearity.

である。図5.1は総合特性の実測値を示している。

- (3) 総合応答速度 0.5秒以下
- (4) 送量器入力電圧 最大感度にて 0~-10 mV
- (5) 整流周波数 15~30 c/s
- (6) 受量器出力

指示計 (1 mA, 1 kΩ) および記録計を接続することができる。

- (7) 電源 AC 100/200 V, +10%,
-20%
- (8) 周囲温度 0~+40°C

6. 応用例

この装置は直流入力電圧で動作するため、被測定量に比例した10 mV以上の電圧を発生する変換器と組合せることにより電力、電圧、電流、流量、圧力、速度、角度位置など任意の量を遠隔測定できるので、その適用範囲はきわめて広く、また、チョッパを含め完全静止形とし、全トランジスタ化によって高度の安定度が得られ制御装置の一環としても使用しうるものである。以下、電力関係以外の二、三の応用例について説明する。

6.1 流量テレコントロール装置

本年5月和歌山市水道局に納入した装置で、無人現場

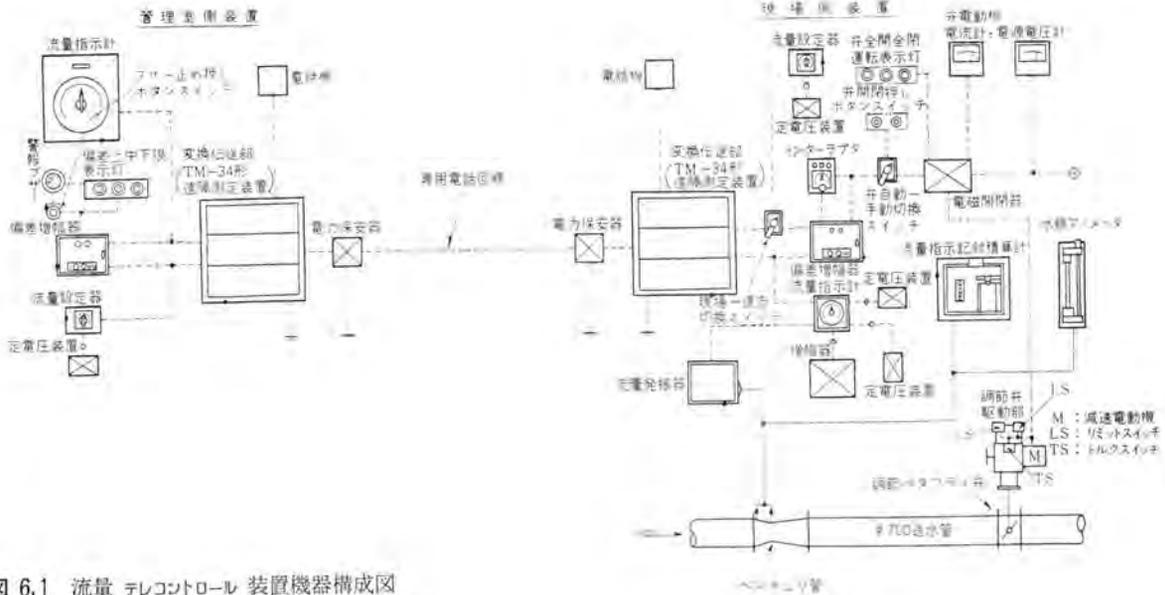


図 6.1 流量 テレコントロール 装置機器構成図
Fig. 6.1 Block diagram of water flow tele-control equipment.

の送水管の調節 バタフライ 弁を約 2 km 離れた管理室より調節して、流量を設定値に自動制御しようとするものである。図 6.1 はこの装置の機器構成図である。

現場送水管の流量はベンチュリ管の差圧として検出され、流量指示記録積算計にて積算されるとともに流量発振器に加えられ、流量発振器はこの差圧を 1~5 mA の電流に変換する。この信号電流は流量指示計に導かれ、測定値を現場指示する。この指示計の スペリ 抵抗に閾数抵抗を付けて流量を平等目盛に変換している。この指示値はさらに副 スペリ 抵抗と定電圧装置とにより 0~20 mV の直流に変換され、その信号電圧は偏差増幅器の測定側と変換伝送部とに導かれる。変換伝送部においては、まず、この直流電圧を送量器で 15~30 c/s の テレメータ 衝流周波数に変換し、この信号で音声帯域 300~2,300 c/s の上部の 2,635 c/s の トーン 周波数を FS 変調し、専用電話回線によって管理室まで伝送する。

管理室においては変換伝送部により伝送されてきた測定流量を 0~1 mA の電流に変換し、これを偏差増幅器の測定側と流量指示計に導く。

一方、設定は流量設定器のダイヤルによって行なわれ、設定値に比例した電圧が変換伝送部と偏差増幅器の設定側に加えられ、この偏差増幅器によって設定電圧と測定電圧との偏差が増幅され、その偏差がある大きさをこえると上下限警報表示を行なう。

また、流量設定器より変換伝送部にはいった信号電圧は測定流量と同じく送量器で 15~30 c/s の衝流周波数に変換された後 2,975 c/s の トーン 周波数の FS 信号として専用電話線により現場側に搬送される。

現場側変換伝送部にて復調された 0~1 mA の設定流量信号は切換 スイッチ を通って偏差増幅器の設定側へ導かれ、偏差増幅器において設定値と流量値の偏差を検出増幅し、その偏差に従ってバタフライ 弁駆動電動機を正転



図 6.2 流量 テレコントロール 装置現場側機器
Fig. 6.2 Equipment of unattended station, water flow tele-control system.

あるいは逆転させる操作信号を出す。この信号はインタラプタにより断続されて、調節弁の訂正動作を制御する。

もし、現場で設定をあたえたい場合には、現場-遠隔切換 スイッチ を現場側に切換えて、現場設定器にて行なうことができる。

図 6.2 は現場側機器の外観を示したものである。

6.2 無線テレメータ

彦根市に納入した装置で天王山配水池の水位、流量を約 3 km 離れた大蔵浄水場に伝送するものである。伝送路としてはさきの和歌山市の場合は通信線搬送によったが、この場合は 70 Mc 帯の無線機を用いている。

この装置は無線機、トーン 変換回路、テレメータ 変換回路電源回路および非常用電源より構成され、これらを一つの箱体に收容し、無線遠隔測定装置としての標準化を行なっている。図 6.3 は送信局装置の回路構成を示したものである。

なお、彦根市の場合は常時並列伝送方式であるが、これに付加回路を設けることにより順次伝送あるいは選択伝送方式とすることもできる。

7. む す び

ここに述べた遠隔測定装置は送量器の直流-周波数変換回路に G. H. Royer の磁気 マルチパイプレータ を用いて

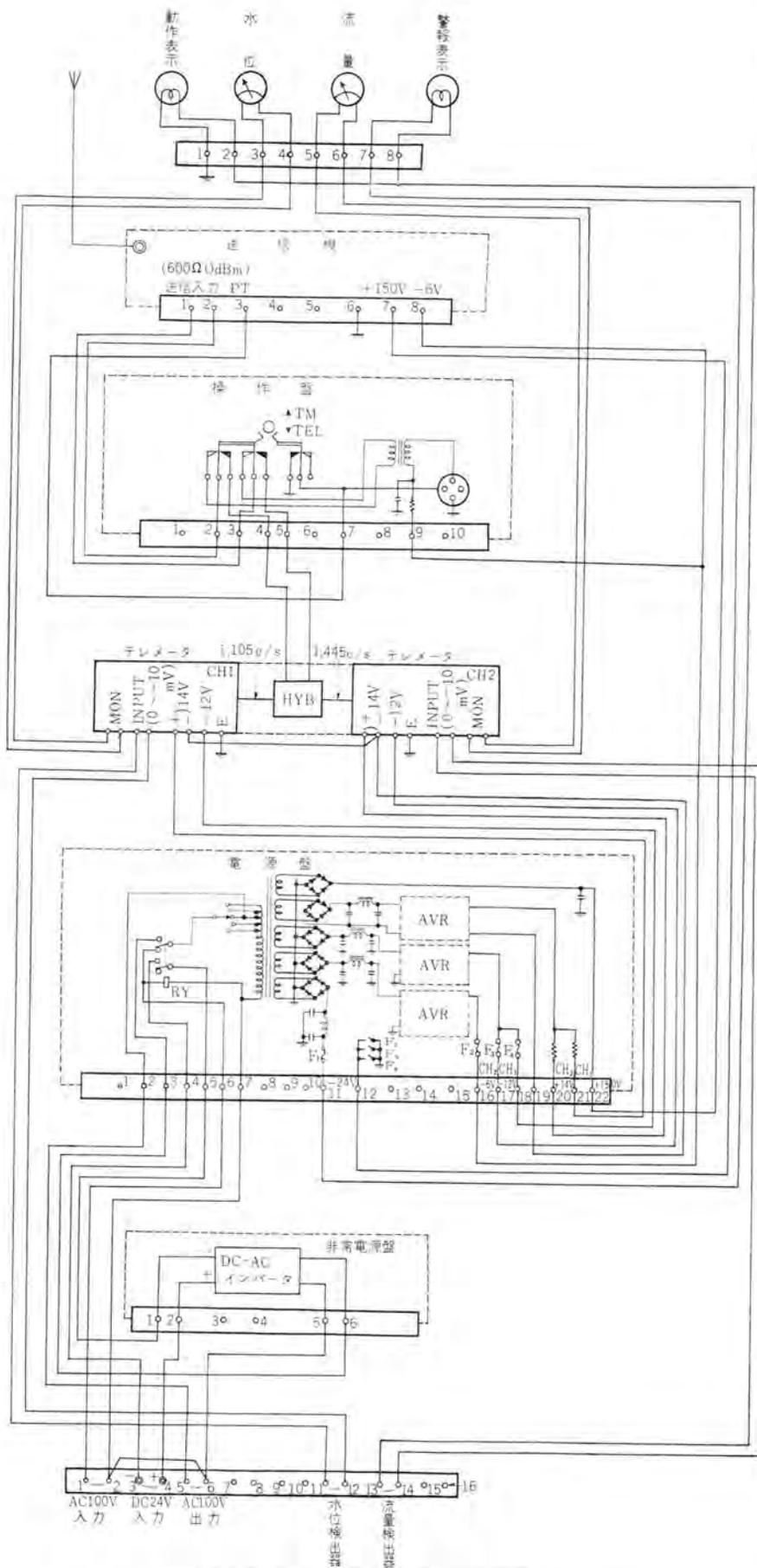


図 6.3 無線遠隔測定送信機回路構成図

Fig. 6.3 Block diagram of radio telemetering transmitter.

これを帰還ループからはずし、トランジスタチョップによる静止形直流増幅器方式とし、受量器の周波数-直流変換回路には安定な可飽和鉄心を用いまたゼナーダイオードによる基準電圧回路を用いた、精度、信頼度が高く、かつ多重、長距離伝送に適した全トランジスタ化アナログ式遠隔測定装置である。

従来、遠隔測定装置は主として電力事業における監視用として広く利用されてきたが、最近、水道、ガス事業あるいは化学工業などの分野にもその応用面がひろげ、さらに、制御系の一環としても使用されるようになってきた。この装置は微小な直流入力電圧で動作し、入力インピーダンスが高く、かつ、応答速度が高いためこれら広範囲の目的に適した装置である。

最後に、この装置の完成にあたって種々有益な資料を提供していただいた、当社研究所大野栄一氏に感謝するとともに、水道関係工事に关しご協力いただいた水道機工株式会社の各位に深謝申し上げる。

参考文献

- (1) T. Barabutes: An improved electronic telemetering system employing saturable cores, AIEE Conference paper 57-897.
- (2) 北垣・上田・室田・竜田: 改良形遠隔測定装置, 「三菱電機」, 34, No. 7, (昭 35).
- (3) G.H. Royer: A switching transistor D-C to A-C converter having an output frequency proportional to the D-C input voltage, AIEE, 74, Pt. 1, (1955).
- (4) G.H. Royer, 他: 電氣的インバータ回路, 特許公報 昭 32-4066.
- (5) 通信専門委員会: 電力用テレメータ衝流周波数の標準化に関する提案. (6) 特許出願中.
- (7) R.L. Bright: Junction transistor used as switches, AIEE, 74, Pt. 1, (1955).
- (8) 長谷川・西野: 高速度トランジスタチョップ, 計測, 9, No. 2, (昭 34).
- (9) 野口他: パーマロイ-O, 「三菱電機」 32, No. 6 (昭 33).
- (10) R.F. Shea: Transistor circuit engineering, (1957).

コロナ測定回路の解析

研究所 原 仁吾*・平林 庄司*

Analysis of Corona Measurement Circuits

Research Laboratory Jingō HARA · Shōji HIRABAYASHI

As the electric machines become of high voltage, the corona deterioration on the insulation comes to pose serious problems. There are a number of methods to measure the corona, especially the measurement of corona pulse distribution has come to the front among others as a quantitative method. From the practical viewpoint, the writers have clarified the time constant and the value of damping resistor of the corona detection circuits by performing various analysis on the circuits and measuring devices, and also have made clear that to what extent the performance is demanded for practical purpose with regard to the frequency characteristic, and resolving time of double pulses and dynamic range of the measuring device.

1. ま え が き

近時電気機器の単機容量の増大、高圧化の傾向にともなって絶縁物の表面および内部のポイドに発生するコロナの問題が重要視されるにいたり、コロナパルス測定が広く行なわれるようになった。コロナの測定は対象の機器によっていろいろの方法があるが⁽¹⁾⁽²⁾、とくにコロナパルスの分布（パルスの大きさとその発生ひん度）の測定が絶縁の劣化の問題を定量的に究明するうえにもっとも適当とされている⁽³⁾⁽⁴⁾。しかしそれだけに高度の測定技術を要し、測定装置も複雑化して多分に研究室的である。ここでは測定の対象を簡単な電気機器に制限し、コロナ放電の微細な機構まで立入らず現場の品質管理の立場からコロナ特性を求めることにして、パルスの分布を測定するさいに注意すべき事から二、三述べる。さらに実用上測定器がどの程度の特徴をもつべきか明らかにする。

2. 測定回路の解析

現在コロナ試験法はまだ確立されていないがコロナパルスの大きさおよびその発生ひん度を測定するために用いられている代表的な回路構成を図2.1に示す⁽⁵⁾。試料は発

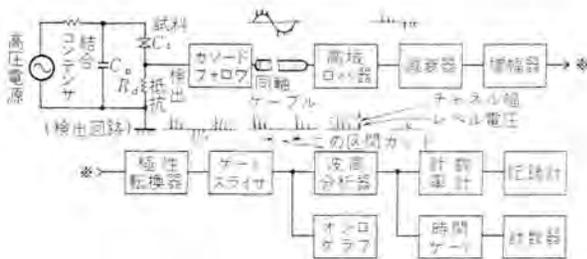


図 2.1 コロナ測定回路

Fig. 2.1 Schematic diagram of corona measurement circuit.

電機コイルやPT、CTなどのように静電容量の集中回路として取扱うことのできる簡単な電気機器とする。

さて試料にコロナが発生すると急峻な立上がり (10^{-8} ~ 10^{-7} 秒⁽¹⁾) の指数関数的に減衰するコロナパルス電圧が検出抵抗両端に現われる。これを試料の近くにおいたカソードフォアで高周波同軸ケーブルとインピーダンス整合し、測定器本体に導く。つぎに高域ロハ器で印加電源周波数を除去し、コロナパルスだけを取り出して減衰器と増幅器により適当な大きさに増幅する。ついで極性転換器とゲートスライサにより正極性か負極性のいずれかのパルスを選出する。そしてこのパルスを波高分析器により波高弁別して、パルスの大きさがある特定の範囲の高さにはいるパルスだけを取り出し、計数装置に入れる。パルスの分布は波高弁別レベルを順次変えてパルスの単位時間あたりの個数を計数しえられる。すなわちパルスの大きさに対する発生ひん度分布が求められる。なおコロナパルスの大きさはその物理的な意味から一般にみかけのコロナパルス電荷⁽³⁾⁽⁴⁾で表示され、これは測定回路系に適正な感度校正⁽⁵⁾をすることによってえられる。

ところで実際には前述の過程において検出回路の漂遊インダクタンスや漂遊容量、高域ロハ器および増幅器の周波数特性などによってコロナパルスが変歪し、ときには振動的となることもある。また過大信号のパルスに引続き近接して微小パルスが発生するときは微小パルスがマスクされ、その大きさが誤まって測定される。その他過大信号による増幅器の飽和、雑音などが問題になる。以下個々の問題について詳細に検討する。

2.1 検出回路

検出回路を図2.2に示す。試料にコロナが発生し、みかけ上 Q_a のパルス電荷が放電すればこのときの回路応答

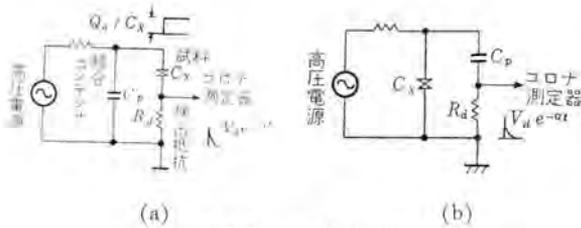


図 2.2 コロナ検出回路
Fig. 2.2 Corona detection circuits.

表 2.1 制動抵抗 R_s' (k Ω)
臨界制動 $R_d(C_d + C_x') = 1 \mu s$ $C_d = 100 \text{ pF}$

C_x' (pF)	10	30	100	300	1,000
R_d (k Ω)	100/11	100/13	5	2.5	10/11
L_s (μH)	10	2.10	1.32	0.905	0.750
	30	3.64	2.78	1.58	1.35
	100	6.65	4.20	2.94	2.70

は検出回路に直列に大きさが Q_a/C_x の階段関数を印加したときと等価になるので⁽⁵⁾ 検出抵抗両端に次式で示されるパルス電圧 $v_0(t)$ が現われる。

$$v_0(t) = V_a e^{-\alpha t} \dots (2.1)$$

ただし $V_a = Q_a/C_x$ (波高値)

$$\alpha = 1/R_d \left(\frac{C_x C_p}{C_x + C_p} \right) \dots (2.2)$$

この関係式は (a), (b) 両方の回路について成立する。コロナパルスの大きさはパルス電圧の波高値 V_a を測定し、 Q_a に換算する。

(1) パルスの振動とその防止法

実際の回路では試料に高圧を印加する関係上結線が相当長くなり、線の抵抗、インダクタンスおよび漂遊容量などが無視できなくなって図 2.3 の回路になる。したがって回路条件によってはパルスが振動的になり、パルスの分布を測定することができなくなる。

いま検出回路の伝達関数を $G(s)$ 、 $v_0(t)$ の像関数を $V_0(s)$ とすれば

$$V_0(s) = G(s) \cdot \frac{Q_a}{C_x} \cdot \frac{1}{s} \dots (2.3)$$

ここに

$$G(s) = \frac{1}{L_s C_d} \cdot \frac{s}{s^3 + a_1 s^2 + a_2 s + a_3} \dots (2.4)$$

$$\left. \begin{aligned} a_1 &= \frac{1}{R_d C_d} + \frac{R_s}{L_s} \\ a_2 &= \frac{1}{L_s} \left(\frac{1}{C_x'} + \frac{1}{C_d} \right) + \frac{1}{L_s C_d} \cdot \frac{R_s}{R_d} \\ a_3 &= \frac{1}{L_s R_d C_x' C_d} \\ \frac{1}{C_x'} &= \frac{1}{C_x} + \frac{1}{C_p} \end{aligned} \right\} \dots (2.5)$$

したがって $v_0(t)$ は特性方程式

$$f(s) = s^3 + a_1 s^2 + a_2 s + a_3 = 0 \dots (2.6)$$

の根の判別式

$$D = a_1^2 a_2^2 + 18 a_1 a_2 a_3 - 4 a_1^3 a_3 - 4 a_1^2 a_3^2 - 27 a_3^3 \dots (2.7)$$

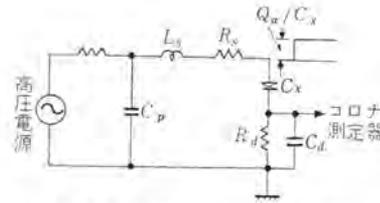


図 2.3 実際のコロナ検出回路
Fig. 2.3 Practical corona detection circuit.



図 2.4 コロナパルス波形 (振動的)
Fig. 2.4 Corona pulse shape. (oscillatory)

表 2.2 制動抵抗と検出抵抗の比 R_s'/R_d

C_x' (pF)	10	30	100	300	1,000
L_s (μH)	10	0.231	0.171	0.181	0.304
	30	0.400	0.296	0.316	0.542
	100	0.731	0.546	0.587	1.08

が正か負によって非振動的かいなか定まる。すなわち $D \geq 0$ のとき非振動、 $D < 0$ のとき振動である。

表 2.1 に臨界制動 ($D=0$) となる R_s (臨界制動の R_s を R_s' と記す) の値を示す。ここで検出回路の時定数は後述するように $1 \mu s$ に固定し、また R_d に並列にはいる漂遊容量 C_d は 100 pF と仮定した。そして試料と結合コンデンサの直列合成容量 C_x' および漂遊インダクタンス L_s を実用上の見地から表に示すようないろいろの値を採用した。つぎに R_s' と R_d の比を表 2.2 に示す。この比は一般に相当大きく、また L_s および C_x' が増加するにしたがって大になる。したがって振動を防止するために R_s' を使用すると R_d 両端に現われるパルス電圧 $v_0(t)$ の波高値が小さくなり、またパルスの波尾の減衰時定数が $1 \mu s$ よりかなり長くなる。

この結果実際には必ずしも臨界制動の R_s' を用いるのが適当であるとは限らず、パルスが多少振動的になってもその振動成分が小さく測定に影響を与えなければよい⁽⁶⁾。

式 (2.3)、(2.4) より振動解は

$$v_0(t) = A \{ e^{-\beta t} - B e^{-\gamma t} \sin(\omega t + \varphi) \} \frac{Q_a}{C_x} \dots (2.8)$$

ただし $\beta = \frac{a_1}{3} - (u+v)$

$$\gamma = \frac{a_1}{3} + \frac{u+v}{2}$$

$$A = \frac{1}{L_s C_d} \cdot \frac{1}{3(u^2 + v^2 + uv)}$$

$$B = \frac{2\sqrt{u^2 + v^2 + uv}}{u-v}$$

$$\omega = \frac{\sqrt{3}}{2} (u-v)$$

$$\varphi = \tan^{-1} \frac{1}{\sqrt{3}} \frac{u-v}{u+v} \quad (0 \leq \varphi < 2\pi)$$

$$u = (-h + \sqrt{h^2 - g^3})^{\frac{1}{3}} \quad (u, v \text{ は実数値})$$

$$v = (-h - \sqrt{h^2 - g^3})^{\frac{1}{3}}$$

表 2.3 パルスの振動解

(1) $L_s=10\mu\text{H}$

C_X' (pF)	R_s/R_d	A	B	β	γ	f (c/s)	ϕ (度)
10	0	0.0909	1.00	1.00×10^0	0.050×10^0	16.69	90.5
	0.01	0.0910	1.00	1.00	4.60	16.68	88.0
	0.1	0.0916	1.11	1.00	45.50	15.05	64.8
30	0	0.231	1.00	1.00	0.150	10.48	90.7
	0.01	0.231	1.00	1.00	4.00	10.46	87.4
	0.1	0.234	1.22	0.995	38.61	8.52	54.9
100	0	0.500	1.00	1.00	0.500	7.12	90.6
	0.01	0.500	1.00	0.998	3.00	7.11	87.4
	0.1	0.500	1.20	0.975	25.51	5.95	56.7
300	0	0.753	1.00	1.00	1.50	5.80	89.2
	0.01	0.750	1.00	0.997	2.75	5.80	87.2
	0.1	0.724	1.07	0.948	14.03	5.54	69.4
1,000	0	0.925	1.01	1.01	5.00	5.19	83.0
	0.01	0.918	1.01	1.00	5.45	5.20	82.2
	0.1	0.858	1.03	0.931	9.58	5.26	75.3

(2) $L_s=30\mu\text{H}$

C_X' (pF)	R_s/R_d	A	B	β	γ	f (c/s)	ϕ (度)
10	0	0.0909	1.00	1.00×10^0	0.050×10^0	9.64	90.9
	0.01	0.0910	1.00	1.00	1.67	9.63	89.5
	0.1	0.0916	1.03	1.00	15.20	9.33	76.4
30	0	0.231	1.00	1.02	0.150	6.05	91.3
	0.01	0.231	1.00	1.00	1.43	6.05	89.3
	0.1	0.233	1.05	0.995	12.92	5.70	71.5
100	0	0.501	1.00	1.00	0.499	4.11	91.1
	0.01	0.501	1.00	0.999	1.33	4.11	89.3
	0.1	0.500	1.05	0.977	8.85	3.91	72.2
300	0	0.759	1.00	1.01	1.50	3.34	88.7
	0.01	0.756	1.00	1.00	1.92	3.34	87.5
	0.1	0.729	1.03	0.952	5.69	3.32	77.2
1,000	0	0.960	1.02	1.03	4.99	2.90	77.7
	0.01	0.952	1.03	1.02	5.14	2.90	77.3
	0.1	0.886	1.04	0.946	6.54	2.96	73.2

(3) $L_s=100\mu\text{H}$

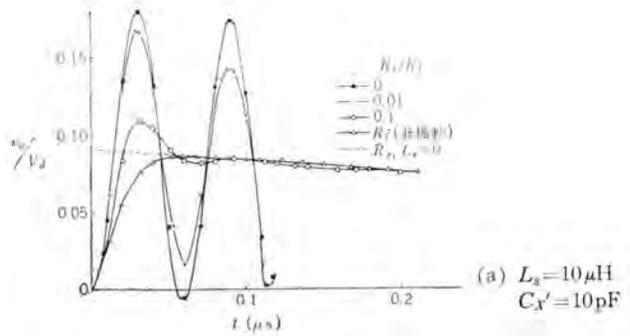
C_X' (pF)	R_s/R_d	A	B	β	γ	f (c/s)	ϕ (度)
10	0	0.0908	1.00	1.00×10^0	0.050×10^0	5.28	91.6
	0.01	0.0909	1.00	1.00	0.505	5.28	90.6
	0.1	0.0915	1.01	0.999	4.60	5.23	83.8
30	0	0.231	1.00	1.00	0.150	3.31	92.3
	0.01	0.231	1.00	1.00	0.534	3.31	91.3
	0.1	0.233	1.01	0.995	4.00	3.26	81.7
100	0	0.503	1.00	1.01	0.497	2.24	92.1
	0.01	0.503	1.00	1.00	0.749	2.24	91.0
	0.1	0.502	1.01	0.980	3.01	2.22	81.7
300	0	0.780	1.00	1.02	1.49	1.80	87.6
	0.01	0.776	1.00	1.02	1.62	1.80	87.0
	0.1	0.749	1.01	0.966	2.77	1.82	81.0
1,000	0	1.120	1.09	1.11	4.94	1.37	66.1
	0.01	1.108	1.10	1.10	5.00	1.38	65.8
	0.1	1.010	1.12	1.01	5.45	1.42	63.5

$$h = \left(\frac{a_1}{3}\right)^3 - \frac{a_1 a_2}{6} + \frac{a_3}{2}$$

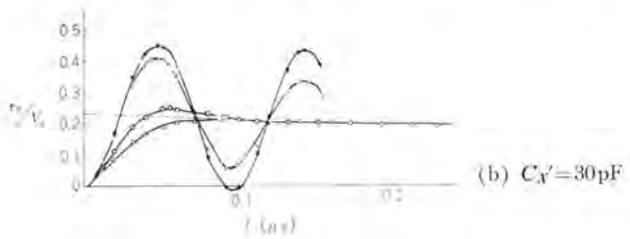
$$\eta = \left(\frac{a_1}{3}\right)^2 - \frac{a_2}{3}$$

式 (2.8) より振動成分は振動項の減衰定数 γ が非振動項の β より相当大であれば非常に小さくなる。(図 2.4)

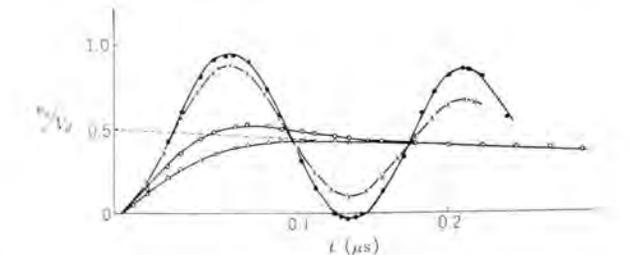
表 2.3 に制動抵抗 R_s を二、三変えたときの β, γ および振動周波数 f の値を示す。またそのときのパルス波形の数例を図 2.5 に示す。なお図 2.5 において点線で示したパルス波形は図 2.3 の検出回路において $L_s=0, R_s=0$ のとき R_d 両端に現われるパルスである。すなわち次式で与えられる非振動パルスである。



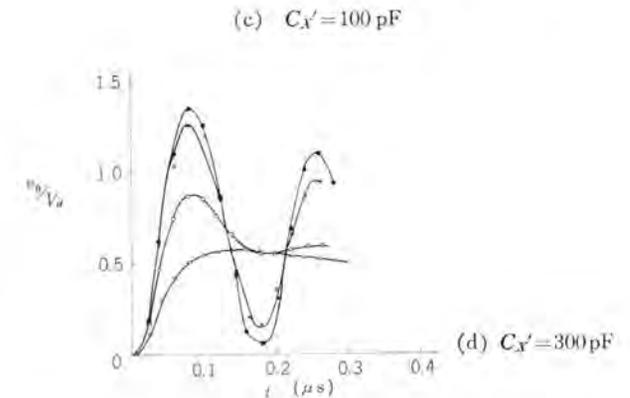
(a) $L_s=10\mu\text{H}$
 $C_X'=10\text{pF}$



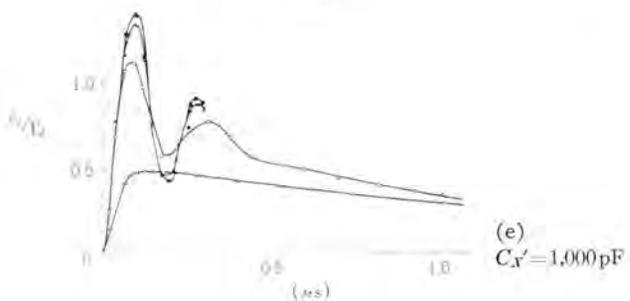
(b) $C_X'=30\text{pF}$



(c) $C_X'=100\text{pF}$



(d) $C_X'=300\text{pF}$



(e) $C_X'=1,000\text{pF}$

図 2.5 パルス波形の数例

Fig. 2.5 Some examples of corona pulse shape.

$$v_0(t) = V_d e^{-\alpha t} \dots \dots \dots (2.1)'$$

$$V_d = \frac{Q_a}{C_X + C_d + \frac{C_X C_d}{C_p}} \dots \dots \dots (2.2)'$$

$$\alpha = 1/R_d(C_d + C_X')$$

つぎに振動パルスの波高値 V_0 と上の非振動パルスの波

表 2.4 波高値の比 V_0/V_d

L_s (μH)	C_x (pF)	R_s/R_d					
		10	30	100	300	1,000	
10	0	1.97	1.95	1.90	1.80	1.55	
	0.01	1.83	1.78	1.74	1.71	1.52	
	0.1	1.20	1.06	1.04	1.16	1.25	
	R_s'/R_d	0.945	0.916	0.853	0.766	0.542	
30	0	1.95	1.90	1.83	1.68	1.34	
	0.01	1.87	1.81	1.74	1.63	1.32	
	0.1	1.40	1.25	1.21	1.26	1.16	
	R_s'/R_d	0.915	0.872	0.795	0.558	0.388	
100	0	1.90	1.84	1.71	1.48	1.06	
	0.01	1.85	1.78	1.65	1.45	1.05	
	0.1	1.56	1.42	1.32	1.24	0.966	
	R_s'/R_d	0.888	0.805	0.694	0.503	0.234	

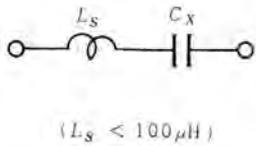


図 2.6 試料の等価回路
Fig. 2.6 Equivalent circuit of specimen.

高値 V_d との比を表 2.4 に示す。これらの結果より与えられた R_s の範囲において非振動項の減衰時定数はほぼ $1\mu\text{s}$ ($\beta=10^6$) に等しく、また振動項の減衰時定数 ($1/\gamma$) は R_s とともに急速に小さくなる。なお振動振幅 B はほぼ 1 に等しい。したがって振動成分は直接 γ と β の比によって定まる。いま後述するように測定器の高域の周波数特性を 1Mc とし、その立上がり時間を $0.3\mu\text{s}$ ⁽⁷⁾ とすれば測定器出力において振動成分を 5% 以下に押えるには大略 γ/β が 10 以上あればよい。しかし実際には計数装置に要求されるダブルパルスの分解能が後述するように $3\mu\text{s}$ であることを考慮して γ/β は 4 以上もあれば十分であろう。一方振動パルスの波高値は非振動パルスに比べ R_s/R_d が 0.1 ではほぼ 1 に等しいが、0.01 では非常に大きく 2 倍近くになる。

以上の結果振動防止用として検出回路に直列にそう入する制動抵抗は検出抵抗の約 1/10 に選ぶのが適当である。

(2) 試料

一般に機器の電気的な回路構成を微細にみればコロナ発生点より線路端まで RLC の複雑な分布定数回路を形成している。しかしここでは試料の回路応答を巨視的に LC の直列回路 (図 2.6) とみなしたとき、直列のインダクタンス L_s' が検出回路の線の漂遊インダクタンス L_s と同程度ないしはそれ以下であれば適用できると考えてさしつかえない。すなわち L_s' が計算に用いた L_s の最大値 $100\mu\text{H}$ より以下であればよい。

2.2 周波数特性とパルスの変歪

コロナパルス電圧の式はほぼ式 (2.1) で表わすことができる。したがって、コロナパルスの周波数スペクトル⁽⁸⁾は

$$|G(j\omega)| = \frac{1}{\alpha} \cdot \frac{1}{\sqrt{1 + \left(\frac{\omega}{\alpha}\right)^2}} \dots\dots\dots(2.9)$$

これよりパルスを忠実に伝送するには測定器の周波数特性は低域は DC から高域は α より相当高くなければならない。

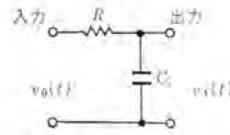


図 2.7 低域ロハ器で表わした高域の等価回路
Fig. 2.7 Equivalent circuit of high frequency response represented by low pass filter.

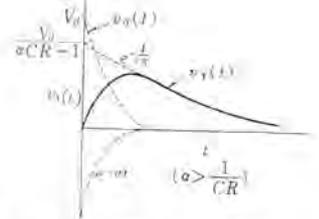


図 2.8 低域ロハ器の出力波形
Fig. 2.8 Output pulse of low pass filter.

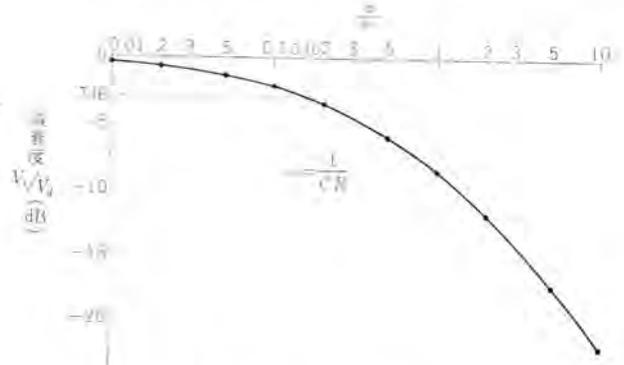


図 2.9 波高値の減衰

Fig. 2.9 Attenuation of peak value.

(1) 高域の特性による変歪

いま簡単に高域の特性を RC 1 段の低域ロハ器で模擬する⁽¹⁾。(図 2.7) ロハ器の出力は

$$v_1(t) = \frac{V_d}{1 - \alpha CR} (e^{-\alpha t} - e^{-\frac{t}{CR}}) \dots\dots\dots(2.10)$$

($\alpha CR \neq 1$)

$$v_1(t) = V_d \alpha t e^{-\alpha t} \dots\dots\dots(2.10)'$$

($\alpha CR = 1$)

またその波高値 V_1 は

$$V_1 = V_d (\alpha CR)^{\frac{\alpha CR}{1 - \alpha CR}} \dots\dots\dots(2.11)$$

($\alpha CR \neq 1$)

$$V_1 = V_d e^{-1} \dots\dots\dots(2.11)'$$

($\alpha CR = 1$)

したがってパルスはロハ器のシャ断角周波数 ($\omega_0=1/CR$) が低くなるとともにパルスの波尾の減衰時定数が長くなり、また波高値が減衰する。(図 2.8, 2.9)

とくに前者はパルスの分解能を下げる。したがって少なくともシャ断角周波数は $\omega_0 > \alpha$ でなければならない。実用的にはパルスの波高値の減衰を 3dB 以内にとってシャ断周波数 f_0 が

$$f_0 \geq \alpha \dots\dots\dots(2.12)$$

であることが望ましい。これより高域の周波数特性は後述するように $\alpha=10^6$ であるので 1Mc まで平坦であればよい。

(2) 低域の特性による変歪

図 2.1 に示したようにコロナ測定では電源周波数を除去し、コロナパルスだけを取り出すために普通高域ロハ器が使

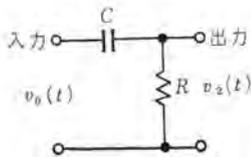


図 2.10 高域ロハ器 (1)
Fig. 2.10 High pass filter. (1)

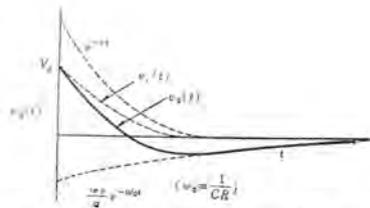


図 2.11 高域ロハ器の出力波形 (1)
Fig. 2.11 Output pulse of high pass filter. (1)



図 2.12 パルスの変形による測定誤差
Fig. 2.12 Measuring error caused by deformation of pulse.

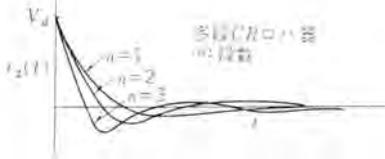


図 2.13 高域ロハ器の出力波形 (2)
Fig. 2.13 Output pulse of high pass filter. (2)

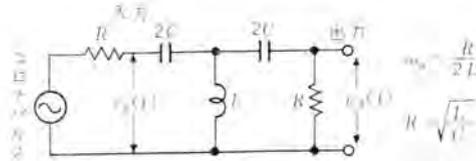


図 2.14 定K形高域ロハ器 (2)
Fig. 2.14 Constant K-type high pass filter. (2)



図 2.15 定K形高域ロハ器の出力波形 (3)
Fig. 2.15 Output pulse of constant K-type high pass filter.

用されている。パルスの周波数スペクトルからすれば電源周波数だけ除去する帯域ロハ器が理想的であるが実際には装置が複雑化すること、電源周波数には一般に高調波を相当含んでいるので帯域ロハ器はほとんど使用されない。

まずCR 1段の高域ロハ器 (図 2.10) を取上げてパルスの変形の傾向を調べる。ロハ器の出力は

$$v_2(t) = \frac{V_d}{1 - \frac{\omega_0}{\alpha}} \left(e^{-\alpha t} - \frac{\omega_0}{\alpha} e^{-\omega_0 t} \right) \dots \dots \dots (2.13)$$

($\alpha \neq \omega_0$)

これよりパルスの変形は波高値に減衰はないが逆極性にはねかえりを生ずる。(図 2.11) したがって実際の測定ではこの逆極性のはねかえりのパルスを誤まって測定したり、近接したパルスの大きさを正確に読むことができない (図 2.12)。式 (2.13) よりはねかえりの大きさは

$$K = -V_d \left(\frac{\omega_0}{\alpha} \right) \frac{1 + \frac{\omega_0}{\alpha}}{1 - \frac{\omega_0}{\alpha}} \dots \dots \dots (2.14)$$

となる。したがってのはねかえりを小さくするにはロハ器のシ+断角周波数 ω_0 をコナパルスの減衰定数 α に比べて十分低くしなければならない。一方ロハ器は電源周波数において必要な減衰がえられなければならない。そこで逆に α を大にすればよいが、この α も式 (2.12) より測定器の高域の特性を向上させなければならないために限度がある。以上の結果より筆者らは実用的見地から α として

$$\alpha = 10^6 \dots \dots \dots (2.15)$$

すなわちコナ検出回路の時定数を $1 \mu s$ に設定することが適当であると考える。

さて実際に高域ロハ器としてはどのようなロハ器が適当であるか、またそのシ+断周波数をいくらにしたらよいか簡単なロハ器を二、三取上げて考察する。CR のロハ器が何段にも縦続接続されるときは出力のパルスは (2段のばあい)

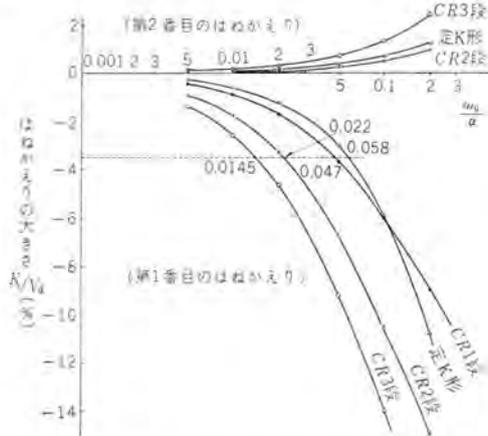


図 2.16 はねかえりの大きさ
Fig. 2.16 Magnitude of overshooting caused by deformation of pulse.

$$v_2(t) = \frac{V_d}{\left(1 - \frac{\omega_0}{\alpha}\right)^2} \left[e^{-\alpha t} - \frac{\omega_0}{\alpha} e^{-\omega_0 t} \left\{ \left(2 - \frac{\omega_0}{\alpha}\right) - \left(1 - \frac{\omega_0}{\alpha}\right) (\omega_0 t) \right\} \right] \dots \dots \dots (2.16)$$

($\omega_0 \neq \alpha$)

(3段のばあい)

$$v_2(t) = \frac{V_d}{\left(1 - \frac{\omega_0}{\alpha}\right)^3} \left[e^{-\alpha t} - \frac{\omega_0}{\alpha} e^{-\omega_0 t} \left\{ \left(3 - 3\left(\frac{\omega_0}{\alpha}\right) + \left(\frac{\omega_0}{\alpha}\right)^2\right) - \left(1 - \frac{\omega_0}{\alpha}\right) \left(3 - 2\frac{\omega_0}{\alpha}\right) (\omega_0 t) + \frac{1}{2} \left(1 - \frac{\omega_0}{\alpha}\right)^2 (\omega_0 t)^2 \right\} \right] \dots \dots \dots (2.17)$$

したがって段数の増加とともにのはねかえりの数が増してゆく。(図 2.13)

定K形1段T形ロハ器 (図 2.14) では

$$v_2(t) = \frac{V_d}{\left(1 - \frac{\omega_0}{\alpha}\right) \left\{ 1 - \frac{\omega_0}{\alpha} + \left(\frac{\omega_0}{\alpha}\right)^2 \right\}} \times \left[e^{-\alpha t} - \frac{\omega_0}{\alpha} \left\{ 1 - \frac{\omega_0}{\alpha} + \left(\frac{\omega_0}{\alpha}\right)^2 \right\} e^{-\omega_0 t} \right]$$

$$+ \frac{\omega_0}{\alpha} \left(1 - \frac{\omega_0}{\alpha}\right) \sqrt{\frac{7 - 16 \frac{\omega_0}{\alpha} + 16 \left(\frac{\omega_0}{\alpha}\right)^2}{3}} \times e^{-\frac{\omega_0 t}{\alpha}} \sin\left(\sqrt{\frac{3}{2}} \omega_0 t - \varphi\right) \dots \dots \dots (2.18)$$

ここに

$$\begin{aligned} \omega_0 &= R/2L \quad (\text{シタ断角周波数}) \\ R &= \sqrt{L/C} \quad (\text{公称インピーダンス}) \\ \varphi &= \tan^{-1} \frac{\sqrt{3}}{2\left(1 - 2\frac{\omega_0}{\alpha}\right)} \end{aligned}$$

となり、振動的になる。(図 2.15)

つぎにこれらのパルスのはねかえりの大きさを図 2.16 に示す。ここで α は 10^6 とし、またははねかえりは第 2 番目まで計数形計算機で求めた。参考のために上記のロハ器の周波数特性を図 2.17 に示す。これより第 1 番目の逆極性に生ずるはねかえりの大きさを 5% 以下に抑えようとするれば測定器の高域の周波数特性によるパルス波高値の減衰 (3dB) を考慮してそれぞれのロハ器について

- (CR 1 段) $\omega_0/\alpha < 0.047$ すなわち $f_0 < 7.5 \text{ kc}$
- (CR 2 段) $\omega_0/\alpha < 0.022$ $f_0 < 3.5 \text{ kc}$
- (CR 3 段) $\omega_0/\alpha < 0.0145$ $f_0 < 2.3 \text{ kc}$
- (定 K 形) $\omega_0/\alpha < 0.058$ $f_0 < 9.2 \text{ kc}$

また上記のシタ断周波数において商用周波数 (60 c/s) における減衰度は

- (CR 1 段) -42 dB
- (CR 2 段) -71 dB
- (CR 3 段) -98 dB
- (定 K 形) -132 dB

となる。したがってロハ器は定 K 形がもっとも有利であり、ついで CR 3 段、2 段、1 段の順となる。商用周波数における減衰度を一定にすれば一般にシタ断周波数以下において減衰の割合が大きいロハ器ほどパルスのはねかえりを小さくすることができる。しかしながら実際には商用周波電源に普通高調波が若干含まれるので必ずしも急激に減衰するロハ器が適するとは限らず、実用的な面からすれば定 K 形 1 段程度のロハ器で十分であろう。以上の結果をまとめると高域ロハ器は定 K 形 1 段のロハ器が適し、そのシタ断周波数は

$$f_0 \leq 9.2 \text{ kc} \dots \dots \dots (2.19)$$

に設定することが望ましい。

2.3 ダイナミックレンジと分解能

非常に大きなパルスに続いて近接してパルスが到来するときには図 2.18 に示すように後続のパルスの波高値を正確に読むことができない。したがって計数器の分解能をよくして非常に近接したパルスを識別できるようにしてもあまり意味がなく、同様にダイナミックレンジを上げて観測できる最大のパルスと最小のパルスの比を大にしても無意味である。図 2.19 はコロナパルスの減衰定数 α を変数にとってダイナミックレンジと分解能の関係を示したものである。これよりたとえば分解能を $5 \mu\text{s}$ とすればダイナミックレンジは 148 となり、最高 148 V までのパルスを測定するとき

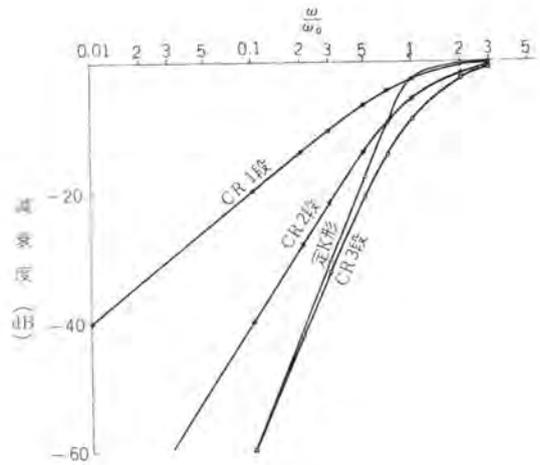


図 2.17 高域ロハ器の周波数特性
Fig. 2.17 Frequency characteristic of high pass filter.

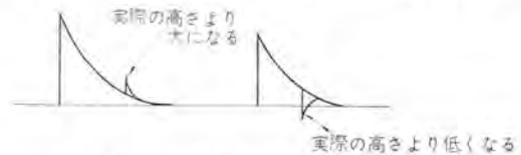


図 2.18 近接したパルスの波高値の誤差
Fig. 2.18 Pulse height error of small pulse masked by large pulse.

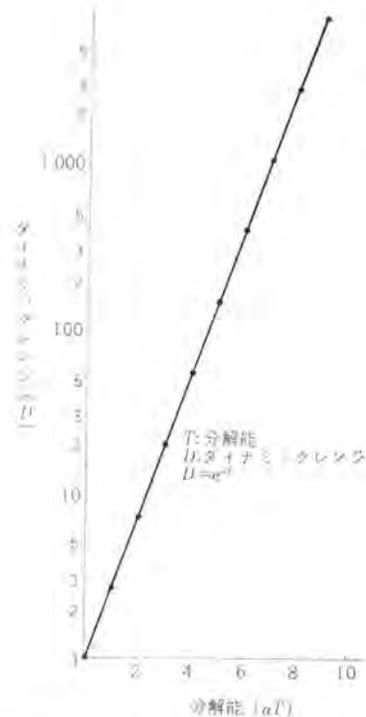


図 2.19 分解能とダイナミックレンジ
Fig. 2.19 Relation between resolving time and dynamic range.

はパルスの測定範囲が 1~148 V までとなる。すなわちパルスの波高値に対してえられる精度は 0.7% である。

一方前節に述べたように高域ロハ器によってパルスにはねかえりを生ずるので、ダイナミックレンジそのものは制約を受け、はねかえりを 5% とした結果 20 となる。したがって結局ダブルパルスの分解能は

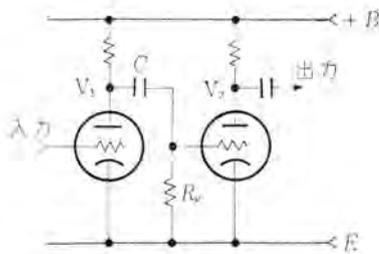


図 2.20 CR 結合増幅器
Fig. 2.20 CR-coupled amplifier.

$$\left. \begin{aligned} \text{分解能 } T &= 3 \mu\text{s} (\alpha = 10^\circ) \\ \text{ダイナミックレンジ } D &= 20 (\text{精度 } 5\%) \end{aligned} \right\} (2.20)$$

となり、パルス波高値の精度は5%になる。パルスの分布の測定は上記の範囲内において行なわなければならない。なお測定器の性能は上記の値を満足するように設計すればよい。

2.4 過大信号と増幅器の飽和

増幅器に AC 増幅器が使用されているときは普通図 2.20 に示すように CR 結合増幅器が大部分である。いま V_2 の入力に大きな信号がはいってグリッド電流が流れるとグリッドリーク R_g は V_2 のグリッドとカソード間のインピーダンス(グリッド電流が流れるときは非常に小さい)で短絡され、結合コンデンサ C の両端に電圧が生ずる。したがって R_g 両端のパルス電圧は大略図 2.21 のようになる。すなわちグリッド電流によって逆極性にはねかえりを生ずる。したがって増幅器は要求されるダイナミックレンジの範囲内において最大の信号に対しグリッド電流が流れないように設計しなければならない。たとえば波高分析器あるいは計数装置の最小波高弁別レベルが5Vで5~100Vまでパルスの波高値を分析するとすれば増幅器は100Vに相当する電圧までグリッド電流が流れないようにしなければならない。とくにダイナミックレンジを広げるには適当に振幅制限器を設けるか、差動増幅器あるいはDC結合増幅器にするなどの対策が必要である。

2.5 雑音

ここでは測定器の内部で発生する雑音は省略し、外來雑音について二、三ふれる。雑音を大きく分類すると

- (1) 放送波
- (2) 工場雑音(溶接機、整流火花など)

でいずれも空气中、測定ケーブル、電源などから侵入してくる。したがってその対策としては試験設備をシャハイ室でおおい、電源側にはラインフィルタを設けることが必要である。またコロナは空中に一部電波となって放射されるので測定装置とコロナ試験回路とは別々にシャハイすることが望ましい。とくに電源側のシャハイはラインフィルタなどでは衝撃性の雑音に対し十分には除去できないので、できれば測定器の電源だけは電動発電機を用いるべきである。すなわち電動機を測定器室の外に設置し、これと絶縁結合した発電機(測定器室内)によって測定器の電源を供給する。

つぎに測定ケーブルからの雑音であるが、これはとくに



図 2.21 過大信号パルスの変歪
Fig. 2.21 Deformation of excessive large pulse.

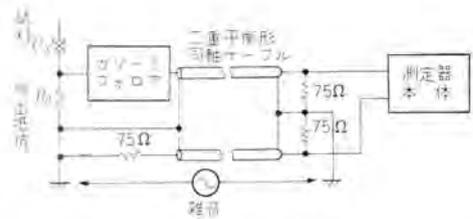


図 2.22 雑音の対策
Fig. 2.22 Method for eliminating noises transmitted from earth sides.

コロナ検出回路と測定器本体が相当隔たって接地側のインピーダンスが影響してくるとき大になる。したがってかかるときは図 2.22 に示すように測定ケーブルを二重平衡形にし、さらに測定器本体を差動入力にして接地側からの雑音を打ち消すようにしなければならない。

3. む す び

結果を要約するとコロナパルスの分布測定において

- (1) 検出回路の時定数は高域ロハ器のシャ断周波数および測定器の周波数特性を考慮して約 $1 \mu\text{s}$ 程度が適当である。
- (2) 検出回路のパルスの振動を防止するために回路に直列にそう入する制動抵抗は検出抵抗の $1/10$ 程度なければならない。
- (3) 試験電源周波数除去用の高域ロハ器は定K形1段LCロハ器が適し、そのシャ断周波数は9.2kc以下であればよい。
- (4) 測定器の周波数特性は高域は1Mcまで平たであるを要し、低域は高域ロハ器のシャ断周波数より十分低ければよい。
- (5) パルスの分布の測定範囲を定めるダイナミックレンジとダブルパルスの分解能は微小パルスが大きなパルスにマスクされることおよび高域ロハ器によるパルスの変歪などを考慮して前者は20、後者は $3 \mu\text{s}$ となる。したがって測定器は上の値を満足する性能を備えればよい。などである。

最後にこれらの解析において数値計算は当所電気第二研究室の吉江技師、関本技師および佐久間技手の援助のもとに計数形計算機によった。ここに深謝する。

(昭 36-6-13 受付)

参 考 文 献

- (1) 回転機絶縁試験法委員会：発電機線輪絶縁試験法，電気書院(昭 33)。
- (2) T. W. Dakin and J. Lim: Corona Measurement and Interpretation Power Apparatus and System, p. 1059 (December, 1957).
- (3) 原・平林：絶縁材料の耐コロナ試験法，「三菱電機」34, No. 7, p. 890 (昭 35)。
- (4) 放電専門委員会：絶縁物の耐コロナ性(コロナの量的測定)電気学会技術報告 45, p. 32 (昭 36)。
- (5) Whitehead: Dielectric Breakdown of Solids, (1951)。
- (6) 井関：コロナ測定回路中の振動とその防止法，放電専門委員会資料 No. 9 (昭 34)。
- (7) 川上：電子回路 IV, 共立全書 p. 104 (昭 32)。

計数形電子計算機入出力の一方式 (2)

研究所 中塚正三郎*・前田良雄*・小林孝二郎*

Input-Output System for Digital Electronic Computers (2)

Research Laboratory Shōzaburō NAKATSUKA・Yoshio MAEDA・Kōjirō KOBAYASHI

The digital electronic computer is composed of an arithmetic unit, a control unit, a memory unit and an input-output unit. The most crucial problem, however, is a system design and a logical design of each of the units and their correlation in the manufacture of the digital computer. The writers' main points of discussion are set-up of an input-output sub-control unit aside from the main control unit; its control unit consists of a sequential control circuit; provision of an input-output buffer memory permits an operation of input-output in parallel with the arithmetic operation; and also there are many input-output modes prepared for. The input-output system is applicable to many computers in addition to delay line type computers. Following the previous issue thorough explanation is made herein on an input-output central—particularly on the sequential control circuit—among other things.

1. ま え が き

計数形電子計算機は入力装置、記憶装置、演算装置、出力装置および制御装置から構成されているが、入力装置、出力装置を計算機の他の部分とどのように関係づけるかということが計算機設計上の一つの基本的な問題であって、これは計算機の他の部分をどうするか、入出力装置としてどのようなものをどの程度接続するかということに関係し、この関係づけを入出力方式と呼んでいる。

計算機の制御装置は、計算機の規模が大きくなるにしたがっていくつかに分割され、演算、入力、出力など各部分装置を制御する部分制御装置から構成されるようになる。

この論文においては、遅延線形磁気円筒記憶装置を主記憶装置とする中形計数形電子計算機の入出力方式（換言すれば入出力制御方式）について記述するのであるが、入出力制御、および他の部分との関係づけに関する事項についてはすでに前号において述べたので本号においては入出力制御をおこなう逐次制御回路がどのように構成され動作するものであるかを中心にして入出力部分制御装置を MELCOM-LD1 電子計算機を例にとって記述した。

2. 入出力制御方式

すでに前述したように、本文において記述する入出力制御方式は、主制御部のほかに入出力を直接制御する入出力制御部を有するもので、入出力制御部は主制御部からどの入出力命令をおこなうかの指令を受けたのちは入出力制御部の内部状態および情報の内容によって逐次入

出力動作を制御してゆくものである。主制御部がプログラムによってすべての制御をおこなうのに比してまったくその機能を異にする。さらに入力制御部と出力制御部に分割し、互いに独立して制御するなどの拡張が容易に考えられる LD1 を製品化した MELCOM-1101 ではこの方法が採用されている。

このような部分制御部により機械内部の状態あるいはさらに外部の状態によって逐次自動的に制御してゆく考え方は、電子計算機だけでなく今後の自動機械にますます適用されてゆくものであると考えられる。

計数形電子計算機 MELCOM-LD1 の入出力制御部は概略以下に示すような部分から構成されている。

2.1 入出力命令蓄積器とデコーダ

プログラムで指定された入出力命令は RC において主制御蓄積器に読み込まれるが、TR において入出力命令蓄積器に必要な内容が転送される。この TR をとくに TRO で示し TRO・133 を TRE で示す。TRE はすでに述べたように入出力動作を開始させるパルスであるが、換言すればそれぞれの入出力命令に対する逐次動作をおこなうための内部状態の初期状態を設定するものであることができる。蓄積器は 12 個の OC-トリップフロップから構成され OC0 は 0 であれば入出力制御部が動作していない状態 (READY STATE と呼称している) であることを示し、1 であれば入出力動作がなお継続していることを示す。OC1, OC2, OC3, OC4, OC5 はデコーダに加えられ、デコーダの出力は入出力制御部各部のゲートに加えられる。すなわちデコーダは入出力制御部内での制御パルスおよび情報の伝達経路をそれぞれの入出力命令に適するようにゲートを制御する信号を発生するもので

* 電気第二研究室

あるということが出来る。

OC6, OC7 は SLOW OUT の場合には演算蓄積器 ARI, AR II, AR III のいずれを選ぶかを指示するもので OC6・OC7, OC6・OC7, OC6・OC7 がそれぞれ ARI, AR II, AR III に対応していることは前号(参考文献(3))の表 3.1 から明らかである。

FAST IN すなわち探索命令においては OC6, OC7, OC8, OC9 は 2 進減算計数器を構成し、TRO において最初探索すべきブロック数が入れられ 1 ブロック探索するごとに 1 を減じ 4 個の OC-フリップフロップがすべて 0 になって後、正逆方向探索に応じて適当なときに探索を終了するようになっている。

OC10, OC11 は同種の入出力装置の 4 台のうちどれを使用するかを指定するもので、各装置には使用に際して #0, #1, #2, #3 の指定をおこなうスイッチが設けられており OC11・OC10, OC11・OC10, OC11・OC10, OC11・OC10 が対応するようになっている。

接続されているすべての入出力装置をつねに使用することはきわめてまれであると考えられる。このような場合入出力装置がいつでも動作しうようになっていると装置の寿命を短くするので、MELCOM LD1 においては必要でないときには停止状態にしておき、必要になったときに装置を動作しう状態にするようになっている。この場合用いる装置が動作しう状態になっているかどうかを上述の装置選択信号でテストするようになっている。これを入出力テストと呼んでいる。

2.2 ステートフリップフロップ

入出力制御部は TRE によって最初のステートが形成されたのちは制御部の内部状態により逐次動作をすすめてゆくことはすでに述べたが、内部状態を決定するおもなものがステートフリップフロップである。ステートフリップフロップは ODP, ODL, ODI, OEF, OEA, OEB, OEL と呼ばれる 7 個のフリップフロップの総称であって、入出力制御中は ODP, ODL, ODI の一つ(ただ一つ)と OEF, OEA, OEB, OEL の一つ(ただ一つ)が 1 となり、OD と OE の組合せによってどの部分の制御をおこなうかを決定するのである。詳しいことはあとで述べるが、その大要は次のとおりである。

ODP・OEF で示される状態では出力すべき情報のアドレスライン(M39, ARI, AR II, AR III)から出力バッファ(ML, MS, MD)への転送がおこなわれる。

ODP・OEA なる状態では SLOW OUT の場合に限られるがホルマートの転送がおこなわれる。ODP・OEL は ML にたくわえられている出力すべき情報に関して無意味な 0 消去をおこなわせる。ODP・OEB は出力装置のテストを、ODL・OEA と ODL・OEB はテープ出力のさいりデータ部分の作成をおこなう。ODI・OEF はホルマートの呼出しを、ODI・OEA は出力すべきキャラクタ(文字とか数字)のとり出しを、ODI・OEB は出力装置を動作させ、ODI・OEL は次に出力すべき語のとり出しをおこなう。

2.3 入出力バッファと OA-, OB- フリップフロップ

入出力制御を円滑におこなわせるとともに演算を入出力と並行しておこなうために入出力バッファと OA-フリップフロップと OB-フリップフロップとが設けられている。入出力バッファとして ML (100 語), MF, MZ (4 語), MD (2 語), MS (1 語)が設けられていることはすでに述べたが、入力の場合には M47, MZ, M39 が、出力の場合には ARI, AR II, AR III, M39 のいずれかと、ML (M39 から出力のとき), MZ, MF, MS, MD が用いられる。

OA, OB は入力、出力いずれの場合にも用いられ、OB は入出力装置との間で情報を受送し、OA は M47, MF, MS, MD などのラインとのプレセッションに用いられ OA→OB (出力)の転送は OB セットパルスで、OB→OA (入力)は ⑧, ⑨ によっておこなわれる。

2.4 ホルマート

FAST OUT においてはもっとも簡潔な形式で情報を出力装置に与えればよく、操作者あるいはプログラマに容易にその内容が読みとれなくてもよいのであるが SLOW OUT の場合には、操作者、プログラマはもちろんのこと他の多くの人達に理解できる形式で出力することが重要な条件である。すなわち数値の場合、負であれば最初に“-”を、小数部分をもつ場合には所定のところに小数点をタイプさせるとか、整数部分の最初が 0 を含む場合にはそれをタイプさせないとか、つぎの数値はスペースをおくか改行してタイプさせるとかの制御が必要で、この種の制御をホルマートコントロールと称し、これに用いられる各コードをホルマートコードと呼んでいる。ホルマートコードには 12 種が設けられており、そのホルマートコードについて回数指定(1 から 15 まで)を要するものと、要しないものとがあり、前者には Space Bar (SP), Skip (SK), Wait (WT), Digit (DT), Tab (TB), Carriage Return (CR), 後者には Sign (SG), Word End (WE), Period (PD), Stop (ST), Set Mode A (AM), Set Mode N (NM)がある。

Space Bar はおもにタイプアウトのときに用い、タイプアウトされる内容に関係せずスペースをとっていただくだけの動作をおこなわせる。Space Bar のホルマートコードは“0110”であって、オフラインでフレキシライタによってタイプアウトするためにテープパンチをおこなうときにはこのコードが FUNCTION であることを示す 0 が最初につき“00110”としてパンチされる。

Sign (0001) は符号を出力するのに用いる。符号は OS フリップフロップにたくわえられており、負の場合には“00001”正の場合には“00110”として出力装置に加えられる。

Word End (0010) はタイプアウトなどには直接関係しないが、入出力の制御上必要なもので次のような機能をもっている。すなわち M39 から連続して情報を出力させるとき、1 語の出力が完了したとき次の語をとり出すことが必要で Word End はこの機能をもっている。さら

に出力が全部完了したかを調べるための必要から各語のサインビットに相当する部分の内容を消去することが必要でそのための1ビットプレセッションの機能をも有している。また入力の場合に符号をOS フリップフロップからライン(M47)のサインビットにそう入するための機能をももっている。

Period (0011) は小数点を語の適当な部分にタイプする機能をもっている。

Stop (0100) は入出力動作を終わらせるためのものでホルマートの最後に必ずおこななければならない。M39 から出力するときには Stop が次に述べる Reload に変化することがあるが、ここでは説明を省略する。

入力の場合には Stop は Reload の機能をも備えている。Reload (0101) はホルマートに Reload を書くことはなく Stop が変化してこのホルマートコードになるのである。出力においては Reload が OB フリップフロップにはいつているときにはホルマートのとり方に変化が起こるようになっている。入力においては M47 の内容を MZ を介して M39 に入れる機能をもっている。

Skip (0111) は MS あるいは MD の最上位の1ビットを0にして1ビットプレセッションをおこなうものである。主として倍精度の出力のときに用いる。このホルマートコードもホルマートを1語の内容に対して完結させるために用いるものである。

Digit (1001) は SLOW OUT において主役をはたすホルマートであって、Aモードの場合には8ビット、Nモードの場合には4ビットを1キャラクタとしてとり扱う。何キャラクタを連続して出力するかをこのホルマートコードの次に Hexa Decimal で指定する。ただし指定の範囲は1から15(Z)までである。

テープパンチの場合には1キャラクタは4ビットであるからAモードの場合には制御部でホルマートで指定された2倍のパンチをおこなうようになっている。

Wait (1000) は Digit と取扱うビット数について同じであるがプレセッションだけをおこないテープパンチのときには“01000”をパンチし、タイプアウトのときにはタイプライタはいかなる動作もおこなわない。

Tab (1010) および CR (1011) はタイプアウトのときに必要なものであるがオフラインでフレキソアウトするときにはテープにこのコードを“01010”あるいは“01011”としてパンチしておこななければならない。

Set Mode A (1100) および Set Mode N (1101) は何ビットを1キャラクタとして扱うかを指定するもので前者は8ビット、後者は4ビットを1キャラクタとしてとり扱うようになっている。

2.5 ホルマートコントロール

SLOW OUT においてホルマートコントロールが必要であることはすでに述べた。

ここではホルマートコントロールが入出力制御部のどの部分でおこなわれるかについてその要点を述べる。

出力にさいして必要なホルマートは主制御部が出力命令

を読みこむまでに、つぎに示す部分に準備されていなければならない。すなわち ARI, AR II に関するタイプアウトのホルマートは M2 の W03 から W00 に、AR III のそれは M3 の W03 から W00 に、これら以外の SLOW OUT のホルマートは M4 の W03 から W00 にあらかじめ記憶されていなければならない。これらのホルマートは ODI・OEA のとき M2, M3, M4 のいずれかから MF に転送される。また ODI・OEF のときに OB の内容が Reload Code (以下 X の内容が Y であるとき通常 [Y]_X で示す。ただし OF フリップフロップの内容は (Y)_{OF}、不完全なホルマートは [Y]_F、完全なホルマートは [Y]_{OF} で示す。ここでいう不完全とはあとの説明で明らかになるが誤りの意味でないことに注意) である場合には MZ の内容が OF フリップフロップを介して MF に転送され、最初のホルマートコードが OF に記憶される。また [Reload]_{OB} の場合には MF と OF との間で4ビットプレセッションがおこなわれ、つぎのホルマートコードが OF に記憶される。回数指定のホルマートコードが OF に記憶されたときには、たとえば (Digit)_{OF} ならば [Digit]_F により OWF が1となり繰り返し MF と OF とのプレセッションをトリガするとともに [Digit]_F は OW フリップフロップに移され [Digit]_{OF} となる。MF と OF とのプレセッションが終われば回数を指定する数が OF にはいり、同時に OF フリップフロップは2進4ケタの減算計数器に変化し、OB SET PULSE (たとえば、これが1回のタイプ動作に相当する) を計数し指定された回数だけ繰り返したのち HFC (OF 計数器の内容が0であることを示す) によって OW フリップフロップはリセットされふたたび ODI・OEF で新しいホルマートが OF に記憶される。回数指定でないホルマートコードの場合にはそれに相当する出力をおこなったのち直ちに次のホルマートコードをとり出すようになっている。

2.6 入力トランスファコントロール

入力は動作のうえから SLOW IN と FAST IN に分けられる。

(1) SLOW IN

入力モードには Nモード、Aモード、Cモード、Fモードの4種があることはすでに述べたとおりである。

コードあるいはキャラクタの各ケタを入出力部分においてはレベルと呼ぶことがあり最下位からレベル1、レベル2…と名づける。

MELCOM-LD1 においては、1コード8レベル(ビット)を基本とし、文字、数字、記号などはレベル5,6,7,8のいずれかに少なくとも一つ1が存在し、入出力動作に必要ないわゆる FUNCTION を示すコードはレベル5,6,7,8がすべて0となっている。すべての入力情報は1キャラクタごとに OB フリップフロップに記憶されるが、その内容が FUNCTION であるかどうかは OB5, OB6, OB7, OB8 がすべて0であるかどうかを調べればよい。

各モードについて入力動作を述べることはさげもつとも基本的な Nモードについて以下述べることにするが、

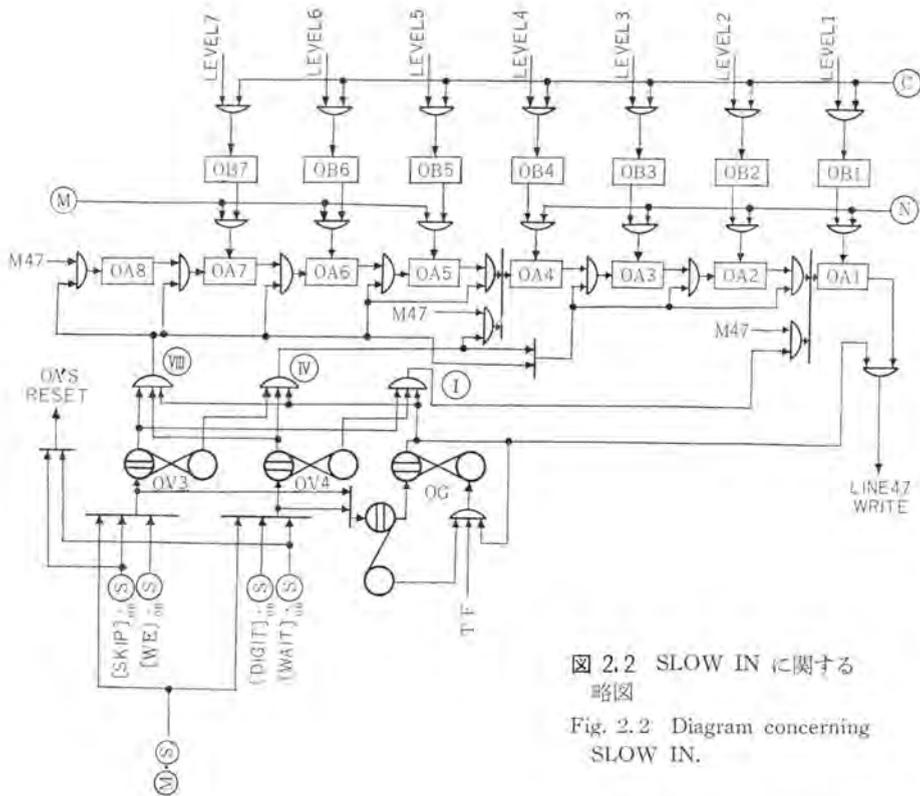


図 2.2 SLOW IN に関する略図

Fig. 2.2 Diagram concerning SLOW IN.

て OS の内容が OA1 に転送されるとともに OS がリセットされる。

OG フリップフロップは ⑧ によってセットされるが ⑧ は TF の一つであるから OG は WT 00・t1 (Mod. 4-WT) から 1 となり通常次の TF, すなわち WT03・t33 まで続く。OG の出力は OA と M47 とのプレセッションのおこなわれる時間を定めるものでその時間は 4-WT である。OA は 8 個のフリップフロップから構成されているがそのうち何個をプレセッションに関係させるかは OV3, OV4 によって制御し OV3 がセットされているときには OA1 だけが、OV4 がセットされているときには OA1, 2, 3, 4 がプレセッションに関係し、それぞれ 1 ビット、4 ビットプレセッションと呼ばれる。このプレセッションによって OA の内容が逐次 M47 の W00 から W03 の方向にそう入されていく。M47 は 4 語ラインであるから高々 4 語までしかそう入できないからさらに多くの情報を入力する場合(テープから入力する場合には 100 語を標準としている)には他のラインに転送することが必要で二つの方法がとられている。一つは主制御部から転送命令によっておこなうもので、他の一つは Reload Code を入力させるものである。前者では任意のラインに転送できるが主制御部によって制御するために演算に影響する。後者では主制御部に関係しないが転送先は M39 に限られる。M47 から M39 への転送には最小 100-WT を要し、情報の入力速度に影響するのでこれを除くため MZ を介しておこなわれる。これには OV5, OV6, OV7 の制御用フリップが関係するが図 2.1 により動作は明らかであるから省略する。[Stop]_{OR} の場合には [Reload]_{OR} と同様の動作をすると同時に入出力命令蓄積器 OC をリセットしすべての入力動作を終了する。

他のモードは N モードを拡張ないし変形したものであるからその大要は推測できるであろう。

N モードにおいて、入力装置から情報が送られてくると入力レベルラインにコード化された信号が現われ、それらは OR ゲートを介して HC1 に加えられる。レベルラインでの信号の持続時間はタイプライタから入力した場合を例にとれば 30~50 ms で立上がり、立下がりにはフィルタによってなだらかになっている。HC1 に信号が加えられるとフリップフロップ OV1 がまずセットされ、つづいて OV2 がセットされる。OV1 がセットされている間信号 ④ が出て各レベルラインの内容に応じて OB フリップフロップがセットされ入力情報が OB に記憶される。入力信号はやがてなくなるから HC1 はもとの状態となりつづいて OV1 がリセットされる。OV2 のリセット項には TF がかかっているから、OV1 がリセットしてはじめて出る TF によってリセットされ、これと同時に信号 ④, ⑤, ⑥ が出る。信号 ④, ⑤, ⑥ が出るまでに OB テーポータによって OB の内容が何であるかがわかっている。入力の場合には文字、数字、記号は論外として FUNCTION を示す情報の中で [Stop]_{OR}, [Reload]_{OR}, [WE]_{OR}, [Skip]_{OR}, [Wait]_{OR}, [Sign]_{OR} 以外はすべて無視され入力制御にはあずからない。

[Digit]_{OR}, [Wait]_{OR} ならば ⑧ によって OV4 および OG が [Skip]_{OR}, [WE]_{OR} ならば ⑧ によって OV3 および OG がセットされる。また、[Wait]_{OR}, [Skip]_{OR} の場合には ⑧ によって OA フリップフロップがすべてリセットされ [Digit]_{OR} の場合には ⑧ すなわち ⑧ によって OB の内容が OA に転送され、[Sign]_{OR} の場合には ⑧ によって OS フリップフロップがセットされ、[WE]_{OR} の場合には ⑧ によ

他のモードは N モードを拡張ないし変形したものであるからその大要は推測できるであろう。

(2) FAST IN

FAST IN はすでに述べたように入力すべき情報の探索をおこなうものであって、パンチテープおよびマグネチックテープについて、Stop コードあるいは File コードによる正逆両方向の探索を一つの命令によって 15 ブロックまでおこなうことができる。

2.7 出力トランスファコントロール

出力は情報の扱い方のうえから SLOW OUT と FAST OUT に分けられる。

ここではまず SLOW OUT を Typeout M39 (Sin-

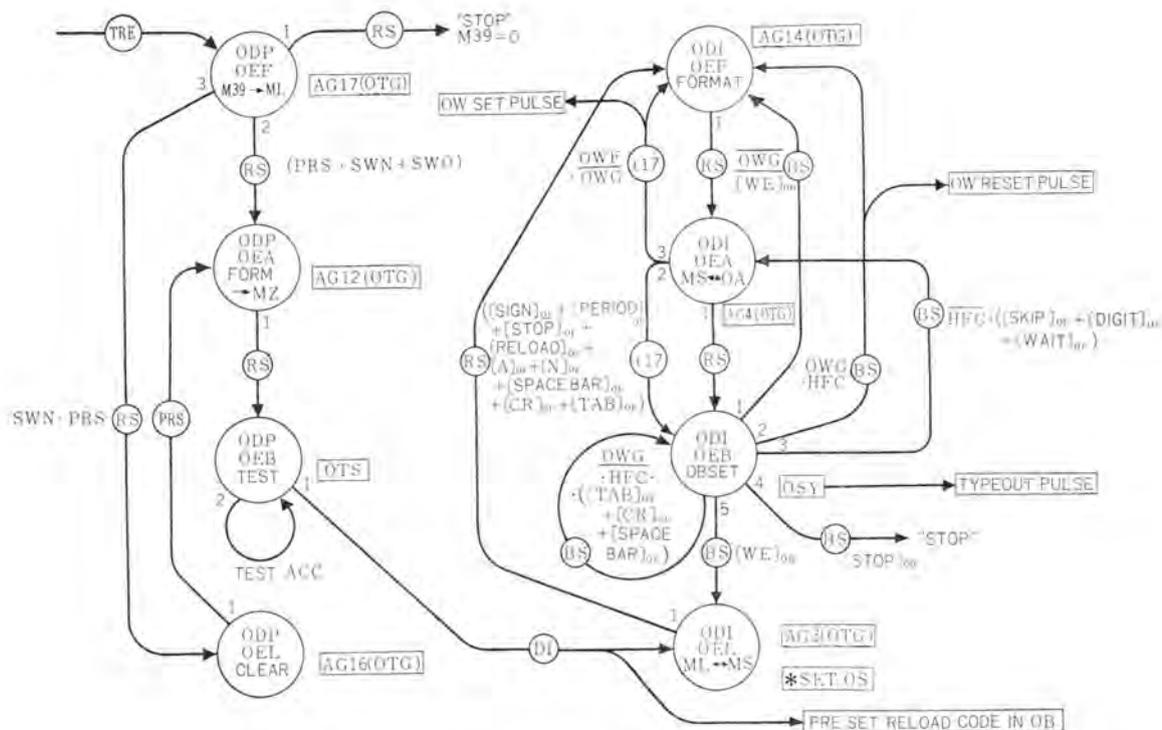


図 2.3 SLOW OUT のフローダイアグラム
Fig. 2.3 Flow Diagram in SLOW OUT.

gle) を中心にして説明し、つぎに FAST OUT について簡単に説明することにする。

(1) SLOW OUT

SLOW OUT はホルマートコントロールを必要とすること、ホルマートにはどのようなコードが用意されておりそのコードのもつ機能はどのようなものであるか、SLOW OUT、FAST OUT の両方について出力を制御するものとして OD、OE スタートフリップフロップがあり、その制御機能の大略はどうか、についてはすでに記述した。

ここで SLOW OUT についてその制御方式を詳記することはとうていできないので、Typeout M39 (Single) を例にとって情報の流れを述べ、そのうち SLOW OUT 一般の問題について述べることにする。

M4 の W03~W00 には次のようなフォーマットが用意されていると仮定をする。

(M4・W03~W00)=[NM][SG][DT][4][PD][DT][4][WE][TB][2][SG][DT][4][PD][DT][4][WE][CR][1][ST].....
=1101, 0001, 1001, 0100, 0011, 1001, 0100, 0010, 1010, 0010, 0001, 1001, 0100, 0011, 1001, 0100, 0010, 1011, 0001, 0100..... (このあとの部分 52 ビットは関係がないが一応全部 0 とする)

また M39 には次のような数値がはいっていると仮定する。

(M39・W99~W79+M39・W68~W00)=0
(M39・W78)=0001, 0010, 0011, 0100, 0101, 0110, 0111, 10001

(M39・W77)=0010, 0011, 0100, 0101, 0110, 0111, 1000, 10010
(M39・W76)=0011, 0100, 0101, 0110, 0111, 1000, 1001, 00001
(M39・W75)=0100, 0101, 0110, 0111, 1000, 1001, 0000, 00010
.....
(M39・W69)=0000, 0001, 0010, 0011, 0100, 0101, 0110, 01110

主制御部において“Typeout M39 (Single)”なる命令を RC において読み出したのち S7・SF・TR・t17 (=TRO・t17) の信号により、出力に必要な内容が OC に転送され TRE (=TRO・t33) によって入出力制御部の制御が開始される。図 2.3 は制御の概略を示すもので“Typeout M39 (Single)”による OC デコーダからの静的制御信号は省略してあることに注意を要する。

TRE によってスタートはまず ODP・OEF にセットされる。このスタートから他のスタートに移るためには図 2.3 から明らかなように信号 ⑧を必要とする。⑧は図 2.1 から明らかなように、プレセッションも含め情報の転送継続時間を制御するフリップフロップ OTG のリセット信号であるから、他に転移するためには OTG が動作し何かがしかの情報転送がおこなわなければならないことになる。OC デコーダからの静的制御信号とスタート(ODP・OEF)によって OTG は TO によってセットされ次の TO によってリセット(⑧となる)され、OTG が 1 である 100-WT の時間に AG17 が動作して M39 の内容が ML に転送さ

れる。もし M39 の内容がすべて 0 であれば入出力命令蓄積器 OC はリセットされ出力は止まる。しかし仮定によって M39 には内容があるから ⑧ によって ODP・OEA が ODP・OEL のいずれかに転移される。入出力制御部が “Clear Mode” であれば信号 SWN が 1, “Non Clear Mode” となっておれば SWO が 1 となる。ML を含む情報の プレセッションにおいて ML の内容が WT-99~WT-96 の時間すべて 0 であれば PRS, そうでなければ PRS が TO の時刻に現われる。図 2.3 から明らかなように SWO が 1 である場合、あるいは SWN が 1 で PRS が出る場合にはステートは ODP・OEA に転移し SWN が 1 で PRS が出ない場合には ODP・OEL に転移する。

ここでとり上げた例では ODP・OEF のステートにおいては PRS は W99~W96 がすべて 0 であるから出ず PRS が出る。したがって Clear Mode で SWN が 1 であるときには ODP・OEL に転移し OTG, AG16 によって ML と MF との間で 4W プレセッションを PRS が出るまでつづける。PRS が出なければ ODP・OEL から他のステートには転移できない。PRS が出たことは ML の W99~W96 が 0 でなくなったことを意味し、4W を単位としての 0 の除去が行なえたことになる。例では 500WT の間 プレセッションがおこなわれ M39・W79 が ML・W99 までシフトしたことになる。ODP・OEL で PRS が出たのちの時間では M39 の W79 から W00 までにあった内容は ML では W99~W20 にあると考えて以下の考察を進めればよいことになる。ODP・OEL で PRS が出るとステートは ODP・OEA となる。このステートにおいては OTG は TO でセットされつぎの TF でリセットされ ⑧ によって ODP・OEB に転移するが OTG が 1 である 4WT に M4・W03~W00 (ここには ホルマートが記憶されている) の内容を MZ に転送する。

ステート ODP・OEB は一般にこれから作動させる出力装置が出力情報信号を受け入れることができるような態勢にあるかどうかをテストするもので、受け入れうる態勢にあれば OTS によって ⑨ が出てステートは ODI・OEL に転移する。ステート ODI・OEL においては OTG が TO でセットされ次の TO でリセットされ ⑧ によってステート ODI・OEF に転移するが、OTG が 1 となっている 100WT の間に AG3 によって ML と MS の間でプレセッションがおこなわれ ML の W99 にあった内容が MS に、MS の内容 (最初であるから無条件に 0) が W00 にはいり W98 から W00 にあった内容は 1 語ずつシフトし W99 から W01 にはいる。このプレセッションによって MS にはいった内容は (M39・W79) である (Clear Mode であることに注意)。

ODI・OEF においては OTG が TF でセットされ次の TF でリセットされ ⑧ によって ODI・OEA に転移するが OTG が 1 である間に AG14 によってホルマートが OF フリップフロップに記憶される。AG14 によってホルマートの転送がおこなわれる場合二つの状態がありそのいずれが

用いられるかは OB フリップの内容すなわち $[Reload]_{OB}$ であるか $[Reload]_{OF}$ であるかにより前者では MZ→OF→MF, 後者では MF→OF→MF (≡MF←OF) がおこなわれる。図 2.3 から明らかなように ODP・OEB から ODI・OEL に転移させる信号 ⑨ によって OB に Reload があらかじめセットされているから AG14 によって MZ→OF→MF がおこなわれる。MZ には ODP・OEA において出力情報に対応するホルマートが M4 から転送記憶されているので OF には最初のホルマートコードが、つづく残りのホルマートコードは MF に記憶される。さて最初のホルマートは [NM] であったから $[N]_{OF}$ となり ⑧ によって ODI・OEA となったステートは、ODI・OEA で OTG が 1 となるまでの信号 t17 によって ODI・OEB に転移される。ODI・OEB から他のステートに転移するためには必ず ⑩ を必要とする。⑩ は OSY フリップフロップによって Typeout Pulse を発生し、その Back によって作られるものであるから $[N]_{OF}$ が OB SET PULSE によって OB に転送され、Typeout Pulse によって $[N-Mode]-Relay$ を動作させその Back として ⑩ が出る。この場合には $OWG \cdot [WE]_{OB}$ なる条件だけが満足されるので ⑩ によって ODI・OEF に転位しふたたび AG14 によってホルマートがとり出されるが $[N]_{OF} = [Reload]_{OB}$ であるから MF←OF プレセッションがおこなわれ、[N] のつぎのホルマート [SG] が OF にはいる。この場合も $[N]_{OF}$ の場合と同様 ⑩ によって一度 ODI・OEA に転移するが t17 によって ODI・OEB となり $[Sign]_{OF}$ は OB SET PULSE によって OS であれば $[Sign]_{OB}$, OS であれば $[Space Bar]_{OB}$ となり、いずれかがタイプアウトされ ⑩ によって $[N]_{OF}$ の場合と同様ステートは ODI・OEF となる。ここで次のホルマート [DT] が OF にはいり ⑩ によって ODI・OEA となるが、このホルマートは回数指定を要するものであり、この場合には $OWF \cdot OWG$ が満足され t17 によって ODI・OEF にふたたび転移すると同時に OW SET PULSE によって OW フリップフロップに $[Digit]_{OF}$ が記憶される。ODI・OEF においてさらにつぎのホルマートが OF にはいるがこれは回数を示すもので OWG が 1 となり OF は 2 進 4 ケタの OB SET PULSE に関する減算計数器となる。⑩ によって ODI・OEA となり OTG が t33 によってセット、リセットされその 1WT の間に AG4 によって MS←OA がおこなわれ MS の t33~t30 にあった内容が OA にはいる。⑩ によって ODI・OEB となるが $[Digit]_{OF}$ であるから OA の内容が OB SET PULSE によって OB に転送され $[○○○○]_{OB}$ となりスペースがタイプされる。HFC (計数器の内容が 0 でない信号でいま 3 となっている) と $[Digit]_{OF}$ を満足するから ⑩ によって ODI・OEA となり、MS のつぎの 4 ビットが OA にはいり同様にスペースがタイプされる。0 がタイプされずスペースをタイプするのは Typeout の場合には無意味な 0 はタイプしない制御がおこなわれているからである。さてこのようにしてスペースを 4 回タイプすると計数器の内

容は 0 となり、OWG・HFC が満たされるから ⑧ によって OW をリセットすると同時に ODI・OEF に転移し、つぎのホルマートを記憶する。ホルマートは [PD] であるから [Period]_{OF} となり ⑧ により、さらに t17 によって ODI・OEB に転移し [Period]_{OB} によって小数点がタイプされる。この場合には $\overline{\text{OWG}} \cdot \overline{[\text{WE}]_{\text{OB}}}$ が満たされ ⑧ によって ODI・OEF となりつぎのホルマートが [DT] であるから前と同様な制御が繰り返される。しかし前と異なるのは OA の内容が 0 であってもスペースではなく 0 がタイプされるという点である。[DT][4] に関するタイプアウトを終わると前と同様にして OW をリセットしステートは ODI・OEF となる。つぎのホルマートは [WE] であるから ⑧ によって ODI・OEA となり、ここで 1 ビットプレセッションが $\text{MS} \leftrightarrow \text{OA1}$ でおこなわれ MS に最初あった内容の符号ビットが消去され、さらに ⑧ によって ODI・OEB となり [WE]_{OF} が [WE]_{OB} となり、⑧ によってステートは ODI・OEL となる。このステートでは $\text{ML} \leftrightarrow \text{MS}$ がおこなわれ (M39・W78) が MS に記憶され同時に符号が OS に記憶される。⑧ によって無条件にステートは ODI・OEF となりつぎのホルマート [TB] がとり出されるが、このホルマートは回数指定を要するので [DT] と同時に制御されるが、[Tab]_{OF} では t17 によってステートは ODI・OEF から ODI・OEB に転移され、 $\text{MS} \leftrightarrow \text{OA}$ はおこなわれず [Tab]_{OB} によってタブ動作が指定された回数だけ繰り返され、そのちふたび ODI・OEF となる。つづくホルマートによって逐次タイプアウトがおこなわれ、キャリジヤード 1 回ののち [ST] を OF に読み込む。ML には (M39・W77~W69) の内容が残っているので [ST] → [Stop]_{OF} → [Reload]_{OB} となり、⑧ によってふたたび ODI・OEF となるが、[Reload]_{OB} によって $\text{MF} \leftrightarrow \text{OF}$ ではなく $\text{MZ} \rightarrow \text{OF} \rightarrow \text{MF}$ となりふたたび最初のホルマートを OF に記憶することとなる。[Stop]_{OF} が [Stop]_{OB} となり出力制御を完了するための条件は MS および ML の内容がすべて 0 となったときに限られる。以上によってタイプライタ上にはつぎのようにタイプされる。

.0000	-1234.5678
2345.6789	-3456.7890
4567.8901	-5678.9012
6789.0123	-7890.1234
8901.2345	-9012.3456
123.4567	.0000

他の SLOW OUT に属する命令に関してもほぼ同様であるが、Punch Tape の場合には ODP・OEB から ODI・OEL に直接転移せず ODL・OEA と ODL・OEB のステートが存在し、スペースを 33 キャラクタパンチする点が異なる。

A モードの場合には $\text{MS} \leftrightarrow \text{OA}$ で 8 ビットプレセッションがおこなわれる。

(2) FAST OUT

FAST OUT はすべに述べたようにホルマートコントロール

をおこなわず、Condensed Form と称される簡潔な形式で 4 語を単位として出力される。この場合の出力制御もステートフリックフロップ OD, OE によっておこなわれ、SLOW OUT と考え方において同じであるので詳しいことは省略することにする。

3. む す び

以上、計数形電子計算機の入出力の一方式について、MELCOM-LD1 を例にとりて記述したが、すでに前号においても述べたように、ここで述べた入出力方式は、主制御部のほかに、部分制御部を設け、しかもその制御は入出力すべき情報の状態および制御部の内部状態によって逐次制御をおこない、計算機の総合情報処理速度を上げるとともに、プログラムすることの容易さという点において計算機を使用しやすくした点に重点がある。

この論文においては入出力制御についての部分制御だけをとりあげたのであるが、機能ごとに(計算機の規模が大きくなれば機能も細分化して取扱われるようになる)部分制御部をもち、これを有機的に制御する主制御部をもつ制御方式が程度の差こそあれ、中形以上の計算機には採用されつつある。紙面の関係で述べられなかったことも多いが最後にとくに述べておきたいことは、ここで述べたような逐次制御回路を用いシステム設計ないしは論理設計をおこなう場合には、情報処理そのものに直接必要でなくとも、組立後の試験ならびに保守のために、内部の状態がどう変化してゆくかを判断できるように論理回路を付加するとかの考慮がとくに必要であるということである。

入出力方式の研究に際し、終始ご指導ご鞭撻下さいました当研究所豊田室長、種々ご検討いただいた当研究室コンピュータ・グループの方々、論理回路の検討に参加しこの方式を用いて MELCOM の製品化をおこなわれた無線機製作所の関係者に深く感謝いたします。

(昭 36-6-20 受付)

参 考 文 献

- (1) 豊田・中塚・吉江・前田・首藤・壺井・菅・関本・魚田：計数形電子計算機 MELCOM-LD1, 『三菱電機』, 35, No. 5, p. 80 (昭 36).
- (2) 豊田・中塚・吉江・前田・首藤・壺井・菅・魚田：計数形電子計算機の特種演算高速化方式, 『三菱電機』, 34, No. 11, p. 13 (昭 35).
- (3) 中塚・前田・小林：計数形電子計算機入出力の一方式 (1), 『三菱電機』, 35, No. 11, p. 96 (昭 36).
- (4) 中塚・前田・壺井：MELCOM-LD1 の インデックス 方式とアウトラット方式, 情報処理学会, 35 年度全国大会.
- (5) 中塚・前田・小林：MELCOM-LD1 の入力方式, 電気四学会, 昭和 36 年度連合大会, No. 333
- (6) 馬場・渡辺・嶋村：MELCOM-1101 電子計算機の概要, 電気四学会, 昭和 36 年連合大会, No. 355.
- (7) 豊田：電子計算機の総合演算の高速化, 情報処理, 2, No. 1 (1961).

三菱エポキシガラスプリント基板

研究所 伊藤 公男*

Mitsubishi Epoxy Glass Printed Laminates

Research Laboratory Kimio ITÔ

The printed circuit is of very wide application in the latest field of electronic industry. This achievement, however, owes its prevalence to the procurement of excellent printed laminates and establishment of printing technique. In this connection, the writer has made an elaborate study with epoxy glass printed laminates the subject relative to glass surface treatment, glass epoxy resin ratio and copper foil adhesive method. Compared with bakelite laminates, the epoxy laminates have been found to possess properties much superior, i.e., the insulation resistance after moisture absorption being 100 times higher than that of bakelite group. Likewise mechanical strength is 5 times larger and adhesive power 3 times larger.

1. ま え が き

最近プリント配線ならびにその技術を応用して製作したプリント回路についていろいろな方面の利用がなされている。そのおもな使用は電子機器部門であって機器の小形軽量化およびオートメーション方式による多量生産化に非常に役だっている。プリント配線の問題点は良好なプリント基板の使用とプリント技術の確立以外にはなにもないのであって、電気的機械的特性のすぐれたプリント基板の製作ということがまず最初に望まれる。ところが現在一般に多く使用されている基板は、ペークライト系であって、もちろん価格の点より考えると当然ではあるが、最近の電子機器部門におけるあらゆる特性の要求にたいしては必ずしも満足すべきものとはいえない。そこで考えられたのがエポキシガラスプリント基板であって、ペークライト系基板に比較すると特性上相当の優秀性が認められた。絶縁物としてエポキシ系以外の合成樹脂を使用してプリント基板を製作することは可能であるが、導体箔との接着性、耐熱性、電気特性などで問題点が多く現状ではエポキシ系とペークライト系の基板がもっとも多く使用され、それ以外は特殊基板として扱われており、その使用量もわずかである。なおプリント基板の米国における生産量を、表1.1にしめした。日本においては正確な点は不明であるが、銅箔の輸入状況などより推察して年間100万枚に達してないとおもわれる。しかし今後の電子機器、計測機器などの生産増加はいちじるしいものがあり、表1.2のような増加予

表 1.1 米国におけるプリント基板の生産量 (1枚=1×1m)

年 代	生産量 百万枚	年 代	生産量 百万枚
1954	2.3	1957	9.4
1955	4.5	1958	10.4
1956	8.5	1959	10.6

表 1.2 電子機器生産増加予想 (台)

品 種	1959	1960	1961	1962	1963	1964
テレビ ラジオ テープレコーダ (万 関係)	1,300	1,550	1,590	1,600	1,610	1,620
放送装置関係	4,800	3,500	5,000	6,000	3,600	3,000
その他音声装置	9,500	14,000	17,500	21,000	25,000	30,000
無線通信機	9,000	9,600	10,500	12,500	14,500	17,500
搬送装置	8,200	9,700	11,100	12,800	14,100	15,500
電子計算機	650	2,600	6,200	10,200	15,200	21,700
工業計器	10,300	15,000	18,000	22,000	26,000	30,000

想が考えられており、プリント基板の使用量もますます増加するものと考えられる。またこれら配線法をさらに小形化すべく最近当社が発表したモロトロンクスはこれら配線回路にかわるべきものとして注目されており、将来多くの分野に進出するとおもわれるが、プリント基板の特長を生かした用途も多いので決して全使用量が減少するとはおもわれない。

2. プリント技術の問題点

これはすべてのプリント基板に共通のことであって、これらの問題点だけを取上げてみる。まず普通多く用いられている写真腐食法が最良であるか、どうか、ということは疑問で、一般のラジオ、テレビなどにおいては印刷法で耐腐食膜を形成させ、腐食をおこなっても十分使用可能である。もちろんこの場合は印刷インキの選定が問題となる。また腐食液に関しても塩化第二鉄(1kgに対して銅約80g腐食可能)よりも塩化第二銅を使用した場合銅の回収が容易であることも考えられる⁽¹⁾。腐食が終わった後は部品取つけハッタづけと進むが腐食膜が残っているとハッタがよく付着しないゆえ完全に除去する必要がある。腐食の際は密着がよいことが要求され互いに

* 化学第一研究所

相反する性能が必要となりこの点は問題である。また腐食液が基板上に残留していると絶縁抵抗などの電気特性劣化を引き起こす原因となるのでできるだけ取除く必要がある。プリント配線の使用目的の一つとして多量生産化ということがあげられているが、プリント技術を行なう操作を自動機械化することは比較的容易でいろいろな自動装置が発表されているが、やはり使用目的に応じた装置を設計してこれらに組み入れる必要がある。その他写真腐食法における原図作製上の問題、感光材料、ハンダづけ法およびフラックス、最後の表面保護塗装の問題などがある。そこでこれらプリント技術を行なった際の影響および製作上の問題点を取上げて以下報告する。

3. エポキシガラスプリント基板

エポキシガラスプリント基板はペークライト-紙系の絶縁物を使用したペークライト基板とは異なりエポキシ樹脂をガラス布に含浸積層した基板で、ガラスと樹脂の接着性、それらの含有比率、および銅箔との接着性をもっとも問題である。

3.1 ガラス布とエポキシ樹脂

ガラス布とエポキシ樹脂を接着させて絶縁板を製作する場合、ガラス布の表面処理を行なって積層させなければ良好な結果はえられない。それはガラス布を織る場合に粘結剤を使用しているため、まずこれを取って処理をしなければならない。表3.1に試験した処理剤を示した。もちろんガラスは電気用を使用し、単繊維の直径は5 μ 以下の細いものを使用した。これは直径の細いほうが機械強度が大で

表 3.1 ガラス表面処理剤

試料番号	処理剤	反応基	摘要
A	Amino Ethoxy Silane 系	NH ₂ -Si(OR) ₂	1% 水溶液とし 200°C くらいで乾燥しガラスに対し 0.7% くらい付着させる。
B	Vinyl Silane ester 系	CH ₂ =CH-Si(OR) ₂	10% 水溶液とし 125°C 3~5 分で乾燥しガラスに対し 0.5% くらい付着させる。
C	Acryl Chromic Chloride 系	CH ₂ =C(O ₂ CrCl ₂) R	0.4% 水溶液とし 150°C 乾燥し Cr としてガラスに 0.03~0.05% くらい付着させる。
D	Silicone oil 系	($\begin{matrix} R \\ \\ -Si-O- \\ \\ R \end{matrix}$) _n	0.5% 水溶液とし 150~200°C で乾燥しガラスに対し 0.5% くらい付着させる。

表 3.2 エポキシ樹脂硬化剤と電気特性の変化

硬化剤	誘電率 1Mc	誘電正接 % 1Mc	絶縁抵抗 Ω cm
アミン系 DETA	4.1	2.8	2×10^{14}
アミン系 MPDA	3.7	4.2	2×10^{14}
酸系 PA+PMDA	3.4	3.2	1.3×10^{15}
酸系 MA+PMDA	3.5	2.9	1.6×10^{15}
ポリスルフィド系	5.5	1.8	6.1×10^{14}

あるため同一系とした場合の本数は多くなる⁽²⁾。

エポキシ樹脂はエポキシ基を有しており非常に反応性にとみ、たとえばアミン系の硬化剤を配合すれば常温においても反応し硬化する。これらの化学構造式を、図3.1に示した。このようにエポキシ基は反応しやすいので硬化剤としては多くの化合物が考えられ、その選出はむずかしいが、プリント基板に使用する場合まずは電気特性の良好なものでなければならない。硬化剤によっては大部電気特性が異なるので注意する必要がある。表3.2に硬化剤の相違によるエポキシ樹脂の電気特性を示した。つぎにこれらを組合せて積層板を作る場合、乾式法(ガラス布に樹脂液を塗布乾燥しておき、加熱積層する)と湿式法(ガラス布を積み重ね樹脂液を注入し一度に硬化させる)とがあるが、

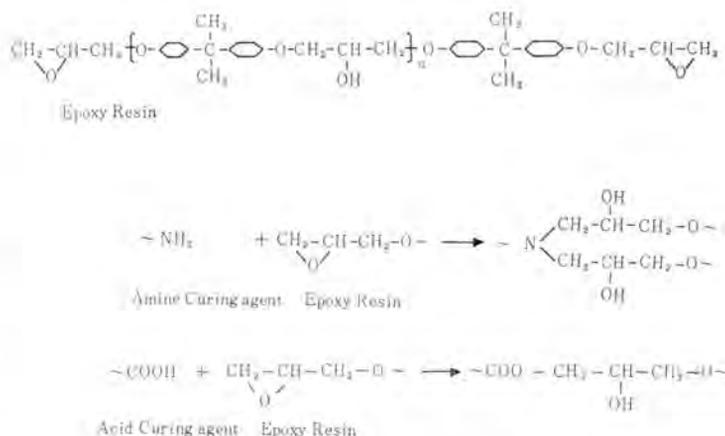


図 3.1 エポキシ樹脂の硬化反応

Fig. 3.1 Curing reaction of the Epoxy Resin.

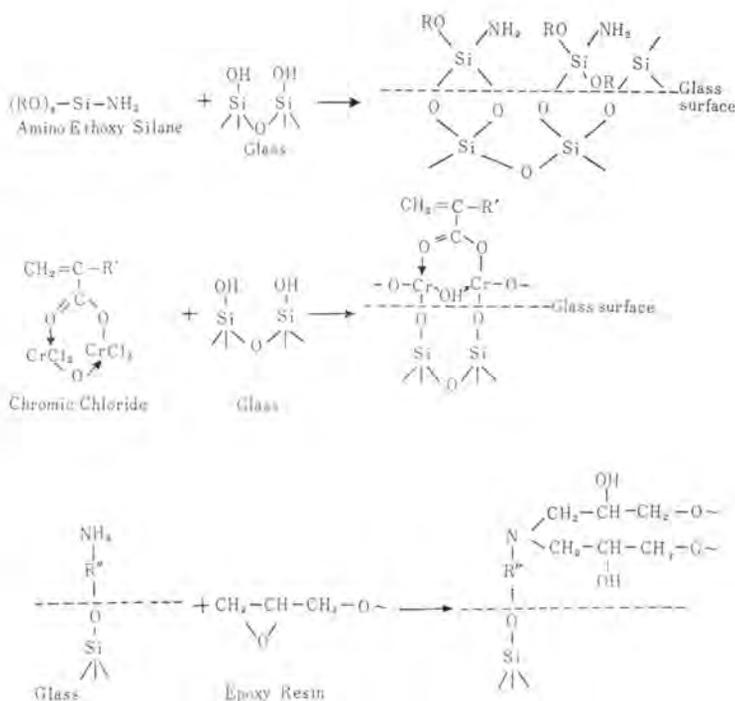


図 3.2 ガラス表面処理の作用

Fig. 3.2 Mechanism of the glass surface treatment.

いずれの場合も銅箔を接着させなければならないので、両方法とも積層板を硬化させるとき同時に銅箔を接着するようにしたほうがよいことはいままでの間もない。

ガラスと表面処理剤およびエポキシ樹脂の接着は化学的にみた場合どのような結合になっているかを、図3.2に示した。すなわち処理剤を中間体として強固な一次結合をしており、表面処理の重要性が認められる。では処理剤の差が電気特性にどのような影響をあたえるか、ということを試験した結果を、表3.3に電気特性、図3.3に吸湿量の変化を示した。この結果最初は同じような特性にみえるけれども吸水、加熱などの処理を行なうと大部特性が異なってくるのがわかる。もちろんこれらの試料は同一材料、条件で製作し、樹脂含有量35%とし、処理剤だけを変化させた場合である。

3.2 機械特性

エポキシガラスプリント基板の機械強度は、ガラス含有量にもっとも支配される。もちろんガラスの表面処理による影響も無視できない。表3.1に示した処理剤を使用した場合の機械強度の変化を、表3.4に示した。この結果吸水、吸湿性、および電気特性の悪いB試料は機械特性も悪く、樹脂とガラスの密着性が他よりも悪いと推察される。A試料のようにアミノ基をもっている処理剤は最適のものと思える。以上のように処理剤の影響は相当大きいのでこれらの研究は非常に多くなされている⁽³⁾。

つぎにガラス含有量の問題は、図3.4に示したように、

表 3.3 ガラス表面処理剤の相違による電気特性の変化

試料	常態	25°C 24h 吸水後			230 ± 5°C 10sec 加熱後			吸水後の重量変化 (%)	加熱後の重量変化 (%)
		ϵ	$\tan \delta$ %	$\rho \times 10^{13} \Omega \text{cm}$	ϵ	$\tan \delta$ %	$\rho \times 10^{13} \Omega \text{cm}$		
A	ϵ	5.18	5.42	5.07	0.64	-0.12			
	$\tan \delta$ %	2.20	3.45	2.35					
	$\rho \times 10^{13} \Omega \text{cm}$	22.2	3.1	24.0					
B	ϵ	5.17	5.58	4.98	0.75	-0.30			
	$\tan \delta$ %	2.60	4.70	2.60					
	$\rho \times 10^{13} \Omega \text{cm}$	19.5	0.4	23.1					
C	ϵ	5.22	5.45	5.11	0.55	-0.16			
	$\tan \delta$ %	2.38	3.41	2.45					
	$\rho \times 10^{13} \Omega \text{cm}$	17.4	1.9	62.0					
D	ϵ	4.96	5.36	4.82	0.59	-0.16			
	$\tan \delta$ %	2.35	3.36	2.45					
	$\rho \times 10^{13} \Omega \text{cm}$	40.2	2.1	90.1					

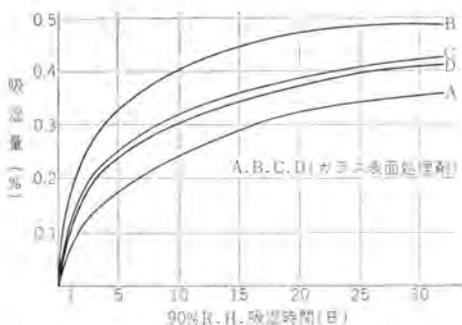


図 3.3 ガラス表面処理剤の差による基板の吸湿量の変化
Fig. 3.3 Relation between the moisture of the Printed Laminates and glass surface treatment.

ガラスの含有量を増加すれば抗張力が増加するのは当然であるが、曲げ強度、圧縮強度はある限度以上となるとかえって低下する。これは弾性変形を示す樹脂含有量の限度をも示しているわけで、64~68%のガラス含有量が最適であることがわかる。しかしガラス自体の電気特性 ($\epsilon=5\sim7$, $\tan \delta=0.7\sim1.5\%$, $\rho=10^{12}\sim10^{14}\Omega\text{-cm}$) とエポキシ樹脂の電気特性 ($\epsilon=3.5\sim5$, $\tan \delta=0.2\sim4\%$, $\rho=10^{12}\sim10^{17}\Omega\text{-cm}$) とを考えると、複合体としてはエポキシ樹脂の多いものが良好となるはずであるが、温度特性、吸湿性などを考慮すると必ずしも樹脂量の多い場合電気特性が良好となるとは断言できない。しかし打抜切断などの加工性においては樹脂量を約5%程度増加させると大部よくなる。もっとも機械加工法上の点も問題であるので最適な加工法の仕様についてはとくに留意しなければならない⁽⁴⁾。

3.3 銅箔の接着性

銅とエポキシ積層板との接着性を調べるために、まず銅に対して接着剤がどのくらい接着強度を有するかを試験

表 3.4 ガラス表面処理剤の相違による機械強度の変化

試料	縦		横		衝撃強度 (kg cm/cm ²)	曲げ強度 (kg/mm ²)
	抗張力 (kg/mm ²)	伸び (%)	抗張力 (kg/mm ²)	伸び (%)		
A	29.3	1.8	26.3	3.1	93.1	59.2
B	28.2	2.5	26.7	1.4	67.8	31.5
C	29.5	1.7	26.8	1.6	90.7	52.6
D	32.3	2.0	33.7	2.6	99.8	47.9

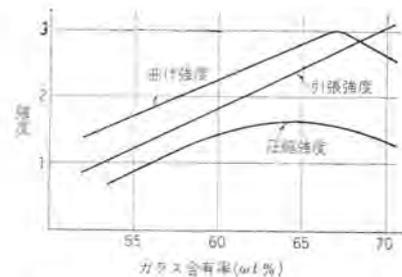


図 3.4 基板中のガラス含有率と機械強度
Fig. 3.4 Relation between the mechanical properties and a glass content on the Printed Laminate.

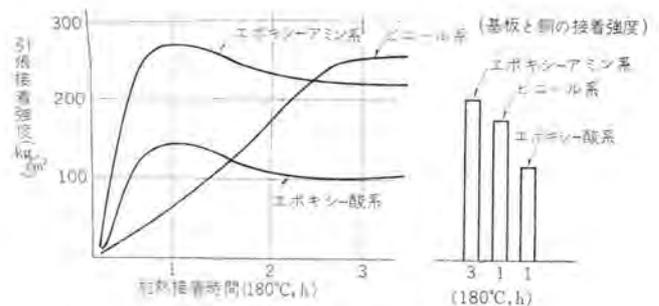


図 3.5 銅-銅の引張接着強度
(右図、最適条件における基板と銅の引張接着強度)
Fig. 3.5 Cu-Cu, tensile adhesive strength.
(Right, Printed Laminate-Cu, tensile adhesive strength at optimum curing condition.)

した。銅—銅試料の表面を細い サンドペーパー (400 番以下) で清浄脱脂して、ただちに接着剤を塗布加熱接着させ、引張接着強度を測定した。その結果を、図 3.5 に示した。つぎにエポキシ基板と銅の接着性をみるために銅—基板—銅として、図 3.5 から求めた最適硬化条件で接着させ同様の試験を行なった結果は図 3.5 右の値となり、いずれも相当接着性があるようにみえた。しかしこれを銅箔に適用した場合はほとんど接着強度がみられなかった。すなわち銅箔の場合は小さい試験片とは異なり、表面状態の差があらわれているものと考えられる。そこでこれらの差をなくすために銅箔の表面処理ということが問題となってくる。一般に銅箔としては電解銅箔が使用されるので電着後表面処理を行なうことは割合簡単にできるし、表面の状態も 2~10 μ くらいに粗くすることも電解条件を変化させて行なうことができる。銅箔の表面処理剤としては多くのものが発表されているが、いずれも銅を酸化第二銅 (CuO)、酸化第一銅 (Cu₂O) の形で銅の表面に薄膜が作られるようにしてあると考えられ、おのおの黒色、赤色を呈しているのでその生成割合によって処理面の色調が変化する。すなわち処理条件の差によってでき上がりの色が変わってくる。またこれら処理面と接着剤との関係も組合せが非常に多く、最適な処理条件と接着剤の選定はなかなか大変である。表 3.5 にこれらに関する試験結果の一例を示した。この結果ではエポキシ—アミン

表 3.5 銅箔の表面処理と引けがし接着強度の関係 (kg/cm)

処理剤	接着剤 処理条件 (色調)	接着剤			
		フェノール、 ビニール系	エポキシ、 酸系	エポキシ、 アミン系	エポキシ、 フェノール系
硫酸銅	40°C 2 min (ピンク)	0.5	0.5	0.45	0.6
	40°C 2 min (ピンク)	0.6	0.4	0.5	0.6
塩化ナトリウム	60°C 2 min (ピンク)	0.5	0.4	0.5	0.7
	70°C 3 min (赤)	0.6	0.4	1.25	0.7
	80°C 3 min (赤黒)	0.6	0.5	1.25	0.7
硫酸銅 酸水	40°C 3 min (赤黒)	0.5	0.4	0.5	0.6

系接着剤が最高の剥離強度を示している。剥離箇所を顕微鏡で観察すると接着剤はもちろん絶縁積層板に付着し、銅箔の表面処理層の一部が接着剤のほうに残り、ちょうど銅の処理層間ではがされる部分があるようにみえた。処理層の厚さは μ 単位でかつ表面を粗くしてあるので断定することはむずかしい。もちろん接着剤面よりは銅イオンは検出される、これらのことから接着は表面処理によって強くなり、剥離はこれらのある分布で行なわれるのではないかと思える。

現在銅箔は以上のようなことからすべて表面処理をしてさらに接着剤を塗布しておき、銅の表面変化を防ぐとともに接着作業の容易なように接着剤付処理銅箔となっている⁽⁵⁾。

4. プリント基板の諸特性

エポキシガラスプリント基板とベークライト系基板とを比較することは、その組成上無理な点はあるが、基板としてどのくらいの差があるか比較した。同時に米国製エポキシガラス基板も試験した。試験方法は現在規格として制定されているのは NEMA, MIL, がおもなものであり ASTM, JIS などはまだ規格化されておらず早急に決定されることが望まれている⁽⁶⁾。この試験はこれら規格および当社規格に準じて行なった。

4.1 ベークライト系基板との比較

これらの両基板の特性比較を、表 4.1 におよび周波数特性比較を、図 4.1 に示した。この結果エポキシ基板のすぐれていることはいうまでもないが、ベークライト系基板も組成を考慮すると大部良好にみえる。しかし問題は各種条件、あるいは処理後の特性変化であって、この点を十分考慮しなければならない。

つぎに基板のソリの問題を考えてみる。一般にプリント基板は片面、両面銅箔がありソリの問題が発生するのは片面ばりの場合が多い。基板製作上の条件による影響も無視できないが、大体これら材料の膨張係数の差によってソリが生ずると考え、パイタルの理論式よりソリを計

表 4.1 各種プリント基板の特性比較

特性	三菱エポキシ ガラス基板	米国製エポキシ ガラス基板	ベークライト 系基板 -1	ベークライト 系基板 -2
2h 煮沸後の吸水量 (%)	0.39	0.39	3.00	3.53
235 \pm 50°C 10 sec 後の重量変化 (%)	-0.02	-0.02	-0.83	-1.30
エポキシ系 130 \pm 2°C ベークライト系 120 \pm 2°C における 6h 処理後厚さの変化 (%)	0.20	0.10	0.87	0.47
35°C 引けがし接着強度 (kg/cm) 幅	1.55	1.60	1.50	1.40
抗張力 (kg/mm ²)	37.90	34.90	9.33	6.42
伸び (%)	1.5	1.8	0.7	0.84
衝撃強度 (kg cm/cm ²)	126.2	86.6	18.0	16.6
曲げ強度 (kg/mm ²)	47.9	49.0	15.7	12.8
誘電率 ϵ 1 Mc	4.60	4.63	5.47	5.72
誘電正接 $\tan \delta$ 1 Mc (%)	1.98	1.83	4.48	3.73
絶縁抵抗 ($\times 10^{12}$ ohm cm)	27.0	21.2	3.0	4.7

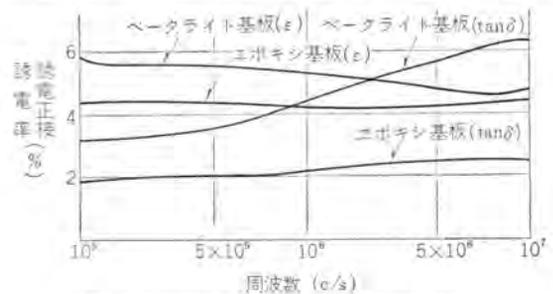


図 4.1 誘電率, 誘電正接の周波数特性
Fig. 4.1 $\epsilon, \tan \delta$ at various frequencies.

算してみる⁽⁷⁾。

$$\frac{1}{r} = \frac{6(\alpha_2 - \alpha_1)(1+m)^2}{h \left\{ 3(1+m)^2 + (1+m \cdot n) \left(m^2 + \frac{1}{m \cdot n} \right) \right\}} \dots \dots (4.1)$$

r = 曲率半径 mm h = 全厚さ mm

α_1, α_2 = はり合せ物体の膨張率

m, n = はり合せ物体の厚さ, 弾性率の比

銅, エポキシ基板, ベークライト基板における弾性率をおのおの 9, 2, 0.7 ($\times 10^3$ kg/mm²), 膨張係数を 1.7, 6, 7.5 ($\times 10^{-5}$) とし, 接着効果を生ずる温度差 100°C として式 (4.1) より計算すると, 1m 基板のツリにより生ずる高さは銅箔 0.035mm として約 4.37cm となり エポキシ基板のツリは約 9 倍も少ないことになる。実際には接着剤層があるのでこのようなツリとはならないが, 相当の差が事実認められる。またツリを少なくするためには接着効果を生ずる温度差を小さく, すなわち低温で接着するか, あるいは アニリングを行なうようにすればよろしい。しかしハンダづけなどの温度は相当高いのでベークライト系基板のツリが大となることはいたし方がない。

4.2 プリント基板の特性劣化

プリント基板は実用するときには, プリント技術を行なわなければならないゆえその影響が加わって, これらが正しく行なわれてないと特性劣化はいちじるしくとくに絶縁劣化は大なる変化をうける。そこでこれらの原因を考え以下検討してみる。

(1) 腐食液などが基板に残留する影響

腐食液は水洗して流出させるが水洗時間が長いと吸水量が大となる。もちろん乾燥を行なえばよいが, 腐食液が残留することは問題でこれを防止するためには 3% シュウ酸水溶液に浸漬後水洗すれば相当良好な結果がえられることがわかった。シュウ酸以外では塩酸がよかったが, アルカリ性溶液, 表面活性剤などはあまりよくなかった。表面活性剤は種類も多くこの中にはさらによいものがあるようにも思える。基板表面に腐食液が残留すると銅, 鉄などのイオンが絶縁抵抗を低下させ, とくに水酸化物の白色沈殿が付着しているような状態はもっとも悪い。しかしシュウ酸洗浄でほとんど溶出され 10^{-7} mg/cm² ぐらいの残留となり, 水洗約 6 時間と同じ値となった。図 4.2 に残留度の差が吸湿させた場合表面抵抗にいかなる変化をあたえるかを示した。試料は吸湿前乾燥を行なった。

メッキ処理を行なった場合も同様な劣化が起こることはもちろん考えられる。

(2) ハンダづけによる影響

この劣化現象としては銅箔の接着強度, および絶縁抵抗の変化が考えられる。図 4.3, 4.4 にこれらの変化を示した。絶縁抵抗にはフラックスも大きく作用する。大体フラックスは酸価も 140 くらいを示し加熱処理しても吸水量 3% くらいと大きく, ハンダづけ後基板に残留していることは望ましくないゆえアルコールなどで溶出させたほうがよい。

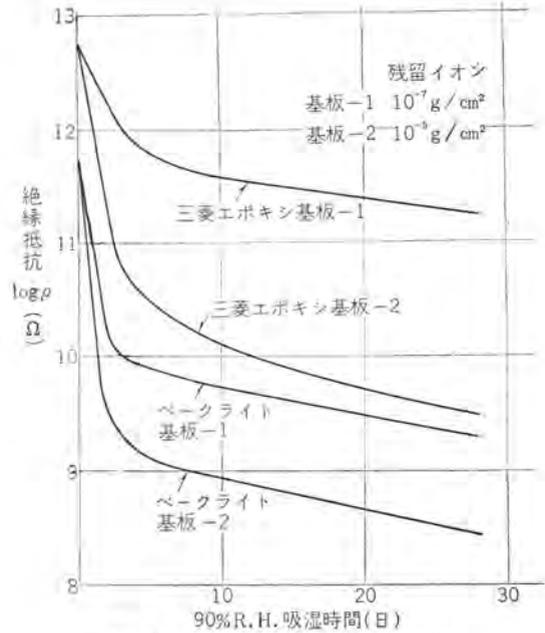


図 4.2 腐食液残留と吸湿絶縁劣化

Fig. 4.2 Insulating resistance degradation by moisture.

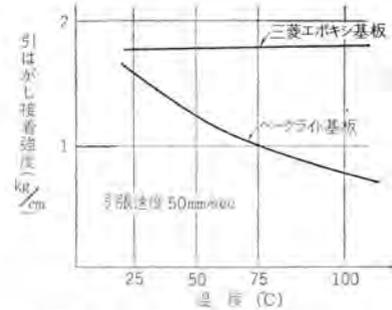


図 4.3 銅箔の接着強度温度特性

Fig. 4.3 Thermal peeling adhesive strength between the Copper foil and Printed Laminates.

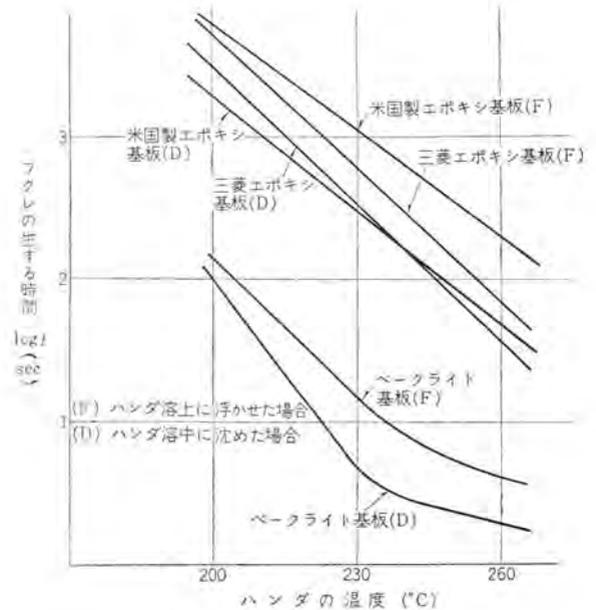


図 4.4 接着部の耐熱性

Fig. 4.4 Flowing and dipping thermal puff properties of the melt solder bath at a copper-laminate bonded layer.

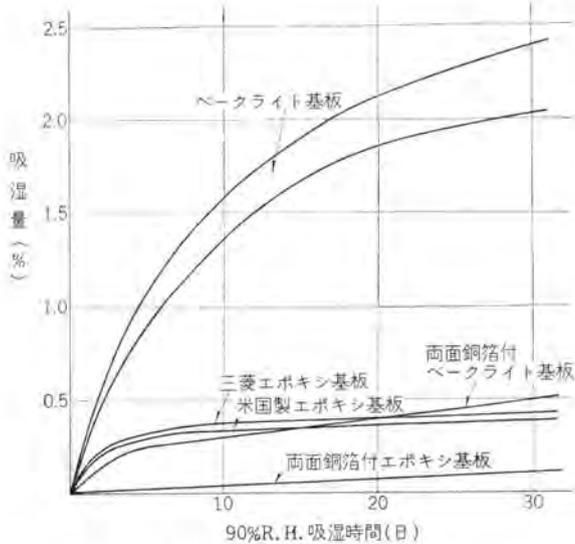


図 4.5 各種基板の吸湿量

Fig. 4.5 Moisture absorption of various Printed Laminates.

プリント基板の接着強度は引はがし強度をもって示すことが多い。Kaelble によると引はがし強度は劈開と引張強度の合成として式 (4.2) のように表わされ式 (4.3) 以下に簡略される⁽⁸⁾。

$$P = (P_e^2 + P_s^2)^{1/2} = b \left[\left\{ \frac{\sigma(1-\kappa)}{2\beta} \right\}^2 + \left\{ \frac{\lambda}{\alpha} \right\}^2 \right]^{1/2} \quad (4.2)$$

$$P \approx abc\sigma^2/2Y(1-\cos\omega) \quad (4.3)$$

$$\omega = 90 \text{ 度} \quad P = ab\kappa^2\sigma^2/2Y \quad (4.4)$$

$$\omega = 180 \text{ 度} \quad P = ab\sigma^2/4Y \quad (4.5)$$

P, P_e, P_s = 引はがし, 劈開, 引張強度

a, b = 厚さ, 幅 Y = 接着ヤング率

α, β = セン断, 曲げ強度に関する関数

λ, σ = 引張, 劈開強度に関する関数

κ = 劈開, 曲げ強度に関する関数

ω = 引はがし角度

実際に ω を 90 度, 180 度で測定しても P はそう大きな差はないゆえ $\kappa \leq 1$ にと考えられる。また劈開強度は引張強度より弱いので式 (4.4), (4.5) より Y は小となり接着破壊を引き起こすときの接着層の伸びは相当大きいものと思われる。しかし温度が上昇すると Y はやや大きくなり P は下がるわけであるが, エポキシ系の場合は 100°C くらいまでは接着強度の低下はみられないので Y, σ の変化が少なく P は高い値を維持しているといえる。

(3) 吸湿現象

プリント基板の吸湿性を, 図 4.5 に示した。銅箔が付着している場合は飽和に到達する時間の長いことはいうまでもない。吸湿現象としては Fick の拡散理論が適用され式 (4.6), (4.7) のように考えられる⁽⁹⁾。

$$\frac{k \cdot t}{d^2} < 0.06 \quad \frac{m_t}{m_s} = \frac{4}{\sqrt{\pi}} \sqrt{\frac{k \cdot t}{d^2}} < 0.05 \quad (4.6)$$

$$\frac{k \cdot t}{d^2} > 0.06 \quad \frac{m_t}{m_s} = 1 - \frac{8}{\pi^2} e^{-\frac{\pi^2 k \cdot t}{d^2}} > 0.05 \quad (4.7)$$

m_s = 平衡吸湿率 k = 湿気拡散率 cm^2/sec

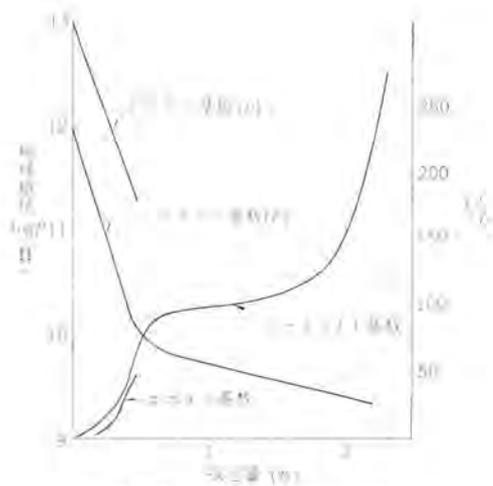


図 4.6 吸湿量と表面絶縁抵抗

Fig. 4.6 Change of surface resistivity and moisture content.

$m_t = t$ 時間後の吸湿率 d = 試料の厚さ cm

$m_t/m_s = 1$ は $t = \infty$ となることからわかる。 $\sqrt{t} : m_t/m_s$ 曲線傾斜より k を求めると, $1.6, 4.6 \times 10^{-9}$ となり k の値は大體近い。つぎに吸湿量と絶縁抵抗の関係を, 図 4.6 に示した。水の吸着による電気導電度の変化は式 (4.8) のように示される⁽¹⁰⁾。

$$\sigma_s = A_s(\theta) \exp\left(-\frac{E_s}{T}\right) \quad (4.8)$$

吸着層 θ の関数である $A_s(\theta)$ は吸着量の少ない場合は式 (4.9) 以下のように表わされる。

$$A_s(\theta) \propto \exp(\gamma \cdot M) \quad (4.9)$$

$$\gamma \cdot M = \log i/i_0 \quad (4.10)$$

$$\log \rho = a \log M + b \quad (4.11)$$

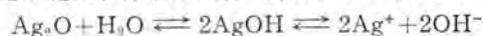
M = 吸湿量 γ, a, b = 定数

ρ = 吸湿したときの絶縁抵抗

吸湿量 0.5% くらいまでは両基板ともに大體同じような傾向で ρ が低下する。 a, b は $-4, 10$ くらい値となるがベークライト基板は吸湿量が増加してもそのまま絶縁抵抗は下がって行かない。すなわち接着剤層が表面にあるわけで, その厚さも 30μ 以下で薄く絶縁抵抗としては両方が関係してくるし, 吸湿現象も両相間の拡散の影響があるためではないかと思える。エポキシ系基板は吸湿量も少なく最初の絶縁抵抗が高いゆえ, 接着剤が相当差のあるものでない限りにおいては明らかにベークライト系基板よりはより良好であることがわかる。

(4) 銀の移行に関する問題

銀はその良導電性, 耐食性, ハンダ付着性の良好な点でメッキを行なって使用される場合が多い。しかし銀は移行現象がみられるので十分注意する必要がある。銀は電圧が加わると陽極で銀イオンとして溶解し, 陰極に析出する。すなわち水の存在が大きく作用しており H^+, OH^- ができて OH^- は陽極に集まり $AgOH$ の形となり溶出する。陰極には H^+ が集まり水素ガスとなりつぎのような反応が絶えず行なわれ銀が析出すると考えられる。



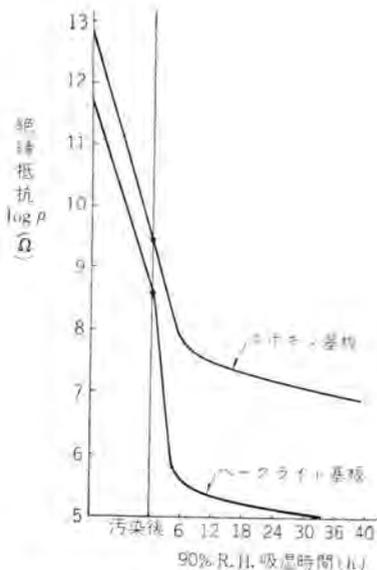


図 4.7 汚染した場合の絶縁劣化
Fig. 4.7 Resistivity change on the stained surface.

75, 49, 32% R. H. で試験した結果 49% 以下ではほとんど移行は認められず、これ以上のときはいちじるしく移行することがわかった。また電圧特性としては 90% R. H. 中で、D. C. 5 V では顕微鏡でやっと認められる程度であるが、25 V 以上では移行速度も非常に早くなる。AC の場合は DC の場合より少ないことが認められた。

(5) 基板表面の汚染

基板表面のよごれは注意することによって防止することができる問題ではあるが、空中のチリなどの付着、あるいは触手による劣化は思った以上に絶縁抵抗の劣化をきたすのでとくに注意する必要がある。もちろん汚染の度合も同じにすることはむずかしいが、エポキシ系、フェークライト系基板の触手汚染劣化について、図 4.7 の結果がえられた。

これらの劣化を防止するためには基板を最良の状態、腐食液、フラックスの残留を最小とし、乾燥を行ない吸湿水分を除去し、その後に表面保護塗装を行なうことがよろしい。表面塗装剤としては、最後に塗布を行なう関係上使用部品の耐熱性も考えできるだけ低温硬化で、電気特性、吸湿性がよく、使用溶剤が基板、接着剤を侵さないことが必要条件となる。数種の塗装剤を使用した場合の変化を、図 4.8 に示した。このほか多くの塗装剤が考えられるのでさらによいものがあるかもしれないが、これらの中では常温硬化変性アルキッド系がもっともよかった⁽¹¹⁾。

5. む す び

エポキシガラスプリント基板においてまず製作上問題となるのはつぎの事項である。

- エポキシ樹脂とガラスの含有比率。
- ガラスの表面処理の適正使用。
- 樹脂の電気特性は硬化剤に左右される。

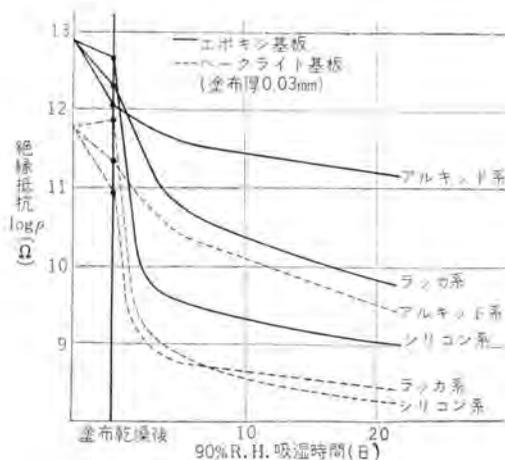


図 4.8 常温乾燥形表面塗布剤の影響
Fig. 4.8 Effect of air dry type protective coatings.

ケタ以上も高い。

以上のようにあらゆる点においてエポキシ基板の優劣性が認められた。なお基板より実際の配線を行なう場合にはプリント技術が必要で、それよりはいつてくる劣化因子としてつぎのことを注意しなければならない。

- 腐食液などが基板表面上に残留しないようにすること。
- 酸価の高いフラックスは除去すること。
- 銀は移行現象があるので注意すること。
- 触手などによる劣化はとくに絶縁抵抗を低下させるので注意が必要である。

これらの諸点を考慮し、最後に表面保護塗装を行なうことがよい。塗装剤としては常温硬化変性アルキッド系のものがすぐれていることがわかった。

最後に、この研究を行なうに際し、研究所、無線機製作所、世田谷製作所、担当諸氏にご指導ご援助をいただき心から感謝する次第である。(昭 36 6-22 受付)

参 考 文 献

- (1) E. B. Saubester: Chemical Problems in Printed Wiring, I.E.C. 51, 281 (1959).
- (2) L. P. Biefeld: Finishing for Glass Fabrics for Reinforcing Polyester Plastics, I.E.C. 45, 1281 (1953).
F. L. Strauss: A Universal Glass Finish for Reinforced Plastics, M.M. 43, 106 (1956).
- (3) R.H. Sonneborn: Fiberglass Reinforced Plastics, (1954).
P. Morgan: Glass Reinforced Plastics, (1955).
- (4) 小林: 電気試験報, 20, 7 (昭 31); ラスチックス 9, 40 (昭 33).
- (5) R. M. Houghton: Adhesive for Composite Material used in Printed Circuits, P. B. 121960, (1956).
- (6) T. D. Schlabach: Testing for Foil-Clad Laminates of Printed Circuitry, ASTM. Bull. 222, 25 (1957).
Copper-Clad Laminates, NEMA. LP-1 Part 10 (1959).
Plastic Sheet, Laminated, Copper-Clad Paper-Base Phenolic, MIL-P-13949 A (1957).
- (7) S. Timoshenko: J. Optical Soc. Am. 2, 233 (1925).
- (8) D. H. Kaelble: Peel Strength, Adhesive Age, 37 (May 1960).
- (9) 電気学会技術報告, 第 1 号 (昭 29).
- (10) 川崎: 高分子, 9, 988 (昭 35).
- (11) 伊藤: プリント基板の保護塗装, 電気学連大 (昭 35-492).

アンローダ用電機品

神戸製作所 林 昌 宏*・香 川 重 光*

Electric Equipment for Unloaders

Kobe Works Masahiro HAYASHI・Shigemitsu KAGAWA

Present construction boom of high capacity blast furnaces and new gas producers has brought a brisk demand of large, efficient unloaders. To demonstrate their ability electric equipment must be so designed as to have excellent control characteristics and good efficiencies of driving motors at low speed. Accordingly most of the equipment operates on DC power. This report describes various systems of electric equipment for large unloaders and associated apparatus. And also it gives brief description of actual installations or those under manufacture. AC unloaders have been built in quantities, too, but herein is explained DC unloaders on the Ward-Leonard system.

1. ま え が き

最近、製鉄所における大容量高炉の建築、新鋭ガス電力設備の建設などが盛んに行なわれるに伴って、鉱石、石炭の荷あげを能率よく行なうため、大形のアンローダ設備の建設が相次いで行なわれている。駆動方式もアンローダの大容量化につれて、制御特性と低速における効率のすぐれた直流電動機の占める比率が大きくなってきている。当社は住友機械工業株式会社と協力して、従来より可飽和リアクタ制御方式による交流アンローダ電機品を多数製作して来たが、ここではワードレオナード制御方式による直流アンローダについて述べる。

2. アンローダの概要

大容量アンローダの代表的な形式としてはマントリ形と水平引込形とがある。

マントリ形は図2.1に示すように、巻上開閉機行用の機械電気装置を収めたマントリ室およびその下部に設けた運転室がレールの上を往復（横行）して、船倉よりホッパへ荷あげする形式である。

水平引込形は図2.2に示すように、リック機構によってグラブケットだけが押し出し引込みするとともにアンローダ上部を旋回させて所要の場所に荷あげする形式である。

一方アンローダはグラブケットにより鉱石、あるいは石炭をつかんで荷あげするものであるから、その開閉の形式は2種類に分けられる。すなわち等容量二電動機式とボックススイッチ式である。

等容量二電動機式はまったく同一の特性の電動機2台を使用し、1台で巻上ドラム他の1台で開閉ドラムの駆動を行ない、ケットをそのまま上昇下降するときは2台の電動機を同一の速度で回転させ、ケットを開閉するときは巻上電動機は停止したまま開閉電動機を回転させる形



図 2.1 マントリ形アンローダ

Fig. 2.1 Mantrolly type unloader.

式のものである。この形式は電動機および発電機などが同一のもの2組使用されるため、互換性、予備品など有利であるが、後述のように制御がやや複雑になり、また巻上げ巻下げと開閉は同時に行なえない欠点がある。

ボックススイッチ式は巻上ドラムと開閉ドラムの間に差動歯車を使用することにより、巻上げ巻下げと開閉をそれぞれ専用の電動機により駆動するもので、二電動機式とちょうど逆の特長を有するが、とくに大形のものになると巻上用の電動機容量が非常に大きくなり、経済的な制約を受ける。

アンローダの電機品としては上記形式の組合せにより変化するが、当社が最近納入あるいは製作中のものは次のようになっており、大体の傾向はうかがえるものと思う。

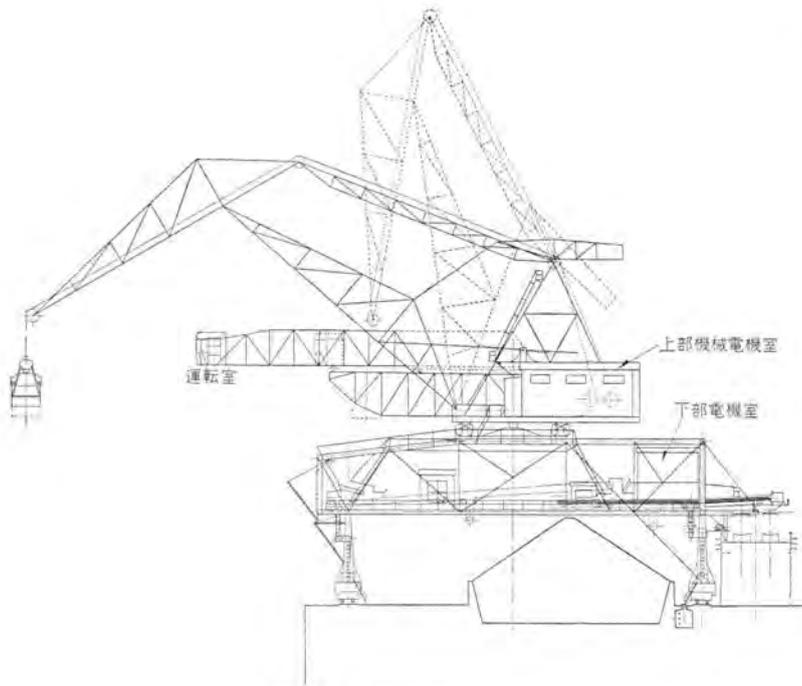


図 2.2 水平引込形 アンローダ
Fig. 2.2 Level luffing type unloader.

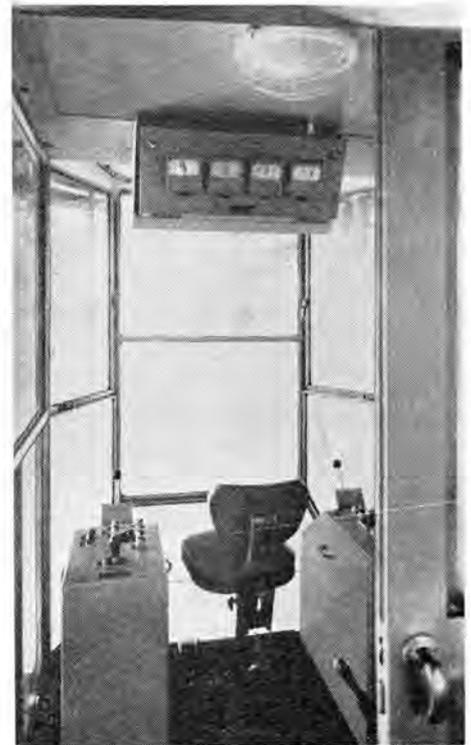


図 2.3 マントリ運転室
Fig. 2.3 Operating room.

表 2.1 住友金属工業(和歌山)納め 500 t/h マントリ形 アンローダ

主要機器一覧表

電動機

用途	容量 (kW)	台数	電圧 (V)	回転数 (rpm)	備考
巻上げ	175	1	DC350	732	JEM1109 #616
開閉	175/220	1	DC350/440	732/920	" "
横行	55	2	DC220	515	JEM1109 #612
旋回	5	1	AC440	900	巻線形
走行	75	2	"	720	"
俯仰	75	1	"	720	"
レールクランプ	3	4	"	1,200	"
No.1 コンベヤ	7.5	1	"	1,800	"
No.2 コンベヤ	15	1	"	1,200	"
No.3 コンベヤ	15	1	"	1,200	"
フィーダ	500 t/h	1	"	—	電磁フィーダ

発電機

巻上げ	200	1	DC360		
開閉	200/280	1	DC360/460		
横行	150	1	DC460		
同上駆動用	450	1	AC3.3kV	1,180	巻線形
励磁機	15	1	DC220		
ロートロール	3	3	DC220		
同上駆動用	26	1	AC440	1,750	

(1) 住友金属工業(和歌山)納め 500 t/h アンローダ
2 基納入した鉱石、石炭兼用 アンローダは、マントリ形等容量二電動機式である。図 2.1 はアンローダ全景を、図 2.3 は運転室内部を示す。本機の主要電機品は表 2.1 のとおりである。

(2) 住友金属工業(小倉)納め 300 t/h アンローダ
1 基納入、1 基製作中の鉱石用アンローダは、水平引込形ボックスインチ式である。主要電機品は表 2.2 のとおりである。

(3) 川崎製鉄(千葉)向け 500 t/h アンローダ
2 基製作中のこのアンローダは、水平引込形等容量二電動機式である。石炭専用であるので機体の寸法が、かなり大きく旋回半径も大きいので、半径に応じて旋回速度を変えるようにしている。主要電機品は表 2.3 のとおりである。

表 2.2 住友金属工業小倉(納め) 300 t/h 水平引込形 アンローダ

主要機器一覧表

電動機

用途	容量 (kW)	台数	電圧 (V)	回転数 (rpm)	備考
巻上げ	220	1	DC323	616	JEM1109 #618
開閉	75	1	AC440	720	巻線形
引込み	37	1	DC220	550	JEM1109 #610
旋回	40	1	AC440	720	巻線形
走行	60	1	AC440	720	"
運転室引込	2.2	1	AC440	1,800	"
レールクランプ	3	2	AC440	1,200	"
フィーダ	300 t/h	1	AC440	—	電磁フィーダ

発電機

巻上げ	250	1	DC330		
引込み	50	1	DC220		
同上駆動用	300	1	AC440	1,180	巻線形
励磁機	10	1	DC220		
ロートロール (巻上げ)	3	1	"		
ロートロール (引込み)	2	1	"		
閉閉直流制動	5	1	DC25		
同上駆動用	26	1	AC440	1,750	

(4) 住友金属工業(和歌山)向け 300 t/h アンローダ
1 基製作中の鉱石用アンローダは、上述の同社小倉納めのものとほぼ同一形式である。主要電機品は、表 2.4 のとおりである。

(5) 大阪ガス(堺)向け 500 t/h アンローダ
2 基製作中の石炭用アンローダは、上述の川鉄向け 500 t/h アンローダとほぼ同一仕様である。

表 2.3 川崎製鉄(千葉)向け 500 t/h 水平引込形アンローダ
主要機器一覧表

電動機

用途	容量 (kW)	台数	電圧 (V)	回転数 (rpm)	備考
巻上げ	150	1	DC300	626	JEM1109 #616
開閉	150/188	1	DC300/375	625/783	"
引込み	75	1	DC300	700	JEM1109 #612
旋回	26	2	DC220	575	JEM1109 #608
走行	30	4	AC400	600	巻線形
レールクランプ	3	2	"	1,000	
運転室引込	2.2	1	"	1,500	
フィード	600 t/h	1	"	—	
パイプレタ	—	2	"	—	
No.1 コンベヤ	11	1	"	1,500	
No.2 コンベヤ	7.5	1	"	1,500	
No.2 コンベヤ移動	2.2	1	"	1,500	
落炭防止板	2.2	1	"	1,500	

発電機

用途	容量 (kW)	台数	電圧 (V)	回転数 (rpm)	備考
巻上げ	175	1	DC300		
開閉	175/219	1	DC300/375		
引込み	90	1	DC300		
同上駆動用	450	1	AC3.3kV	1,450	カゴ形
励磁機	20	1	DC220		
旋回	60	1	DC440		
ロートトロール	3	3	DC220		
同上駆動用	95	1	AC400	1,450	カゴ形

表 2.4 住友金属工業(和歌山)向け 300 t/h 水平引込形アンローダ
主要機器一覧表

電動機

用途	容量 (kW)	台数	電圧 (V)	回転数 (rpm)	備考
巻上げ	220	1	DC323	616	JEM1109 #618
開閉	75	1	AC440	720	巻線形
引込み	37	1	DC220	550	JEM1109 #610
旋回	40	1	AC440	720	巻線形
走行	40	2	AC440	720	"
運転室引込み	2.2	1	"	1,800	
レールクランプ	3	2	"	1,200	
フィード	7.5	1	"	1,200	
一次コンベヤ	15	1	"	1,200	
シャフトコンベヤ	5.5	1	"	1,800	
コンベヤ移動	2.2	1	"	1,800	
落石防止板	2.2	1	"	1,800	

発電機

用途	容量 (kW)	台数	電圧 (V)	回転数 (rpm)	備考
巻上げ	250	1	DC330		
引込み	50	1	DC220		
同上駆動用	300	1	AC440	1,180	巻線形
励磁機	10	1	DC220		
ロートトロール	3	1	"		
(巻上げ)	2	1	"		
ロートトロール	5	1	DC25		
(引込み)					
開閉直流制動					
同上駆動用	26	1	AC440	1,750	

3. 回転機

直流電動機は、すでに製鉄補機用として、多数の実績を有している、いわゆる、600 番形電動機 (JEM1109 規定の圧延用補機、および起重機用直流電動機) を採用している。

本機は、ひんばんな正転、逆転、過負荷などのか酷な運転に適するよう、電氣的、機械的に特別に設計されている標準電動機で、つぎのように、種々の特長を有している。



図 3.1 開閉電動機据付状況
Fig. 3.1 Installation of switching motor.

- (1) 電機子の GD^2 が小さいので、制御性がよい。
- (2) 界磁コイルは確実に固定され、振動、衝撃にたいして、十分保護されている。
- (3) フレームは、かんたんに開くことができ、内部の点検が容易である。
- (4) コロ軸受を軸からとりはずすことなく、電機子をフレームからとりだすことができる。

連続定格のものは、いずれも、電動機フレーム上に電動送風機をとりつけた他力通風形で、吸気口に設けたフィルタを通して室内空気を電動機内に押し込み、冷却を行なっている (図 3.1)。

1 時間定格のものは全閉形である。

発電機は、開放自己通風形 B 種絶縁で、主 M-G と補助 M-G の 2 群にわかれ、駆動用誘導電動機をのぞき、すべて片軸受とし、すべ付面積および重量の軽減をはかっている。

M-G セットは、鉄鋼上の電気室に、走行方向と平行あるいは直角に設置されている。したがって走行 (あるいは横行、引込み) および停止のときに、加速度のため衝撃がかかるので、振動の問題とともに、十分考慮する必要がある。

4. 制御装置

アンローダのおもな操作はマントリ形であればマントリ下部の運転室で、水平引込形であればホッパの側面前方に突き出した運転室において行なわれる。

荷上げの 1 サイクルは、まずバケットを鉱石の中に沈めながら閉じて荷をつかみ、巻上げと横行 (または引込み) により、ホッパ上部までバケットを移動し、バケットを開いて荷をホッパに投入する。つぎにバケットは開いたまま巻下げと横行 (または押し出し) によりふたたび船倉の鉱石上までバケットを戻す。

以上の操作をくり返すわけであるが、バケットを閉じて巻上げるまでは自動的に行なわれるようにしている。

走行、旋回は必要に応じて使用してアンローダ本体の移動、ホッパ以外への荷上げなどが行なわれる。

通常使用回数の多い主幹制御器は図 2.3 に示したようにユニバーサルハンドル付を使用し、一つのハンドルで開閉と

巻上げ、引込みと旋回、横行とバケットの旋回など二つの操作を行なうようにしている。

アンローダの制御方式についてとくに考慮すべき点は次のようなものである。

(1) 機体がレール上を走行し、またバケットの横行、引込み、巻上げ、開閉などの動作により振動衝撃が激しく、十分それに耐えるものであること。

(2) アンローダは港湾に面して設置されるものであり、また石炭鉱石を取扱うものであるので、潮風およびシヤイがひどく、それらの影響を受けにくいものであること。

(3) 巻上げの1サイクルは1分以下で、それを連続的にくり返すものであるので、制御回路としては十分速応性があり、ひんぱんな動作にも耐えるものであること。

(4) 操作盤、制御盤、主電動発電機、ロートコントロール相互間の配線、とくにトリ線(マントリ形)スリップリング(水平引込形)の数を多くならないように制御回路の設計および機器の設置場所を決定する必要がある。

(5) 保守調整を簡単にする意味から制御方式としてはできるだけ簡潔なものであること。

上記を検討した結果直流発電機はロートコントロールにより制御し適当な速応性と安定な動作を得ている。

以下に各制御回路に対する説明を行なう。

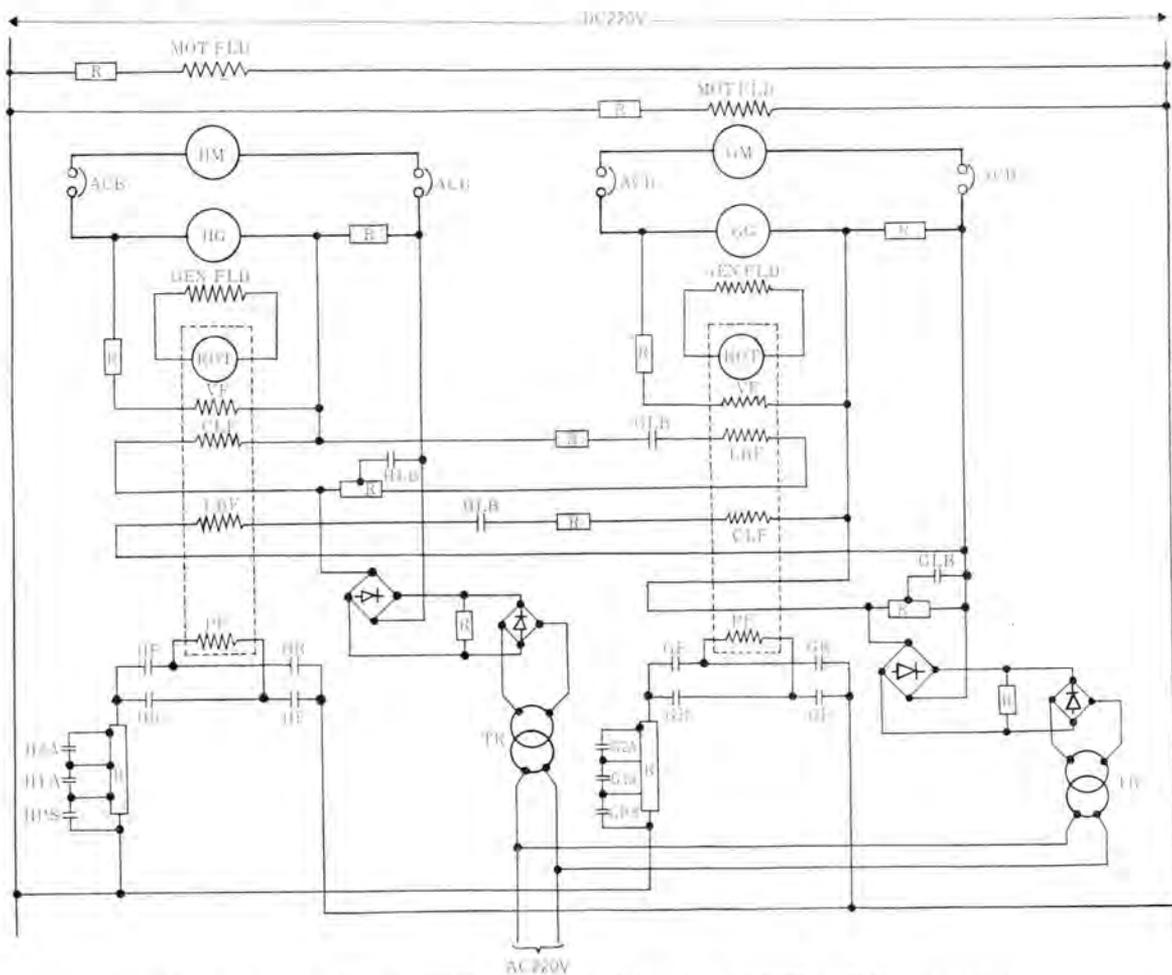
4.1 巻上開閉

(1) 等容量二電動機式

先に述べたようにこの形式では、巻上げ巻下げのとき2台の電動機を使用するのでその速度および負荷の平衡が問題となる。とくにバケットを閉じたときの負荷平衡と開いたときの速度平衡が必要である。図4.1は巻上開閉電動機制御回路の例でロートコントロールは発電機電圧制御と電流制限およびバケットの閉じた状態では負荷平衡制御にも使用している。

すなわち基準界磁 PF はノッチに応じた電流が流れ、速度の基準を与え、電圧界磁 VF は発電機電圧に比例した電流が流れ、PF の電流を大部分打ち消した状態で落ち着いている。したがって発電機電圧が大体一定に保たれ、電動機の速度の変動は小さい。電動機に過大な負荷のかかったときは電流制限界磁 CLF に電流が流れて PF を打ち消し、電動機速度が下がるので負荷が制限される。負荷平衡は CLF と LBF を使用し両電動機の負荷の等しいときに CLF と LBF は打ち消し合うようにしている。

(2) ボックススイッチ式



HM: 巻上電動機 GM: 開閉電動機 HG: 巻上発電機 GG: 開閉発電機 ROT: ロートコントロール

図 4.1 巻上開閉制御簡略結線図

Fig. 4.1 Schematic control diagram of grabbucket.

開閉と巻上げ巻下げは別個の電動機により独立して行なうので制御上は問題なく、発電機をロートロールにより電圧制御電流制限を行なっているだけである。

(3) 沈みつかみ

荷をつかむ場合、十分荷をつかむためバケットを鉱石の中へ沈めながら閉じの動作を行なう必要がある。これは自動的に行なうが、方式として巻上電動機を巻おろす方法と、巻上電動機は一定の反抗トルクを出すだけで、バケットの自重により沈下させる方法がある。前述の住友金属工業小倉向けのものは後者を、他は前者を採用している。前者は沈下量の調整は容易であるが、巻上ロープが完全にたるむ場合があり、後のたるみ取りの操作を確実にする必要がある。

(4) たるみ取り

荷をつかんで巻上げを始めるとき、開閉ロープだけに荷がかかることなく、巻上ロープにも同程度の荷をかけておく必要がある。そのためいわゆるたるみ取り操作が行なわれるが、通常自動的に行なわれる。二電動機式ではバケット閉じ終わりのときに巻上電動機を巻上方向にわずかに回転させ、ボックススイッチ式では開閉電動機を閉じ方向のトルクを出した状態で開きの方向に回転させるなどの方法を取っている。

4.2 横 行

マントリ形ではバケットを船倉上からホッパ上まで往復させるのに横行が行なわれる。これはレール上をマントリ車輪により走るもので、加減速はスムーズに行なわないと、バケットが揺動して作業能率が落ちる。

両極限ではリミットスイッチにより減速および停止が行なわれるが、とくに海上に突き出した側では減速が確実に行なわれたかどうかを速度監視回路により確認している。

この回路には磁気増幅器を使用しその基準巻線には許容最大速度に相当する電流を流し、速度巻線にはパイロット発電機を接続し、電動機が速度が所定の値を上まわっていると、磁気増幅器は直ちに出力を出し、継電器を動作させて電磁ブレーキによる非常制動がかけられる。

4.3 引 込 み

引込みは横行と同様バケットの水平移動を行なうためのものであるが、加減速をスムーズに行なう必要があるだけでなく

(a) 引込みはリンク機構によるため、引込半径によりバケットの水平移動速度が一定でなく、電動機にかかる負荷は複雑に変化し、ストロークの中間においても電動機は制動トルクを出す場所がある。

(b) 引込みは最近ネジ棒によるため、電動機からバケットに至る効率と、バケットから電動機に至る効率(制動時)が非常に異なり、したがってスムーズな減速を得るためには、制動トルクを加速トルクに比し低い値に制限しなければならない。

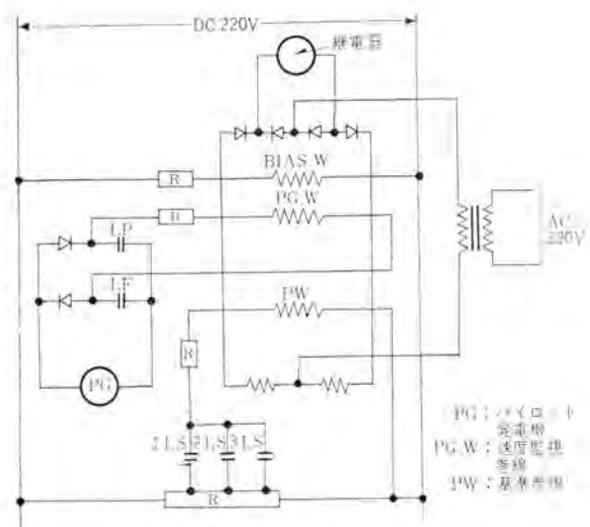


図 4.2 引込(横行)速度監視結線図

Fig. 4.2 Connection diagram of luffing speed check.

(c) 水平引込式の引込みの両極限での停止位置は、マントリ形の横行に比較してさらに厳格に制御する必要がある。

などの問題がある。したがって発電機をロートロールによる電圧制御を行なうほかに、両極限における停止位置を確実にするため、それぞれ2~3段の減速指令と停止の指令を与えるとともに電動機速度監視を行なっている。この回路には横行と同様、磁気増幅器を使用している。図4.2にその例を示す。

減速、停止および速度監視の指令は、リミットスイッチにより与えるが、10~12個のマクロススイッチを内蔵し、それらが両極限のわずかの角度において順次動作する特殊なリミットスイッチを開発し使用している。

4.4 旋 回

大形の水平引込形になると旋回半径は最大40mあるいはそれ以上になるため、引込半径に応じて旋回速度を変化させる。そのため半径の検出にはインクマ(一種のIVR)を使用し、その出力電圧を発電機電圧の基準値として使用している。

4.5 走 行

走行には通常巻線形誘導電動機を使用されるが、電動機が2台以上の場合には、負荷を平衡させるため電動機に適当な垂下特性を与えている。

5. む す び

以上主として大形のアローラ電機品について簡単に述べた。現在のところでは高度の自動化は行なわれていないが、将来は運転者の技能にたよらず操業できるように自動化が取入れられると思われる。

最後に始終ご協力ご指導を賜わった住友機械の関係者に深く感謝いたします。

PWR 用磁気ジャック形制御棒駆動装置

伊丹製作所 岸田 公治*・渡辺 聡*
大谷 清二**・中根 守久**

Magnetic-Jack Type Control-Rod Driving Mechanism for PWR

Itami Works Kōji KISHIDA・Satoshi WATANABE
Seiji ŌTANI・Morihiisa NAKANE

A control rod driving mechanism of magnetic jack type is one of promising devices of the kind for use with nuclear power reactors of high temperature and high pressure like light water types; it is in hermetically sealed-off construction and has other functional advantages. As a result of several year's research, the first unit has been just completed. Its working principle is to make use of magnetic force produced by magnetic flux penetrating through the pressure shell from outside where exciting coils are provided. The flux directly works on the rod driving shaft to give it a linear motion. A simple principle as it is, its magnetic circuit involves a number of knotty problems in design and manufacture. This report deals with the pains taken by engineers to bring it into being, giving test results achieved so far.

1. ま え が き

磁気ジャック形の制御棒駆動装置はとくに軽水形の動力炉用としてきわめて有望な方式であり、すでに米国においては二、三の動力炉に実用されて良好な成績をおさめているもようである。一般に動力炉の炉心部は高温、高圧であるから、この部分にそう入される制御棒の操作機構には多くの要求があって、現在までにもまったく多種多様な方式のものが提案されてきたが、磁気ジャック形はその運動部分が完全に密閉された圧力シェルの中にあつて、このシェルを貫通する磁束によって直接制御棒の直線運動を行なわせることが大きな特色である。

当社においては数年前からこの装置の研究開発に着手し、このたびその試作品を完成したのでその概要を報告する。

磁気ジャック形にはフリクション方式とその変形であるラッチ方式があつて、ともに圧力シェルを貫通する磁束によって内部にある駆動軸にステップ運動を行なわせて制御棒の引抜きおよびそう入を行なうものであり、原理的には大差のないものであるが、今回試作したものは前者のフリクション方式である。また今回の試作品は原子炉圧力容器の上部にすえつける形式になっているが、磁気ジャック形の特長のひとつはほとんど構造を変更せずに、そのまま圧力容器の下部から駆動する場合にも適用できることである。

一般に制御棒の駆動装置は、原子炉の操作神経に相当する重要な部分であつて、高

い信頼度と動作の確実性が要求されるわけであるから、実際の原子炉に使用するに先だつて、とくに精細にその特性を検討しておく必要がある。今回の試作はこのような目的にそつて遂行されたものである。

2. 構造および動作原理

2.1 構 造

この制御棒駆動装置は、原子炉圧力容器の上部にすえつけられ、圧力容器の内部にある炉心の燃料要素間に適当に配置された制御棒を上下に駆動するものである。圧力容器の内部は、たとえばPWR形の動力炉の場合は高温高圧の水で充満されているからこの装置も外界と高温高圧水を隔離するための圧力シェルが必要である。磁気ジャック形は、この圧力シェルの外側に配置されたコイルによって、内側の機構を磁氣的に操作する方式であるから圧力シェルを貫通するのは磁束だけであり、駆動軸や電

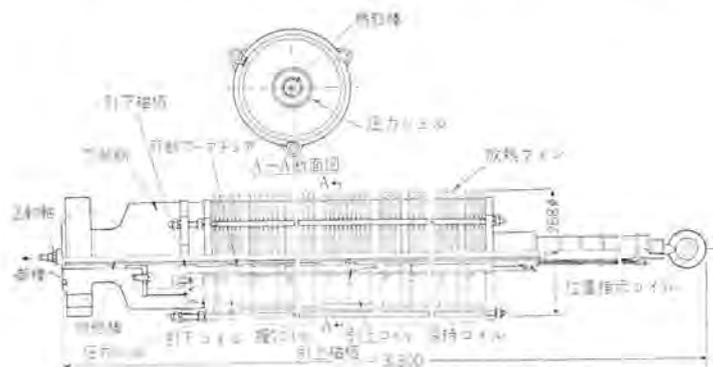


図 2.1 磁気ジャック形制御棒駆動装置

Fig. 2.1 Magnetic jack type control rod driving mechanism.

線などがいっさい貫通しない完全密封形になっていることがこの装置の大きな特長である。

この装置は図 2.1 に示すような構造のもので、6 分割された扇形棒とそれを支持する中心棒からなる駆動軸および可動 アーマチュア と、これを上下に運動させる引上磁極と引下磁極が圧力 シェルの内部に収容されており、その外側には 4 組の機能 コイル と位置指示 コイル が配置されている。

駆動軸の扇形棒はある程度半径方向に動きうる状態で保持され、駆動軸の下端は ダンプ を介して制御棒に接続されている。可動 アーマチュア は環状の磁性体と非磁性体とを積み重ねて一体に溶接されたものであり、握り コイル が励磁されるとこの内面に 6 本の扇形棒が吸いつけられ摩擦力によって保持される。引上および引下磁極は環状の磁性体であり引上コイルまたは引下コイルを励磁することによって可動 アーマチュア を上下に運動させるためのものである。圧力 シェル は引上磁極の上端付近からは次第に細くなり、その内径が可動 アーマチュア の内径と等しくなっていて、この部分の外周には保持 コイル が配置されているから、これを励磁することにより、6 本の扇形棒が吸いつけられ摩擦力によって保持される。したがって圧力 シェルの外側には上部からかぞえて保持コイル 6 個、引上コイル 1 個、握りコイル 6 個および引下コイル 1 個という順序で配置されている。そして装置上部にはさらに位置指示コイルが設けられている。

2.2 動作原理

駆動動作は、適正なシーケンスを与えるようなドラムスイッチをモータで駆動し、4 組の機能コイルを順次に励磁、消磁することによって遂行される。

動作順序はつぎのとおりである。(制御棒引上げの場合)

(1) まず通常状態、すなわち制御棒が静止している状態においては保持コイルだけ励磁され、これによる磁束は段つきの圧力 シェル 部をとって扇形棒を内壁に吸いつけ制御棒を保持する。

(2) つぎに引下コイルを励磁し、可動アーマチュアを完全に最下位に引付け、続いて握りコイルを励磁し可動アーマチュアの内面に駆動軸を結合させる。

(3) つぎに保持コイルと引下コイルを消磁し、続いて引上コイルを励磁することによって可動アーマチュアを引上げればそれにつれて駆動軸も引上げられる。

(4) つぎに保持コイルを励磁し、握りコイルと引上コイルを消磁すれば、通常状態に戻る。

以上のようなシーケンスを繰り返せば、制御棒はステップ状につぎつぎと引上げられていく。引下げの場合は上記のシーケンスを逆にすればよいわけである。

スクラムの場合はすべてのコイルを消磁することによって制御棒はまったく支持力を失うから自重で落下する。

位置指示装置は、図 4.5 に示されているように、装置上部に接続されている非極性体の圧力 シェル 延長部の外

側に検出用のコイルを配置して、圧力シェル内部を上下する磁性体の扇形棒の動きを電圧の変化として検出する方式である。

2.3 特 長

この装置はシーケンスを与えるドラムの回転速度を調整することによってある範囲内において任意の速度で制御棒を上下させることができ、しかも磁気的な制限から引上速度が異常に早くなることはない。そしてスクラムの要求があった場合はどのような状態にあってもコイルを消磁することにより制御棒は確実に落下する。また制御棒の落下にさいして相対的に運動する部分の構造が簡単で、ラッチやロックのようなものがなく、かつまったく潤滑剤を必要とする部分がないから長期にわたる運動のあとでもそのスクラムに対する信頼度はきわめて高い。しかしその反面磁気回路がかなり複雑であり、回転機による駆動装置のように、設計計算によってほぼ完全にその特性を予測することは困難であるから、このような意味での難点はある。

利点と欠点を列挙すればつぎのとおりである。

利 点

(1) 軸封部や電線の引込みがまったくなくて完全密封形であるからろえいの心配がない。

(2) スクラムに対する信頼度は 100% である。

(3) フェイルセイフ (fails-safe) である。

(4) 摩擦が少なく、また摩擦しても機構的に問題が少ない。

(5) 回転部分がなく構造が簡単である。

(6) 潤滑の必要がない。

(7) コイルの取換えは圧力シェル外部だけで簡単にできるから保守が容易である。

欠 点

(1) ステップ運動であるから任意に正確な位置で停止させることができない。

(2) 位置指示が間接的である。

(3) 強い衝撃に対して多少スベリを生じる。

(4) コイルを強制冷却する必要がある。

(5) 設計計算によって特性を正確に算定することは困難である。

2.4 試作品の仕様

試作した装置の概略仕様はつぎのとおりである。

使用温度	340°C
使用圧力	140 kg/cm ²
外 径	約 270 mmφ
高 さ	約 3,300 mm
引上重量	120 kg
全ストローク	1,500 mm
標準 ステップ ストローク	3 mm
ステップ ストローク 調整範囲	0.5~3 mm
標準 ステップサイクル	30 steps/min
ステップサイクル 調整範囲	0~45 steps/min

落下加速度

約 0.8 g

使用材料はすべて ステンレス 鋼であり、磁気回路は マルテナサイト系、他の部分は オーステナイト系である。そしてコイルの所要 アンペア回数もできるだけ小さくするために工作精度を上げて不要なギャップを小さくおさえ、また磁気分路のできるのをさけている。駆動軸の可動アーモチュアおよび圧力 シェル 内壁に吸いつけられる棒は、この接触面における磁速分布をできるだけ一様にして効率を上げるために、6本の扇形棒の組合せを採用したが4本の扇形棒についても試作試験を行なった。

位置指示 コイル は 1,500 mm の ストローク に対して コイルを 10 分割し、さらに内部を 3 分割して精粗 2 段切換えて読むことができるようになっている。粗指示は約 50 mm ごとにランプを点灯すると同時に全 ストローク を電圧計で読むことができ、精指示は全 ストローク を 10 段に切換えて電圧計で読む方式であって、その精度は約 1 cm 程度である。

3. 設計製作上の問題点

3.1 設計上の問題点

この装置は内部が原子炉の一次系につながっているから、高い内圧に対して十分強固であるとともに完全な水密構造でなければならない。しかし一方内圧を受ける圧力 シェル の部分は磁気回路に対して分路を形成することになるから、この シェル の厚さはできるだけ薄くすることが得策である。またあらためて述べるまでもなく、制御棒は原子炉の中核機関であってその機能はきわめて信頼度の高いものでなければならないから、機構上の設計にも十分慎重を期する必要がある。

そこで設計上のおもな問題点を列挙すると次のようになる。

- (1) 完全水密、高温内圧容器としての構造設計
- (2) 複雑な磁気回路の設計
- (3) 機械的要素と電磁氣的要素の兼ね合いの問題
- (4) 材料の選定と工作技術的な問題に対する配慮

これらの問題について、ひとつひとつの詳細については記述しないが、なかでもその特性上とくに問題になることがらとして次のようなものがあげられる。

この装置は前章に述べたように、制御棒を保持したり上下させたりするのはすべて磁束によるものであるから、設計に際しては磁束の挙動をできるだけ正確に把握する必要がある。しかしすでに知られているように複雑な形状を持った磁気回路における磁束分布、あるいは磁束の時間的变化などは計算だけで予測することはかなり困難であり、しかもこの装置において磁気回路を構成している部分にはいくつかの空けキや磁気分路が存在しているし、その上扇形棒のような不規則な運動をする部分もあるから、設計計算によって正確な特性を求めることはいっそう困難になる。しかし設計に際しては慎重に仮定条件を設定し、できるだけ近似度の高い方法で計算を行な

ったので、試験結果はこれらの設計値とかなりよい一致を示したが、なかには計算値との間にいくらかの差異を生じたものもあった。

まず磁束をできるだけ有効に利用するためには磁気分路を極力少なくしてやることであり、さらに所要 アンペア回数を小さくするためには磁気回路中の空けキを少なくすることであるが、これらはともに構造上からの制限を受ける。たとえば圧力 シェル に非磁性の ステンレス 鋼を使用すれば磁極間の分路はほとんど存在しないことになって有利であるが、これを貫通して扇形棒に達する磁束に対しては非磁性体の厚い層が存在することになって不都合である。そこでこの相反する条件に対する一つの解決策として圧力 シェル の磁束貫通部だけに磁性材料を使用し、そのほかの部分是非磁性材料にして、いわば環状体を接続したような構造にするか(図 3.1 に示すように圧



図 3.1 圧力シェル

Fig. 3.1 Pressure shell.

力 シェル の保持 コイル に対する部分はこの環状体の接続による構成である)、あるいは磁性体の圧力 シェル に溝を切つて非磁性の ステンレス をデポジットする方法などについても検討したが、これが高圧の圧力容器であり工作技術の面でもいくつかの困難が予想されたので、今回は握りコイル部分の圧力 シェル の材料としてマルテナサイト系の磁性ステンレス鋼だけによる構造を採用した。そしてシェルの肉厚は許される範囲内においてできる限り薄く選び、とくにシェルの内径の変化する部分や端部などには、十分大きな曲率半径をあたえて集中応力の発生をさけるようにした。このほかに磁氣的な問題として残留磁気、磁気余効および渦電流の問題がある。制御棒を上下させる場合には4組の機能コイルが順次に励磁と消磁を繰り返されるわけであるが、これに対応する磁束の変化は材料のヒステリシス曲線と磁気余効の量および渦電流の存在によって大きく影響される。この問題はシーケンスの組み方とその速度に関連するから重要な問題であり、磁気回路中の空けキの大きさや磁極などの形状にも関係する。しかしこれらは定量的な予測が困難であるから、今回の装置については磁路の接合面に適当にクロームメッキなどを施すことを試みた。

しかし扇形棒の表面はクロームメッキを施すことによって摩擦係数が低下し、保持力の小さくなるおそれがあったので、メッキを施したものと施さないものの2種類を試作して比較したが、やはりかなり大きな差異が認められたのでこの部分についてはクロームメッキを施さないものを採用した。摩擦係数の推定と連続使用状態におけるその値の変化もこの装置に関する問題点の一つである。

このように磁気回路からの要求と構造上の問題の兼ね

合いから主要部分の構成が決定されるから、つぎに工作精度の限界によって定まる各部の空けを推算し、所要アンペア回数を求めることになる。ところがここで問題になるのは、コイルの大きさと温度に対する対策である。この装置は一般に原子炉の圧力容器の頂部に、たがいに隣接して数十本程度すえつけられるので、その外径は制限を受けることになるし、高さ方向にもいろいろの面から制約がある。したがってコイルの断面積は大きく制限を受けることになって、所要アンペア回数をあたえるための電流密度が問題になる。しかもこの装置は内部に高温水が充滿されているから、少なくともコイルの銅損は外表面だけで除去しなければならない。そこで今回のものは外表面に冷却フィンを設けて冷却効果を上げ、コイル自体もガラス巻線を使用してH種の真空含浸を行ない、熱伝達を良好にするとともに200°C程度までは耐えられるようにした。

3.2 製作上の問題点

設計上の問題点と製作上の問題点はもちろなたがいに関連の深いものであり、切りはなして考えることはできないが、ここでは主としてこの装置の特殊性のために工作技術上苦勞の多かった問題をひろい上げてみることにする。

まず第一は機械加工の方法とその精度である。図3.1に示す圧力シェルをはじめ、この装置の部品には長尺ものでしかも何段にも溶接接合することによって作り上げられた構造のものが多く、その上これらは順次半径方向に重ねられることになるから、真直度に対する要求が厳格である。もし真直度が悪ければ当然むだな空けを多く見積らなければならないことになってアンペア回数が増大して不利な設計になる。そこでこのような部分については溶接と焼鈍と機械加工を繰り返す必要があった。また図3.1に示されている保持コイル部分の圧力シェルや可動アーマチュアのように、磁性のステンレスと非磁性のステンレスとを交互に積み重ねた構造のものは溶接による収縮量を適確に知っておかないと、磁極になる部分のピッチにくるいを生じて不都合である。したがってこれらについては部分的な試作を繰り返して正確なデータをを得ることに努力がはらわれた。

第二の問題は図3.2に示すような扇形棒の製作方法である。これには肉厚円筒を6分割して作る方法と、押し出しによって作った扇形の異形棒を組合せる方法が考え



図 3.3 下部胴
Fig. 3.3 Adapter.

られる。そこで今回はカッタによって円筒を6分割したものと、押し出しによる4分の1円の扇形棒の集合体の2種類のを試作したが、マルテンサイト系のステンレスの細長い円筒をカッタで6分割する作業には非常に苦勞した点が多い。

第三の問題は圧力シェルと下部胴との結合部である。図3.3の下部胴に見られるようにこの部分はネジ込みになっており、気密を保つために“O”リングを使用した上にシェル溶接を施す方法が採用されている。この部分は直径170mm程度のステンレス製のネジであり、製作途上で焼付きを起こしたこともあったので、モデルを試作してネジの形状などにも詳細な検討が加えられた。“O”リングとしてはステンレス、シリコンゴムおよびテフロンを3種類を準備したが、もっとも組立の容易なシリコンゴムを使用しても熱的に問題ないと思われたので現在はこれを使用している。

4. 試験の経過

この装置は部分的な検討と改造を行ないながら試作を進め、常温、常圧におけるおもな特性試験を完了したのでその経過の概要について述べる。

4.1 試験装置

この装置の試験を行なうために装置駆動用の制御盤、スクラム試験用のタンバ、装置をすえつけるための架台および制御棒代用の重なりなどが装置と並行して製作された。

制御盤は図4.1に示すような外形であり、コイル励磁用の可変電圧の直流電源、励磁シーケンス用のドラムスイッチおよび位置指示装置を内蔵する。

タンバは実際の原子炉の場合のように水のふんい気中



図 3.2 駆動軸（扇形棒）
Fig. 3.2 Driving shaft.



図 4.1 制御盤
Fig. 4.1 Control board.

に設けることは困難で、大気中で行なうことにしたから暫定的なものとして、パネと油による方法のものを製作した。

架台はこの装置の駆動軸の下端に ダンプ ならびに重りをつり下げて、1,500 mm のストロークを上下させて試験することができるように、床上約 3 m に装置本体が取付けられ、下部には ダンプ 受台が取付けられた構造である。



図 4.2 試験架台上の駆動装置

Fig. 4.2 Driving mechanism on the testing station.

図 4.2 はこの装置を架台に取付けた状況を示しており、下方の円筒状のものは ダンプ である。

そのほか特性測定のためにはシーケンス調整用として 4 要素ペン書きオシロ、ステップストローク測定のための差動変圧器形変位測定器、ダンプの衝撃測定用の加速度計およびストレインゲージ、電流量測定のための電気計器などが準備された。

4.2 力の測定

この装置は 4 組の各機能 コイル を励磁することによってどれだけの力を出ることができるかということがこの装置の性能を左右する根本になるから、まず第一に力の測定を行なった。

引上コイルと引下コイルは、ステップストロークが定まっていればコイルの磁束によって一元的に決定されるが、握りコイルと保持コイルは、磁束による吸引力と可動アーマチュアまたは圧力シェル内壁と扇形棒外表面の摩擦係数との積によって、その握り力や保持力が決定される。

(1) 四つ割および六つ割扇形棒の比較

したがって握りコイルおよび保持コイルによる力の測定に際しては、まず四つ割の扇形棒と六つ割の扇形棒の比較を行なった結果、摩擦現象の影響で力に多少のバラツキはあるが、同一の握り力、保持力を出すため、六つ割扇形棒に比較して四つ割扇形棒の場合は約 2 倍のアンペア回数を必要とした。測定を行なった電流値より推察して磁

束は $B-H$ 曲線のほぼ直線領域にあると思われるから吸引力において約 4 倍の差がある。この原因は正確にはつかめていないが、可動アーマチュアまたは圧力シェルの内壁と扇形棒表面の接着状態が六つ割にくらべて四つ割の場合は悪くなることが予想されるわけで、磁束の不均一と空ガキの増大が原因したのではないかと考えられる。このほかに両者の製造方法の違いによって表面の摩擦係数にも多少の差異は存在するであろう。したがってその後の試験にはすべて六つ割扇形棒を使用した。

(2) 握りコイル、保持コイルの保持力

握りコイル、保持コイルともに同様の特性を示し、規準電流で荷重 120 kg を保持し、規準電流の 20% 増して約 200 kg の荷重を保持した。ただし駆動速度を上げるために、引上コイルおよび引下コイルの力を増大させて駆動した場合には、可動アーマチュアが引上磁極および引下磁極に突き当たる衝撃で駆動軸がすべる傾向があった。とくに重荷重で降下させる場合にこの現象はいちじるしくなるが実際に原子炉に取付けた作動状態ではこの部分にも水が充満して、ある程度ダンプの役目を果たすことになるから、このスベリ現象は水中試験を行なってからでないとなんて結論を下すことはできない。なお静止状態で荷重を保持する場合は、駆動中の規準電流の約 1/10 でよいことがわかった。

(3) 引下コイルの吸引力

引下コイルの吸引力は正確な測定が困難であり、また荷重により、その吸引力を増大する必要はないわけで、かえって荷重が増すと落下しやすくなるから下降の場合には必ずしも必要ではない。したがってとくに力の測定は行なわなかったが、要するに引下コイルの所要吸引力は可動アーマチュアが引上磁極に吸着され、引上コイルを消磁したにもかかわらず残留磁気によって保持されているのを引下げればよいので、駆動上なんらの不備も見受けられず良好に動作した。

(4) 引上コイルの吸引力

引上コイルの吸引力は制御棒代用の重りを何枚も積み重ねていき電流をいろいろ変えて測定した。その結果荷重の増大とともに電流が増大するだけでなく、引上時間が次第に増大することが認められた。したがって駆動速度を高めるためには引上コイルの吸引力は大幅に余裕を取る必要があることがわかった。なおこのコイルは握りコイル、保持コイルのように分割して設けることが困難であるから、コイルも大きくなり、時定数も大である。引上時間が増大する原因の一つは渦電流によるものと思われるので、磁極に溝をつけてこの影響を少しでも除去する方法などについて現在試験を進めている。現在までの結果は引上荷重 100~200 kg に対し電流を変えて測定したところ、引上時間は 0.8~2.0 sec 程度であった。

4.3 シーケンスの調整

シーケンスは動作原理の項で述べたような順序で行なわれるため、その動作状態を図に示すと図 4.3 のようにな

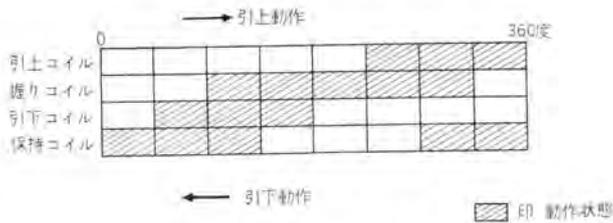


図 4.3 動作シーケンスの概念図

Fig. 4.3 Schematic diagram of operation sequence.

る。したがって各コイルの励磁から作動までの時間の遅れをオシロで測定し、図 4.3 の動作をするようにそれだけの時間遅れ分だけ励磁のドラムスイッチのシーケンスを進めてやる必要がある。

試作した装置の各コイルの時間遅れは、当然荷重によって異なるが、握りコイルおよび保持コイルが約 0.2 sec 程度、引下コイルが 0.35 sec 程度、引上コイルが 1 sec 程度である。したがって制御棒の上昇および下降に対して同一のドラムスイッチを正転、逆転させることは駆動速度を高める上からは非常に不利であり、それぞれのシーケンスのドラムスイッチを別個に設けるほうがよいことがわかった。現在の状態では各コイルの時間遅れにより 30 steps/min が限度であるが、今後とくに引上コイル、つぎに引下コイルの時間遅れを短縮することによって 60 steps/min の駆動速度も可能であると思われる。

なお図 4.4 は引上動作中の各コイルの励磁電流ならびに駆動軸の動きを調べたオシログラフである。

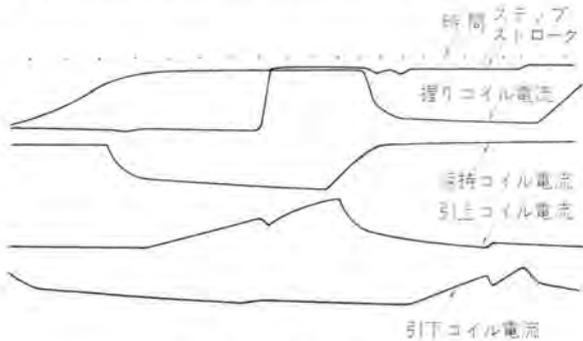


図 4.4 動作特性オシロ

Fig. 4.4 Oscillograms of operation characteristics.

4.4 位置指示装置

すでに述べたようにこの装置は運動部分がすべて圧力シールの内部にあって外界と遮断されているから、位置指示装置もこのシールをとおして検出する方法でなければならぬわけであり、今回の試作品については図 4.5 の原理図に見られるような相互インダクタンスの変化を利用する簡単な方式を採用した。

試験の結果としては、制御棒駆動軸の上昇に当たって、各二次コイルに接続された豆ランプが順次点灯していくことが認められ、粗指示としてこのような方式が採用

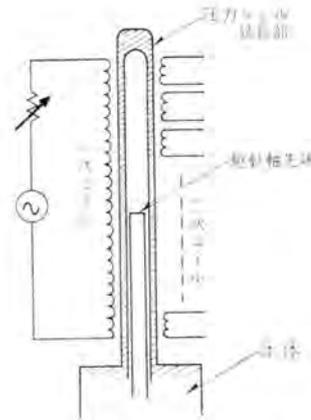


図 4.5 位置指示装置原理図

Fig. 4.5 Position indicator schematics.

できることがわかったが、一つの問題はランプの点灯数が増すにしたがってその輝度が下がることである。換言すれば二次側の全誘起電圧が駆動軸の上昇に対して正比例しない飽和の傾向を示すということである。この原因の一つとしては一次コイルの両端に加わる電圧を一定としたとき、これがほとんど駆動軸のそう入されている部分にだけくわれることになり、コイル一巻に対する電圧が駆動軸のそう入とともに減少することになって磁束密度の低下を生じることが考えられる。したがってこの対策としては一次コイルを分割して並列に給電すればかなりの改善が期待できるものとして現在計画を進めている。

各コイル内の精指示については誘起電圧の変化率は約 0.02 V/cm 程度であり、適当な計器を使用すれば 5~10 mm 程度の精度で十分読み取ることができ、直線性もかなり良好であることがわかった。

5. むすび

以上述べてきたように磁気ジャック形制御棒駆動装置は多くの利点を有してはいるが、設計、製作の面で幾多の問題点があったので鋭意研究を重ね、第 1 号機を完成することができた。しかし現在の段階では必ずしも満足すべき状態ではない部分も二、三あるし、これまでの試験結果で今後の課題も判明してきたのでさらに改造を重ね、試験を行なった上で、十分な機能を有し、かつ高い信頼度のある装置を完成し将来の原子力発電所の受注に備えたいと考えている。

おわりにあたり、この装置の製作ならびに試験にご協力下さった関係者各位に厚くお礼申し上げる。

参考文献

- (1) J. N. Young: Magnetic jack—a new control drive mechanism. *Nucleonics* (June, 1957).
- (2) W. A. Stein: The magnetic properties of stainless steel. *AIEE Technical paper*, 48-275.
- (3) L. J. Balog · A. A. Bishop · T. F. Widmer: Design and test analysis of the magnetic jacking positive latch control rod drive mechanism. *YAEC-155*, Yankee Atomic Electric Co. (1959).

高周波誘導加熱装置 (IV)

— 高周波発電機用配電盤 —

神戸製作所 小 滝 喜 久 二*

1. まえがき

最近工場設備の合理化より工業電熱装置の、誘導炉および誘導加熱装置として、約 1,000~20,000 c/s で各種容量の電動発電機式高周波発電機の需要がますます増大している、

高周波発電機を使用した加熱装置は他種の装置に比べ、単機で大容量のものが製作でき、また任意の制御が容易に行なえる利点を有している、

ここでは高周波発電機の制御と配電盤装置について述べる、

2. 制御回路

制御回路としては図 2.1 高周波発電機主回路接続展開図に示すように、誘導電動機回路、高周波発電機回路、および静電コンデンサ回路の三つに大別できる、

2.1 誘導電動機回路

高周波発電機はその構造上慣性が大きく起動時相当のエネルギーを必要とする、

駆動用誘導電動機入力電圧は発電機の出力が少なくとも 50 kVA 以上であれば高圧 (普通 3 kV) 50 kVA 以下であれば低

圧 (普通 440 V または 220 V) を標準として使用している、

高圧の場合、ほとんどカゴ形電動機を使用しているが、単極形の発電機で容量が大きくなると巻線形電動機も使用される、

カゴ形電動機の起動方式として、全電圧起動と減電圧起動の2種類があるが、全電圧起動は起動操作が簡単であり他の方式に比して付属装置も必要でないなどの利点があるが、起動電流が定格電流の 6~7 倍で、場合によっては電源系統に電圧降下を及ぼし、他の電気機器の運転に支障をきたすときもあるので、電源容量によっては起動補償器を使用した減電圧起動を行なっている、起動補償器による方法は図 2.2 に示すように電源電圧

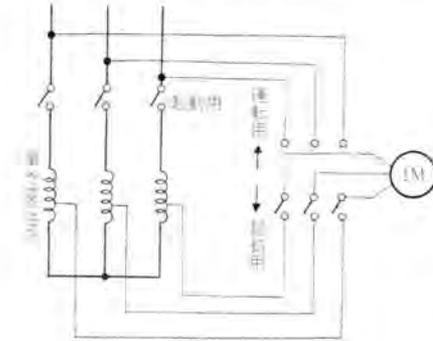


図 2.2 起動補償器を使用した誘導電動機

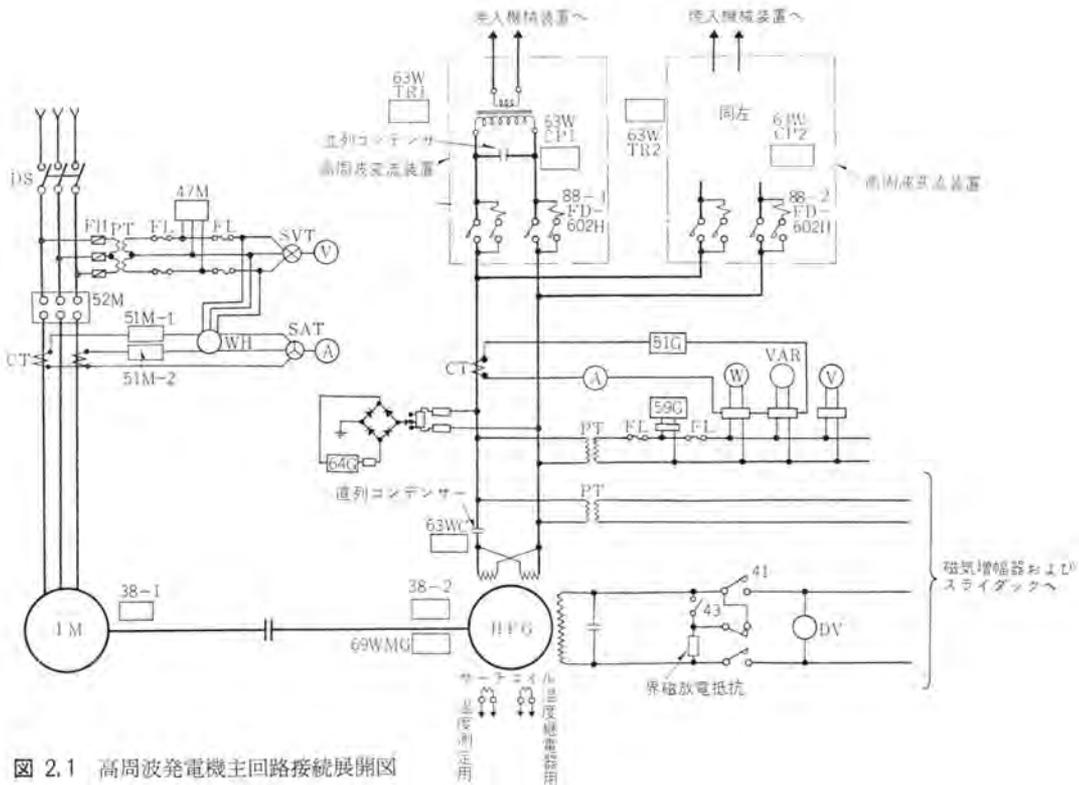


図 2.1 高周波発電機主回路接続展開図

は三相単巻変圧器に加わり、その一部である低電圧タップから取出して電動機に加え、加速後全電圧を起動機に印加して運転状態となる。なお起動補償器の標準タップは普通 80-65-50% で 65% のタップを用いて起動電流は定格電流の 2.5~3 倍である。起動シヤ断器から運転シヤ断器への切換えは普通時限継電器により自動切換えを行なっている。

巻線形電動機の起動方式は、二次巻線に接続された二次抵抗値の選び方により、起動トルクを最大トルクにしたり、あるいは起動トルクを必要量にとどめ起動電流を小さくすることも自由にできる利点がある。普通全負荷トルクで起動する場合は、起動電流は定格電流の 1.1~1.3 倍である。二次抵抗器の自動操作は高压側の電流継電器により行なっている。

低圧の場合はカゴ形電動機であるが電源容量が高压に比べ非常に少ないので、直接起動では起動電流が多く電源に悪影響を及ぼすのでほとんどデルタスター起動方式を採用している。起動時は三相固定子巻線はスターに接続し電動機はこの状態で加速し、全速度に達したのち運転に切換えて巻線はデルタ接続となり運転状態となる。起動電流は直接起動時の 1/3 である。

2.2 高周波発電機回路

誘導加熱における高周波発電機の自動制御としては、発電機の励磁回路により発電機電圧を制御して負荷電力の調整により加熱条件を正確容易に制御できる特長がある。

図 2.3 はなんら自動制御する必要のない場合でもっとも簡単に交流電流を整流器により直流に変え励磁するもので直流電流の増減は入力交流電圧をスライダックで調査することにより行なっている。

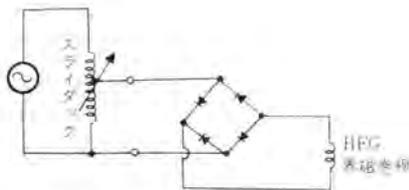


図 2.3 スライダックによる励磁回路

しかし誘導加熱は被加熱物が加熱時間とともに不規則な変化をなし安定しないとか、また加熱時間や加熱量により変形、変質するなど発電機から見れば非常に微細な制御を要求される場合が多い。たとえば真空溶解の場合発電機電圧が規定値以上になると大きな放電電流が流れるので定電圧制御、また表面焼入などでは定電力制御、定温度制御、作業能率や品質管理上の繰り返し作業ではプログラム制御が必要である。

自動制御の形式はその目標値が時間的に一定のものもあるが変化することもあり、その形式によって高周波発電機に使用されるものは次のように分けられる。

(1) 定値制御

目標値が時間的に一定な制御形式のもの

(2) 追従制御

目標値の変化をあらかじめ想定することはできないがとにかく不測の変化するもの

(3) 比率制御

目標値が他の量と一定の比を保つよう制御するもので一種の追従制御である

(4) プログラム制御

目標値があらかじめ定められた時間関係で変化する形式のもの

以上の制御方式は用途により単独または各種の組合せにより加熱装置にもっとも適した方式が採用される。

各加熱装置に使用されている例を記載すれば

(a) 溶解

溶解においては溶解効率を良くするため非常に多くの電力を加える必要がある。かつ溶解中の材料により負荷特性の変動も大きいがいかなる場合もインピーダンス整合を行なって定電力を加える。並列コンデンサは全設備の大半を可変とし自動制御させ、また整合変圧器も数タップ出し切換え得るようにしている。しかし急激な負荷変動や、発電機の電圧上昇、下降のために発電機の自動制御として定電圧制御をする必要がある。

(b) 鍛造加熱

加熱時間が早く加熱中インピーダンス整合を行なうこともできないので、直列コンデンサを使用し発電機の自動制御としては定電圧制御を行なっている。加熱温度による自動制御を行なうこともある。

(c) 高周波焼入

電力および加熱時間の制御が必要で、発電機の自動制御としては定電力制御を行なっている。加熱時間は限時継電器または送り速度の制御により行なっている。

(d) 高周波焼鈍

発電機の自動制御は定電圧または定電力制御を行なっているが、自動温度プログラム制御も加味することができる。

自動電圧調整器の形式には動作原理から分類して振動形、抵抗器形、および無接点形があるが、高周波発電機用としては負荷変動が非常にひんばんであり、かつ多種目的の制御も要求されるので標準として無接点形すなわち磁気増幅器による方法を採用している。

図 2.4 は磁気増幅器による高周波発電機の自動制御系統図である。磁気増幅器の増幅率はきわめて大でまた何段かを使用し



図 2.4 自動制御回路系統図

て増幅度を高くできるので数 mA 程度の調整電流で数百 kW の発電機出力を約 1/10 出力から全負荷電力まで連続的に容易に制御することができ、焼入などの微細な速応性を要求される制御に最適である。

図 2.5 は磁気増幅器による励磁方式の一例で定電圧制御の場合

である。制御電源変動による誤差をなくすため定電圧装置による基準電圧と発電機主回路の計器用変成器から整流して取出した発電機電圧を比較し、その偏差により磁気増幅器の制御巻線を励磁すれば偏差の大小により磁気増幅器の出力電圧が変化し、その磁気増幅器の出力電圧により発電機界磁電流を変え発電機

電圧を一定に制御するものである。このようにして負荷の急変、電源電圧の変動、出力電流位相の変化にかかわらず発電機電圧を一定にする。発電機電圧の設定を変更させたい場合は計器用変成器からの出力電圧を調整抵抗器で変えることにより容易に行なうことができる。この磁気増幅器には乱調防止巻線、電流補償巻線、電流・電圧制限巻線なども組み込むことができ、発電機電圧を制御する種々の自動制御が容易に行ないうる。

自動制御でもっとも大切なことは必要とする負荷状況が希望する状態にあるかどうかをもっとも確実に検出することである。電圧電流の場合は整流器により整流した直流電圧、電力の場合は熱電対による直流電圧、温度の場合は熱電対または放射温度発信器などを用いて取出した直流電圧として検出し、これをあらかじめ設定した基準電圧と比較して、その偏差により発電機電圧を制御する。

図 2.6 は高周波発電機を定電力制御、プログラム制御、および温度制御をした場合の一例で、とくに電力制御の場合は電圧電流制限を行ない、かつ発電機負荷を力率 1.0 付近に保つ必要があるため並列コンデンサを力率継電器により自動制御させている。

2.3 静電コンデンサ回路

高周波発電機負荷の力率が 1.0 であることが必要で、このとき発電機は最高の連続出力を出しうる。すなわち発電機、線路、および負荷の合成力率を 1.0 にすることである。このため高周波発電機装置には直列コンデンサと並列コンデンサの 2 種類が設けられる。

(1) 直列コンデンサ回路

発電機の内部リアクタンスは周波数が高いので非常に大きく、これを補償するためには発電機の近くに電機子巻線と直列にコ

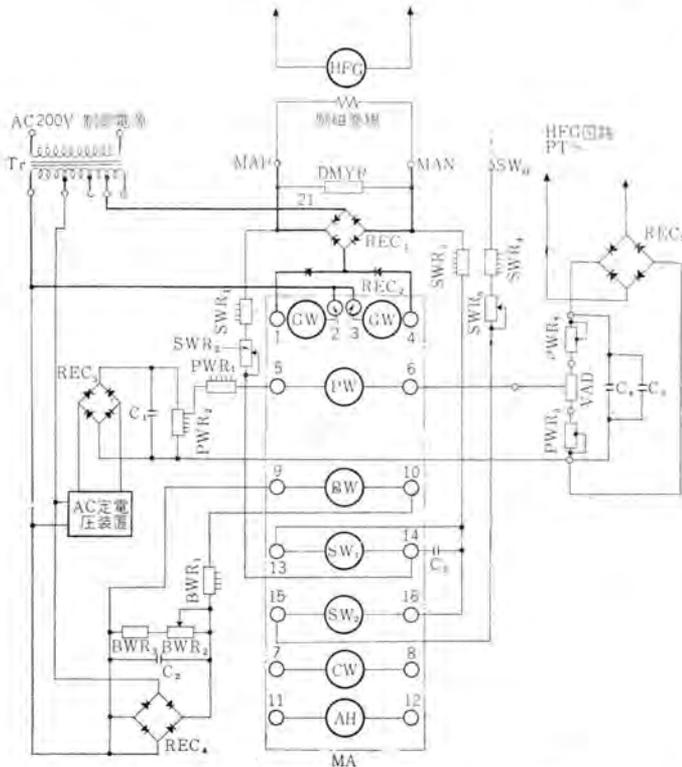


図 2.5 磁気増幅器制御回路(定電圧制御)

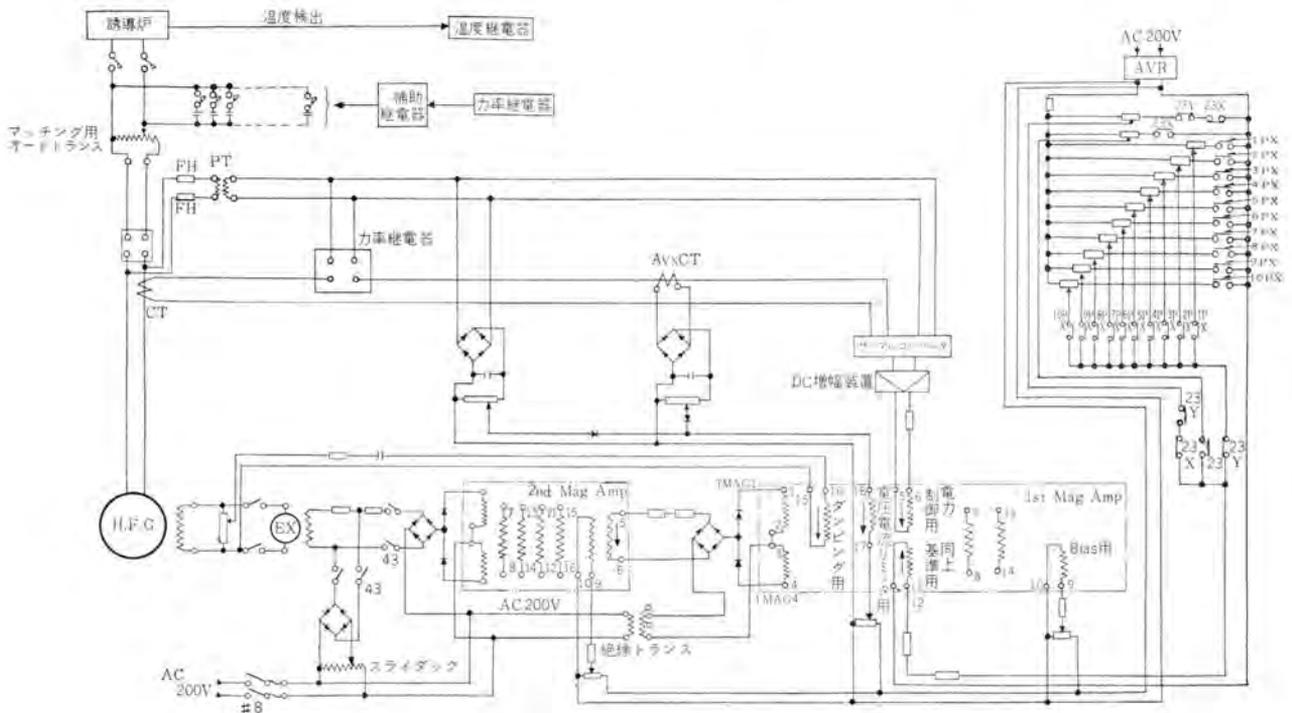


図 2.6 磁気増幅器制御回路(定電力, 定温度, プログラム制御)

コンデンサをそう入してリアクタンス分を打ち消す場合がある。

線路も発電機から接触器および変圧器を通じて加熱装置に行くまでに使用される接続導体が銅条であるか、ケーブルであるかによって異なるであろうし、また銅条を使用する場合にその大きさ、形状および配置によってもずいぶん差がある。ケーブルにしても単心ケーブルを用いるのと同軸ケーブルを用いるのではまったく違ってくるし、その配線場所によっても違ってくる。これら線路のリアクタンス分に対する補償はその加熱装置の配置により変化するが、発電機と直列にそう入したコンデンサに適切な調整タップを設け、そのタップを選ぶことにより補償される。

(2) 並列コンデンサ回路

一般に誘導加熱負荷インピーダンスは加熱行程中に大幅に変わるものが多く力率も変化するが、これに対し発電機と負荷インピーダンスを整合させ、つねに発電機定格容量を負荷に供給して能率を上げるのがインピーダンス整合で、これは並列コンデンサの脱着、および整合変圧器タップの切換えにより行なわれる。

並列コンデンサの自動制御としては、無効電力による方法、力率による方法の2種類が考えられる。

(a) 無効電力による方法

無効電力継電器を用い、負荷回路の無効電力が規定値よりも大きくなった場合はコンデンサを投入し、また小さくなるか、進み無効電力が規定値より大きくなれば開放する方法で、コンデンサはその容量に等しい無効電力を補償するのであるからもっとも合理的である。コンデンサ容量としては同一容量にする必要がある。

(b) 力率による方法

力率継電器により負荷回路の力率を検出し、力率が規定値になるようコンデンサを開閉制御する方法で、コンデンサ容量が異なってもよく、この場合最小負荷に対する補償用の固定コンデンサ以外の調整用コンデンサは小容量から大容量順に開閉するようにしたほうがよい。またコンデンサ容量が違うため次に述べる単方向順序継電方法が使用できないから、各コンデンサの使用頻度が同一でないため、時々組合せ変更をする必要がある。

力率制御の欠点としては低負荷時に自動装置を停止させる必要がある。すなわち調整幅は負荷が小さくなるとともにコンデン

サ容量が小さくなるから、この幅が単位のコンデンサ容量より小さくなればハンチングを起こす。これを防ぐためには電力継電器により一定負荷以下になったら自動装置を解除するような連動にする。

(c) 順序動作継電方式

コンデンサの自動制御は多数のコンデンサを1組の投入ならびにシャ断検出用継電器により共通に制御するのであるが、このときどのコンデンサを開閉するかを定める回路方式として普通考えられるのはA→B→Cの順序に投入しC→B→Aの順序で開放する方式であるが、このような方式であれば負荷条件によってはA→Bで投入しB→Aで開放を繰り返して行なわれることもあり得てAとBのコンデンサの使用頻度はCのコンデンサに比べ非常に多く、コンデンサや開閉器の点検保守を要する時間がいちじるしく短くなり、場合によっては特定のコンデンサや開閉器が意外に早く損耗して不測の事故を起こすことも考えられる。これに対し単方向順序継電方式で投入はA→B→Cの順序に行なうと同様に開放もA→B→Cの順底に行なわしめる方式でコンデンサや開閉器の動作回数はつねに同一となり、保守上非常に有効な方式であるが欠点としてコンデンサ容量が等しくなければならぬことである。

図2.7にその継電器回路の一例を示す。

(3) 力率継電器

1,000~10,000 c/s 用の力率継電器としてPFH形力率調整継電器が開発された。以下簡単に原理、特性について述べる。

高周波回路の力率を測定して力率角が整定値からわずかにずれた場合に遅れのときは遅れの接点、進みのときは進みの接点を閉じるようにした双方向接点を有する継電器である。ある電圧 V と同一周波数の電流 I との間の力率 $\cos \theta$ との関係はそのワット成分 W との間に $W=VI \cos \theta$ なる関係があるが、この継電器はワットの測定を行なってその正負を判別することにより接点を開閉する動作力を得ており、 $W=VI \cos \theta$ は $90^\circ > \theta > -90^\circ$ の間で正である。しかし一般に調整しようとされる力率は I 付近であるし、その範囲を広く見積っても $\text{lead } 30^\circ \sim \text{log } 30^\circ$ の間であるので、この継電器では移相器により V とは

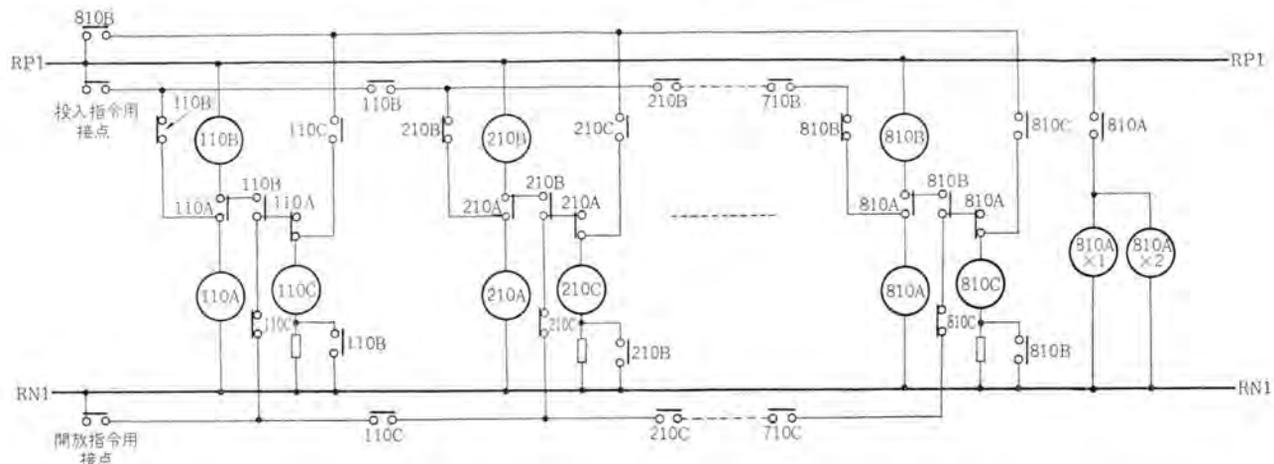


図 2.7 単方向順序継電回路

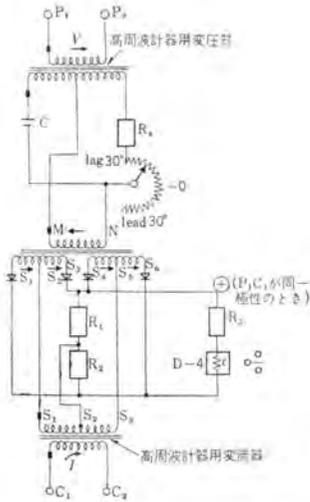


図 2.8 PFH 形力率調整継電器回路

60°~120° 異なった電圧 $Ve^{-j\theta}$ ($\theta=60^\circ\sim 120^\circ$) を作り、この電圧と電流とのワット成分の正負を判別している。したがってこの継電器の力率整定範囲は $\text{lead } 30^\circ\sim 0^\circ\sim \text{lag } 30^\circ$ の間である。

図 2.8 に PFH 形力率調整継電器回路を示す。

$Ve^{-j\theta}$ と $Ie^{j\theta}$ とのワット成分 $VI \cos(\theta+\phi)$ を測定するためこの継電器要素では $Ve^{-j\theta}$ と $Ie^{j\theta}$ とを補助変流器を介して合成し、 $K_1Ve^{-j\theta}+K_2Ie^{j\theta}$ と $K_1Ve^{-j\theta}-K_2Ie^{j\theta}$ とを作り、これをそれぞれ整流してその差の直流電流を継電器に入れている。

この継電器の動作限界をベクトル図で描くと図 2.9 のように ($\phi=90^\circ$ の場合)

図 (a) のように V に対し I が進みであると明らかに

$$|k_1Ve^{-j\theta}+k_2Ie^{j\theta}| > |k_1Ve^{-j\theta}-k_2Ie^{j\theta}|$$

となつて進み方向の接点を閉じ

図 (b) のように V と I が同相であると

$$|k_1Ve^{-j\theta}+k_2Ie^{j\theta}| = |k_1Ve^{-j\theta}-k_2Ie^{j\theta}|$$

となつて動作限界となり

図 (c) のように V に対し I が遅れであると

$$|k_1Ve^{-j\theta}+k_2Ie^{j\theta}| < |k_1Ve^{-j\theta}-k_2Ie^{j\theta}|$$

となつて遅れ方向の接点を閉じる。

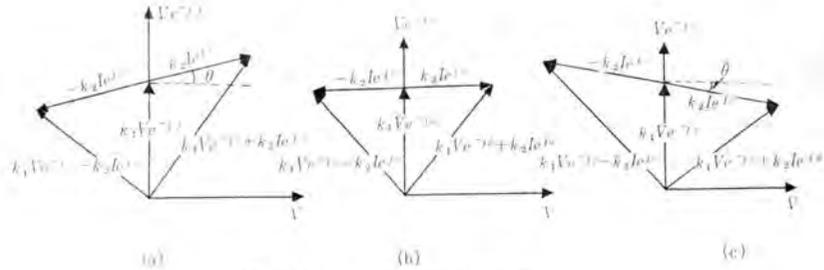


図 2.9 PFH 形継電器ベクトル図

3. 配電盤装置

高周波発電機の配電盤装置としては配電盤、主回路器具、保護装置に大別して述べる。

3.1 配電盤

配電盤はその設置される場所によって構造上開放形と閉鎖形とがあるが、ほとんど工場内でホコリなどが多いため閉鎖形を標準としている。また監視制御面から制御盤と、主回路用配電盤の 2 種類に大別できる。

制御盤とは机形または縮小形配電盤で計測、故障監視および起動、電圧の自動・手動切換え、自動制御値の設定などの器具を備え、1 人で監視制御を行なうに適したように製作されている。

図 3.1 は机形、図 3.2 は縮小形を示す。

主回路配電盤とは誘導電動機盤、高周波発電機盤、磁気増幅盤からなり、交流シヤ断器、電磁接触器、計器用変成器、磁気増幅器など主回路器具を内蔵し、監視計器、保護継電器、制御開閉器をトビラ部分に備えた配電盤で、加熱装置との接続導体による電圧降下を少なくするためにその付近に設置されるに適したように製作されている。

高周波主回路導体のリアクタンス降下を減少させるため往復導体を近接させたり、なるべく短く配線したり、計測回路の電線はシールド線を使用するなど一般配電盤と違った工作を施してある。

図 3.3 は誘導電動機盤、図 3.4 高周波発電機盤、

図 3.5 は電動発電機盤 (誘導電動機、高周波発電機回路を一



図 3.1 制御盤(机形)



図 3.2 制御盤(縮小形)



図 3.3 誘導電動機盤

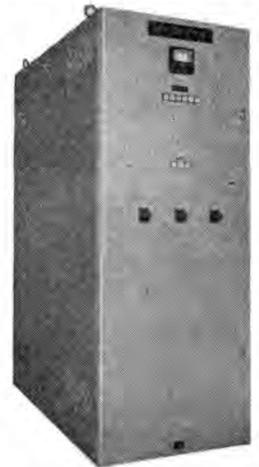


図 3.4 高周波発電機盤



図 3.5 電動発電機盤

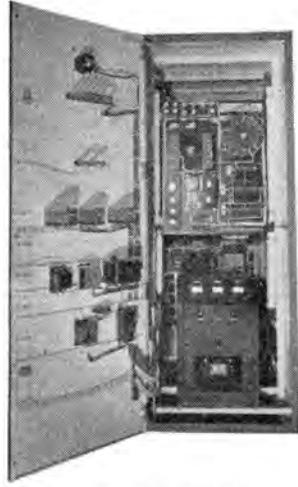


図 3.6 磁気増幅器盤

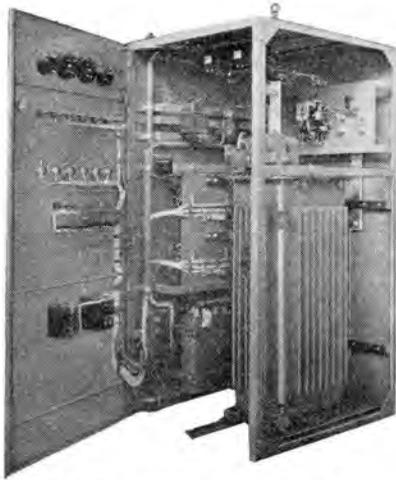


図 3.7 変圧器およびコンデンサ盤

表 3.1 高周波電磁接触器定格一覧表

接触器形名	400 V		800 V	
	各周波数における定格電流 (A)		各周波数における定格電流 (A)	
	1,000/3,000 c/s	10,000 c/s	1,000/3,000 c/s	10,000 c/s
FN-152A	125	100	—	—
FN-156H	250	200	125	100
FL-302H	—	—	250	200
FL-302DH	500	375	500	375
FD-602H	750	—	600	—
FD-752HB	1,500	1,000	850	850

36-9 月以降使用可能



図 3.8 FN-152 A 形
高周波用電磁接触器

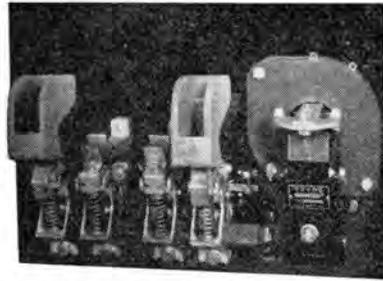


図 3.9 FL-302 H 形高周波用電磁接触器

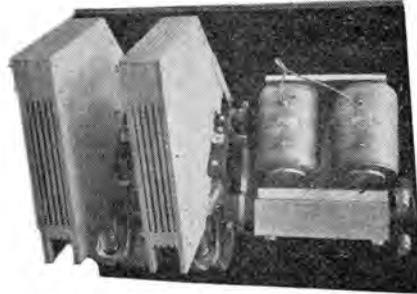


図 3.10 FD-602 H 形高周波用電磁接触器

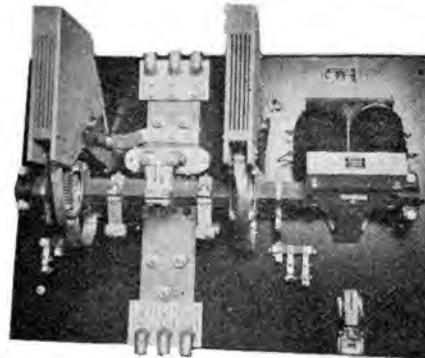


図 3.11 FD-752 HB 形高周波用電磁接触器

面にまとめたもの)

図 3.6 は磁気増幅器盤の内部

図 3.7 は特殊の場合で タップ 付変圧器 (電動機操作) と並列コンデンサ (水冷式) を内蔵した配電盤を示す。

3.2 主回路器具

誘導電動機回路の主回路器具としては電源容量に適したシヤ断容量を有する交流シヤ断器と過電流強度を有する計器用変流器を選定すべきである。

高周波回路としては高周波電力を確実に投入シヤ断するように特別に設計された二極の電磁接触器と高周波電流を定格 5 A に変成する計器用変流器または高周波電圧を定格 100 V または 200 V に変成する計器用変圧器が設備される。

表 3.1 は高周波電磁接触器定格一覧表であり、図 3.8 FN-152A 形、図 3.9 FL-302H 形、図 3.10 FD-602H 形、図 3.11 FD-752HB 形 各高周波用電磁接触器を示す。

3.3 保護装置

主機器装置故障で運転を停止しベル警報をさせる場合と、主機器を停止せず表示だけでラダー警報の場合がある。故障表示

器は二重表示式を採用しており、保護装置動作のときは白色表示を行なうが、故障を確認して復帰用押しボタンを押すと故障状態継続の場合は黄色の表示を行ない、故障が回復すると自動的に黄色の表示が復帰する機械的表示器を使用している。

誘導電動機回路

(1) 過電流保護

誘導電動機過負荷または故障時に過電流継電器動作すれば入力シ+ 断器開放する

(2) 電源電圧低電圧保護

電源電圧が停電その他で低電圧継電器が動作すれば入力シ+ 断器開放する

(3) 起動渋滞保護

巻線形誘導電動機の自動起動の場合一定時限以内に起動せず時限継電器動作すれば入力シ+ 断器開放する

高周波発電機回路

(1) 過電流保護

高周波出力電流が一定値以上になって過電流継電器動作すれば発電機主回路および界磁回路電磁接触器開放する

(2) 主回路過電圧保護

高周波出力電圧が一定値以上になって過電圧継電器動作すれば発電機主回路および界磁回路電磁接触器開放する

(3) 接地保護

高周波主回路が接地して接地検出継電器が動作した場合は警報し表示する

(4) 界磁回路異常電圧保護

発電機界磁端子にコンデンサを接続し、界磁巻線に誘起する異常高周波電圧に対して界磁巻線の絶縁を保護する

(5) 冷却水保護

発電機およびコンデンサが水冷のとき冷却水が断水し流水継電器が動作した場合は警報し表示する

(6) 軸受温度保護

必要に応じて軸受温度が一定値以上になると動作する温度継電器を設け、動作時には入力シ+ 断器開放する

(7) 巻線温度保護

必要に応じて固定子巻線温度が一定値以上になると動作する温度継電器を設け、動作時には警報し表示する

4. 並行運転

並行運転としては高周波発電機の並行運転と、高周波発電機1台で負荷が1台でなく数台で並行稼働される場合の2種類が考えられる。

高周波発電機の並行運転としては磁気増幅器を使用して自動並行運転を行なっている。2台以上の発電機が並行運転を行なうためには各発電機はその容量に比例して負荷の有効電力と無効電力を分担することが必要であって、前者はできる限り駆動用誘導電動機の特許すなわちトルクスベリ特性を一致させれば容量に適合した負荷を各発電機が取り、後者は高周波発電機の特許や励磁電流の相違によって発生するので高周波発電機の特許を合わせることはもちろんであるが、電圧調整器によって端子電圧を一定に制御することにより平衡した並列運転ができる。

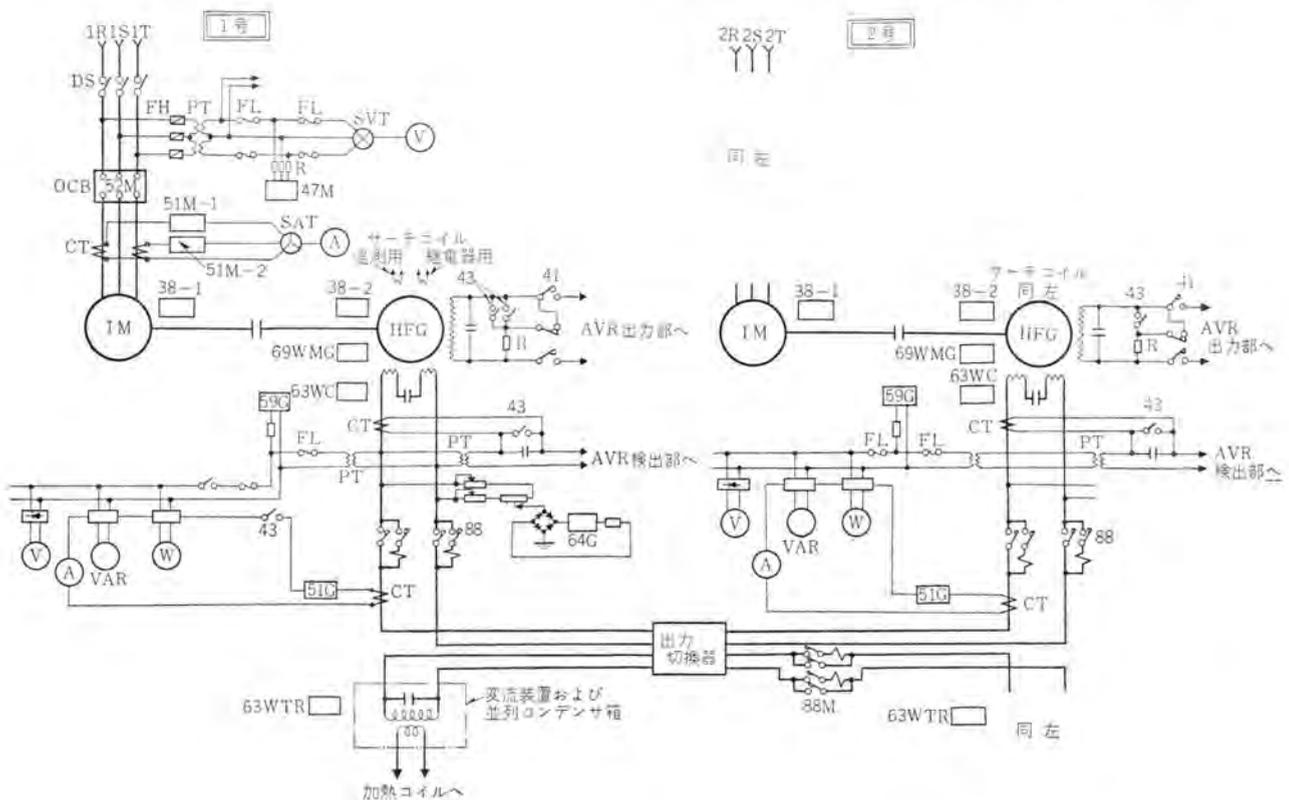


図 4.1 平行運転高周波発電機主回路図

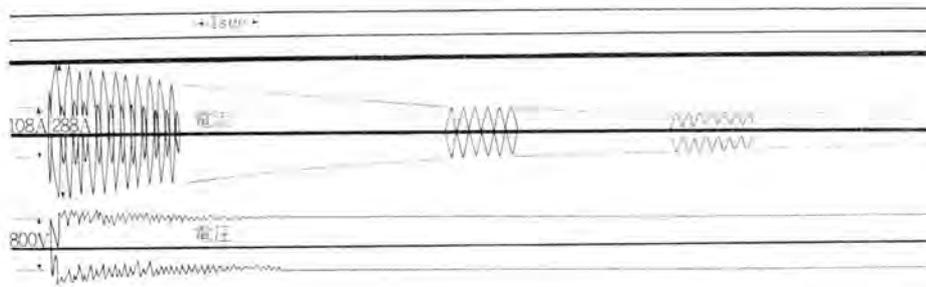
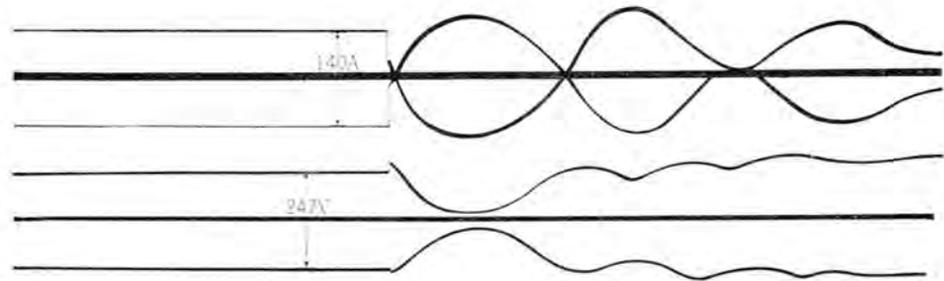


図 4.2 250 kVA 10,000 c/s
800 V 並列投入時の電流、電
圧試験(自動同一電圧)
(800 V 100 A 負荷時の高周
波発電機に 800 V 0 A の高
周波発電機を並列投入したと
き)

図 4.3 100 kVA 2,000 c/s
500 V 並列投入時の電流、電
圧試験(自動異電圧)
(247 V 140 A の高周波発電
機に 335 V 0 A の高周波発
電機を並列投入したとき)



もしその設定値が異なると並列にした結果、端子電圧は同一になるがその内部誘起電圧は異なるから無効横流を生ずる。この発電機間を流れる無効横流は電機子巻線の電流量の関係からできる限り少ないことが望ましいので自動電圧調整回路に横流補償装置を設けてなるべく少なくするようにしている。

図 4.1 は高周波発電機 2 台平行運転時の主回路展開接続図で自動電圧調整器の検出部へ行く回路に横流補償用のコンデンサをそう入している。

複数機の励磁方式としては各機ごとに自動電圧調整器を使用する単独励磁方式と複数機に共通に 1 個の自動電圧調整器を使用する共通励磁方式とがあるが、使用者の利用度から考慮すれば単機使用の場合もあり、複数機使用の場合もありうるので、当社として標準は単独励磁方式の組合せとして利用度を高めている。

発電機の並行投入としてなら同期化装置を必要とせず強制並列で、出力電圧およびその位相角の異なる発電機を並行に運転すれば、投入と同時に同期化される。

図 4.2 は 250 kVA 10,000 c/s 800 V 高周波発電機自動同電圧の並行投入時のオシロの一例である。

図 4.3 は 100 kVA 2,000 c/s 500 V 高周波発電機自動異電圧の並行投入時のオシロの一例である。

高周波発電機 1 台で負荷が 1 台の加熱装置の自動制御については述べたが、電力の比較的小さい負荷が数多くあり、そのおのおのを別個に制御する必要がある場合、発電機 1 台で負荷が 1 台という方式を取れば非常に不経済になるので、大容量の発電機を 1 台おき自動制御としては定電圧制御だけに、小さい負荷の自動制御はそれぞれの負荷の電源変圧器のタップによる電圧調整を行ない、力率制御もそれぞれの負荷に設置されたコンデンサの開閉により行なう方式を行なっている。

5. むすび

高度の制御を要求する工業用加熱装置の需用は次第に増加しつつあり、それに対し各種容量、周波数の高周波発電機が開発されつつある現状である。これに伴い配電盤装置も新しい制御理論によりもっとも適した方式ならびに器具を開発すべく努力している。

以上項目を無統制に、概略的に説明したが最近の配電盤の発達はいちじるしいものがある。実施例について述べればより具体的でわかりやすいと思われるが、次々と新しい制御理論の発展や装置が開発されている状況であるため、きわめて抽象的記述となり理解も困難であったことと思われるが容赦願ひ、工業加熱の制御装置の計画のご参考に供したいと考える次第である。

熱電気効果の実用化

What's New in Engineering: Thermoelectric Effects are Put to Work (Westinghouse Engineer, Vol. 21, No. 3, May, 1961, p. 95)

熱電気効果の実用化の道がつつぎに開かれている。つい数年前までは温度測定に用いられるにすぎなかったが、最近の加工技術の進歩と、すぐれた熱電特性を持つ新しい材料との組合せで、現在ではこの様子が大きく変化して来ている。最近開発されたものには次のようなものがある。

W社では現在4種の熱電発電器を作っており。その定格は、5, 10, 50, 100 Wである。また他の定格のものも設計、製作を検討している。

発電器にはいろいろな燃料や、冷却方法が用いられるが、燃料は、ガソリン、プロパン、天然ガス、冷却では、強制空冷、自然空冷、水冷が代表的なものである。動作温度は使用条件によって異なるが、300~600°Cである。

発電器の出力は本来低電圧、大電流の直流であるが、静止形変換器で必要な直流、交流の出力に変換できる。

熱電発電器は静止形のものであるから、電力の得がたい遠隔地や、独立の電源が必要な場合に適している。100 Wの装置は、Northern Illinois Gas Companyで配管保護と通信用電池の充電用に用いられている。この装置では装置下部で燃焼したプロパンガスが中央の煙突を通り、この周辺に並べてある熱電素子が熱を吸収し電気に変換する。放熱側はアルマイトのフィンがつけられている。重量約34.02 kg出力11 V 10 Aで、配管保護には88%の変換効率の変換器で48 V 2.1 Aにして用いている。この装置はまた他の応用面を研究するためにも用いられている。

無事故、無騒音の点で軍事面で多くの応用面がある。米海軍向けにW社が製作した5 kWの発電器はこの種のものの最大のものである。熱電素子は交換可能で、二つの2,500 W部分の内面にとりつけられており、独立にも、同時に運転できるようにになっている。

軍関係のものでは、熱源に放射性同位元素を用いた自給形発電器がある。W社ではこの種のものを空軍の無人ラジオビーコンや、天候観測所向けに製作した。これは重量約18.15 kgで、1年間連続して150 Wの出力がある。

W社の新形冷水器にはペルチェ効果が用いられているが、民需用のもので熱電気効果を応用したものは、今まで冷蔵庫、除湿器、補乳ビン冷却加熱装置、などの見本はあったが本格的なものとしては初めてのものである。冷水器の外形は圧縮器形のものと同じであるが内部の冷凍器系は従来のものの25%くらいの容積しかない。この装置の最初のものとして飲料水の得がたい地方で用いる冷水保存器がある。

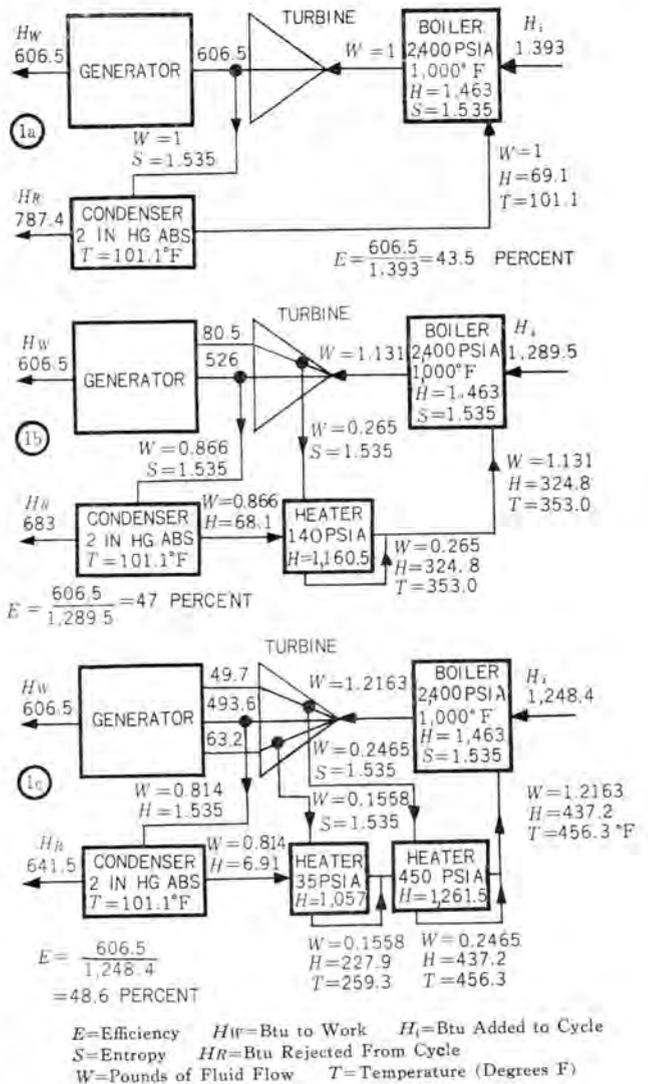
(研究所 杉岡八十一 訳)

中央発電所の給水加熱器

M. A. Nelson: Feedwater Heater Contribution to Efficiency of Central Stations (Westinghouse Engineer, Vol. 21, No. 2, March, 1961, p. 44)

過去30年間に中央発電所の熱消費量は15,000 Btu/kWhから8,100 Btu/kWhまで改善された。この原因は蒸気温度および圧力を上げうるようになったためと、再生サイクルが一般に使われるようになったためである。再生サイクルにすればタービンからの抽気でボイラの給水を加熱でき、熱効率が改善される。

図1に給水加熱器による効率の改善の様子を示す。この例ではかなり単純化しているにもかかわらず、再生サイクルにおける可能な効率の改善を示している。また復水器の大きさに及ぼす効果およびタービンへの蒸気流量の増加も示している。図2にサ



(1a) 給水加熱器を有さない場合
 (1b) 給水加熱器1台を有する場合
 (1c) 給水加熱器2台を有する場合

図1 給水加熱器による効率の改善

電 動 甲 板 補 機

J. J. Conomos and E. C. Mericas: Power Drives for Deck Machinery (Westinghouse Engineer, Vol. 21, No. 3, May, 1961, p. 90)

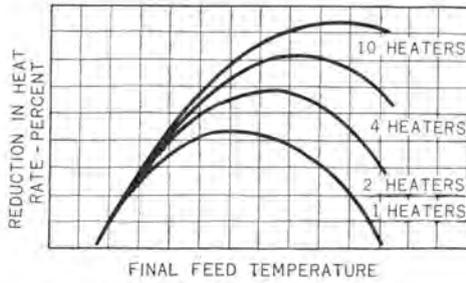


図 2 給水加熱による熱消費量の改善

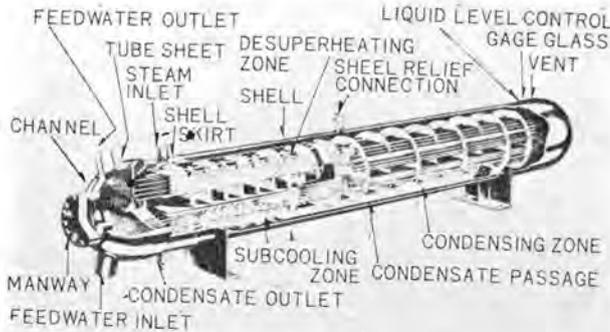


図 3 高圧水平形給水加熱器

イクルの効率の総合的な改善の様子を給水加熱器の数と最終給水温度の関数として示す。普通大きな中央発電所のユニットでは6~7段の給水加熱器が必要である。

給水加熱器には普通 shell-and-tube 形の熱交換器が使われ、シェル側を抽気が、管側を給水が通る。給水加熱器は管に加わる圧力により低圧、中間圧および高圧加熱器に、取付位置により水平、channel-up 形垂直および channel-down 形垂直加熱器に、さらに操作機能により復水、ドレン冷却および過熱戻し加熱器に分類される。垂直加熱器ではシェル内で蒸気と復水がある程度逆流するためシェルの大きさを変えたり、パツルを取付けたりして制御する必要がある。

給水加熱器を設計する場合、加熱蒸気と給水との温度差は従来次のようにとっている。すなわちドレン冷却器給水入口温度とドレン出口温度との温度差は 10°F 以下にはできず普通経済的な値として $15\sim 20^{\circ}\text{F}$ とする。復水の飽和蒸気温度と復水加熱器給水出口温度との温度差は 5°F とする。また過熱戻し加熱器給水出口温度はシェル側の飽和蒸気温度あるいはそれよりも $2\sim 3^{\circ}\text{F}$ 高い温度である。

従来シェルと管との接続はフランジが使用されていたが、蒸気温度および圧力が増加するにつれ全溶接の設計がされる傾向にある。加熱器はドレン冷却部、復水部および過熱戻し部に分割され、給水は順にそれらを通過する。過熱戻し部の熱伝達は過熱蒸気からドライ・チューブへ、そして管壁を通して給水に伝わるように設計される。

給水加熱器の管に使われる材料は従来高伝導度のものが使われている。高圧加熱器では圧力および温度の増加につれて種々の合金——たとえばインコネル——が使われている。

図 3 に高圧、水平形の過熱戻し部、復水部およびドレン冷却部を有する給水加熱器の一例を示す。

(三菱原子力工業株式会社 北村哲男訳)

甲板補機を大別すると操船用と荷役用であるが、これらの機械に対する要求事項を、現在の製品はおおむね満足しており安定したものと考えてよい。しかし性能の改善と原価低減のために新方式を見出す努力をつねに行なわなければならない。操船用としては、揚錨機、トウイング・ウインチ、繫船機などがあり、それぞれ目的に従って要求特性がある。荷役用としては、揚貨機、カーゴ・フレン、ガントリー・フレンなどが使用されるが、揚貨機には高い軽負荷速度と荷役能率のよいことが要求される。

コンテナ荷役のガントリー・フレンはすべての荷重に対してほぼ一定の速度と、非常に低い着床速度を必要とする。トッピング・ウインチやパング・ウインチは多く単一速度であるが、微細な速度制御を必要とするときもある。これらは一応完成しているが、荷役能率のよい安価な荷役装置を追求する研究は、いかなる方式が、最良であるかの問題をつねに提起している。

本文では二つの新方式——直流可変電圧制御と交流リアクタ制御——につき述べている。可変電圧制御そのものはもちろん新しいものではないが、ここに述べるものは新しい考え方にたって改良されたものである。

直流可変電圧制御方式

巻上げの1~3ノッチでは発電機、電動機とも和動複巻として働き、ルーラの IR 降下を補償して電動機がストールすることなく低速を出さしめ、4.5ノッチでは発電機を差動複巻として高い軽負荷速度を与え、定出力特性を与える。制動巻下げでは電動機は荷重から回されて、和動複巻発電機となり、分巻電動機として働いている発電機に電力を供給する組合せとなり、荷重の増加とともに速度が減少する理想的な特性が得られる。これらの組合せを主回路に組み入れた3個の抵抗と電動機界磁と半導体整流器との直列回路をアームとしたブリッジとし、1個の主回路接触器により特殊の調整エレメントを使用せず、きわめて簡単に得ることがこの方式の特長である。

リアクタ制御方式

この方式は Load-O-Matic 方式として、すでに15年前に交流フレン用として開発され、多くの実績を有しているが、コンテナ船やミサイル搭載船の出現により船用にもこれを応用しようようになった。しかしこの方式を揚貨機に適用するとすれば現在の要求特性に対しては大容量の電動機を使用する必要のため経済的な制限を受ける。

構成は4個のリアクタ(巻上げ2、巻下げ2)とし、二次抵抗には固定リアクタが付属している。特長としては円滑なトルク変化や一次側および加速電磁接触器がないこと、電動機が約95%の制動力を受持つために電磁ブレーキの保守が容易であること、また無接点化を押し進めたことによる制御装置の保守の容易さと信頼度の向上、標準巻線形電動機が使用できることなどである。

本文では二つの基本的な方式が述べられているが、これらの方式は要求特性に応じて修正し、種々の制御に適用することが

できる。また必要に応じ無段制御も可能である。甲板補機駆動方式としては、直流定電圧方式、可変電圧制御の他の方式、誘導電動機の二次抵抗制御、単速度あるいは多段速度のカゴ形電動機、親子モータ方式などがあるが、それぞれの特長を十分に把握して選定することがもっとも重要である。たとえば本文の可変電圧制御はけんか巻を行なう揚貨機に最適であり、一方リアクタ制御はコンテナ船のガントリー・クレーンに最適である。

(長崎製作所 和田義勝訳)

シリコントリニスタ, N-P-N-P 三極スイッチ

F. S. Stein and E. W. Torok: The Silicon Trinistor, a high-power N-P-N-P triode switch (Semiconductor Products, April, 1961, pp. 42~46)

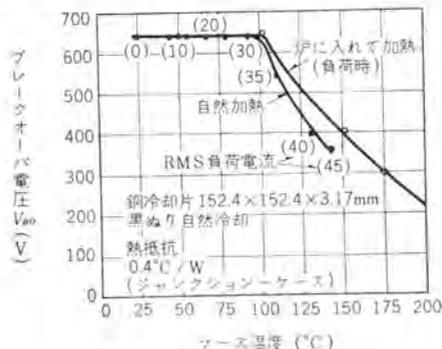
制御電極付の N-P-N-P 整流素子で大電力用のものをトリニスタとよぶ。これは固体サイクロン、P-N-P-N トランジスタ、四層ダイオード、ダイニスタ、サイリスタ、コントロール整流器などとよばれているものと同一性格のものである。本文は 125~150°C の高温下で使用されるとき設計と特性を記述している。このトリニスタは常温では 50 A/セル の平均電流定格のものが 150°C の周囲温度下では 20 A/セル となる。ゲート電流は約 10 mA、ブレイクオーバー電圧 (V_{Bo})、P.R.V. はともに 400 V 級のものである。オン、オフ 状況下の冷却、電流容量、破壊電圧、外装など一般特性の説明に引続いて 152.4×152.4 mm 黒塗り銅製冷却片をとりつけた自然冷却時の順電圧降下-温度特性をパルス電圧、電流の場合と直流電圧-電流の両場合とを比較している。また V_{Bo} の 25~150°C 間の温度特性を図に示す。自然加熱(左側曲線)で通電時の電流値によりケース温度が変わり V_{Bo} 値が変わることを示す。無負荷であるが炉に入れて加熱した場合(右側曲線)は周囲温度 200°C で V_{Bo} 値は正規の 1/2 以下になる。100°C までの間は両場合とも V_{Bo} は一定で変化していない。

トリニスタの効率は次式で示され、その値は 99% 以上である。

$$\eta = 1 - V_F I_F / V_0 I_F = 1 - V_F / V_0$$

ただし V_F : 順電圧降下 (1.0~1.1 V) I_F : 順電流
 V_0 : 印加電圧 (150~400 V)

さらにスイッチとしてのターンオン、ターンオフ時間の負荷電流の関数としての測定例がのべてある。ターンオン時間は遅れ時間と上昇時間の和であり、約 1/2 μ s; ターンオフ時間もストレージ時間と回復時間の和で示され、20 μ s 程度である。



温度の関数としてのブレイクオーバー電圧

このトリニスタは高温で 300~400 V の V_{Bo} 電圧をもち、20~50 A/セル に使用できる。大約 10 kW の電力をあつかう高速スイッチであり、99% の効率をもっている。なお、さらに大容量のトリニスタを開発、研究中である。

(伊丹製作所 加藤又彦訳)

最大需用電力指示範囲を変化しうるデマンドレジスタ

What's New in Engineering: Demand Register Converts in Field (Westinghouse Engineer, Vol. 21, No. 2, March, 1961, p. 63)

このデマンドレジスタ「マーク I 形」は、両面に目盛が刻まれた目盛板を裏返すことにより公称動作範囲 (0~100% 負荷) のものから簡単に 0~200% 動作範囲のものに転換できる。

なお目盛値変換に伴う内部歯車比の変換も同時に行なわれる。たとえば、0~100% 負荷用および 0~200% 負荷用の各歯車を固定した軸が目盛板を裏返すとき押し下げられ、自動的に変換される仕組になっている。

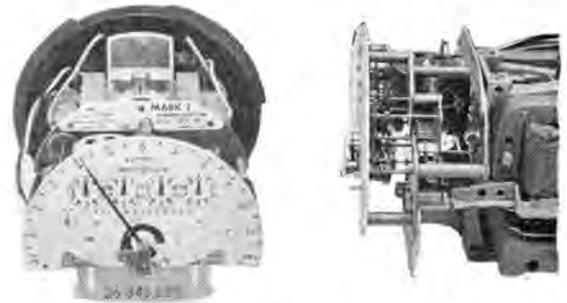
このデマンドレジスタは積算電力計と組合され、なお目盛は、クラス 2⁽²⁾ とクラス 6⁽²⁾ また、クラス 3⁽³⁾ とクラス 5⁽⁴⁾ のものが組合されている。

需用時限は 15、30 および 60 分が標準製作仕様であるが 4 時間までのものも準備されている。従来の押し手が 1 本のものに対し「マーク I 形」レジスタは 2 本の押し手を使用し 1 本の押し手が需用指針を動作させている間に他の 1 本はこの需用時限区間中に、すみやかにゼロ位置に復帰し、つぎの区間で動作すべく待機している。すなわち、2 本の押し手は各時限区間を交互に最大需用電力指示をする動作機構としているため不動作時間は普通要求される 6~7 秒を必要としない。

なお需用時限区間の終わりにおいてはゼロ位置に復帰すべき押し手はマグネットクラッチにより、即座にゼロ位置方向に復帰動作できる状態になる。

- 注 (1) クラス 1 最大需用電力指示範囲が 0~全負荷の 333 1/3% のもの
(2) クラス 3 最大需用電力指示範囲が 0~全負荷の 200% のもの
(3) クラス 5 最大需用電力指示範囲が 0~全負荷の 400% のもの
(4) クラス 6 最大需用電力指示範囲が 0~全負荷の 666 2/3% のもの

(福山製作所 相田利光訳)



■ 毎分 210 m の高速度エレベータ完成

従来エレベータの速度は、国内では 150 m/min のものが最高であったが、今回、この記録を大幅に破り、210 m/min の高速度エレベータを完成、京都国際ホテル（京都市中京区東二条油小路 284）に納入し、すでに、現地調整を終え、営業運転を開始している。

高速度エレベータは、本質的に高行程に向いているもので、日本国内においては、日本が地震国である関係上、このような高速度エレベータに適した高い建物は数少ないのであるが、今回納入先の京都国際ホテルでは、これを同ホテル付属の観光塔に設置し、地上 11 階の屋上展望台に、直通する観光塔専用エレベータとされた。

一般に、定格速度が上がるほど、速度、位置制御のむずかしさが増大し、乗心地を害することなく加減速時間を短縮し、正確な着床を行なわせることが、困難になって来る。

今回納入のエレベータでは、従来よりさらに、高利得のロートロールを採用した速度制御方式により、このような技術的問題を解決し、円滑で高効率な運転特性を示している。その結果、従来の 150 m/min の定格速度のものに比べ、約 20% 運転時間を短縮でき、高速エレベータに対する期待に、みごとに答えることができた。また主電動機には、コロガリ軸受が採用された結果、

据付面積が小さく、円滑に起動できるようになり、従来から行なわれている当社独特の、ハカリ起動方式の効果は、いっそう顕著になった。

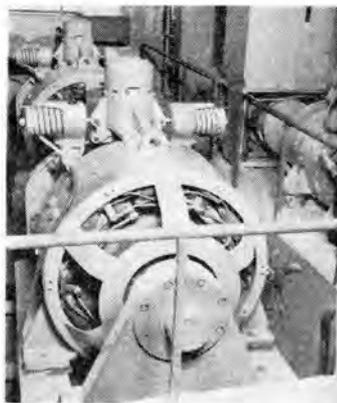
形式	歯車なし式 シグナルコントロール、ロートロール付
台数	2 台
容量	1,460 kg（公衆用）
定員	22 名
速度	210 m/min

■ Fire Proof バルブ操作用耐圧防爆形三相誘導電動機

化学工業のめざましい発展にともない高温、可燃性、液体を輸送する配管用のバルブ開閉用電動機の需要は増大しつつあるが、このような工場に万一火災が発生すれば巨額の富を瞬時に消失してしまうことが考えられる。ここに紹介する電動機はかかる火災の発生時に火災の中でなお、数分間運転可能でバルブを確実に開閉し火災による損害を最小限にいとめるためにとくに設計されたいわゆる Fire Proof 耐圧防爆形電動機である。

仕様

容量	0.2, 0.4, 0.75, 1.5, 2 kW
定格事項	400 440 V 50 60 c/s 4 P 屋外フランジ形耐圧 防爆全閉形 1/4 時間 H 種絶縁 Fire Proof. 10 分間



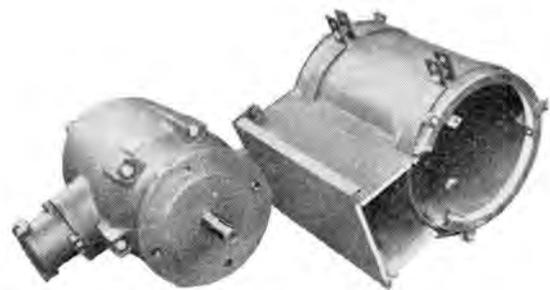
巻上機を中心とする機械室



京都国際ホテルエレベータ乗場



2 kW 4 P 400 440 V
50 60 c/s
Fire Proof 耐圧防爆形
電動機



(左) 電動機本体 (右) 防熱屋外カバー

特長

- (1) 屋外用鋼板製カバーを二重としその間に特殊 アスベスト 防熱布団をそう入し、外側鋼板と内側鋼板との間に金属による接続を避け熱絶縁を完全にした。
- (2) 外側カバーに2個のバンドをかけて Set し、なおカバー両側にずれ止めの熱絶縁側板をつけた。
- (3) 端子箱は点検容易なるように熱絶縁のフタをつけた。このフタは軸方向にずらして開く。なお反負荷側はリード穴以外は閉鎖している。
- (4) H種絶縁材料としてコイルコアは DC 980 を使用した。端子はスタッド式とし端子板はガラスシリコンエポキシとした。

■ 鋼板フレーム製全閉外扇形コンデンサ起動
単相モートル SCF-R 形 200 W 4 P

すでに標準品として仕込生産されている鋼板フレーム製コンデンサ起動単相モートル SC-R 形 200 W 4 P の防滴保護形に対し、とくに全閉外扇形として開発したものである。農事用はじめ、セメント・木工・鋳物工場など、チリ、ホコリの多いところや、水滴に対する保護をとくに必要とするところに適し、これまで広く使用されている全閉外扇形反発起動単相モートル(当社 SI-A 形)と同等の性能を有し、しかもはるかに経済的な利点がある。



SCF-R 形 200 W 4 P
100 V 50/60 c/s

■ 鋼板フレーム製全閉外扇形三相モートル
SF-R 形 200 W 4 P

小形軽量化した鋼板フレーム製防滴保護形三相モートル SB-R 形 200 W 4 P は力の強いコンパクトなモートルとして需要家のご好評を得ているが、このたびチリ、ホコリの多いところや水滴のか



SF-R 形 200 W 4 P
200 V 50/60 c/s
220 V 60 c/s

かるところでも安心して使用できる全閉外扇形 SF-R 形 200 W 4 P の仕込生産を開始した。このモートルは 200 V 50/60 c/s 220 V 60 c/s ツク番号 707 重量 7.6 kg できわめて小形軽量であり、また軸端にはフリンジを、電源端子には保護カバーを設け、全閉効果の完全を期している。主用途は工作機械用である。

■ 鋼板フレーム製防滴保護形三相モートル
SB-R 形 400 W 6 P

工作機メカなどの要望により、とくに小形軽量化した鋼板フレーム製三相モートル SB-R 形 400 W 6 P、200 V 50/60 c/s、220 V 60 c/s を開発した。従来の鋳鉄フレーム製 SB-A 形 400 W 6 P のツク番号 1111、重量 26 kg に対し、ツク番号 910、重量 14 kg でツク番号は一段小さく重量は半減している。しかもトルク特性は良好で、温度上昇も十分低い。



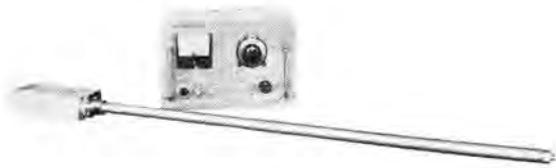
SB-R 形 400 W 6 P
200 V 50/60 c/s
220 V 60 c/s

■ ベータ線スペクトログラフ

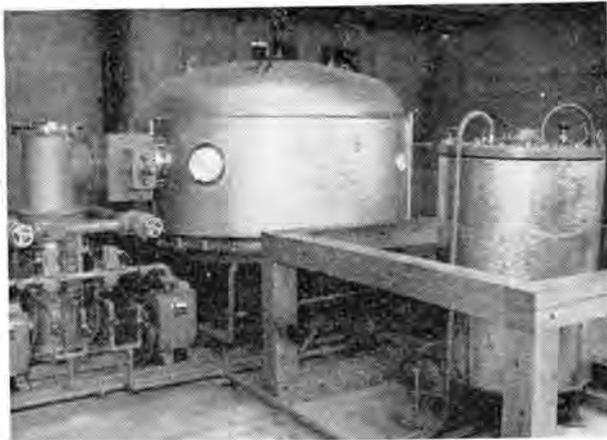
ベータ線スペクトログラフとしては、国内、欧米にもほとんど例のない高分解能装置が、このほど原子力研究所に据付調整を完了した。この装置は原子炉や加速器で作られる各種のアイソトープのβ線のエネルギー分布を測定して、その性質をしらべるもので、日本原子力研究所の注文により当社で設計し、三菱鋼材株式会社と共同製作されたものである。磁石のおもな仕様は

磁極寸法	104×67×7 cm
磁極間隙	6 cm
重量	4.1 t
磁場強度	最大 1,380 Oe
磁場一様性	5×10 ⁻⁴ (1,380 Oe において)

である。この磁石は Slatis が発表したものと同様の構造で、50φ×100 の寸法の永久磁石を磁化することにより、30~1,400 Oe の間の任意の磁場で用いることができる。電子軌道半径は最大 44 cm、エネルギー範囲 7 keV から 3.5 MeV のβ線が分析可能である。磁石の工作にあたって、磁極面の精密研磨にはとくに注意をはらい、プロトンレンジによる磁場分布の測定を繰り返しつつ仕上げを行なった。その結果磁極面の平行度としては



ベータ線 スペクトログラフ 磁場測定装置



ベータ線 スペクトログラフ 本体・排気系および熱交換器

±7μ の平行度がえられた。

磁石、線源およびスペクトル記録用感光紙(長さ800)はステンレス製の真空タンクに納められている。排気には25cm油拡散ポンプを用い、大気圧から1時間半で、 3×10^{-4} mmHgの真空度に達する。真空タンクは恒温そうをかね、水ジャケットを循環する水は、クロンを媒介して0.75kWの冷凍機により冷却および4kWのヒータで加熱され、これらのオン・オフ制御によって±0.1°Cの恒温に保たれている。補助装置として、GM計数管走査機構およびGM計数装置をそなえているのでスペクトロメータとしても用いることができる。

操作盤には真系統電源・温度調節器・着磁減磁電源・プロトンレゾナンス磁場測定装置が収められ、全系の操作が行なわれる。原子炉などで生成された各種のアイソトプの研究に威力を発揮する日も近いと思われる。

■ 東京電力房総変電所納め 230 MVA 変圧器 2 台受注

当社では、東京電力から、房総変電所納め230 MVA変圧器2台を受注した。この変圧器は、東京電力の超高压外輸線に連

なるもので、当社がさきに納入した中東京、京浜変電所などのものと、ほぼ類似の定格であるが、三次側からも負荷をとるため、各巻線の容量が変わっており、また三次電圧が66kVとなっている。一次側電圧は、別置調整器により、 $275 \text{ kV} \pm 7.5\%$ の範囲に調整される。この変電所は、将来440kVに昇圧される予定で、その場合440kV系と275kV系は、単巻変圧器によって連系される。

主変圧器仕様

三相	50c/s	等価容量	230,000 kVA	送油風冷式
車両形	外鉄形	フォームフィット形式	SUB形	
一次	281.25-275-268.75 kV		220,000 kVA	
二次	147 kV		200,000 kVA	
三次	66 kV		40,000 kVA	

別置負荷時電圧調整器仕様

三相	50c/s	16,500 kVA	油入自冷式	外鉄形	SR-YTR形
一次	66 kV				
二次	275 kV	$\pm 7.5\%$			

■ 科学技術庁向け 人工衛星計装研究受託

当社はこのほど科学技術庁より人工衛星計装研究の委託を受けた。

これは科学技術庁が行なっている宇宙科学技術研究の一環であり、同様な研究として当社は先に同庁より気象観測ロケット設計研究も受託している。

当社の担当する研究は

(1) 人工衛星用送受信機の全般設計

衛星上に種々の宇宙環境条件を測定するためのテレメータを搭載し、地上からの司令によって任意の測定データを地上に送信させる装置についての全般的な検討を行なう。

(2) コマンドレシーバの設計およびその一部の試作

上記(1)項の装置のうち地上からの司令を受信し、解読する受信機とデコーダの設計および一部の試作を行なう。

人工衛星搭載機器はとくに小形、軽量、堅牢を要求されるが、このコマンドレシーバには当社で開発途上にあるモクロニクスを用い、これらの要求を満たす予定である。

(3) 実験用テレメータ装置の試作研究

実験用として送信機、受信機、記録計から成るテレメータ装置1式の試作ならびに実験を行なう。

この研究には当社のほか三菱造船、日本電気が参加している。科学技術庁はこの研究を来年度以降も引続き行なう予定であるが、今年度はその初期的段階として、ごく基礎的、共通的な研究課題を選んでいる。



電気弁制御信号伝送装置

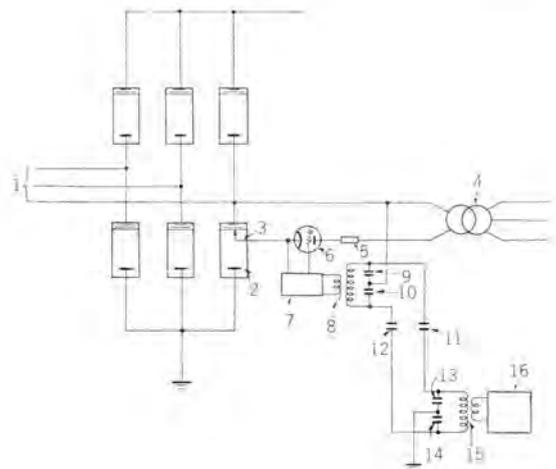
考案者 阿部久康・河合正己
己斐健三郎・奥村儀一

この考案は高電位にある電気弁に阻止コンデンサを介して大地電位側にある送信器から制御信号を伝送する装置の改良に関するもので、電気弁からの雑音制御信号に混入したり、また繊細な制御装置を破壊しないようにしたことを特長とするものである。

すなわち図において、(1)は交流電源、(2)は点弧子(3)を有する電気弁、(4)は絶縁トランス、(5)は抵抗、(6)は格子制御放電管、(7)は放電管(6)を制御する受信器、(8)(15)は整合変成器、(9)(10)(13)(14)は電位固定コンデンサ、(11)(12)は阻止コンデンサ、(16)は送信器を示す。

このような接続にすれば雑音電流は電気弁の陰極から固定コンデンサ(9)(10)の接続点に至り、ここで分流してそれぞれ阻止コンデンサ(11)(12)を経由し、電位固定コンデンサ(13)(14)にはいって後合流して大地にぬける。この際電位固定コンデンサのインピーダンスを阻止コンデンサのそれに対してきわめて小さくしておけば、この電流による個々の電圧降下自体が小さく、それほど耐圧の大きいものにしなくてもよく、さらにコンデンサ(11)と(9)のキャパシタンスの比率を(12)に対する(10)のそれとほぼ等しく、また(11)と(13)の比率を(12)に

対する(14)のそれとほぼ等しく選んでおけば、(9)と(10)、(13)と(14)の雑音電流による端子電圧は互いに相殺し合っており、受信器の入力端および送信器の出力端にはほとんどなんらの雑音電圧も発生せず、正確かつ安全な制御を行なうことができる。(実用新案登録第528058号)(大岩記)



単相誘導電動機

考案者 関野博・梶谷定之

この考案は熱動安全器を取付けた特殊構造の端子箱を電動機ツク体に設け、電動機の過大電流保護と機温上昇保護とを同時に行なうようにしたものである。

すなわち、電動機ツク体(1)に端子箱(2)が固定されるが、この端子箱は内部に端子板(3)と熱動安全器(4)とが隣接して配置され、バイメタル(5)を収容する熱動安全器の筒部(6)は電動機ツク体を貫通して機体内部に一端を突出開口するように構成される。

この構成によりバイメタル(5)が電動機の固定子鉄心(7)に近接して対向するので上記熱動安全器は電動機の機温上昇に反応し、またこの安全器は周知のように電動機回路にそう入されているので電動機の過大電流にも反応する。

したがってこの考案によれば十分な電動機保護を行なうことができる。しかも熱動安全器は端子板とともに端子箱に収容されているので別個に安全器取付用ケースを設ける必要はなく、また端子箱のカバーをとれば容易に点検でき、

さらにまた端子板に隣接しているので接続線が短くて済むなどの特長を持つものである。

(実用新案登録第520996号)(山田記)

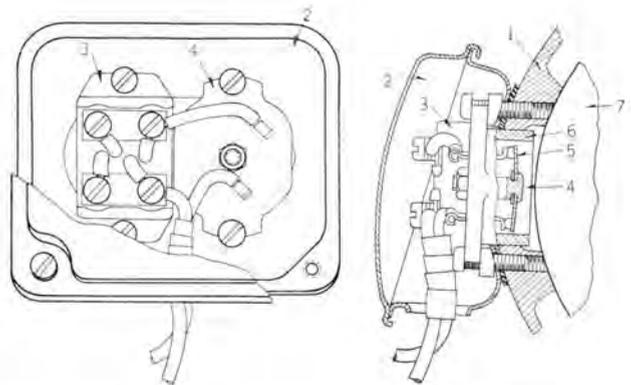


図1

図2

最近登録された当社の特許

区別	名 称	特許日	特許番号	発明考案者	関係場所
特許	電磁ブレーキの自動調整装置	36-5-17	276620	入江 厚	岡 山
"	垂直コンパ装置	36-5-17	276639	武長 豊	名古
"	交流電気車の給電装置	36-5-17	276652	木村久男	本電
"	再閉路方式	36-5-17	276731	北浦孝一	神伊
"	機器箱の防塵装置	36-5-25	276913	山田三男	伊丹
"	自己通風電動機の自動排水装置	36-6-2	277430	平野 昭・内海権三	伊丹
"	永久磁石材料の製造方法	36-6-2	277213	中村 弘	大大
"	螢光放電灯用管球の製造方法	36-6-2	277365	久保幸正	大研
"	光電導セル	36-6-2	277500	山下博典・伊吹順章 森利雄	研 究 所
"	単防極水銀整流器	36-6-2	277552	阿部久康	研 究 所
"	乾式整流器の保護装置	36-6-2	277570	細野 勇	伊丹・研 究 所
"	搬送保護継電方式	36-6-8	277649	藤井重夫・北浦孝一	神 研 究 所
"	超音波振動装置	36-6-8	277673	斎藤長男	神 研 究 所
"	双整流子型直流回転電機	36-6-8	278018	奥谷庄一	研 究 所
"	昇降機時隔出発装置	36-6-26	278666	宮城 晃・板垣晃平	名古
"	搬送保護継電方式	36-6-26	278699	北浦孝一	神 研 究 所
"	高圧電気機器収納箱における扉の鎖錠装置	36-6-27	278702	斉藤 寛	神 研 究 所
"	交流電気機関車の軸重補償方式	36-6-26	278747	浅越泰男・室賀 淳	伊 無 線
"	レーダ装置に於ける図形表示装置	36-6-26	278807	上村康雄	伊 無 線
"	避雷器	36-6-26	278934	岡田昌治	伊 世 研 究 所
"	電波吸収壁材料の製法	36-7-1	279236	尾島学二 喜連川 隆	世 研 究 所
"	回路遮断器	36-7-1	279237	松浦清	福 山
"	積算電力計用前納料金装置	36-7-1	279241	加藤義明	福 伊
"	避雷器	36-7-1	279250	大木正治・岡田昌治 岩崎晴光・田口 修 鎌田隆好	福 伊
"	電力経済配分制御装置の火力発電所模擬回路	36-7-1	279317	前川善六	研 究 所
"	遮断容量試験装置	36-7-1	279321	迎 久雄	本 社
"	ガス吹付形モタ断器の消弧装置	36-7-1	279329	潮 恒郎・米沢克昌	研 究 所・伊丹
"	内圧防爆形電気機器の保護装置	36-7-1	279331	平野 琢磨	福 研 究 所
"	放電加工装置	36-7-1	279591	斎藤長男・岩村武志	研 究 所
"	焼給永久磁石の製造方法	36-7-1	279226	河合登・中村弘也 井手平三郎・久高克也 網島芳和	大 研 究 所
"	衝流発生装置	36-7-1	279719	加藤義明・林 正之	福 山
"	乾式整流の制御装置	36-7-1	279797	細野 勇	伊丹・研 究 所
"	磁気増幅器の遅相装置	36-7-1	279925	室賀 淳・細野 勇	伊 丹
"	磁気増幅器のダブリング装置	36-7-10	279926	細野 勇	伊 丹
"	遠方監視制御方式	36-7-10	280031	大木 徹爾	神 研 究 所
"	水力発電所の流出水量模擬回路	36-7-10	280044	前川善六	研 究 所
"	多回路用タイムスイッチ機構	36-7-10	280071	加藤義明	菱電機器 福山
"	測定量伝送装置	36-7-10	280117	潮 恒郎・伊東利郎	研 究 所
"	電波探知機のブラウン管表示方式	36-7-10	280122	東野義夫・中西一郎	伊 無 線
"	遠隔測定記録方式	36-7-10	280158	岡木孝治	神 名古
"	エスカレータの案内軌道取付装置	36-7-17	280523	外野範吾	神 名古
"	交流電機の巻線	36-7-17	280525	山下喜美雄・竹保 茂	神 名古
"	高電圧発生装置	36-7-17	280526	三木隆雄	姫 路
"	高電圧発生装置	36-7-17	280527	三木隆雄	姫 路
"	高周波パルス送出装置	36-7-27	280610	豊田準三・茂木 充	無 線
"	紙或はフィルム等の巻押え装置	36-8-1	280976	森川 洋・小越信朋	無 線
"	磁石発電機の回転子	36-8-1	281004	三木隆雄	姫 路
"	距離継電方式	36-8-1	281024	北浦孝一	神 研 究 所
"	内燃機関点火装置	36-8-1	281089	三木隆雄	神 姫 路
"	ベルト起電機	35-8-1	281106	宮崎秀夫・三木隆雄 今村 元	神 姫 路
"	巻鉄心	36-8-1	281198	山田三郎	名古
"	搬送保護継電方式	36-8-11	281414	北浦孝一	神 研 究 所
"	積算量遠隔測定装置	36-8-11	281501	加藤義明・林 正之	福 研 究 所
"	誘導電動機速度制御装置	36-8-11	281595	平塚 篤・坂東修三	研 究 所
"	自動位置制御装置	36-8-11	281388	元木智春	長 福 山
"	積算量の総合計量方法	36-8-11	281389	加藤義明	福 研 究 所
"	水力発電所の流出水量模擬装置	36-8-25	282050	前川善六	研 究 所
"	電力経済配分制御装置の水力発電所模擬回路	36-8-25	282051	前川善六	研 究 所

最近登録された当社の実用新案

区 別	名 称	登 録 日	登 録 番 号	発 明 考 案 者	関 係 場 所
新 案	ミシンの給油装置	36-5-22	536545	三津沢武夫・森田 稔	和 歌 山
"	電気機器	36-5-22	536546	伊藤公男	研 究 所
"	球軸受保持装置	36-5-22	536547	高松茂利	福 岡
"	電磁ブレーキ用安全装置	36-5-22	536548	入江 厚	福 岡
"	回路遮断器の定格切換装置	36-5-22	536549	藤方賢一・松浦 清	福 岡
"	回転電機の刷子保持器	36-5-22	536550	高松利夫	福 岡
"	多翼通風機	36-5-22	536551	宮内貞夫	長 崎
"	衝撃電圧試験装置	36-5-22	536552	岩崎晴光	伊 丹
"	千鳥縫ミシンの振幅調整装置	36-5-22	536779	三津沢武夫	和 歌 山
"	二重鍋における温度調節装置	36-5-25	536780	武井久夫・加藤 悟	菱 電 機 器
"	光天井用枠板	36-5-29	536999	船田淳三・石井重行	大 船
"	扇風機羽根車	36-5-29	537008	白石和雄・田口幹雄	中 津 川
"	扇風機羽根車	36-5-29	537009	田口幹雄	中 津 川
"	扇風機羽根車	36-5-29	537010	田口幹雄	中 津 川
"	巻鉄心	36-5-29	533996	大岩増雄	名 古 屋
"	回転電機の点検窓	36-5-29	533997	酒井嘉夫・岡本長治	伊 丹
"	防爆型端子座	36-5-29	533998	平野琢磨	福 岡
"	電気鋸案内装置	36-5-29	357000	入江 厚	福 岡
"	回転子	36-5-29	537001	小形博徳	長 崎
"	半導体整流器	36-5-29	537002	加藤又彦	伊 丹
"	磁石発電機の回転子	36-5-29	537003	藤田隆徳	伊 丹
"	発電機固定子	36-5-29	537004	穂積策太郎	名 古 屋
"	電刷子	36-5-29	537005	原文吉郎	福 岡・名 古 屋
"	小型回転電機の固定子枠支持装置	36-5-29	537006	梶谷定之・松本昌雄	名 古 屋
"	三分割ブラシ	36-5-29	537007	内海権三・河村寿三	伊 丹
"	半導体整流器	36-5-29	537011	加藤又彦	伊 丹
"	放電加工装置	36-5-30	537284	斎藤長男・岩村武志	研 究 所
"	机型制御盤	36-5-31	557857	毛利幹生	長 崎
"	高電圧発生装置	36-5-31	537858	三木隆雄 今村 元	姫 路 三菱原子力
"	断路器	36-5-31	537859	新井正元・小橋利雄	伊 丹
"	電気ドライバー	36-5-31	537860	入江 厚	福 岡
"	蛍光灯調光装置	36-5-31	537855	村井直道	大 船
"	前照灯の自動防眩装置	36-5-31	537856	{中村 弘功・井手平三郎 {依田 功	大 船
"	クーリ	36-6-20	539635	入沢淳三	中 津 川
"	テレビ台	36-6-20	539685	穴沢 正	郡 山
"	可変インダクタンス装置	36-6-20	539686	{中村 弘功・井手平三郎 {水上 益良	大 船
"	蛍光灯器具	36-6-24	540074	山下源一郎・山崎 肇	大 船
"	軸受給油装置	36-6-24	540077	白石和雄	中 津 川
"	積算電力計器の過負荷補償装置	36-6-24	540073	山 縣 穆	福 山
"	電磁引外し装置	36-6-24	540075	{木村久恵・吉岡末男 {松尾昭二	福 山
"	電磁継電器	36-6-24	540076	小沢靖彦	名 古 屋
"	ホスト用集電装置	36-6-24	540078	高松茂利	福 岡
"	滑油ポンプ駆動装置	36-6-24	540079	中野大典	福 岡
"	クラッチ装置付電動機	36-6-24	540081	稲垣武次	名 古 屋
"	直流電動機の制御装置	36-6-24	540082	吉田太郎	名 古 屋
"	ホスト用トロリポール	36-6-24	540293	高松茂利	福 岡
"	減速電動機の過負荷防止装置	36-6-24	540294	安松靖彦	福 岡
"	回転電機の軸受冷却装置	36-6-24	540296	石井 明	福 神 戸
"	電機子コア	36-6-24	540297	矢野美幸	福 山
"	電動井戸ポンプ	36-6-24	540298	{国崎 重男・田中好一 {松崎昭男	福 岡

最近における当社の社外講演一覧

講演年月日	主催または開催場所	題 名	講 演 者	所属場所
36-4-5	日本金属学会	50% Ni-Fe 合金の2次再結晶におよぼす焼鈍雰囲気の影響	中島陽三	研究所
36-4-8	大阪大学	変形距離継電器を用いた 優先シャ断方式	三上一郎	神戸
36-4-8	大阪大学	上形同期機の衝撃電圧試験における回転子巻線の誘起電圧	安達賢一	神戸
36-4-8	規格協会関西支部	社内規格	松尾準一	本社
36-4-8	電気四学会	空気中の衝撃凸面フラッシュオーバー電圧特性の検討	大木正路	伊丹
36-4-8	電気四学会	磁気増幅器の制御回路条件と制御特性の関係	山崎英蔵	研究所
36-4-8	電気四学会	KD形三相高速度方向短絡距離継電器	古谷昭雄	神戸
36-4-8	電気四学会	故障点標定式距離継電器	北浦孝一	神戸
36-4-8	電気四学会	第2高調波抑制付比率差動継電器	寺田真	神戸
36-4-8	電気四学会	推力軸受摩擦面の ライト模様 と摩擦現象	船岡千種	神戸
36-4-8	電気四学会	自動電圧調整系の解析	平山博朗	神戸
36-4-8	電気四学会	短絡優先式多相同時再閉路継電方式	島田五郎	神戸
36-4-8	電気四学会	変形距離継電器を用いた 優先シャ断器	三上一郎	神戸
36-4-8	電気四学会	上形同期機の衝撃電圧試験における回転子巻線の誘起電圧	安達賢一	神戸
36-4-9	電気四学会	シリコン整流素子の逆特性	加藤又彦	伊丹
36-4-9	電気四学会	截断波衝撃電圧試験条件による変圧器過酸度の影響	田村良平	伊丹
36-4-9	電気四学会	乾式変圧器の運転指針	菅 寿郎	伊丹
36-4-9	電気四学会	静止レオード による直流電動機の逆転駆動	細野 勇	伊丹
36-4-9	電気四学会	ケーブル を含む変電所の 雷サージ保護例 とその検討	永井信夫	伊丹
36-4-9	電気四学会	最近の電車自動制御方式	北岡 隆	伊丹
36-4-9	電気四学会	非標準波形衝撃電圧による 棒フェラットの V-t 特性	中原孝一	伊丹
36-4-10	日本鋳物センター 日本総合鋳物センター	電気が溶解	星野克英	名古屋
36-4-11	埼玉県経協	統制および運営	前田幸夫	本社
36-4-11	全国市町村会館	設備投資と経済計算	高田真蔵	本社
36-4-11	工業経済連盟	マイクロモジュール と モレクトロニックス	吉松誠一	研究所
36-4-13	日本放射線同位元素協会	理工用照射機の最近の進歩	津田栄一	研究所
36-4-17	日刊工業新聞社	包装の標準化	堀 直昌	本社
36-4-19	菱電機器尾島工場	標準化, 標準数	松尾準一	本社
36-4-19	兵庫県電気協会	電気機器絶縁の保守試験	原 仁吾	研究所
36-4-19	MAP 放射線利用分科会	三菱電機における放射線測定器の開発	後藤正之	研究所
36-4-19	分科会	三菱電機における原子が付属中性子実験装置の開発	宮下恭一	研究所
36-4-19-20	日本規格協会	品質管理 QC セミナ	牧田孝次郎	伊丹
36-4-21	兵庫県電気協会	電気機器絶縁の保守試験	原 仁吾	研究所
36-4-21	播州地区主任技術者懇談会	自動最適化装置 OPCON	福永圭之介	研究所
36-4-24	日本能率協会	WF・MIMS セミナ	奈川敏雄	本社
36-4-25	電気化学協会	多孔性ニッケル水素電極の分極特性	松岡宏昌	研究所
36-4-26	自動車技術会	トランジスタ・イグナイター	三木隆雄	姫路
36-4-28	日刊工業新聞	モレクトロニックス	吉松誠一	研究所
36-5-8		新たに制定された電力用(単結晶)半導体整流装置規格の適用	加藤又彦	伊丹
36-5-10	大阪府立大手前会館	規格・図面における カタカナ	松尾準一	本社
36-5-11	電子工業誌	自動列車装置	北岡 隆 松岡宜雄	伊丹 無線機
36-5-12	日本電気協会	高周波発電機	生駒鏡郎	神戸
36-5-30	電気学会誌時報	疲労なき シリコン整流素子構造	加藤又彦	伊丹
36-5-30	電気学会誌時報	過酸化水素製造用水銀整流器	加藤又彦	伊丹
36-5-30	電気学会誌時報	製鉄ミル用 10,000 HP 駆動用水銀整流器	加藤又彦	伊丹
36-5-31	通信研究所	メモリーコア の測定に関する二, 三の考案	水上益良	大船
36-	東京	工場防爆講習および研究会	平野琢磨	福岡
36-6-1~10	北海道電力, 本店および各支店	M2-3H 形記録積算電力計説明会 HK 形 メカニカルテマンドメータ 説明会	林 正之	福山
36-6-13	大阪大同ビル	工作機械の数値制御	小島一男	無線機
36-6-24	芦屋会館	第一回電子機器技術講座	黒田忠光・吉田元之	無線機
36-6-24	新潟	配電機器展示説明会	神原 昇	福山



全 景

最新設備の 名古屋製作所 制御機器工場完成

近時 あらゆる産業の生産性の向上と、能率の向上のために、機械装置の自動化と制御の集中化が計られてきつつある。このためには、高性能の開閉器類と、これらをもっともコンパクトにまとめた制御盤類が必要である。これらの要望に応ずるため、このたび名古屋製作所に 1,500 坪 3 階建 (延 4,500 坪) 鉄筋耐火構造の新しい制御機器工場が完成した。1 階は集中制御の代表的製品である コントロールセンタ、高性能の工作機械、産業機械の制御装置、クレーン 関係の制御器類および発電機盤 起動器盤等の組立から荷造り、発送までの一貫作業を合理的に行なう近代設備を持っている。

2 階は品質性能を誇る三菱 NF 形 ノーヒューズ シ+断器の組立工場で、各フォームの組立の流れは、恒温室内で完全に調整され、均一の性能をもった製品ができる優秀な設備をもっている。

3 階は電磁接触器、継電器、開閉器類の巻線および組立工場とくに サーマリレー 関係はすべて恒温室内で組立、調整、試験が行なわれ、均一な高性能を得るようになっている。

1 階・コントロールセンタ 組立場

