

MITSUBISHI DENKI

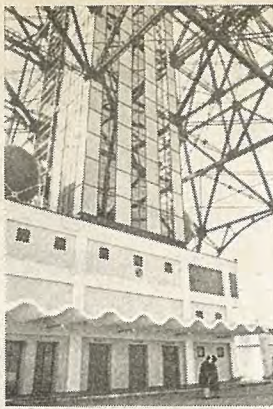
三菱電機



科学館屋上の東京タワーエレベータ乗場

2

VOL33 1959



MITSUBISHI DENKI

三菱電機

表紙説明

世界中の話題をにぎわした大テレビ塔東京タワーは旧ろう 港区芝公園 20 号地に完成を見ました。世界注視のうちにわが国科学技術の粋を集めて建設されたこの鉄塔の生命線ともいふべき高揚程エレベータは、三菱電機の優秀な技術を駆使して製作された高級エレベータで、その乗心地の快適さと無故障の優秀性は各界の賞賛を浴びております。写真は科学館屋上から望んだ展望用エレベータの昇降路外観で、エレベータ内からとくに外景を展望できるようにカゴ室および昇降路外壁に大きな窓を設けてあります。なおエレベータ展望台用 3 台のほか科学館用 2 台、アンテナ保守用 1 台の設備があります。

三菱電機株式会社

本社 東京都千代田区丸の内(東京ビル)
(電) 和田倉 (20) 代表 1631・2331
研究所 兵庫県尼崎市南清水
神戸製作所 神戸市兵庫区和田崎町
名古屋製作所 名古屋市東区矢田町
伊丹製作所 兵庫県尼崎市南清水
長崎製作所 長崎市平戸小屋町
無線機製作所 兵庫県尼崎市南清水
大船工場 神奈川県鎌倉市大船
世田谷工場 東京都世田谷区池尻町
郡山工場 福島県郡山市字境橋町
姫路工場 兵庫県姫路市千代田町
福山工場 福山市沖野上町
中津川工場 岐阜県中津川市駒場
和歌山工場 和歌山市青町
福岡工場 福岡市今宿岡木
静岡工場 静岡市小島 110
家庭電器工場 名古屋市東区矢田町
無線機製作所 東京都世田谷区池尻町
東京工場 札幌市北二条東 12
札幌修理工場 札幌市北二条東 12
大阪営業所 大阪府北区堂島北町 8 番地 1
(電) 大阪 (34) 代表 5251
名古屋営業所 名古屋市中区広小路通
(電) 本局 (23) 代表 6231
福岡営業所 福岡市渡辺通り 2 丁目(電気ビル内)(電)福岡(2)代表 6031
札幌営業所 札幌市大通西 1 丁目(大通ビル)(電)札幌(2)代表 7236
仙台営業所 仙台市東一番丁 63
(電) 仙台(2)代表 6101
富山営業所 富山市安住町 23 の 2
(電) 富山 4692・5273・2550
広島営業所 広島市袋町 6(富国生命ビル)
(電) 中(2) 2211
高松営業所 高松市寿町 1 丁目 4(第一生命ビル)(電) 本局代表 2-5021
直通代表 2-4416
小倉出張所 小倉市京町 10 丁目(五十鈴ビル)(電) 小倉(5) 8234

昭和 34 年 第 33 卷 第 2 号

目次

ED70 形イグナイトロン交流電気機関車補機性能試験	2
寺戸浩二・佐藤恒徳・大野寛孝・八木 勝	10
電気機関車用高速度シャ断器	18
北岡 隆	34
電車用電空併用ブレーキの発達	34
管田恵之助	39
84 kV 1,800 A 3,500 MVA タンク形油シャ断器	39
五十嵐芳雄・平田康夫・永田秀次	47
航研風洞モデルテストにおける機械共振系の影響	47
武田英夫・真鍋舜治・己斐健三郎・細野 勇	57
WT-3 形 VHF/FM トランジスタ携帯用無線機	57
黒田忠光・岡本春樹・東 勇	65
方向性ケイ素鋼帯のヒズミによる特性劣化	65
清水英範	74
電力用半導体整流器回路の諸問題(その 1)	74
岡 久雄・池田和郎	80
レーダスピードメータ	80
山下精一・田村祥一・若田和明	88
固体試料分析用二重収レン質量分析器	88
後藤正之・甲斐潤二郎	98
HXS-2 形接地リアクタンス継電器	98
古谷昭雄	
水素冷却発電機における水素純度の考察	
白井万次郎	

技術解説

火力発電シリーズ: ボイラの自動燃焼制御装置(A.C.C.)(2)	104
-----------------------------------	-----

W社文献抄訳

半導体の単結晶から装置まで・トランジスタを用いた新しい電力線搬送装置・コンピュータによる電圧調整器の解析・サイバックを使用した安全インターロック	110
--	-----

ニュースフラッシュ

インドの超高压大形変圧器 7 台受注・断路器付エレファント変圧器試作完成・300 kVA 耐圧防爆形乾式変圧器・地上変電所用シリコン整流器完成・プログラムコントロールカーの誕生・新発売 5P-510 形小形ラジオ	113
--	-----

特許と新案

(特) 発電制御方式 (特) 原子炉	116
--------------------	-----

最近における当社の社外寄稿一覧表

	64
--	----

次号予定

	97
--	----

ED 70 形イグナイトロン交流電気機関車補機性能試験

日本国有鉄道 寺戸 浩二*・佐藤 恒徳**
名古屋製作所 大野 寛孝***・八木 勝****

Performance Tests on Auxiliaries of Type ED70 Ignitron AC Electric Locomotive

Japanese National Railways Kōji TERADO・Tsunenori SATO
Nagoya Works Hirotaka ONO・Masaru YAGI

AC electric locomotives need many auxiliaries such as blowers and air compressors. In driving them three phase induction motors are indispensable because of their rugged, inexpensive and carefree features. However, a single phase power used for driving them involves a number of unknown problems. As a part of the solution Mitsubishi made tests in a joint effort with the National Railways for the investigation of auxiliaries on the occasion of drop of supply voltage and reclosure of interrupted circuits. The machines selected are those with type ED70 AC locomotives supplied by the company on Hokuriku line sometime ago. Matsuto factory on the line was a site selected for the testing, and of various auxiliary groups, AC compressors were given the most careful attention as the heaviest load carrier.

1. ま え が き

交流電気機関車は送風機や空気圧縮機など多くの補機を必要とし、それらを駆動する電動機としては、世界各国とも、がんじょうで保守容易で廉価な三相誘導電動機を使用している。しかし、電源は単相であるからその補機駆動方式には解明すべき未知の問題が多く、このため鉄道電化協会内に「交流機関車補機研究委員会」を設け研究にあたっている。不平衡三相回路を使用するこの補機駆動方式の解明は実地試験によるデータ解析を必要としたので、われわれはさきに仙山線でイグナイトロン電気機関車 ED451 の補機性能試験を行なった。今回はその関連試験として電源電圧降下時および電源シャ断再閉路時の補機の性能を調査するため、国鉄と三菱が共同して、三菱が北陸線用として国鉄に納入した ED70 形のそれについて国鉄松任工場で試験を行なった。交流電気機関車の補機群中、空気圧縮機はもっとも重負荷となるので、とくにこれに注目して試験が行なわれた。

2. 補機駆動方式と誘導電動機の仕様

図 2.1 に見られるように架線電圧 20 kV (60 c/s) を変圧器の三次巻線によって 400 V (単相) に落す。つぎに #1 の分相起動単相誘導電動機によって #2 の相変換機を駆動する。(この相変換機は専用でなく主変圧器送風

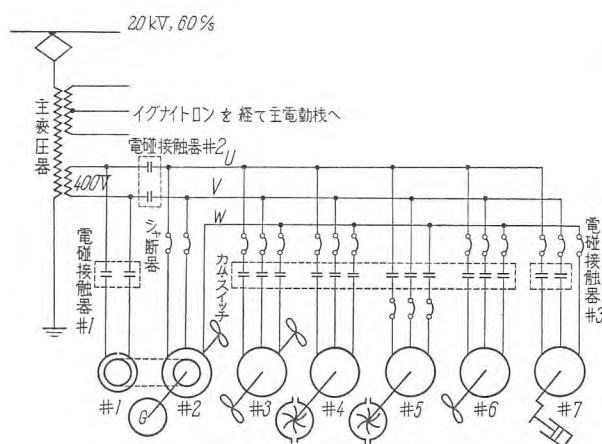


図 2.1 補機回路結線図

Fig. 2.1 Connection diagram of auxiliary circuit.

機用も兼ねている) この相変換機の起動が完了すると、あとはカム・スイッチによって順次 #3, #4……#7 というゆる順序起動をして各三相誘導電動機の起動を完了し、同時に単相起動用電動機も電源回路から切り離される。この間、相変換機はもちろんのこと各機に間に正相分電流、逆相分電流の授受が行なわれる。このへんの関係については別項で説明する。

誘導電動機の仕様はつぎのとおりである。(いずれも 400 V 60 c/s 図 2.1 参照)

#1 #2 起動用分相起動(コンデンサ付)単相誘導電動機 (MH1000 形)

SC-A 形 2.2 kW 4P 30 分

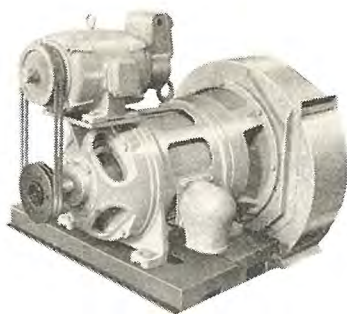


図 2.2 主変圧器送風機用電動機の外観

Fig. 2.2 Appearance of blower motor for main transformer.

- 油入コンデンサ 100 μ F
- #2 主変圧器送風機用三相誘導電動機 (MH1001 形)
MK-O 形 12 kW 4 P 連続 480 Fr. (図 2.2 のように上部に取付けられているのが #1 機. 相変換機もかねている)
 - #3 主電動機送風機用三相誘導電動機 (MH1004 形)
MK-O 形 22 kW 4 P 連続 560 Fr.
 - #4 イグナイトロン水ポンプ用三相誘導電動機 (MH 1003 形)
MK-O 形 2.2 kW 4 P 連続 230 Fr.
 - #5 主変圧器油ポンプ用三相誘導電動機 (MH1005 形)
MK-TE 形 2.2 kW 6 P 連続 200 特 Fr.
 - #6 イグナイトロン送風機用三相誘導電動機 (MH 1002 形) MK-O 形 15 kW 4 P 連続 470 Fr.
 - #7 空気圧縮機用三相誘導電動機 (MH1006 形) MK-TE 形 15 kW 4 P 30 分 480 Fr.

なお、この方式では専用の相変換機をおかず、三相誘導電動機でもコンデンサなどはいっさい使用せず、巻線も汎用のものとなんら変わっていないのが特長である。

3. 相変換作用

3.1 相変換方式の分類

カゴ形誘導電動機による相変換方式は大きくは 2 種類に分けられる。すなわち図 3.1 の A 式、B 式がそれぞれ三菱方式は A の方式によっている。

A 式については図 3.1 で説明したとおり #1 機の起動のために別の起動用単相電動機を用いる。生じた三相の線間電圧には若干の不均衡があるのはまぬかれない。しかし、この場合でも相変換機となる電動機の巻線を故意に不平衡巻とすることによりほとんど平衡電圧を得られるようにすることもできる。

B 式によるときは単相電源回路にインピーダンスを挿入して起動および運転をする。このばあいでも三相の線間電圧には不均衡を生じる。

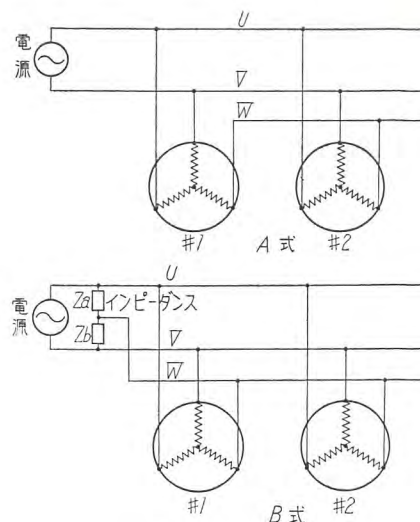


図 3.1 相変換方式

Fig. 3.1 Phase conversion system.

3.2 相変換の理論

単相電源では三相誘導電動機は起動トルクを発生しないが、何かの外力で一度起動させてやると後は単独で回転し続ける。この現象を説明しよう。図 3.2 に示すように 2 台の三相誘導電動機を同軸に直結し、これらの M_1 , M_2 なる 2 台の電動機は互に逆方向に回転しているばあいを考える。互に逆方向に回転しようとする電動機のうち電動機の回転磁界の方向に回転しようとするほうをかりに正相分電動機、逆方向に回転しようとするほうのを

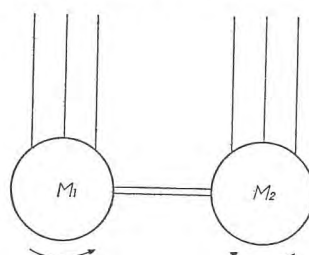


図 3.2 三相誘導電動機の単相運転説明図

Fig. 3.2 Single phase operation of 3 phase induction motor.

逆相分電動機と名付ける。したがってそれぞれのもつインピーダンスを正相分インピーダンス、逆相分インピーダンスと名付ける。このように機械的に接続された回路を電氣的に書きかえると図 3.3 のように正相分インピーダンス (Z_P) と逆相分インピーダンス (Z_N) を直列に接続して単相電源につないだもので表わされる。

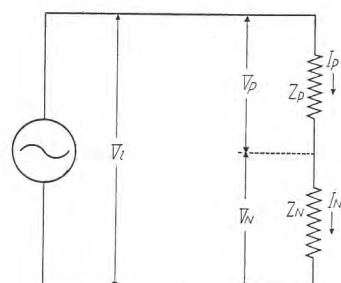


図 3.3 単相運転時の等価回路

Fig. 3.3 Equivalent circuit in single phase operation.

いま I_P : 正相分インピーダンスを流れる電流

I_N : 逆相分インピーダンスを流れる電流

r_1 : 電動機の二次抵抗

S : 電動機のすべり

T_P : すべり S における正相分トルク

T_N : すべり S における逆相分トルク

T : 合成トルク

とすれば

$$T_P = 3I_P^2 \cdot \frac{r_1}{S} \quad (3.1)$$

$$T_N = 3I_N^2 \cdot \frac{r_1}{2-S} \quad (3.2)$$

$$T = T_P - T_N = 3I_P^2 \cdot \frac{r_1}{S} - 3I_N^2 \cdot \frac{r_1}{2-S} \quad (3.3)$$

このとき図 3.3 からわかるように $I_P = I_N$ であるから $S=1$ すなわち起動の瞬時には式 (3.3) から $T=0$ であるがすべりの減少、いいかえれば回転数の増加につれてトルクの増大することがわかる。このようにして三相誘導電動機は単相電源でも運転できるわけである。

つぎに何台もの電動機を接続したばあいの図 3.1 について同様な等価回路を作ってみると図 3.4 のようになる。まず #1 の電動機が回転しており、つぎに #2 の電動機を起動しようとする状態を考える。

Z_{P1} : #1 機の正相分インピーダンス

Z_{N1} : #1 機の逆相分インピーダンス

Z_2 : #2 機の起動時のインピーダンス(正相分 Z_{P2} と逆相分 Z_{N2} とが等しくなるから)

Z_P : このときの正相分回路の合成インピーダンス

Z_N : このときの逆相分回路の合成インピーダンス

とすれば

$$Z_P = \frac{Z_{P1} \cdot Z_2}{Z_{P1} + Z_2} \quad (3.4)$$

$$Z_N = \frac{Z_{N1} \cdot Z_2}{Z_{N1} + Z_2} \quad (3.5)$$

また

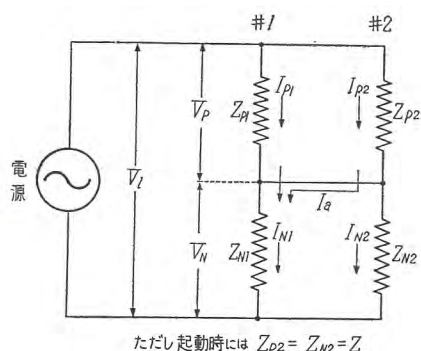


図 3.4 A 式起動による等価回路

Fig. 3.4 Equivalent circuit by A system of starting.

V_P : 正相分回路電圧

V_N : 逆相分回路電圧

とすれば

$$V_P = V_L \times \frac{Z_P}{Z_P + Z_N} \quad (3.6)$$

$$V_N = V_L \times \frac{Z_N}{Z_P + Z_N} \quad (3.7)$$

となる。つぎに

$m = \frac{Z_{P1}}{Z_{N1}}$ とおけば前式はつぎのようになる。

$$Z_P = \frac{m Z_{N1} \cdot Z_2}{m Z_{N1} + Z_2} \quad (3.8)$$

よって式 (3.8) を式 (3.5) で除すれば

$$\frac{Z_P}{Z_N} = \frac{m(Z_{N1} + Z_2)}{m Z_{N1} + Z_1} \quad (3.9)$$

となる。式 (3.9) を解析してみると

(1) $Z_{N1} \gg Z_2$ のとき

式 (3.9) から $\frac{Z_P}{Z_N} \div 1$ となり、単相運転のときと同一状態となり、起動トルクは発生しない。

(2) $Z_{N1} = Z_2$ のとき

式 (3.9) から $\frac{Z_P}{Z_N} = \frac{2m}{m+1} > 1$ となり ($\because m > 1$) 起動トルクを発生する。

(3) $Z_{N1} \ll Z_2$ のとき

式 (3.9) から $\frac{Z_P}{Z_N} \div m$ となり、このときは #2 機には #1 機単独運転のときの電圧がそのまま加わり、三相平衡時に近い起動トルクを発生しうることになる。

さて、三相誘導電動機の逆相分インピーダンスはほぼその漏洩リアクタンスの総和に等しく、漏洩リアクタンスの値は大略出力に反比例するものであるから以上三つのことは

(1) 小容量機で大容量機を起動するばあい

(2) 同一容量機のばあい

(3) 大容量機で小容量機を起動するばあい

を表わしている。

つぎに式 (3.6), (3.7) から $\frac{V_P}{V_N} = \frac{Z_P}{Z_N}$ なる関係がえられる。このことから Z_P と Z_N の比の大きいときが次の電動機の起動に有利な条件を与えることになる。

図 3.4 からわかるように #1 機の逆相回路へ #2 の正相回路の電流の一部が流入し、#1 機の逆相分電流 I_{N1} は正相分電流 I_{P1} に比し相当大きな値となる。このような #1 機の状態がいわゆる相変換作用を行なっているときである。(オシログラフで正相分電流から逆相分電流に移り変るときは電流振巾が 1 度くびれるものである)

このようにして順次全部の電動機の起動を完了して、

運転状態にはいるのであって、最初に相変換作用をする
 #1 電動機の逆相分インピーダンスを十分小さくすることが他の電動機を円滑に起動さす要因である。しかもいったん運転状態にはいった後は特別な条件変化がない限り電動機相互間に相変換作用をすることは少なく、単相運転に近い状態で運転を継続するものである。

なお前述したように電動機が回転している時は正相分インピーダンス Z_P は逆相分インピーダンス Z_N に比べてきわめて大きい値をもっていることになる。したがって

$$\text{正相分電流 } I_P = \frac{V_P}{Z_P}$$

$$\text{逆相分電流 } I_N = \frac{V_N}{Z_N}$$

式からもわかるように誘導電動機に加えられる電圧に不平衡があると逆相分電圧 V_N が正相分電圧 V_P に比較してきわめて小であっても、流れる電流 I_N はきわめて大となる。また電圧に不平衡があるとトルクも減少してくる。この不平衡電圧によるトルクの減少を正しく数量的に把握することは計算式からはなかなか困難であって、今回の実験では特別な電動機に抵抗線ヒズミ計を取付け実測を行なって調査した。

4. 実測仕様

4.1 電源系統

試験は国鉄・松任工場内の試験線で昭和 33 年 8 月 24 日に行なわれた。そのときの試験用電源系統は北陸電力より 70 kV 60 c/s で松任工場が受電し、これを単相 750 kVA の変圧器で 20~16 kV に降圧して架線に供給した。これらの降圧およびシャ断・再閉路はすべて松任工場の変電係が行なった。

4.2 実測明細

供試機関車は ED707

測定明細は

(1) 定常時

各補機用誘導電動機を順序起動し、定常状態になってから各機の各相電流、電力、回転数および線間電圧を指示計器で測定した。また空気圧縮機へのトルクと空気圧力および電磁給排弁操作用コイルの励磁電圧もオシログラフで測定した。このほか、電源電圧の波形をもオシログラフで観測した。

(2) 架線回路のシャ断および再閉路時

営業線には給電条件のため各所に、いわゆるデッド・

セクションがある。このような所を通過する場合の架線回路のシャ断およびそれに伴う再閉路にも補機回路は耐えなければならない。そのうえ架線はつねに 20 kV の定格電圧ばかりでなく降圧することもある。これにも補機回路の機器は耐えなければならない。そのため定格電圧の 20% 減の 16 kV での上記シャ断および再閉路試験を行なった。これらを一覧表にすると表 4.1 のとおりである。

(3) b 式回路の説明

表 4.1 に注記したことを図 4.1 について説明する。

すなわち図中

SS : 空気圧縮機用遠心力開閉器

AR : 補助継電器

TR : 限時継電器

E_{Xh} : 電磁給排弁 (圧縮空気吐出用)

274 : S16C 空気圧縮機用調圧器

776b : 空気圧縮機用接触器コイル

KS_1, KS_2 : ナイフスイッチ

とする。

表 4.1 実測項目一覧表

(60 c/s)

架線電圧 (kV)	試 験 種 別	試 験 条 件
20	① 順序起動 ② 空気圧縮機調圧器起動 ③ 0.5 秒(基準)シャ断・再閉路 ④ 3.0 秒(基準)シャ断・再閉路	(a) a 式回路 }* (b) b 式回路 }の各回路について (c) c 式回路 }①②③④を実施
17	① } ② } 同 上 ③ } ④ }	同 上
16	① } ② } 同 上 ③ } ④ }	同 上

* (a) a 式回路とは従来から ED70 形に採用されていた補機制御方式

(b) b 式回路とは a 式回路に基づきの改造を行なったものである

空気圧縮機投入用限時継電器の新設

空気圧縮機アンロード用電磁給排弁の併設

上の 2 項の操作用空気圧縮機遠心力開閉器の新設

このようにして空気圧縮機用電動機のほかに全補機同時起動

(c) c 式回路とは (b) のばあいに全補機同時起動をしないで起動用単相電動機からふたたび順次起動をしないものである (この時送風機などのように慣性の大きいものは回転が残っている)

さて、電源回路がシャ断されると空気圧縮機 CP の回転数が低下し、下部限界値以下となると SS が切れ E_{Xh} が働いてアフタ・クーラの空気圧を抜いて CP をアンロードする。(アフタ・クーラと空気ダメの間には逆止弁を設けてあるから空気の逆流は起らない) 同時に TR が切れ S16C がはいっていても一定時間内は CP が投入されなくなる。

つぎに電源回路がふたたび閉じられると CP 以外はいっせいで起動し、これらが完了したところに TR がはいり、CP はアンロード状態で起動が容易にでき、回転数

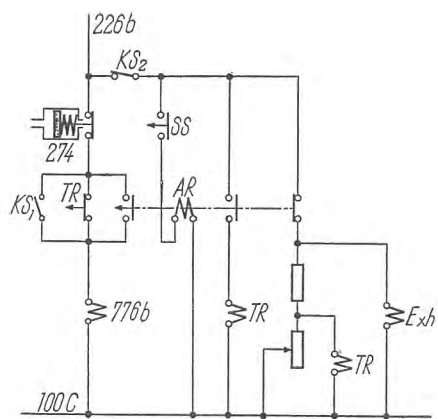


図 4.1 b 式回路の説明
Fig. 4.1 Block diagram for b type circuit.

がある上部限界値に達すると SS がふたたびはいり E_{Xh} は切れ、ここで初めて CP は負荷される。

ここで KS_1 を入れ同時に KS_2 を切れば旧回路となり、その逆の時は TR と E_{Xh} が生かされて b 式回路となるわけである。

(4) c 式回路の説明

回路のシャ断時間が長くなると全補機のいっせいで起動が困難となる。そのため図 2.1 の #1 機の起動用電動機の遠心力開閉器に接点を増設して、長時間停電のためこの電動機の回転数がある下限以下になったら、この接点回路も切れふたたび順序起動を繰返すようにした。そのほかは b 式回路と同じであるが、これを c 式回路と呼ぶことにした。

(5) 空気圧縮機用電動機の起動・加速時のトルク測定

これはスピード・トルク曲線の測定であるが、車両の台車下側に空気圧縮機が取付けられた ED70 形では容易に測定することができない。そのため図 4.2 に示すような方法で抵抗線ヒズミ計を用いて行なった。電動機の回転数は発電機形回転計を常時軸端に取付け、軸のネジレ量と回転数を同時にオシログラフに記録し、これから解析しスピード・トルク曲線を求め、空気圧縮機を駆動する能力調査を行なった。

(6) 空気圧縮機駆動用電動機の保護

空気圧縮機から得られる圧縮空気は列車の制動や気笛に使われるもので、万一電動機の焼損事故などがあっては列車の運行にも障害を及ぼすことになる。それで図 4.3 に見られるように電動機回路に変流器を介して TI-141 形オートカット(熱動安全器)を働かせて電動機回路の電磁接触器を開くようにした。機関車のような振動体

に取付けられるものだから耐振能力も十分調べた上で用いた。

なお機関車の力行運転時での補機性能の測定は試験線路条件などで今回は行なわなかった。(ED451 では実施した)

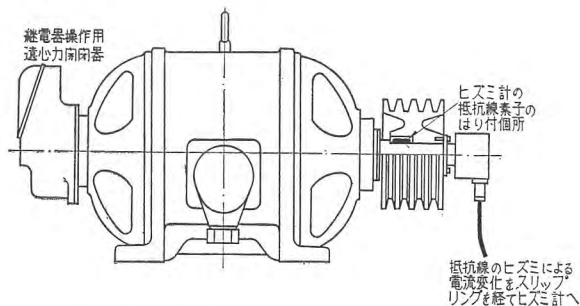


図 4.2 空気圧縮機用電動機の実測時の外形図
Fig. 4.2 Outline of air compressor motor under measurement.

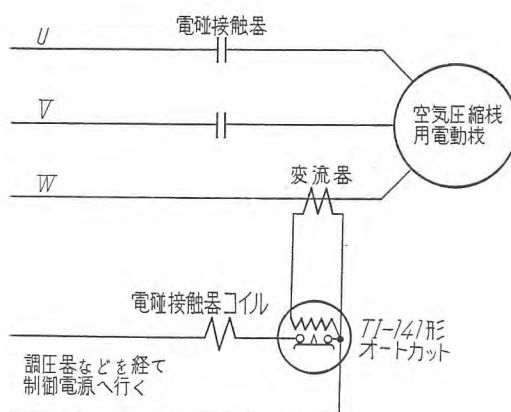


図 4.3 TI-141 形オートカットの取付位置
Fig. 4.3 Mounted position of type TI-141 autotcut.

5. 実 測 結 果

5.1 定常時

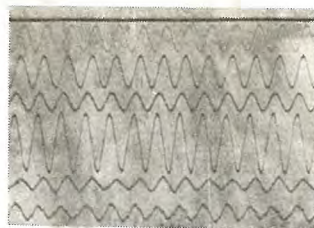
(1) 電源の各相間電圧、各機の電流、空気圧縮機の高圧側圧力と回転数および駆動用電動機のトルクについてオシログラフを図 5.1 に示した。図 2.1 と対照してみると理解しやすい。波形はいずれも正弦波で、ただ W 相だけにわずかな高調波がはいっている。

(2) 各電動機への電流、入力などは表 5.1 のとおりである。これより空気圧縮機用電動機への電流の位相を作図によって求めると図 5.2 および図 5.3 のようになる。

5.2 過渡時

(1) 順序起動

架線電圧を 20% 下げ 16.1 kV にした時の順序起動の状況を図 5.4 に示した。19.5 kV では自動順序起動が可能であったが、16.1 kV ではカム・スイッチの時間設



V_{UV} 補機回路 U-V 相間電圧
 V_{VW} " V-W 相間電圧
 V_{WU} " W-U 相間電圧
 I_0 " 入力電流
 I_{W16} 主変圧器送風機 W 相電流
 I_{W30} 主電動機送風機 W 相電流
 I_{W20} イグナイトロン送風機 W 相電流
 P_{CP} 高圧シリンダ空気圧力
 V_{EX} 電磁給排弁コイル電圧
 I_{UCP} 空気圧縮機 U 相電流
 I_{VCP} " V 相電流
 I_{WCP} 空気圧縮機 W 相電流
 T_{CP} 空気圧縮機電動機トルク
 N_{CP} " 回転数

図 5.1 定常時の各素子波形 ($V_T=19.3$ kV)

Fig. 5.1 Multi-element waveform in steady state.

表 5.1 定常状態での電気特性 (60 c/s)

試 験 番 号			M301	M305	M315'
架 線 電 圧	V_T	kV	20.5	17.3	16.1
	V_{UV}	V	400	344	320
	V_{VW}	V	384	328	302
線 間 電 圧	V_{WU}	V	344	276	252
	I_0	A	210	249	258
	W_0	kW	73.0	75.5	75.5
主変圧器三次巻線での	単相回路電流	A	9.8	11.9	12.2
主変圧器送風機用電動機	I_{W16}	A	6.0	6.0	5.4
主電動機送風機用電動機	I_{W30}	A	3.1	3.8	4.4
イグナイトロン送風機用電動機	I_{W20}	A	57	68	70
空気圧縮機用電動機	I_U	A	61	74	75
	I_V	A	7.6	11.2	12.0
	I_W	A	17.0	15.7	14.8
	W_1	kW	4.1	6.8	8.4
	W_2	kW	21.1	22.5	23.2
	W	kW			

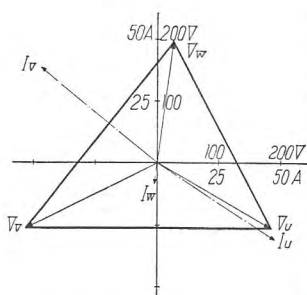


図 5.2 M301 での空気圧縮機用電動機の電圧、電流ベクトル図

Fig. 5.2 Vector diagram of voltage and current compressor motor in case of M301.

定から、現用のものでは困難であった。よって、各機につけてあるノーヒューズ・ブレーカを順次閉路して起動させた。図 5.4 でわかるように空気圧縮機のアロード用電磁弁のコイル励磁電圧が早目に働いている。

(2) 空気圧縮機調圧器起動

調圧器は空気圧が 8 kg/cm² で「切り」、6.5 kg/cm² で「入り」となる。このような方法で空気圧縮機の起動を行なった状況を図 5.5 (架線電圧 16.1 kV) と図 5.6 (架線電圧 17.1 kV) に示す。低電圧でも十分起動可能である。

5.3 シャ断・再閉路

(1) 0.6 秒のシャ断・再閉路

図 5.7 に示すように架線電圧 16 kV でも十分起動完了している。17 kV, 19.5 kV でももちろん起動した。

(2) 3.5 秒のシャ断・再閉路

b 式回路を用いての 3.5 秒のシャ断・再閉路による起動は困難であった。しかしこれを c 式回路によると図 5.8 に示すように確実に再起動できた。

(3) 考察

以上のことを要約するとつぎのようになる。すなわち c 式回路によるときは、あらゆる条件でのシャ断・再閉路時の再起動が可能である。

低電圧 (架線電圧 16 kV 相当) での自動順序起動は

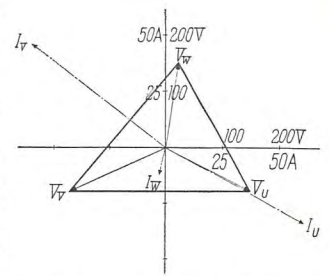


図 5.3 M315' での空気圧縮機用電動機の電圧、電流ベクトル図

Fig. 5.3 Vector diagram of voltage and current of compressor motor in case of M315'.

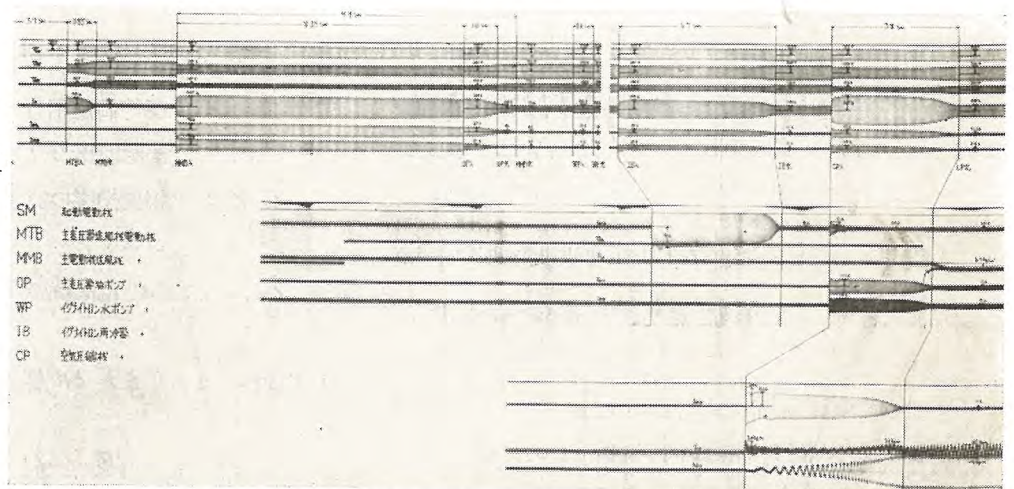


図 5.4 (試験番号 M315') b 式回路での順序起動 $V_T=16.1$ kV

Fig. 5.4 Sequence start with b type circuit.

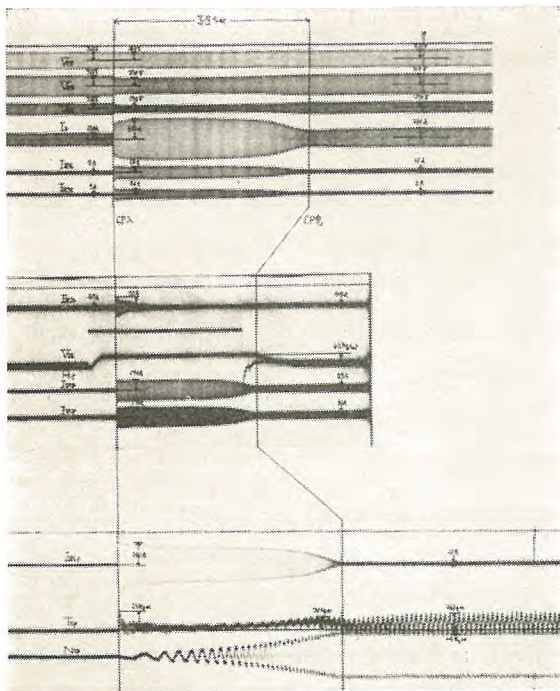


図 5.5 (試験番号 M317) b 式回路での調圧器起動
 $V_T=16.1$ kV

Fig. 5.5 Voltage regulation start with b type circuit.

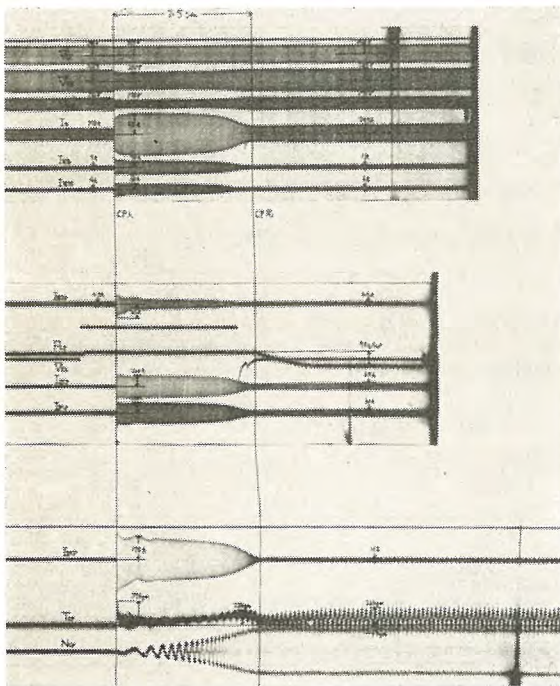


図 5.6 (試験番号 M308) b 式回路での調圧器起動
 $V_T=17.1$ kV

Fig. 5.6 Voltage regulation start with b type circuit.

カム・スイッチの時間設定を是正すれば確実に完了できる。

b 式回路では過渡時の性能がかなり向上したが、3.5 秒間のシャ断・再閉路時のいっせい起動にはまだ不十分であった。

a 式回路は特殊な悪条件が重ならなければ補機起動に

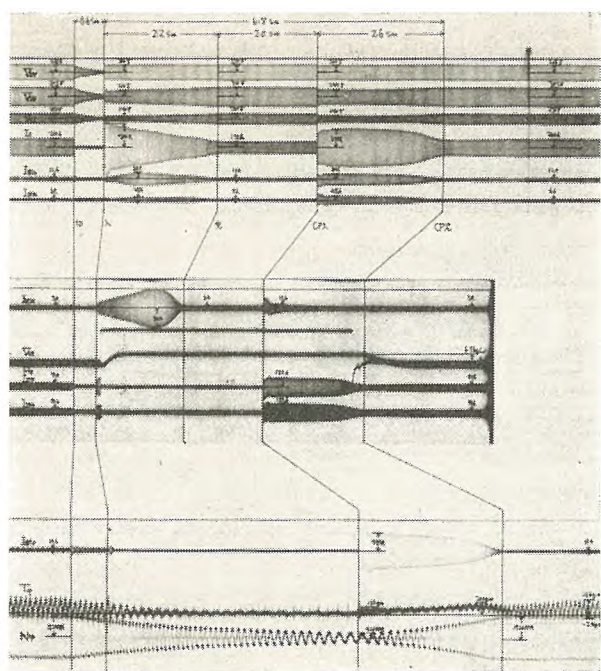


図 5.7 (試験番号 M323) b 式回路シャ断再投入
 $V_T=16$ kV

Fig. 5.7 Reclosure of interrupted circuit of b type circuit.

支障はないが、架線電圧の降下や停電時間が長くなるなどの悪条件が重なると過渡時性能が十分でない。

(4) 起動困難なときは、各電動機の正相分電流、逆相分電流の授受が円滑でないことと、空気圧縮機の背圧のとくに高いばあいなどのためと考えられる。

いま図 2.1 のような補機結線のときたとえば # n 機に流れる正相分および逆相分電流 $\dot{I}_{Pn}$ および $\dot{I}_{Nn}$ は

$$\dot{I}_{Pn} = \frac{\dot{V}_P}{\dot{Z}_{Pn}} = \frac{1}{\dot{Z}_{Pn}} \cdot \frac{\dot{Z}_P}{\dot{Z}_P + \dot{Z}_N} \left(j \frac{\dot{V}_{UV}}{\sqrt{3}} \right) \quad \dots (5.1)$$

$$\dot{I}_{Nn} = \frac{\dot{V}_N}{\dot{Z}_{Nn}} = -\frac{1}{\dot{Z}_{Nn}} \cdot \frac{\dot{Z}_N}{\dot{Z}_P + \dot{Z}_N} \left(j \frac{\dot{V}_{UV}}{\sqrt{3}} \right) \quad \dots (5.2)$$

ここに

$\dot{V}_P, \dot{V}_N$: 対称座標法による系全体の等価正相分および等価逆相分インピーダンス

$\dot{V}_{UV}$: 電源回路の UV 相間電圧

$\dot{Z}_P, \dot{Z}_N$: 相変換機の正相分および逆相分インピーダンス

$\dot{Z}_{Pn}, \dot{Z}_{Nn}$: # n 電動機の正相分および逆相分インピーダンス

で表わされる。また # n 機の w 相電流 $\dot{I}_{wn}$ については

$$\dot{I}_{wn} = \dot{I}_{Pn} + \dot{I}_{Nn} = \left(\frac{\dot{Z}_P}{\dot{Z}_{Pn}} - \frac{\dot{Z}_N}{\dot{Z}_{Nn}} \right) \cdot \frac{j \frac{\dot{V}_{UV}}{\sqrt{3}}}{\dot{Z}_P + \dot{Z}_N} = \left(\frac{\dot{Z}_P}{\dot{Z}_{Pn}} - \frac{\dot{Z}_N}{\dot{Z}_{Nn}} \right) \cdot \dot{I}_F \quad \dots (5.3)$$

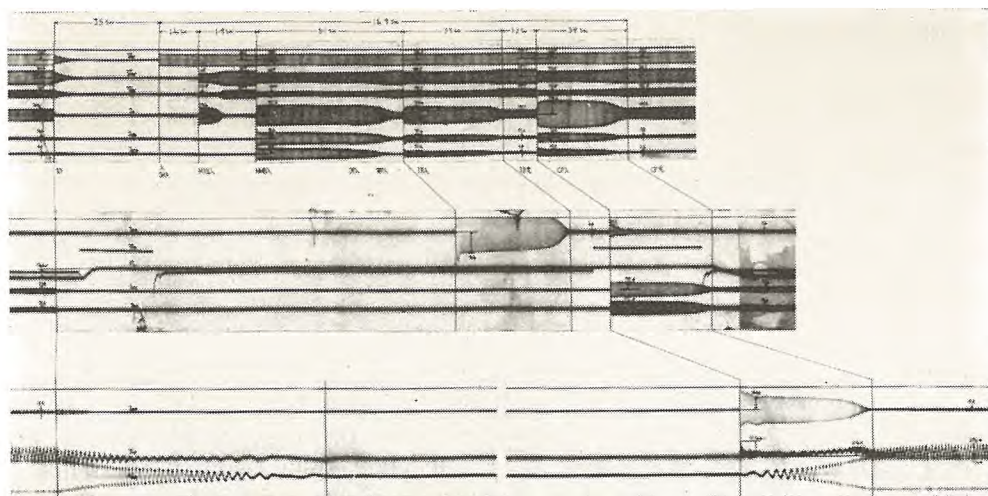


図 5.8 (試験番号 M314) c 式回路シャ断再投入 $V_T=16.2\text{ kV}$
Fig. 5.8 Reclosure of interrupted circuit of c type circuit.

ここに

$\dot{I}_P$: 正相分電流

つぎに #2 機から #7 機までの w 相電流の和 $\dot{I}_w$ は

$$\dot{I}_{w2} + \dot{I}_{w3} + \dot{I}_{w4} + \dot{I}_{w5} + \dot{I}_{w6} + \dot{I}_{w7} = \dot{I}_w = 0$$

となる。(単相電源のため w 相は電源回路に結ばれていない。したがってこれらのベクトル和は零となる)

このようにして w 相電流の位相いかんによってその誘導電動機が相変換機(系での逆相分電流が正相分電流より大きいとき)の働きをするか電動機の働きをすることになる。

(5) 空気圧縮機用電動機のスPEED・トルク測定
空気圧縮機は新三菱重工・三原製作所製の C3000 形

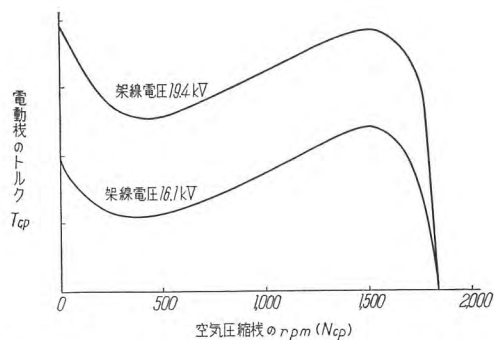


図 5.9 空気圧縮機用電動機のスPEED・トルク曲線
Fig. 5.9 Speed-torque curves of compressor motor.

である。また前述したようにトルクと回転数は別な要素としてオシログラフにおさめ、同時刻の両者の数値をとってスPEED・トルク曲線にすると図 5.9 のようになる。

なお使用した抵抗線ヒズミ計は国鉄・技術研究所(大井町分所)所有の共和無線製のものである。

6. む す び

われわれは、このたびの試験結果から幾多の新しい事実を知った。その中には不成功の記録もあれば、また将来に輝かしい希望をいだかせるものもあった。いずれも新設計資料として交流電気機関車の発達のため活用する考えでいる。

引き続いて ED7019 の 50 c/s, 60 c/s 両用車ができる。この機関車には今までの経験と新しい考え方を取り入れているので、ED70 形の仕上がりができるわけである。またこの機関車にも専用の相変換機をおいていない。三菱が従来とってきた特長を十分生かしうるものと考えている。

前述した鉄道電化協会の「交流電気機関車補機研究委員会」では山村委員長を中心に各大学教授、国鉄・運輸局、臨時車両設計事務所、技術研究所および各メーカーが参加して問題の解明を行なっている。今回の試験には、この委員会から得た多くの示唆をくんでいる。

また現地での試験では松任工場の担当者はもちろん、中部支社、金沢鉄道管理局、敦賀第二機関区の方々から幾多の配慮にあずかった。記して謝意を表する。

電気機関車用高速度シャ断器

伊丹製作所 北 岡 隆*

High Speed Circuit Breakers for Electric Locomotives

Itami Works Takashi KITAOKA

In line with the completion of type ED electric locomotives of high performance for the operation of the Japanese National Railways, new high speed circuit breakers have been developed. Their design features involve numerous talking points such as; using a trip-free mechanism assures quick interruption of fault current, small inertia of the moving parts together with a strong spring helps the contacts separate with high speed, an inductive shunt is used for the sake of effective selectivity, separation of normal current flowing contacts and arcing contacts promises long life, and other many advantages. The breakers proved their marked ability of rupturing 50,000 amperes, the maximum estimated short-circuited current.

1. ま え が き

今回国鉄において、ED 形高性能直流機関車が試作され、各機器は従来のものとは異なりすべて高性能のものが採用されているが、高速度シャ断器もこの試作の一環として、新しく当社独自の構想のもとに設計試作し、ED 601 号車に取付けられた。

この高速度シャ断器は従来の車両用または変電所用のものとは異なり、軽量にして斬新な機構と大なるシャ断容量および確実なる選択特性を有するもので、過日国鉄技研二宮直流シャ断実験室において行なわれたシャ断試験コンクールにおいては推定最大短絡電流 50,000A シャ断に成功し、とくに選択特性において非常にすぐれた性能を証明することができた。

以下この車両用高速度シャ断器について述べることにする。

2. 電気機関車用高速度シャ断器の特殊性

車両用高速度シャ断器は国鉄の直流電化当初直流機関車にしばしば起った事故とくに主電動機のセン絡事故の保護が絶対に必要となり、高速度シャ断器が電気機関車に備えられ、その後、機関車の事故は非常に少なくなったのである。

車両用の高速度シャ断器の構造は一般に変電所用のものと似ているが要求される内容は多少その性質を異にしている。

すなわち車両用としては次の条件を満足する必要がある。

- (1) 車内に装備されるので必要容積が極力小であること。この必要容積とは、シャ断時発生するアークのひろがりの空間も含む。
- (2) 広範囲の条件に対するシャ断能力が必要である。すなわち電動機負荷による高インダクタンス回路のシャ断から直接地絡に近い電流立上りの大である大電流シャ断まで広範囲のシャ断が確実でなければならない。このような広範囲のシャ断を確実にするには有効な選択特性が是非必要になってくる。
- (3) シャ断時のアーク電圧の不必要な上昇は車両器具の絶縁をおびやかすから極力これを防止しなければならない。
- (4) 車両用としての特殊条件すなわち機器自体が耐振構造であるとともに振動に基づくセット値の変動などがあってはならない。また耐ジンの問題も構造上面倒な条件の一つである。

(1) の条件は近來機関車の容量増大に反して小形軽量化へと進む傾向があるためとくに必要になってきた。また (2) の条件は交通量増大に基づく変電所容量増加のため車両用高速度シャ断器の保護能力範囲はますます大きなものが要求される傾向がある。

このように苛酷な条件が要求される一方、その保護能力はかえって高性能のものにしなければならないのである。

3. 設計方針および特長

以上に述べたように、車両用としての苛酷な条件と高

性能とを満足するために従来の構造とはまったく異なる斬新な設計が施されている。その特長を述べれば次のようになる。

- (1) 機構的には引はずし自由機構とし、故障電流を投入した場合もすみやかにシャ断可能である。
- (2) 可動部は慣性率をできるだけ小に設計され、しかも強力なるバネで駆動されるから接触子開離速度は非常に高速である。
- (3) しかも投入力、保持力が小なるよう特殊なリンク機構が使用されているからシリンダ、保持用電磁石は小形である。
- (4) 車両用高速度シャ断器としては初めての誘導分路を用い有効なる選択特性をもたせてあるので、故障電流をすみやかに検出してこれをシャ断する。
- (5) 通電用接触子と弧光接触子とを分離し、弧光接触子には耐弧性材料を使用しているから接触子の損傷が少ない。
- (6) 両接触子、保持電磁石を含む機構部は絶縁された1組のワクにまとめて取付けられているからこの部分だけ外ワクより簡単に引出すことができる。
- (7) 吹消コイルとしては、常時励磁される空心一次コイルとシャ断時だけ励磁される強力なる空心二次コイルよりなり、しかも二次コイルはアークボックスの外側に配置してあるから、アークボックスは有効に使用され、またシャ断時、不必要な背圧の過上昇が起らないから安定なシャ断を行なうことができる。また他のシャ断器に往々見受けられる二次アークホーンの絶縁破壊は絶対に起り得ないので、シャ断は確実である。
- (8) 温度変化によってセット値が変化しないよう、保持コイルには直列抵抗を挿入している。
- (9) 車両の振動により引はずしバネ力に変化しないよう設計してあるから、セット値が振動により変化することはない。

4. 諸 元

このシャ断器は、ED60 用として設計されたものであるが、将来新形 EF 機関車にも使用できるよう定格に余裕をもたせてある。

形名 XCB18 (国鉄形名), HB1001 (三菱形名)

主回路電圧 1,500 V

電気機関車用高速度シャ断器・北岡

主回路電流 1,500 A 連続, 1,800 A 1 時間

制御回路電圧 100 V

操作空気圧力 5 kg/cm²

保持コイル電流 0.3 A 以下

目盛電流 2,500 A 3,000 A 3,500 A

機構 引はずし自由形

特性 選択シャ断特性

吹消機構 空心一次および空心二次コイルによる強力吹消形

5. 構 造

5.1 動作機構

動作機構の中の心臓部である引はずし機構は4個のリンク、投入レバー、保持電磁石および3本の引はずしバネよりなり、投入はシリンダに込められる5 kg/cm²の圧縮空気により行なわれる。これは引はずし自由機構であって、しかも動作時間を極力小さくし、また構造的には動作部分および保持電磁石を小とするため、リンク機構をもっているが、これらの耐摩耗性については十分考慮を払い、必要部分には特殊合金を使用している。また可動接触子レバーと導電バーとの間の導電用可撓導体を省略し、ヒンジとレバーとの間の良好なすり合わせによる可動部、固定部間電氣的接続を採用しており、可撓導体の省略によって機構を非常に簡単化することができ

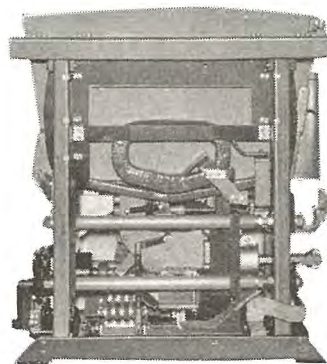


図 5.1 HB1001 形高速度シャ断器

Fig. 5.1 Type HB1001 high speed circuit breaker.

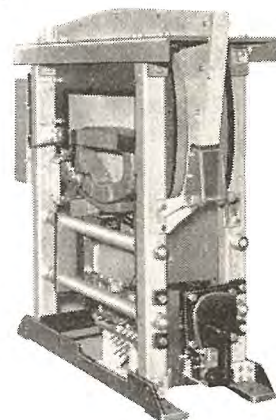


図 5.2 HB1001 形高速度シャ断器

Fig. 5.2 Type HB1001 high speed circuit breaker.

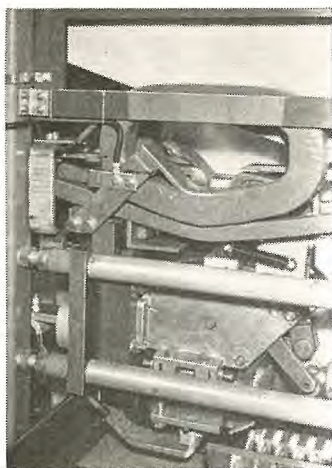


図 5.3 機構部

Fig. 5.3 Operating mechanism.

た。可動接触子レバー、駆動用バネは接触子開離速度を極力大とするため強力なものを使用しているが、一方これを保持するに必要な電磁石の吸引力を減らすよう4個のリンクで巧みに保持力の伝達を行なっている。このリンクはまた、投入力を軽減するための効果ももっている。これらのリンク、レバー類の固定支点ピンはすべて一對の金属ワク板についており、このワク板は、1枚の絶縁物基板に固定され、同時にこの基板には、ヒンジ、パッキングバー、誘導分路、保持電磁石、接触子部分も取付けられ、機構部として簡潔な形にまとめられている。これらの部品は絶縁された鉄製外ワク組に固定されている。このように精密なる寸法精度を要求される機構部はそれだけで1組の形として、中間的に1個の基板に組まれているから、精度を要求される組立が容易であるばかりか、外ワク組などの影響が機構部とは力学的に無関係であるので、使用中に關係寸法に誤差を生じることなく、したがって性能の狂いは起らない。このことは振動の多い車両用としてとくに有用なことである。

動作機構部を図 5.3 に示す。

5.2 通電部

通電部としては、弧光接触子および通電接触子の2組よりなる接触部分と、可動接触子レバーおよびヒンジ間すり合わせ通電機構を採用し可撓導体を省略したこと、2点に特長を有している。

接触子部分のうち1組は常時通電用として6個のセグメントに分れた接触子からできており、固定側より3組のツル巻バネおよび2組の板バネによって接触力を与えている。

このように接触子部分を数個の素子に分割することに

より有効接触面積を増し通電容量を増加することができる。

弧光接触子は焼結合金を用いた耐弧性接触子としてあるので、50 kA シャ断試験後もほとんど接触子面荒れは認められなかった。

また接触子レバーとヒンジ間は可撓導体を用いない構造となっているが、特殊すり合わせ面となっているので後述のように温度上昇はわずかで、50,000 A シャ断試験後もその接触面になんら異常は認められず、良好な結果を得ている。

5.3 消弧機構

前に述べたように、アークボックス外側に配置された空心形一次および二次コイルによる磁気吹消機構を有している。

一次コイルには通電電流が常時流れ接触子が開離すると同時に接触子付近に磁界を作りこれが最初の吹消力として作用する。

二次コイルはアークがアークホーンに移ると同時に励磁され一次コイルと機動的に作用しアークボックス全体にわたって強力な吹消力をもって消弧する。

接触部分はまず通電用接触子が開き次に弧光接触子が開いて初めて発弧する。したがって通電用接触子はまったくアークを発生せず接触子面荒れは絶対に生じない。

アークボックスは側壁および内部仕切板だけからなる簡単な構造を有し、アークボックスの内部は有効に利用される。これは二次コイルを外側に配置してあるからである。

空心形吹消コイルの特長としてはさらに次の点がある。

- (a) 電流と磁束との間の時間的遅れがなく吹消効果は即応的であり、鉄心中の渦流による磁束減殺がない。
- (b) 電流が大となっても磁束の飽和がないから、大電流シャ断能力が大である。

なお吹消コイルには補助抵抗管をつけてシャ断効果を円滑にさせている。

5.4 その他

図 5.1 でわかるように、前述の部品は外ワク組の中に収められ機構部分は絶縁物基板を介してしっかり取付けられている。アークボックスは外ワク組に取付けられアークボックスささえによりその片方がささえられ、他方は上部のチョウネジによりワク組に固定される。接触子

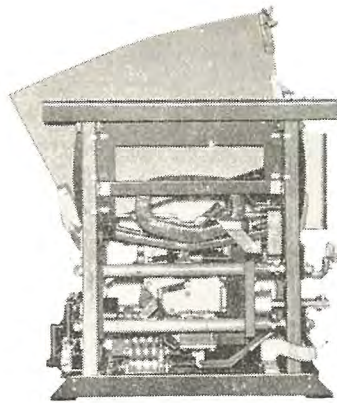


図 5.4 接触点点検状況

Fig. 5.4 Arc box removed for contact tip inspection.

部分の点検の際は図 5.4 のようにアークボックスを傾け止メ金で止めればよい。

この他選択特性を与える巻鉄心誘導分路，インタロックスイッチなどが配置されている。

6. 動作説明

動作機構および消弧機構の動作説明図を図 6.1 に示す。(a) は投入する時の状態を示すもので，保持レバーは保持電磁石によって固定され，したがってリンク 3 はピン D により固定状態となるからリンク 1, 2 および可動接触子レバーがリンク機構として働き投入されるわけである。

(b) は投入完了を示すものでバネ 1 および 2 により，開離力が与えられるがリンク 1 および 2 はストップ S により剛体の状態となりピン D で保持レバーを介した保

持電磁石の吸引力と平衡している。この場合保持レバーのテコ作用により保持力を節減している。一方開離作用に対して，投入レバーは無関係な位置をとるので，引はずし自由機構として動作するわけである。接触圧はバネ 3 およびバネ 41, 42, 43 によって与えられている。

(c) はシャ断直後の状態を示し，あわせてシャ断作用の概略を説明している。

電気的には，常時は

+端子→一次吹消コイル→通電接触子→可動主接触子
レバー→ヒンジ→バックングバー→端子
誘導分路

の経路により通電が行なわれる。主回路電流はバックングバーと誘導分路とに分流するが後者のほうがインダクタンスが大きく設計されているから故障電流のように電流の増加率 $\frac{di}{dt}$ が高い電流が突流すると，バックングのほうに分流する率が大となりすみやかに保持電磁石を消磁するので引はずしが行なわれるわけである。

つぎに可動子レバーが動き始めるとまず通電接触子が開く。この時は弧光接触子が接触しているから発弧しない。

つぎに弧光接触子が開離し始めると発弧しアークは一次コイルによる磁界で上方向に駆動されさらにアークホーンに移ると

+端子→一次吹消コイル→二次吹消コイル→アークホーン→可動側弧光接触子

の経路で流れ，一次，二次両吹消コイルの強力なる吹消

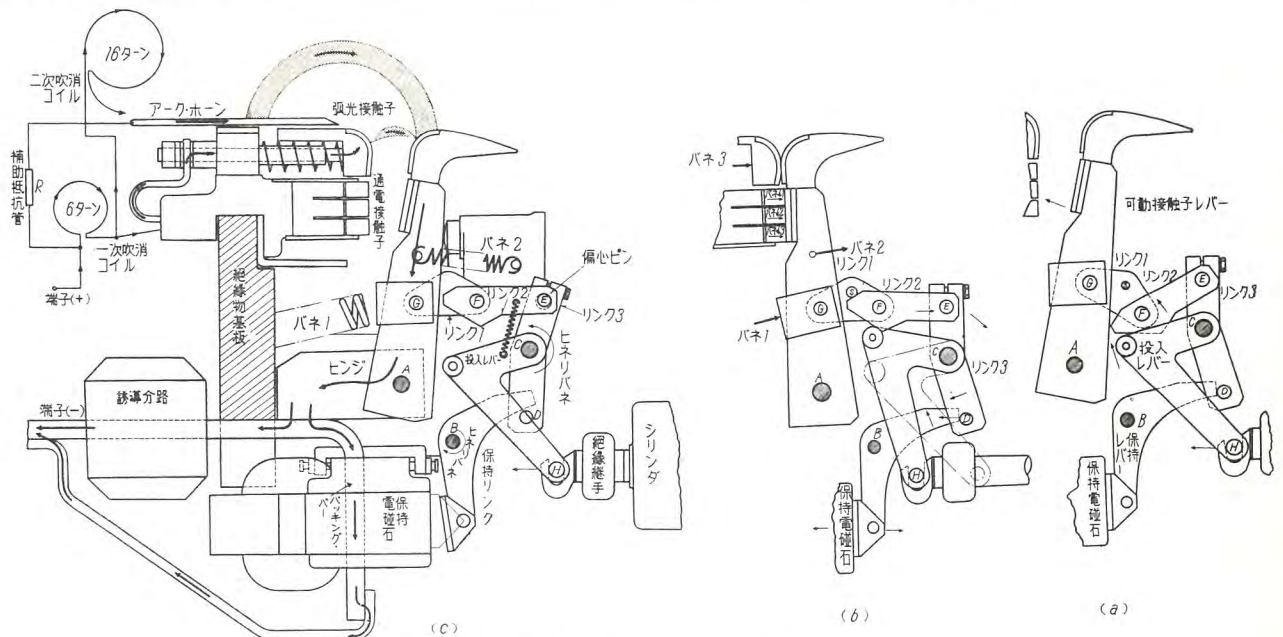


図 6.1 動作説明図

Fig. 6.1 Interpretation of operating mechanism.

力で駆動されて消弧する。

7. 選 択 特 性

高速度シャ断器に選択特性を与えることは保護特性からいって非常に有利となるが、車両用と変電所キ電用とはその選択特性を同一に論ずることはできない。これは保護すべき回路の常数が異なるためであるが、いずれかといえば車両用のほうが、その必要選択特性を定めるのが容易である。選択特性はこのシャ断器では誘導分路により与えているが、この作用について簡単に述べる。

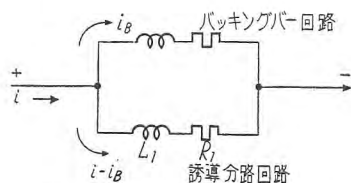


図 7.1 誘導分路等価回路
Fig. 7.1 Equivalent circuit of inductive shunt.

図 7.1 は等価回路であって、誘導分路はバックギンバーに並列に接続されている。今故障電流回路の時定数を T として、その最終値を I_0 とすれば

$$i = I_0(1 - e^{-\frac{t}{T}}) \quad (7.1)$$

で表わされる。

簡単のため初期条件として

$$t=0 \text{ のとき } i=0$$

とすれば

$$L_B \frac{di_B}{dt} + R_B i_B = L_S \frac{d(i - i_B)}{dt} + R_S(i - i_B) \quad (7.2)$$

$$(L_B + L_S) \frac{di_B}{dt} + (R_B + R_S) i_B = L_S \frac{di}{dt} + R_S i \quad (7.3)$$

を解くことにより

$$i_B = I_0 \frac{R_S}{R_S + R_B} \left(1 - \frac{T - T_S}{T - \tau} e^{-\frac{t}{T}} - \frac{T_1 - \tau}{T - \tau} e^{-\frac{t}{\tau}} \right) \quad (7.4)$$

$$\text{ただし } \tau = \frac{L_S + L_B}{R_S + R_B} \quad T_S = \frac{L_S}{R_S}$$

i_B : バックギンバー電流

i : 主回路電流

L_B : バックギンバー回路インダクタンス

R_B : " 抵抗

L_S : 誘導分路回路のインダクタンス

R_S : " 抵抗

すなわちバックギンバーを流れる電流 i_B は、定数項と故障電流の時定数およびバックギンバー、誘導分路よりなる閉回路の時定数をもつ指数関数項をもつ 2 組の指

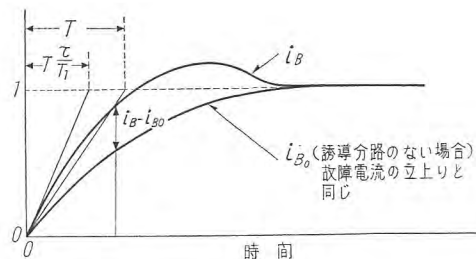


図 7.2 故障時のバックギンバー電流
Fig. 7.2 Current flow through bucking bar.

数関数項の 3 項よりなる式で表わされる。

一方バックギンバー電流 i_B のコウ配は

$$\frac{di_B}{dt} = I_0 \frac{R_S}{R_S + R_B} \frac{1}{T - \tau} \left\{ \left(1 - \frac{T_S}{T} \right) e^{-\frac{t}{T}} - \left(1 - \frac{T_1}{\tau} \right) e^{-\frac{t}{\tau}} \right\} \quad (7.5)$$

$t=0$ の時のコウ配は

$$\frac{di_B}{dt}_{t=0} = I_0 \frac{R_S}{R_S + R_B} \frac{1}{T} \frac{T_S}{\tau} \quad (7.6)$$

電流の最終値を 1 で表わすと立上りコウ配は

$$\frac{di}{dt}_{t=0} = \frac{1}{T} \frac{T_S}{\tau} = \frac{1}{T} \frac{1 + \frac{R_B}{R_S}}{1 + \frac{L_B}{L_S}} \quad (7.7)$$

となり、単位法で表わすと主回路電流の立上りコウ配 $\frac{1}{T}$ の $\frac{T_S}{\tau}$ 倍となる。したがって誘導分路およびバックギンバー回路の定数を適当に選ぶことにより

$$\frac{T_S}{\tau} > 1 \quad (7.8)$$

なるよう設計すれば等価的に i_B の立上りを大とすることができ、すみやかにシャ断することができる。単位法で i_B , i を図に示すと図 7.2 のようになる。式 (7.4) から $i_B - i_{B0}$ すなわち誘導分路のある場合と重い場合との差を求めると

$$i_B - i_{B0} = \frac{T_S - \tau}{T - \tau} (e^{-\frac{t}{T}} - e^{-\frac{t}{\tau}}) \quad (7.9)$$

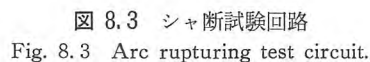
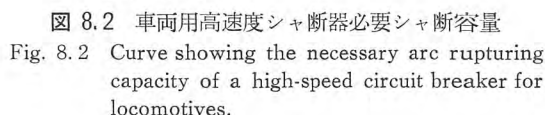
上式より明らかなように $T_S/\tau > 1$ ならば T, τ の値いかに関係せずその差はつねに正であって、誘導分路の効果があることがわかる。式 (7.7) から明らかなように、 $\frac{L_B}{L_S}$ が小なるほど、また $\frac{R_B}{R_S}$ が大なるほど選択特性が顕著になるが、このシャ断器は特殊なリンク装置を用いて保持電磁石の保持力減少をはかっているため、バックギンバー電流が低くてよく、 R_B は普通のシャ断器より大にとり、また誘導分路はカットコアを使用しているためインダクタンスが大きいから選択特性を広範囲に調整できる特長をもっている。

8.1 温度上昇試験

前に述べたように、このシャ断器の通電機構には斬新な設計が施されているが、通電試験結果は図 8.1 に示すとおり良好な結果をうることができた。とくに可撓導体を省略したヒンジ部分の温度上昇はわずかに 35°C である。

車両用高速度シャ断器として必要なシャ断容量に関しては種々の発表があるが、これは変電所容量、間隔によって変る値であって、現在のように変電所容量がますます大きくなっている状態では、一義的に定めることはむ

電圧 (V)	推定最大短絡電流 I_m (kA)	インダクタンス L (mH)	シャ断電流最大値 (kA)	アーク電圧最大値 E_a (V)	開極時間 t_1 (ms)	アーク上昇時間 t_u (ms)	アーク時間 t_2 (ms)	限界時間 t_3 (ms)	シャ断時間 t_5 (ms)
1,500	5	0.5	4.25	2,130	4.2	11.6	14.1	7.5	18.3
"	5	2.0	4.3	3,150	8.8	12.8	13.3	13.5	22.1
"	5	4.0	3.7	3,300	12.0	16.3	17.3	18.6	29.3
"	5	8.0	2.8	3,450	15.9	19.3	23.5	24.1	39.4
"	5	16.0	2.2	3,700	21.5	23.9	32.5	29.6	54.0
"	10	0.5	9.0	2,820	3.2	8.1	10.3	7.3	13.5
"	10	2.0	6.5	2,720	9.0	12.6	16.3	13.3	25.3
"	10	4.0	4.6	3,430	11.7	14.1	19.7	17.8	31.4
"	10	8.0	3.2	4,100	14.9	18.7	29.4	23.3	44.3
"	10	16.0	2.6	3,860	22.1	24.3	40.1	30.8	62.2
"	15	8.0	3.2	3,450	14.8	16.2	28.0	21.6	42.8
"	20	0.5	14.5	2,860	3.4	8.5	11.9	9.1	15.3
"	20	2.0	7.6	2,600	10.0	12.0	23.4	14.6	33.4
"	20	4.0	5.1	2,720	11.5	14.6	26.3	17.6	37.8
"	25	4.0	5.3	3,530	11.3	13.9	28.5	18.4	39.8
"	30	2.0	7.7	2,790	9.4	11.4	25.9	14.2	35.3
"	30	0.5	18.8	2,900	3.3	8.2	14.6	9.7	17.9
"	40	0.5	22.2	2,860	3.4	7.7	16.1	9.7	19.5
"	50	0.5	23.6	2,860	3.3	7.8	18.3	10.5	21.6



シャ断試験のデータは主として国鉄技研二宮直流シャ断実験室における試験結果について述べるが、このシャ

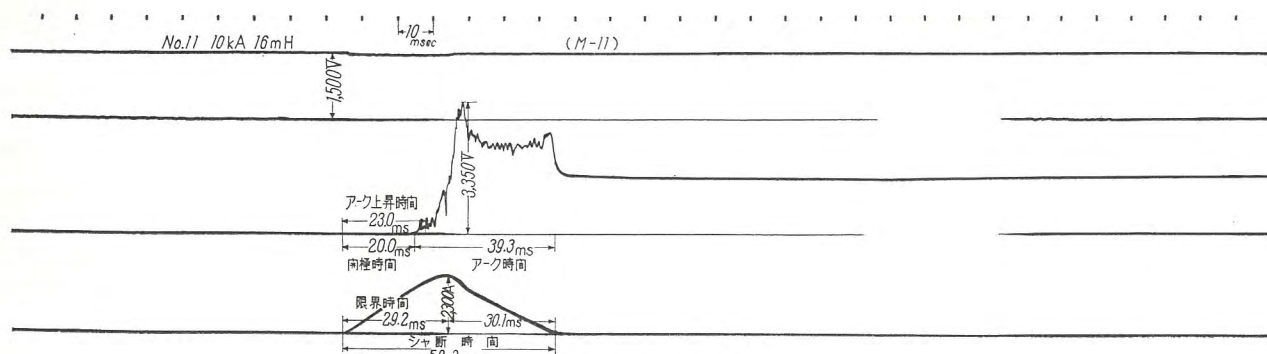


図 8.4 代表的シャ断オシログラム
シャ断条件 1,500 V 10 kA 16 mH
Fig. 8.4 Typical arc rupturing oscillogram.

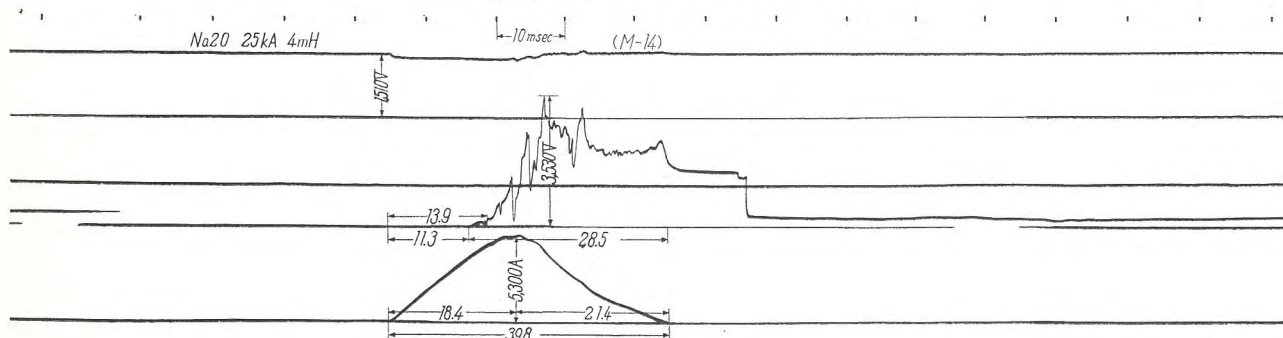


図 8.5 代表的シャ断オシログラム
シャ断条件 1,500 V 25 kA 4 mH
Fig. 8.5 Typical oscillogram of rupturing condition.

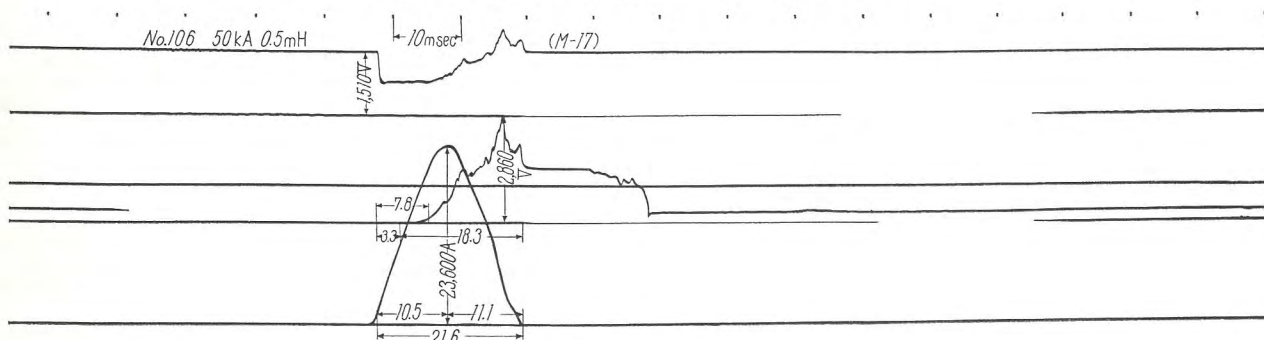


図 8.6 代表的シャ断オシログラム
シャ断条件 1,500 V 50 kA 0.5 mH
Fig. 8.6 Typical oscillogram of rupturing condition.

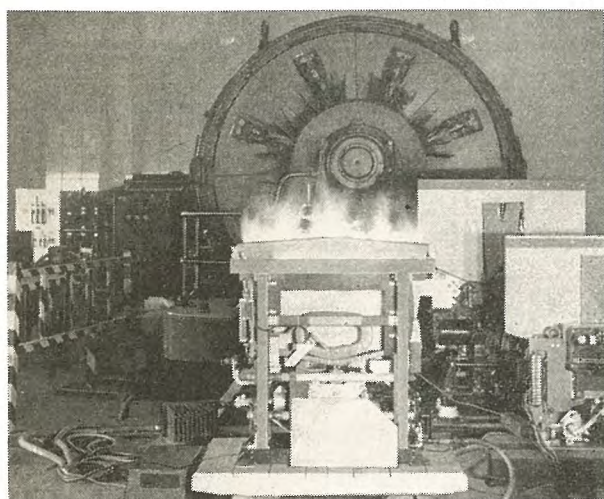


図 8.7 シャ断試験
試験条件 1,500 V 10 kA 16 mH
Fig. 8.7 Arc rupturing test at 1,500 V 10 kA 16 mH.

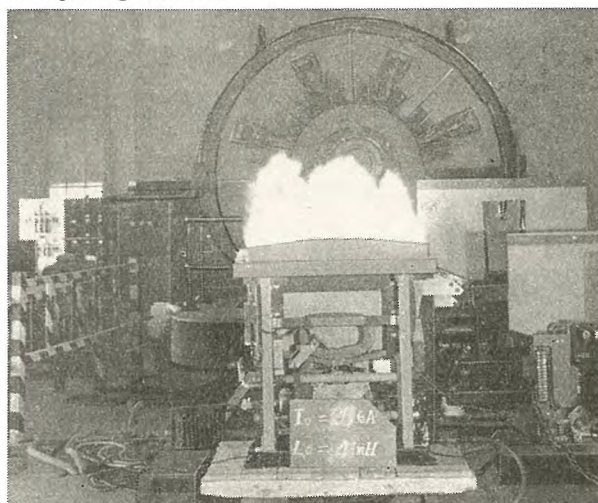


図 8.8 シャ断試験
試験条件 1,500 V 25 kA 4 mH
Fig. 8.8 Arc rupturing test at 1,500 V 25 kA 4 mH.

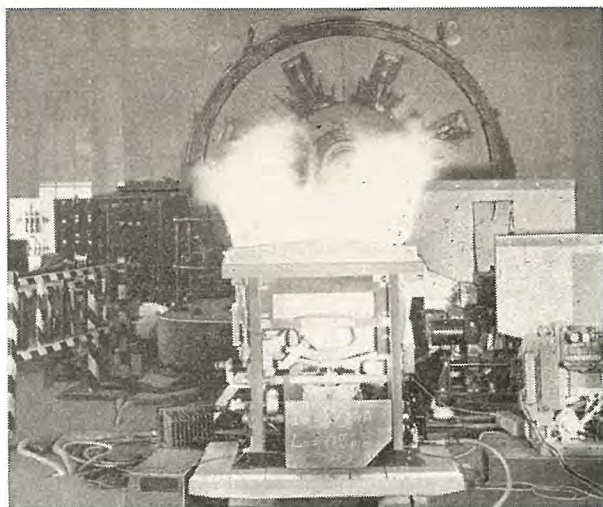


図 8.9 シャ断試験
試験条件 1,500 V 50 kA 0.5 mH

Fig. 8.9 Arc rupturing test at 1,500 V 50 kA 0.5 mH.

断回路条件は図 8.2 の条件によって定められている。その試験回路は図 8.3 に示すように 1,500 V 2,000 kW の発電機 4 台を並列運転したものを電源として用いている。この試験結果を表 8.1 に示し、その代表的シャ断オシロを図 8.4~8.6 に、またそのアーク写真を図 8.7~8.9 に示す。この結果から明らかなようにすべての条件に対して良好な値を得ている。とくにインダクタンスの大きい回路条件の場合は選択効果のために、シャ断時間が短く、電流最大値も低く、事故の拡大を防ぐことができるわけである。

シャ断後の接触子荒れは、弧光接触子でも、ほとんど認められない程度で、アークボックス内のアーク分布も均一ですこぶる良好な分布の跡が認められた。

8.3 選択特性試験

このシャ断器の特長の一つは、車両用として初めての選択特性をもったシャ断器であることで、その効果を十分認めることができた。選択特性試験については、今のところきまった規格はないが、40%選択率に調整して試験を行なった。この選択率はベース電流をパラメータとして、各セット値に対して定められるが図 8.10 はベ-

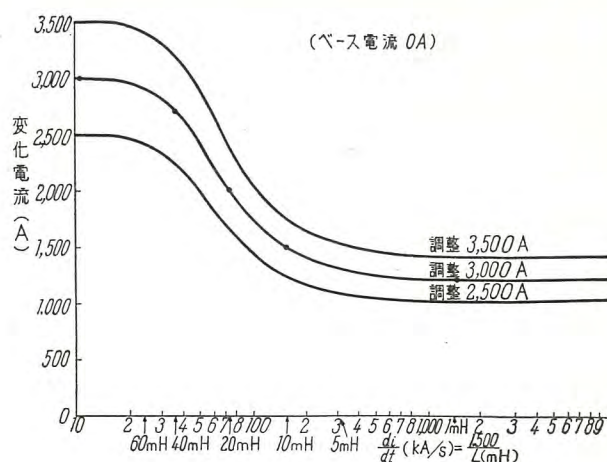


図 8.10 HB1001 形 ED60 用高速度シャ断器
選択特性 (40%選択率)

Fig. 8.10 Selective characteristics.

ス電流 0 A の場合の特性である。これでは 40%の選択率を与えているが、機関車の運転より考えてさらに選択率を下げておそれるおそれはまったくないものと考えられる。回路定数として、40~10 mH のインダクタンス範囲における選択率をいかに取るべきか今後残された問題であるが、図 8.10 のような特性が一応妥当であろう。

選択特性は誘導分路の磁気回路空ゲキ調整で容易に行なうことができ、25%選択率も可能である。

9. む す び

電気機関車用高速度シャ断器として、従来のものとは飛躍的に改善された特性を目標として開発されたこのシャ断器は、試験結果車両保護用としての苛酷な条件に対して、十分な性能をもつことを確認することができた。とくに消弧機構、選択特性においてその特長は顕著であって特筆すべきことであろう。

このシャ断器開発にあたって、種々ご助言をいただいた国鉄臨時車両設計事務所、およびシャ断試験に際してご尽力をいただいた鉄研二宮直流シャ断実験室の方々に対して深く感謝の意を表する次第である。

電車用電空併用ブレーキの発達

伊丹製作所 管 田 恵 之 助*

Developments of Combined Dynamic and Pneumatic Brake for Electric Cars

Itami Works Keinosuke SUGATA

The technical field of combined dynamic and pneumatic brake in Japan was developed by Mitsubishi. Painstaking efforts have been exerted in the improvement of electrical matters such as the relation of rated voltage of traction motors and brake circuits and separate excitation in the initial period of braking which come into questions when the traction motors are utilized for ordinary brake as self-excited generator in the braking operation. The interlocking device for the control of combined apparatus and a newly introduced straight air brake with electro-pneumatic means of good response are accounted for together with the preceeding subject. An operating means for variable load control for the improvement of car performance as well as practice of combined brake are introduced with actual results in the past 5 years in which rapid spread of the equipment was noticed.

1. ま え が き

陸上交通機関のうち、最大の輸送能力をもつ鉄道車両のブレーキに、圧縮空気を利用することはすでに 100 年以上の昔から考えられていたが、1869 年に至り Westinghouse 電機会社（以下 W 社と略す）ならびに Westinghouse エアブレーキ会社（以下 WAB 社と略す）の創立者である George Westinghouse 氏によって初めて実用化がなされて以来、幾多の改良が重ねられ今日みられる空気ブレーキ装置にまで発展がなされた。

しかしながら、電車におけるブレーキ方式は、最近に至り様相をまったく一変した。すなわち、空気ブレーキ一本の時代は去り、発電ブレーキ主体・空気ブレーキ補助の基本ブレーキ方式が確立したということである。

かえりみれば 1886 年に考案された電動機駆動車両すなわち電車における初期のブレーキは手動式であって、その様式は国内最初の電車である京都市電堀川線においてごく近年までみることができた。その後米国においては WAB 社、GE 社などが、欧州においてはクノール社などが競って空気ブレーキ装置の研究開発を続け、当社においても大正 13 年 WAB 社との契約締結により多種多量の車両用空気ブレーキ部品を国産化したので、電動空気圧縮機とともに電車用空気ブレーキは大いに普及し、ついには長大編成用電磁速動式自動空気ブレーキ装

置にまで発展した⁽¹⁾。ところで第 2 次世界大戦後世情の安定化を待ち、電車用ブレーキということについて再検討を加えた結果つぎのような結論を得たわけである。

- (1) 電車が装備している主電動機ならびに制御装置は、力行の役目だけで終らせることなく、発電ブレーキとして常用することは本質的に可能である。
- (2) 発電ブレーキ常用により、ブレーキシューの消耗は節減される。

なお、当社は昭和の初期より国内におけるコウ配抑速用発電ブレーキの先駆者であり、神戸電鉄、近畿日本鉄道大阪線その他において多数の実績を有していた。

これらの経験を生かして常用化に関する発電ブレーキ方式の改良を行なうとともに、空気ブレーキ装置を担当する新三菱重工業・三原製作所の協力を得、まず最初に具体化したのが名古屋鉄道昭和 26 年度新車におけるブレーキ弁単一操作の発電ブレーキ・AMA 形自動空気ブレーキ併用方式で、まだ外国資料も数少ない当時に国内最初の併用方式として所期の成果を収めることができた。

ついで昭和 27 年に帝都交通丸の内線新設にあたり、W 社と WAB 社との合作であって New-York 地下鉄に用いられていた電空併用非常弁付電磁直通式 SMEE 形ブレーキ装置の技術導入が行なわれ、まず 30 両分の国産化に成功した。

この SMEE 形で開発した新要素を、従来の自動空気

ブレーキ AMA 形に応用して、電空併用式 AR-D 形を案出し、近畿日本鉄道大阪線試作車および奈良電鉄昭和 29 年新車に装備した。

一方 WAB 社において、長大列車用ブレーキ率速度制御付自動兼電磁直通ブレーキ HSC 形が戦前より製作されていたのに注目し、国内事情に適する電車用電空併用ブレーキに設計しなおしたのが HSC-D 形であり、小田急電鉄新造車に装備され好成績を収めたのが昭和 29 年であった。その後、名古屋鉄道においても採用され、そのすぐれた性能は関係先の好評を受けていたが、昭和 31 年には諸種の改善設計を経た上で国鉄新性能電車モハ 90 形用電空併用ブレーキ SELD 形として制定されるに至った。

この間、市街交通用としては、昭和 28 年に東京都電向け全電気式 PCC 車が製作された。これは W 社と WAB 社による設計で米国 PCC 車の 60% を占めるといわれ、このブレーキ構成はその後大阪市電などの市街電車に取入れられた。

トロリ・バス用としても発電ブレーキを基本とし空気ブレーキを補助とした W 社-WAB 社方式を開発し昭和 33 年に京都市電へ製作納入した。

このように、ここ 5 年余りの間で急速に発達を遂げた電車用電空併用ブレーキは、他の車両用ブレーキにおいてはみられないすぐれた特長をもち、また興味ある研究事項を含んでいるので、本文ではその具体的な方法ならびに関連諸問題について大略を紹介する。

2. 基本事項

高い表定速度と安全な人命輸送を使命とする電車運転においては、高性能であってしかも信頼度の高いブレーキ装置を備えているという確信のもとに、はじめて十分な高速運転が行なわれるわけである。そこでまず電車用ブレーキの性能、信頼度に関する基本事項について考えてみる。

2.1 滑走限界

図 2.1 は車両における車軸まわりのブレーキ作用の原理を示し、着点でのレール側反力が、ブレーキ力 B kg として車軸に作用することを説明したものである。

$$B = T_B / (D/2) = f \cdot F \leq \mu W \text{ (kg)}$$

すなわち、軸重 W の μ 倍以上のブレーキ力に対しては、車輪は粘着していることができてレールとの間に相対すべりを生ずるわけである。このすべり現象をスキップ

電車用電空併用ブレーキの発達・管田

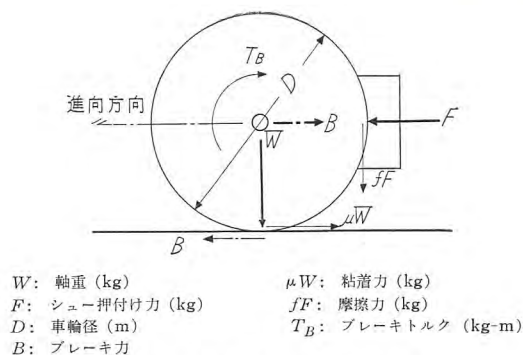


図 2.1 車軸ブレーキの作用原理

Fig 2.1 Operating principle of axle brake.

ドまたは滑走と呼び、完全に車輪の回転が停止した場合のブレーキ力は (車輪とレール間の摩擦係数) $\times$ (軸重) となるが、この摩擦係数は μ より小さいため、ブレーキ力は急減するとともに、車輪表面にはフラットを生じ削正加工を必要とすることになる。空気ブレーキにおいては滑走発生の際、自動的にブレーキシリンダを排気させるためにはやっかいな付加装置を必要とするが、発電ブレーキ単独の場合は、その特性上誘起電圧が自己減衰してブレーキ力を弱めまったく自動的に再粘着するため、車輪の損傷は軽微である。

つぎに、滑走限界として μ と $\beta_{\max}$ の関係を、平たん直路路で走行抵抗を無視し、回転部慣性重量は車重の 10%、4 軸平等の軸重という条件で求めてみる。

$$\frac{1.1 \times 4W}{g} \cdot \beta_{\max} = B = 4\mu W \text{ (kg)}$$

ここで $g = 9.8 \text{ (m/sec}^2\text{)} = 35.28 \text{ (km/h/sec)}$

$$\beta_{\max} = \frac{35.28}{1.1} \cdot \mu \doteq 32 \mu \text{ (km/h/sec)}$$

この $\beta_{\max}$ を決めるための μ については古くから実験が重ねられているものの、乾湿などの線路状況に左右されて確定しないが、経験上図 2.2 に示すつぎの実験式を目安として用いている。

$$\mu = \frac{9}{v + 42} + 0.092 \quad : v = \text{車速 (km/h)}$$

またシュー・ブレーキ形式での正味ブレーキ率 F/W は

$$\frac{F}{W} \leq \frac{\mu}{f} \text{ (%)}$$

の制限をうけるが、図 2.2 に示すように f の値のほうが高速になるほどより小さくなるため、高速部では 150% 程度に大きくできてもごく低速部でスキッドを生ずるので、非常ブレーキ距離短縮という問題に対しては工夫を要するわけである。

このように粘着限界をもつ車軸ブレーキ以外の方式と

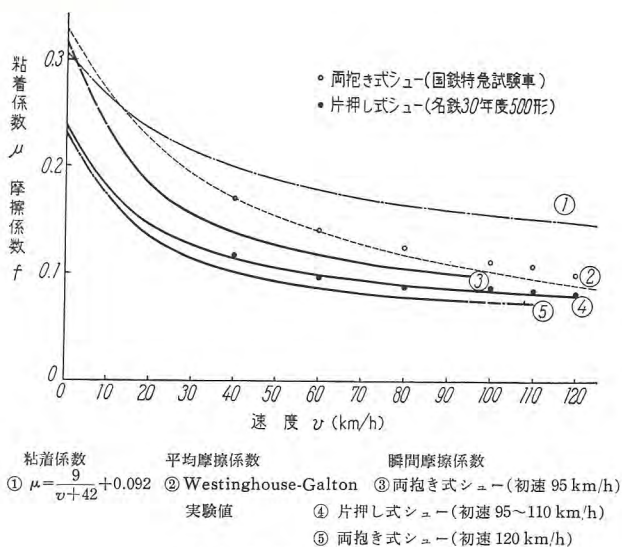


図 2.2 粘着係数と摩擦係数

Fig 2.2 Coefficients of adhesion and friction.

して、レールに吸着してブレーキ力を直接に台車へ伝達する電磁トラックブレーキ形式が考えられるが、高速になるほどレールとの間の摩擦係数が小さくなるので市街電車程度の速度までしか実用されていない。したがって 130 km/h 以上の超高速電車などでは速度が高くなるほどブレーキ力が大きくなる新方式、たとえば風圧ブレーキといったものの実用化が検討されているわけである。

2.2 独立したブレーキ系統

乗客輸送の安全性の立場より互に独立した動力源によって作用する 2 系統以上のブレーキ装置を備えていることが必要である。従来の空気ブレーキ装置だけを具備した電車では、手動ブレーキを別系統としていた。最近の高性能発電ブレーキ装置をもつ場合は十分低速まで減速させた後駐車用ハンスコッチをレールと車輪の間に差し入れて停車させることができるので手動ブレーキを省略することが多い。また電動発電機によって浮動充電する蓄電池を電源とした電磁トラックブレーキをもつ市街電車では 3 系統を備えていることになる。

2.3 適用上の性質

(1) 常用ブレーキ

これは、速度制限箇所や注意信号に対する減速ブレーキ、下りコウ配での抑速ブレーキおよび停車指定位置への停車ブレーキに用いられる。したがって、この場合のブレーキ力は自由に選択できることと円滑に増減操作ができることが必要で、しかも長編成列車であっても先頭車と後尾車の間が一貫して同期制御が行なわれなければならない。これらの必要条件に対して発電ブレーキは本質的には十分な資格をもち、残された問題は具体的な制

御手段であった。

(2) 非常ブレーキ

これの適用は前方路線に関する障害発生または電車自身および運転者に関する事故の場合であるが、実情は前者の路線に関する事故の場合が多い。いずれにしても最小のブレーキ距離とブレーキ時間が要求されるわけで、わずかな空走時間と限界いっぱいの減速度がその解答となるが、とくに高速領域での減速度の向上が効果的であることに注目される。前述の μ/f の特性関係からすればシュー・ブレーキ単独では低速部でのスキッド限界に支配されて高速部では不十分な減速度しか得られないので、高速部でだけ発電ブレーキを追加することも考えられるわけである。

3. 発電ブレーキ

主電動機、主抵抗器、抵抗短絡接触器さらには限流式自動進段装置などの電車装備からして、主回路切換スイッチ、保護装置の追設ならびに抵抗器の増備により、発電ブレーキを実施できることは容易に考えられる。すなわち、力行用原動機として働く主電動機を、ブレーキ時には発電機とし電車の運動エネルギーを熱エネルギーに変えて抵抗器に消費させることによりブレーキ力をうる方式であり、一般的利点として

(1) シュー・ブレーキの使用割合が激減するので、シューの節約となり、またシューの摩耗粉末による電機品の絶縁低下を軽減する。

(2) シュー・ブレーキは一般に高速になるほどブレーキ力が小さくなるが、発電ブレーキは速度のいかににかかわらず一定のブレーキ力が得られる。

(3) 一般にブレーキ操作から効力発生までのムダ時間がわずかで、とくに高速域において速応しやすいので空走距離の短縮に有効である。

(4) またブレーキ力加減操作に対する即応性がよく長大列車においても同期制御することができる。ということがいえる。

しかしながら、この発電ブレーキを本格的な常用ブレーキとするにあたっては、主電動機の過電圧制限による高速域での利用不能、保護装置を伴う電気回路の複雑化、主電動機ならびに主抵抗器の熱容量増加のための容積と重量の増加、停車前のブレーキ力減衰といった問題があった。これに対し技術進歩の結果としてつぎのように補われたので、その長所を生かし広く実用されるような

った。

(1) 定格電圧の低い電動機が使用される回路を案出し、電動機の整流子間電圧を低くして許容誘起電圧を高くとることにより、高速からの発電ブレーキ適用を可能にした。

(2) 多段式制御装置の使用によって、制御ステップ間のピーク電流を減小し、また惰行中あるいはブレーキ初期に電動機界磁コイルを予備励磁することによりブレーキ電圧の誘起を速めて制御器のノッチとびを防止するなどの方法によって過電流を防ぐようにした。

(3) 主電動機は許容温度の向上、回転数の上昇による小形軽量化と単位重量あたりの出力の増大化が行なわれたので重量、スペースともに問題ない程度まで進歩した。

(4) 主抵抗器は、冷却効果のよい板状またはリボン形の採用、さらには強制通風などの方法によって小形軽量となり、実用上の容量増加の要求に応じられるようになった。

(5) 停車前のごく低速度でブレーキ電流が減衰すれば自動的に空気ブレーキを作用させる連動装置を設け、空気ブレーキに切換えて停車を完了させるようにした。

(6) 電空併用ブレーキはブレーキ弁単一操作とするために、ブレーキ弁に所要制御回路の接触部を付設し、またブレーキ電流の増減もブレーキ弁操作度合によって制御できるようにした。

3.1 発電ブレーキ回路と主電動機電圧

線電圧、主電動機定格電圧と発電ブレーキ回路の関係を示せば表 3.1、図 3.1 のようになる。類別 A における発電ブレーキ時の許容端子電圧は定格電圧の 1.2~1.3 倍であって、定格速度の 1.2~1.3 倍以上の速度から発電ブレーキをかけるときは、ブレーキ電流を定格以下に押えなければならない。

類別 B, C の 375 V または 300 V 定格の電動機の場合は、それぞれ 750 V または 600 V 以上の過電圧に耐えるので、定格速度の 2 倍の高速から発電ブレーキを有効に使用することができる。

図 3.1 (c), (d) は線電圧 1,500 V において発電ブレーキを常用とするために、近畿日本鉄道当局との共同に

表 3.1 主電動機定格電圧と発電ブレーキ回路

類別	回路	線電圧 (V)	主電動機定格電圧 (V)
A	図 3.1 (a), (b)	1,500	750
B	図 3.1 (a), (b)	600	300
C	図 3.1 (c), (d)	1,500	375

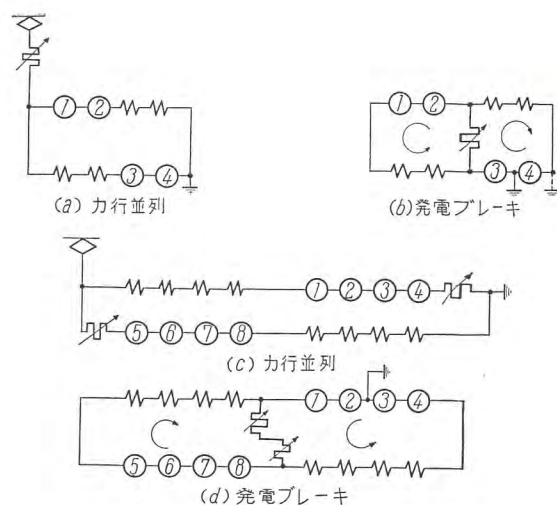


図 3.1 力行ならびに発電ブレーキ回路

Fig 3.1 Powering and braking circuits.

によって開発し、昭和 29 年に近鉄大阪線新車に装備して以来、国内電鉄の大半を占める線電圧 1,500 V 用郊外電車に広く適用されているもので、8 個電動機すなわち 2 両の電動車を 1 組の制御装置によって制御するようになっている。

3.2 予備励磁方法

発電ブレーキ初期のブレーキ電圧の立上りは残留磁気だけに依存するときは、とくに低速であるほど緩慢であって、制御器のノッチとびをおこし過電流を生ずる危険があるので予備励磁によって立上り急速化を計る必要がある⁽²⁾。

(1) 他励磁方式

発電ブレーキ初期または直前に電動機界磁コイルを、架線または制御電源から他励磁する方法であって、ブレーキ電流が立上ればこの他励磁作用をやめるようになっている。他励磁回路に抵抗器と接触器が必要である。

他励磁効果の顕著な例として、立上りが鈍感なために発電ブレーキ効果が期待されていなかった弱め界磁段についての現車試験記を図 3.2 に示す。この場合は全界磁状態で他励磁を行ない、電流立上り検知継電器の動作によって弱め界磁段に移すとともに他励磁を切放すようにしたもので、最下段に界磁分路電流が記録されている。

(2) スポットング方式

惰行中に抵抗ステップを電車速度相当位置まで進ませおき、発電ブレーキまたは再力行がおくれなく円滑に開始されるようにする方法である。当社の方法としては片回路の電動機界磁を他励磁しその電機子は反対回路の電動機界磁と閉回路となった発電ブレーキ回路を形成して抵抗ステップの選択を行なうようにしているが、この

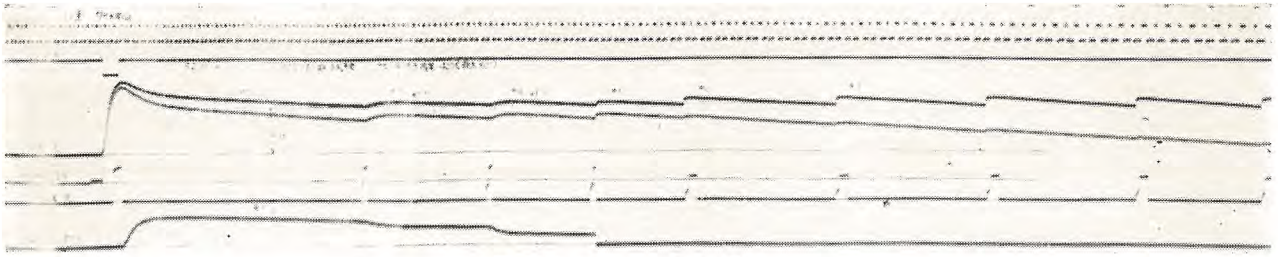


図 3.2 ブレーキ初期試験

Fig. 3.2 Braking test at initial period.

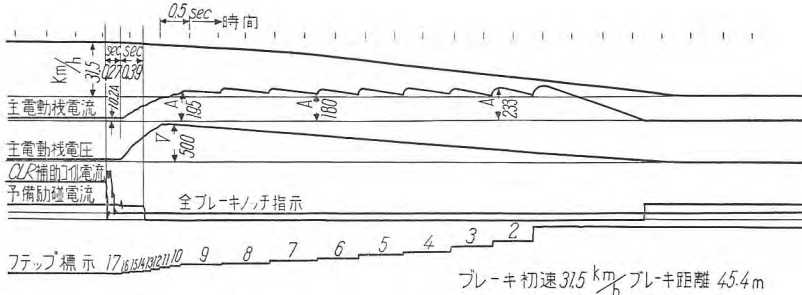


図 3.3 他励磁式スポッティングを用いたブレーキ試験オシロ記録

Fig. 3.3 Brake test oscillogram when "Separately-excited spotting" is applied.

やり方はブレーキ力がわずかででありながら確実なスポッティング作用を行なう特長がある⁽³⁾。図 3.3 にブレーキ 19 ステップをもつ東京急行電鉄・玉川線の連節車で、スポッティング使用によって得られた円滑なブレーキ電流の立上り状況を示す。

4. 空気ブレーキとの関連組合せ

発電ブレーキは、このように信頼できる常用ブレーキにまで発展したが、不測事故による過電圧、過電流の場合にはブレーキ回路を開き、まったく発電ブレーキ力が皆無となることが考えられるから、別系統ブレーキを備えておく必要がある。つぎにこの別系統ブレーキ（これは一般には空気ブレーキであるが）との連動組合せの条件をあげる。

(1) 発電ブレーキ故障の場合はただちに同等のブレーキ力が作用すること。

(2) 発電ブレーキ力を任意に選択できるとともに増減制御できること。

(3) 発電ブレーキ力だけで不足する場合にはブレーキ力を補足追加できること。

(4) 停車前の低速域で、発電ブレーキ力が消衰すれば同程度のブレーキ力が自動的に作用すること。

(5) 連動常用ブレーキ以外に独立の非常ブレーキ部をもっていること。

4.1 空気ブレーキ単独装置

電空併用ブレーキが出現するまでに、国内で発達した

WAB 社系の電車用空気ブレーキ装置のおもなものは表 4.1 のとおりである。このうち A 動作弁は昭和 3 年に当時の運輸省、三菱重工、日本エアーブレーキの当事者によって研究開発されたもので、10 両連結列車に適用できる実力をもつとされており、AMA 形として郊外電車に普及した。電磁吐出し弁付 (AM)AE 形および (AM)ARE 形は国鉄長大列車

用として昭和 5 年より用いられているが、さらに改良された電磁ゆるめ弁付 ARE 形は戦後まもなく出現した最高速度 95 km/h、15 両編成の湘南電車に適用されている⁽¹⁾。

表 4.1 電車用空気ブレーキ装置

電車区分	用途	両数	形式	電動車用形式名	元ダメ圧力 (kg/cm ²)	ブレーキ弁形名	ハンドル位置
市街電車	単車		直通	SM-3	3.5~4.5	PV-3	全ゆるめ、緩ゆるめ、重なり、常用、非常
市街(郊外)電車	2両		非常弁付 直通	SME	4.5~5.5	M-18-A	ゆるめ、重なり、第1常用、第2常用、非常
郊外電車(地下鉄電車)	3両		M3動作弁使用自動、直通(制御管式)	AMM-C	6.5~7.5	M-24-C	ゆるめ、直通重なり、直通、自動重なり、自動抜取、非常
	5両以下		M3動作弁使用自動、直通(元空気ダメ管式)	AMM-R	同上	同上	同上
	6両以下		A動作弁使用自動	AMA	6.5~7.0	M-24-C	同上
	10両以下		A動作弁使用電磁自動	AMAE	6.5~8.0	M-23	ゆるめ、保ち、抜取、重なり、常用、非常
	15両以下		A動作弁使用中継弁付電磁自動	AMARE	同上	ME-23A	同上

4.2 電空併用ブレーキとしての組合せ要素

(1) 発電ブレーキ力の加減装置

発電ブレーキ力すなわちブレーキ電流の増減は、抵抗器の短絡進段を支配する限流値を変化することであり、そのためには限流継電器に主コイルのほかに補助コイル(加減コイルとも呼ばれる)を付設し、この補助コイル回路の電流を制御するわけである。この制御を、ブレーキ弁単一操作で行なうのにつぎの 2 方法がある。

- ブレーキ弁電気接触部で、直接に補助コイル回路用制御抵抗を増減する。
- ブレーキ弁操作度合に比例した制御用空気圧に追

従動作する空気圧式作用器を仲介として上記の制御抵抗を増減する。

a. の方法は簡易であるので単車または 2 両編成の市街電車に用いられ、b. は主として郊外電車、地下鉄列車に用いられており、図 4.1 に空気圧式作用器の構造を、図 4.2 に可変抵抗器と組合わせた上、空気継電器とともに箱に収めた写真を示す。なおこの作用器はダイナミック・アクチュエータ(単にアクチュエータと略称している)と称し、敏感な応動により指定された空気圧範囲で可変抵抗器を動かすように調整される。

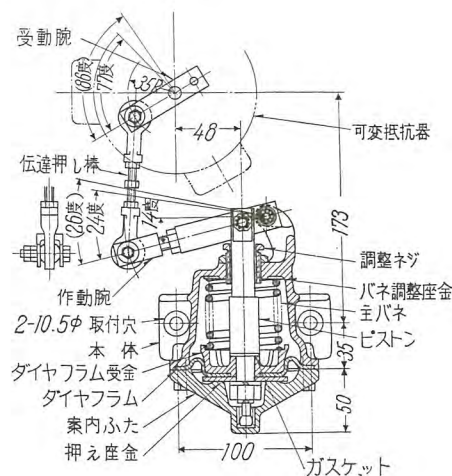


図 4.1 AC-3 形アクチュエータ

Fig. 4.1 Type AC-3 dynamic actuator.

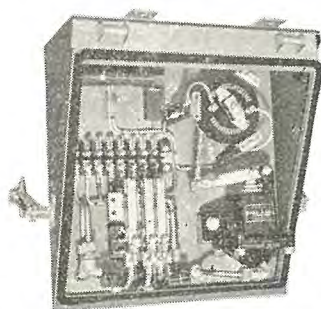


図 4.2 AC-60 形アクチュエータ箱

Fig. 4.2 Type AC-60 actuator box.

(2) 電空両ブレーキの切換兼空気ブレーキ抑制装置
ブレーキ弁ならびに空気制御部からのブレーキシリンダへの給気は、発電ブレーキ有効中は途中で締切っておかなければならない。この役目は締切継電器と連動締切電磁弁が受持ち、ブレーキ電流とブレーキ進段ステップとの組合わせによって制御される。しかしながら、この締切作用中に空気ブレーキへの移行の準備および必要に応じて空気ブレーキの追加が行なわれなければならない。この目的に図 4.3 に示す連動込め弁が用いられ、その作用説明を図 4.4 に示す。

電空併用ブレーキの発達・管田

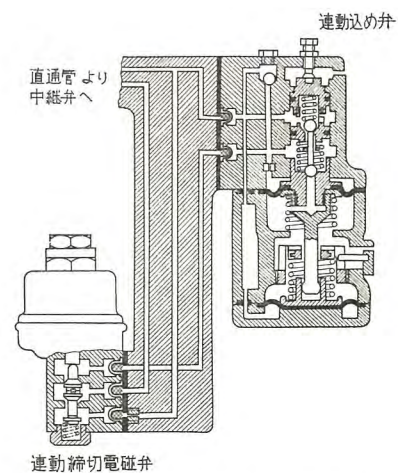


図 4.3 連動締切電磁弁と連動込め弁

Fig. 4.3 Lock-out magnet and inshot valve.

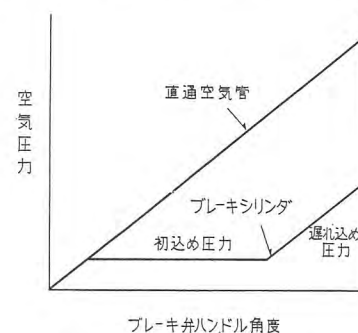


図 4.4 連動込め弁作用

Fig. 4.4 Inshot valve operation.

この初込め圧力はブレーキ・シューを車輪に軽く当てておく程度でブレーキ力にならないが、遅れ込め圧力は追加空気ブレーキ力となる。図 4.3 において前者は最上部の調整ネジで、後者は最下部バネの取付ネジ部によって加減できるようになっている。

なお連動締切電磁弁は 3 口配管が必要なため、排気口をもたない全密閉形が用いられる。

(3) 電気接触部付ブレーキ弁

自動空気ブレーキの場合を除き、直通式の場合はすべてセルフラップ弁形(自動調圧弁)を用いるので、ハンドル操作角度に比例してブレーキ力が大きくなるからブレーキ扱いがやりやすい。電気接触部には、ブレーキ電源回路、ノッチ進め回路、非常ブ

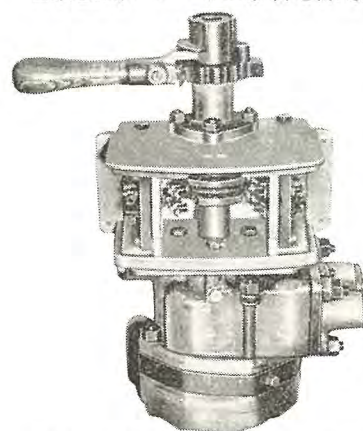


図 4.5 ME-38-A 形ブレーキ弁

Fig. 4.5 Type ME-38-A brake valve.

を取入れ、スイッチとしては一般に図 4.5 に示すようなカム接触器式を用いているが単車用は電流容量が小さいのでドラム式を用いる。

4.3 市街電車用直通ブレーキの場合



単車の場合、セルフフラップ式 SA-2E 形ブレーキ弁を用いて、SM-D 形と称し、2 両連結の場合は非常管給排のために ME-38 形ブレーキ弁を用い SME-D 形と称している。関係ツナギは図 4.

図 4.6 SA-2E 形ブレーキ弁
Fig. 4.6 Type SA-2E brake valve. 7 のようになりブレー

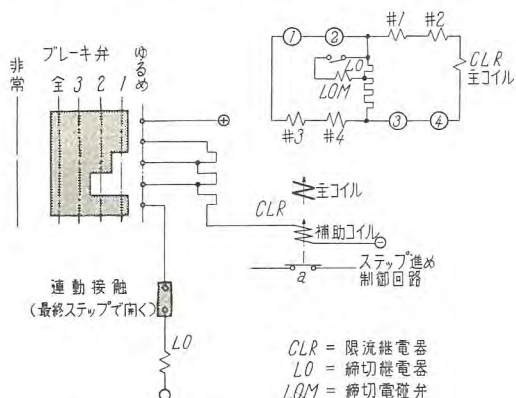


図 4.7 直通空気ブレーキの場合の電気回路
Fig. 4.7 Electric circuit for straight air brake.

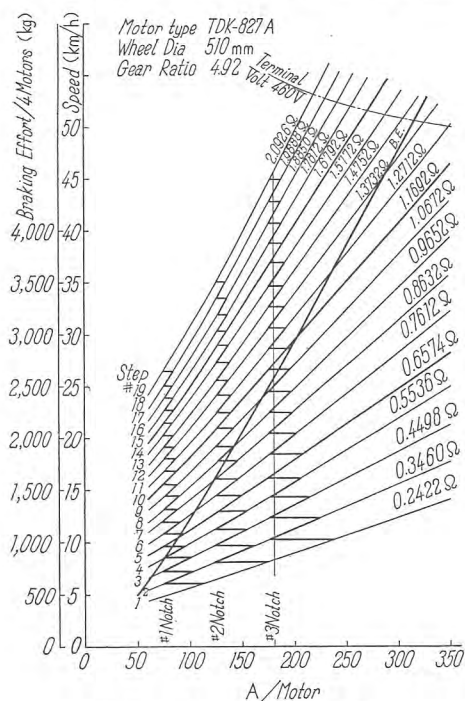


図 4.8 ブレーキノッチ曲線
Fig. 4.8 Brake notching curves.

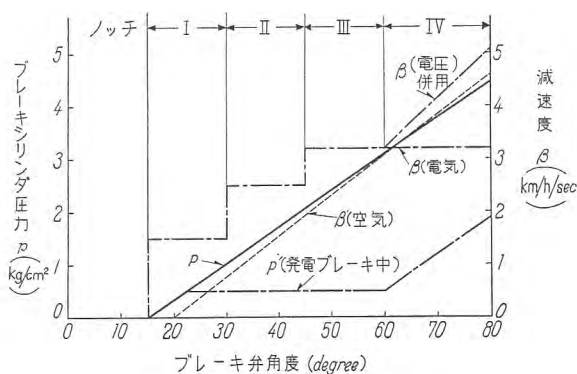


図 4.9 電空併用ブレーキ効果
東急(玉川線) 連節車 定員車 32t ブレーキ初速 40 km/h
Fig. 4.9 Braking effort diagram with combined dynamic and pneumatic brake.

キ弁操作によって限流値を 3 段に変化できるようにしてある。限流継電器は制御器のステップ進みを支配するので主コイルのブレーキ電流が減少すると落下して 1 ステップ進ませ電流増加によって引上げるという作用を繰返して図 4.8 に示す限流値に制限されながら最終ステップまで車を減速させる。最終ステップで連動接触により締切継電器を落下させると空気ブレーキが自動的に作用し停車が行なわれる。発電ブレーキが事故の場合は連動締切電磁弁電流がなくなるので、ブレーキ弁ハンドル位置に応じた空気ブレーキが作用する。図 4.9 にこのハンドル角度に対する電空併用ブレーキ作用を示す。なおブレーキ弁の中に可変抵抗を装置すれば、発電ブレーキ力を連続に変えることができる。

4.4 郊外電車用自動ブレーキの場合

従来広く用いられている AMAR 形の場合ブレーキ管減圧に比例して増圧する作用室空気圧を連動締切装置を経て中継弁に送るとともに、アクチュエータへも導くようにして電空併用式としたものでその制御作用部を図 4.10 に示す。ブレーキ弁は図 4.11 に示す ME-24C 形が用いられるが、直通管配管部には盲栓をして自動ブレーキゆるめには直通ブレーキ位置を用いるようにしてあり、直通重なり位置はステップ進めを止めて、コウ配下降用抑速ブレーキに利用できるようにしてある。図 4.12 に示す限流継電器、連動締切装置の作用は 4.3 項とまったく同様であるが、アクチュエータの作用により電気ブレーキ力は図 4.13 のように連続的に変化する。そのノッチ曲線は図 4.14 のとおりで、作用室空気圧 1.7~3.5 kg/cm² に対し、限流値は 80~200 A の間で制御されるわけである。この例は線電圧 1,500 V、電動機定格電圧 750 V の方式であって過電圧は 900 V に制限されたので、高速域

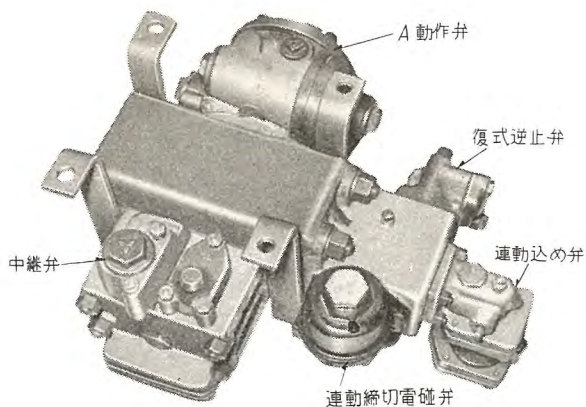


図 4.10 C-1 形作用装置
Fig. 4.10 Type C-1 operating unit.

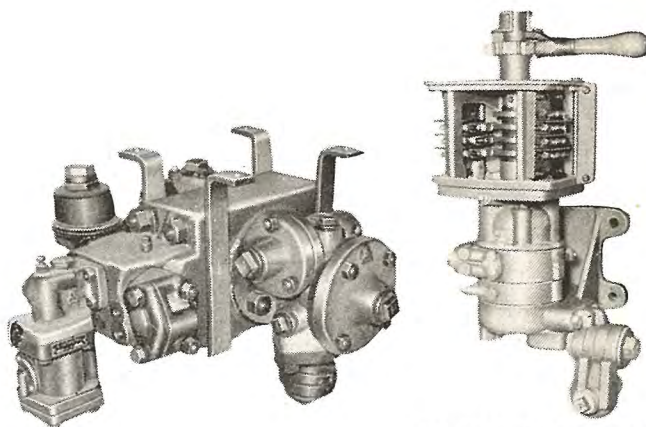


図 4.11 ME-24-C 形
ブレーキ弁
Fig. 4.11 Type ME-
24-C brake valve.

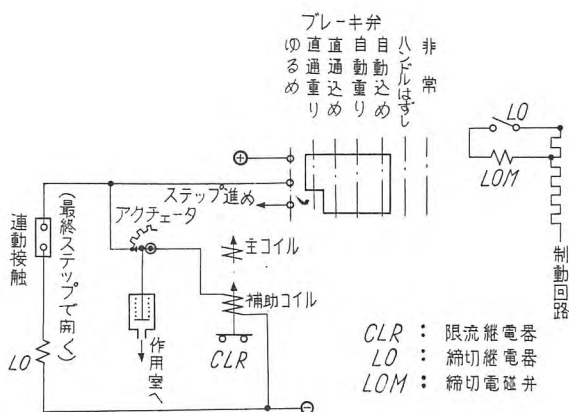


図 4.12 自動空気ブレーキの場合の電気回路
Fig. 4.12 Control circuit for automatic air brake.

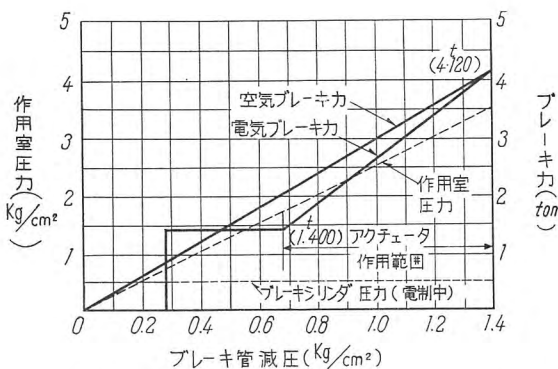
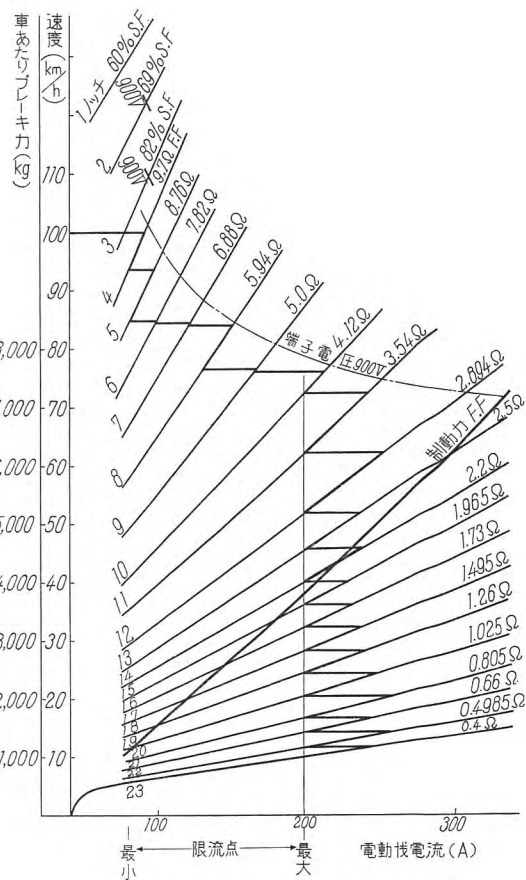


図 4.13 電気ブレーキと空気ブレーキの組合わせ制御
Fig. 4.13 Control diagram with combined dynamic
and pneumatic brake.



電動機 TDK-528/9-HM 110 kW×4
車輪径 910 mm
歯車比 61/19=3.21

図 4.14 ブレーキノッチ曲線
Fig. 4.14 Brake notching curves.

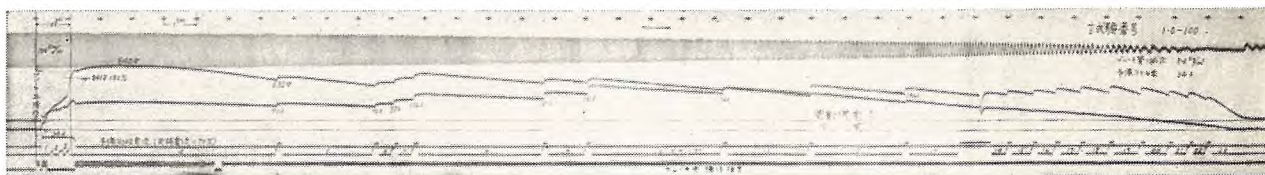


図 4.15 現車試験オシロ記録 (電空併用ブレーキ)
Fig. 4.15 Field test oscillogram (combined dynamic and pneumatic brake).

では限流値を下げ空気ブレーキ力を主体として作用させるようにしてあり、図 4.15 にその電流制限状態が明らかに現われている現車試験記録を示す。

4.5 電磁直通ブレーキの場合

列車を貫通して設けられた直通管の空気圧を、セルフラップ式ブレーキ弁の操作角度により定まる制御空気圧値に即応するよう給排気電磁弁装置によって追従させ、中継弁を経てブレーキシリンダ圧力を支配する方法で、この方式のすぐれた応動性と同期性は電空併用ブレーキに好適のものである。もちろんブレーキ管も引通されて自動ブレーキ作用による非常ブレーキ系統を支配するようになっている。この方式のうち HSC-D 形と SELD 形は A 動作弁使用の AMAR 形において直通ブレーキ部を電磁直通式常用ブレーキとしたものであるから、当然常用自動ブレーキ作用も有効であり、別系統として保安度を増すとともに AMA 形を備える従来車との連結運転が可能である。一方 SMEE 形と称する形式では、直通ブレーキとして電磁弁制御以外に機械的な給排気制御部をブレーキ弁に備えているので、常用自動ブレーキは取やめるとともに、自動ならびに電磁直通共同動作による敏感な非常空気ブレーキ作用を行なうようにしてある。

(1) 直通管空気圧の電磁弁制御方法

HSC-D 形、SELD 形と SMEE 形とで、電磁弁の用い方に表 4.2 のような相違があり、したがって空気圧つりあい式電磁弁スイッチ部の構造も図 4.16 (a), (b) の違いがあるが、性能上の感度は同じである。また SMEE 形式では、ブレーキ弁に電磁弁電源回路を設け、ハンドル取はずし、非常ブレーキ両位置では開路しておかな

表 4.2 電磁直通ブレーキの電磁弁動作

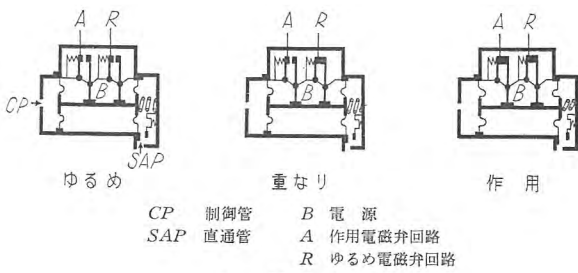
ブレーキ形式		HSC, SELD		SMEE	
電 磁 弁	用 途	作 用 (給気用)	ゆるめ (排気用)	作 用 (給気用)	ゆるめ (排気用)
	形 式	オ ン	オ フ	オ ン	オ ン
スイッチ制御	ゆるめ	—	○	—	○
	重なり 込め	○	○	○	—

ればならないが、HSC 形式では制御開閉器を電源スイッチとするだけでよい。

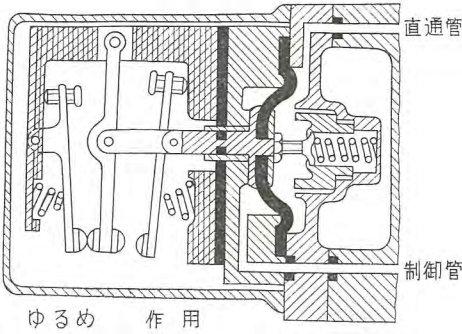
図 4.17 に HSC 形式に用いている電磁弁装置を示す。この電磁弁は単弁式であって、弁部通路面積もとくに大きく 7 mm 径相当穴に相当するものである。

(2) 電空併用方法

自動ブレーキの場合と同様であるが、作用室圧力に代って直通管圧力がアクチュエータを動作させ、また連動縮



(a) HSC 形式



(b) SMEE 形式

図 4.16 電磁直通制御器

Fig. 4.16 Electro-pneumatic master controller

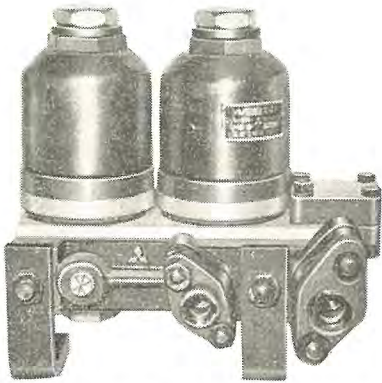


図 4.17 No. 21-B 形電磁弁装置

Fig. 4.17 Type No. 21-B magnet and bracket.

切電磁弁ならびに連動込め弁に通ずる。ブレーキ弁としては HSC-D 形、SELD 形の場合、ゆるめ、セルフラップ直通部 (15～80 度)、ハンドル取はずし、自動重なり、自動、非常という位置からなる ME-38 形が用いられる。SMEE の場合は図 4.18 に示す。ME-42 形が用いられ、ゆるめ、セルフラップ直通部 (20～70 度)、非常、ハンドル取はずしという位置があるが、常用発電ブレーキは、いずれも電磁直通用セルフラップ帯で行なわれるので敏感な制御応動をうることができる。

HSC-D 形の制御作用装置は自動ブレーキの場合と同じく図 4.10 の C-1 形が用いられるが、SMEE 形の場合は図 4.19 のように電磁直通制御用作用・ゆるめ電磁弁なども付設した A-1 形作用装置が用いられる。

代表例として、電気回路ツナギを図 4.20 に示すが電

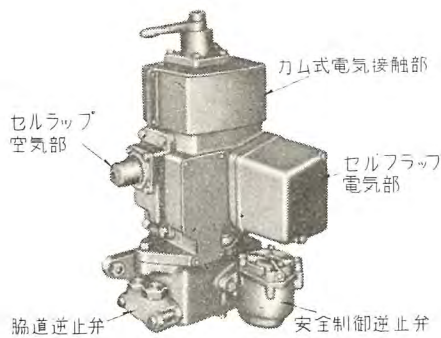


図 4.18 ME-42 形ブレーキ弁
Fig. 4.18 Type ME-42 brake valve

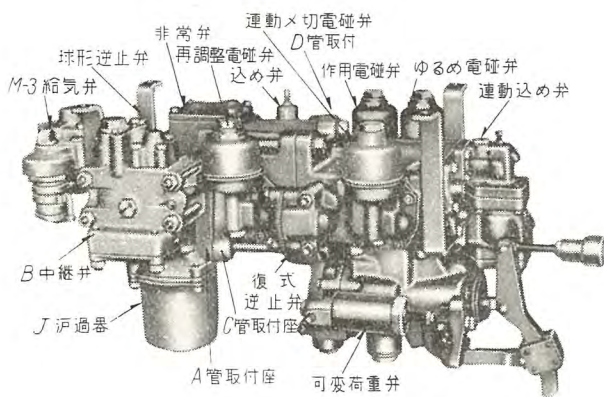


図 4.19 A-1 形作用装置
Fig. 4.19 Type A-1 operating unit.

磁直通制御以外は自動ブレーキの場合と同じである。図 4.21 はブレーキ弁ハンドル角度と空気圧の関係であり、後述の可変荷重弁による制御作用を空車—満員車として合わせて示している。図 4.22 は帝都交通丸の内線の SMEE 形による現車試験オシロ記録であり、電気と空気

の要素が多数は入っている。電空併用状態がよくわかる。このように電空併用ブレーキの基本方式は一応確立してその実用成績も良好であったが、さらにつぎのような改良がなされた。

a. 電空併用非常ブレーキ

2.3(2)項に述べた主旨によって考案されたもので、最初に実施されたのが昭和30年度の名古屋鉄道新造の特急車である。これは自動

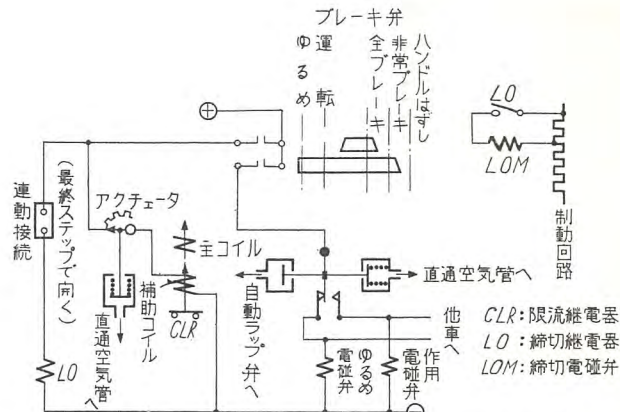


図 4.20 電磁直通式空気ブレーキの場合の電気回路
Fig. 4.20 Control circuit for straight air brake with electro-pneumatic control.

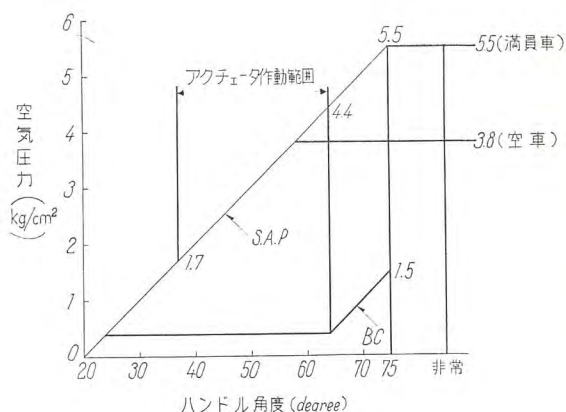


図 4.21 空気圧力関係線図
Fig. 4.21 Diagram showing relation between air pressure and handle position.

式非常ブレーキにおいて図 4.23 のように粘着限界に余裕のある約 60 km/h まで限流値を下げた発電ブレーキを追加するもので、この場合は空気ブレーキの荷重加減

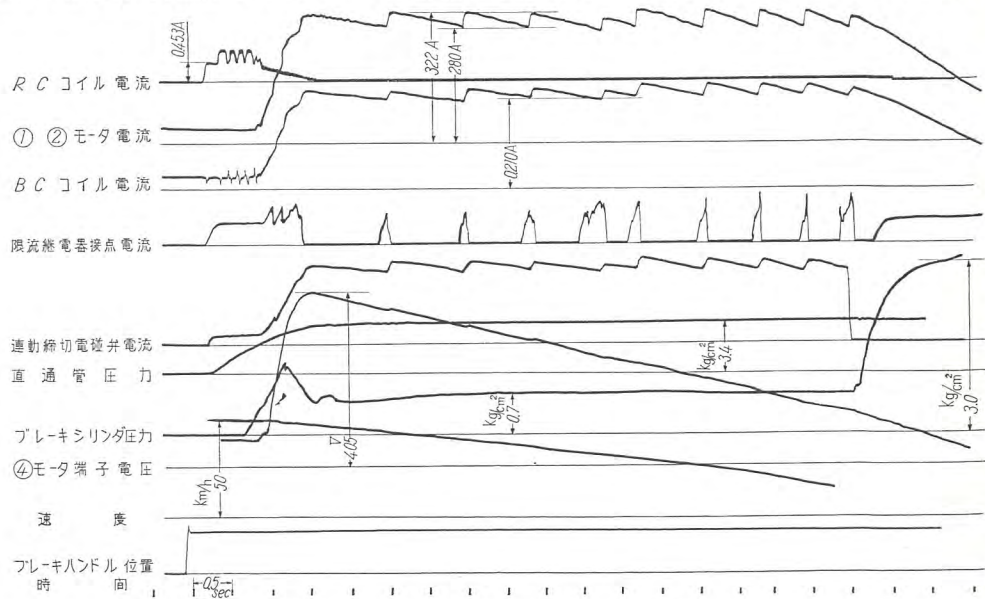


図 4.22 電空併用ブレーキ試験オシロ記録
Fig. 4.22 Field test oscillogram of combined dynamic and air brake.

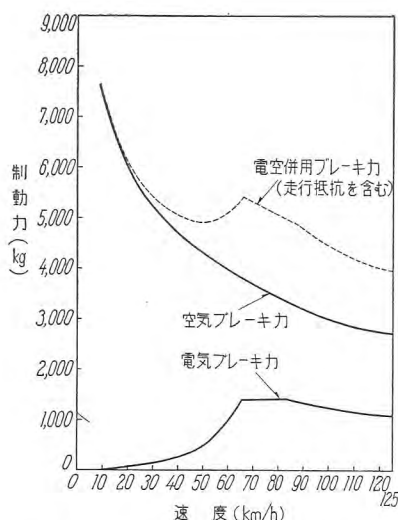


図 4.23 電空併用非常ブレーキ力

Fig. 4.23 Braking effort of combined dynamic and air brake at emergency.

表 4.3 電空併用非常ブレーキの試験成績

荷重状況	ブレーキ 初速 (km/h)	ブレーキ 距離 (m)	ブレーキ 時間 (sec)	減速度 (km/h/s)	ブレーキ シリンダ圧力 (kg/cm ²)
空 車	127	480	25.2	5.08	3.4
	125	452	24.6	5.08	"
	120	430	24.0	5.01	"
	110	360	21.5	5.12	"
	100	292	20.5	4.88	"
定員の 1.5 倍	120	515	28.4	4.28	4.3
	110	395	24.7	4.45	"
	100	300	21.0	4.77	"

注： 名鉄特急車試験報告より（空気だけ荷重加減制御）

制御効果と合わせて表 4.3 の結果を得た。すなわち、空気ブレーキ単独の場合低速時のスキッド限界から割り出されたブレーキ距離 600 m に対する初速は約 110 km/h といわれていたのに対し、この初速を実に 130 km/h 近くまで上げることができたわけである。

この方法を合理化して、発電ブレーキを許容最大限まで利用し、不足分を空気ブレーキの追加で行なうようにしたのが「直通非常」の考え方でありブレーキ弁において常用の電空併用全ブレーキ位置につづいて遅れ込みが 1 段高くなるようにしたものである。この場合の減速度は全ブレーキで普通 4.0~4.5 km/h/sec であるのに対し 4.8~5.0 km/h/sec になっており、図 4.29 に国鉄モハ 90 形電車における、荷重対応制御と組合わせた関係効果を示す。図 4.24 に示すのは図 4.25 のブレーキ・ノッチ曲線をもつ近畿日本鉄道大阪線の特急車の場合で、発電ブレーキが不足する高速の弱界磁段においてだけ空気を追加した粘着限界いっぱいの直通非常効果を表わしており、ブレーキ初速 135 km/h よりのブレーキ距離は 600 m 以内という計算になっている。

b. 荷重対応制御

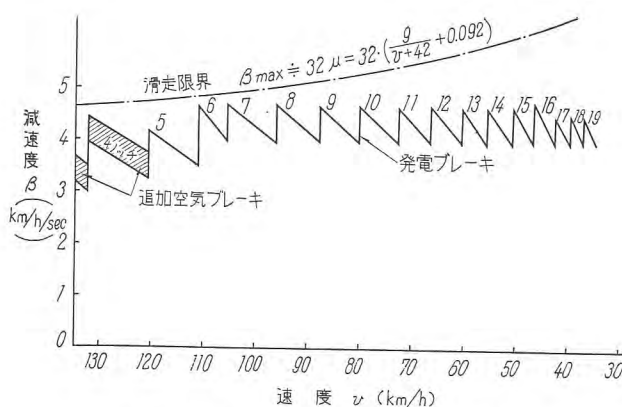


図 4.24 非常ブレーキにおける減速度

Fig. 4.24 Retardation in emergency brake.

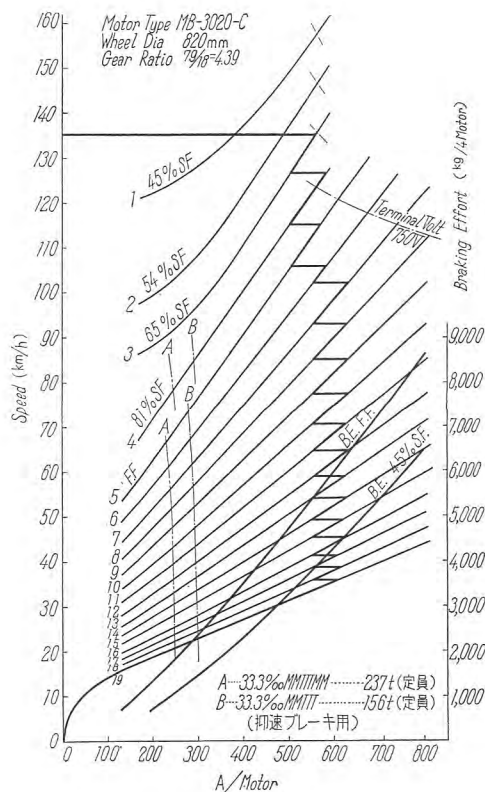
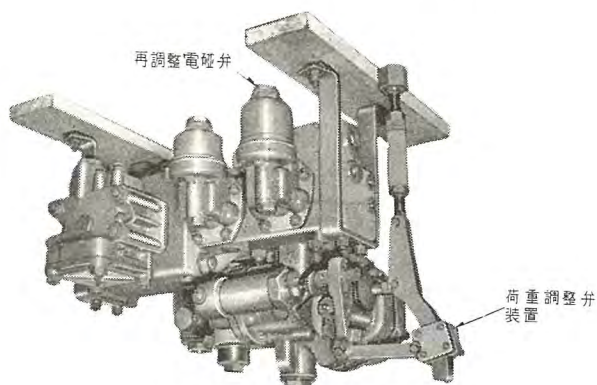


図 4.25 ブレーキノッチ曲線

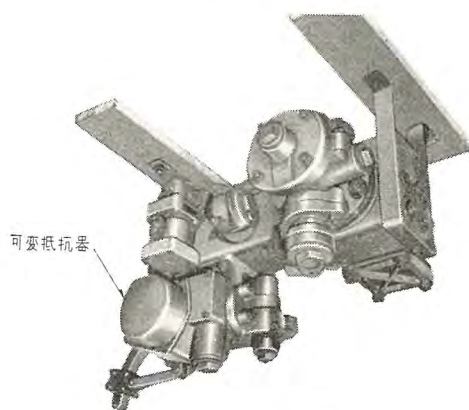
Fig. 4.25 Brake notching curves.

電車の軽量化にともない、乗客人員の多小による空車と満員車との間の総重量比は相当大きく、たとえば 30 t 空車に対し 1 人あたり 55 kg とした 400 人満員車では 1.73 倍となる。このような条件下で列車間隔の短い運転ダイヤを組むためには、加速度および減速度性能をそろえる必要があり、この見地から荷重対応制御の問題が取上げられた。まず W 社—WAB 社から技術導入されたのは力行限流値制御により加速度を一定にし、ブレーキシリンダ最大圧力を制御することにより最大減速度だけを一定にする方法で、地下鉄向けとして SMEE 形に組合わけて好成绩を得た。

この方法は、まず荷重検出部が台車基板に対する車体の沈み量を測り、リンク伝達によって荷重対応制御部(可変荷重弁部とも称す)を調整するもので、台車のバネ特性が基準となる。(しかし、最近の空気バネ台車では沈み変位がないので空気バネ圧力を基準として荷重検出を行っている。)この検出部の操作は乗客変動が生ずる出入口開戸という条件を、戸閉機械連動スイッチまたは車掌スイッチの操作で拾い、これにより再調整電磁弁を制御して、バネ固定空気ゆるめの制御部と空気作用バネ引上げの検出部とを走行中機械的に保持するようになってい



CV-1 形作用装置 (裏側)



CV-1 形作用装置 (表側)

図 4.26 CV-1 形可変荷重弁部弁付作用装置

Fig. 4.26 Type CV-1 operating unit with variable load valve portion.

る。この制御部には可変荷重弁と限流値制御用可変抵抗器を備え、図 4.19 および図 4.26 のように管座に付設される。その後、国鉄モハ 90 形電車用 SELD 形の設計にあたり荷重対応制御付電空併用ブレーキに対しいっそうの性能改善が要望された。ここで提案したのが上記の可変抵抗器で、加速時の限流値制御だけでなく、発電ブレーキにおいてもアクチュエータ操作の可変抵抗と組合わせてブレーキ電流の限流値制御の役目をもさせるということであった。図 4.27 に示すのが結果として得られた制御ツ

電車用電空併用ブレーキの発達・管田

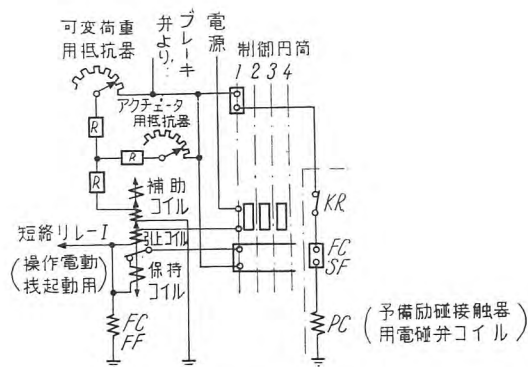


図 4.27 荷重対応制御回路

Fig. 4.27 Variable load control circuit.

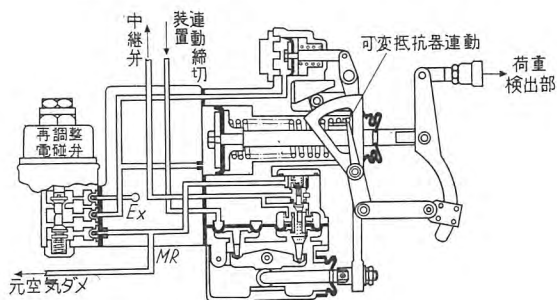


図 4.28 荷重対応制御装置

Fig. 4.28 Operating unit for variable load control.

ナギである。空気制御用可変荷重弁についても同時に図 4.28 のようなてんびん式ダイヤフラム形が開発され、てんびんの支点を変えることにより直通管圧力とブレーキシリンダ圧力は比例変化するようになったので電空併用の総合ブレーキ効果は図 4.29 に示すように荷重変化には無関係で、ブレーキ弁操作角度に対してだけ比例する減速度が得られるようになった。図 4.30 に示すのが、図 4.28 の外観で、国鉄モハ 90 形電車および近畿日本鉄道南大阪線の高性能区間電車に取付けられている。

c. 低速での発電ブレーキより空気ブレーキへの自動移行

電空併用式では中速域で電空両ブレーキ力を等しくなるよう設計するのが常道であるが、低速になるほどシューの摩擦係数が増大するため、発電ブレーキ最終段で 1

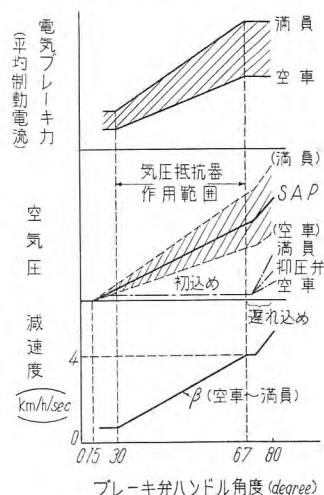


図 4.29 荷重対応制御による組合せブレーキ効果

Fig. 4.29 Combined braking effort with variable load control.

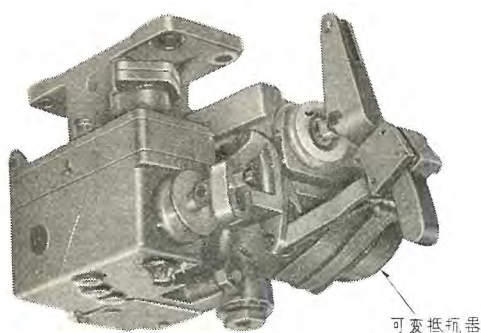


図 4.30 荷重調整弁装置

Fig 4.30 Variable load valve unit.

段大きい空気ブレーキ力に移行することと、移行途中で電空両ブレーキの重なりが過度になる場合があるため、この切換ショックの問題が生じた。

この対策としては、発電ブレーキ最終段でブレーキ電流が限流値まで下がったことにより、数段の弱界磁段を進ませてこのブレーキ力を急速に弱めるとともに、連動締切部を開放して空気ブレーキを立上らせる制御法をとった。また、最終段入の条件で直通管圧力を1段切下

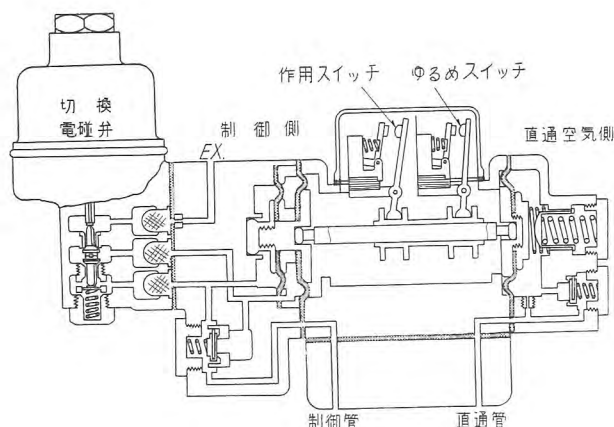


図 4.31 B-55 形電磁直通制御器

Fig. 4.31 B-55 electro-pneumatic master controller with change-over magnet.

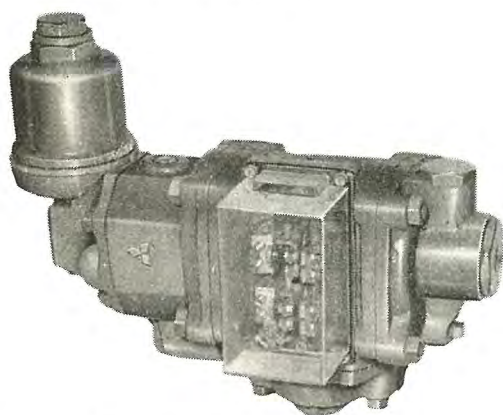
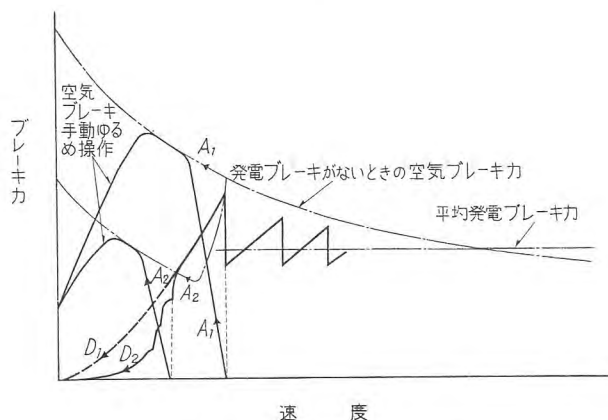


図 4.32 B-55 形電磁直通制御器

Fig. 4.32 B-55 electro-pneumatic master controller.



D_1, A_1 従来の電空両ブレーキの制御
 D_2, A_2 改善された電空両ブレーキの制御

図 4.33 低速での電空両ブレーキの切換え

Fig. 4.33 Transition from dynamic to pneumatic braking at low speed.

げておき、空気ブレーキ力が大きく立上がらないようにするため、切換電磁弁を用いた図 4.31 の二重膜板式電磁直通制御器を考案した。この作用は、最終段で切換電磁弁を励磁することにより制御側大膜板室が排気されるので、小膜板室の空気力につりあうまで直通空気側大膜板の空気圧が下がるようゆるめスイッチを開き、つりあうとゆるめスイッチが閉じて重なり状態をとるといいうように行なわれる。この改善対策による効果説明を図 4.33 に示している。

5. 市街交通用の新方式併用ブレーキ

W 社—WAB 社の技術導入により、国産化した PCC 車とトロリ・バス用のブレーキで、いずれも発電ブレーキを主にした、高性能の組合わせブレーキであるが、とくに市街交通に適合するよう大きい減速度加減を容易に行なうことができるようになっている。

5.1 全電気式 PCC 車の発電・電磁併用ブレーキ

このブレーキ装置は、まったく圧縮空気を使用せず、互に独立したつぎの 3 系統の組合わせによって、最高 10 km/h/sec に及ぶ減速度が得られるようになっている。主体となる発電ブレーキは、惰行中スポッティングによって抵抗位置を自動的に選択するので、すみやかなブレーキ電流の立上がりが見られ、電磁ゆるめバネ作用式のドラムブレーキは電動機軸に設けられて発電ブレーキの補償を行ない、追加ブレーキ用として、車軸間につり下げ励磁によりレールに吸着することによりブレーキ力を直接に台車へ伝達するようにした電磁トラックブレーキを備えている。

(1) 常用ブレーキ

発電ブレーキは、足踏み式ブレーキ制御器に設けた可変抵抗器により、連続的に限流値が加減されるようになっており、約 3 km/h まで減速すると、自動的にドラムブレーキが作用して停車するようにしてある。ブレーキ・ペダルによる 3 系統ブレーキの制御は図 5.1 のように行なわれ、最大の発電ブレーキ力に加えて 3 段に強まるトラックブレーキ力を追加できるようになっている。発電ブレーキが故障のときは、3 段に加減できるドラムブレーキが代行するようにしてある。図 5.2 は常用ブレーキ試験の一例であり、円滑にして一様なブレーキ効果を示している。

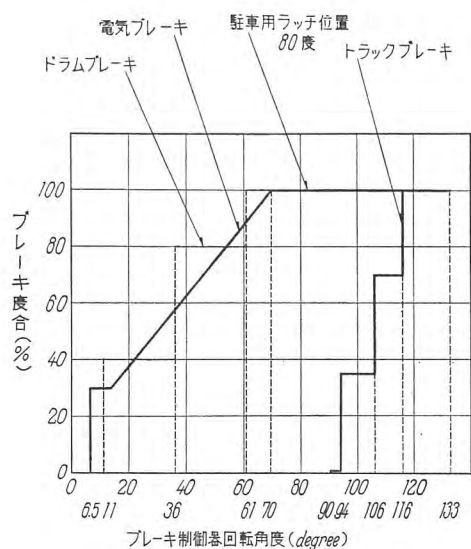


図 5.1 ブレーキ作用順序関係図
Fig. 5.1 Braking sequence diagram.

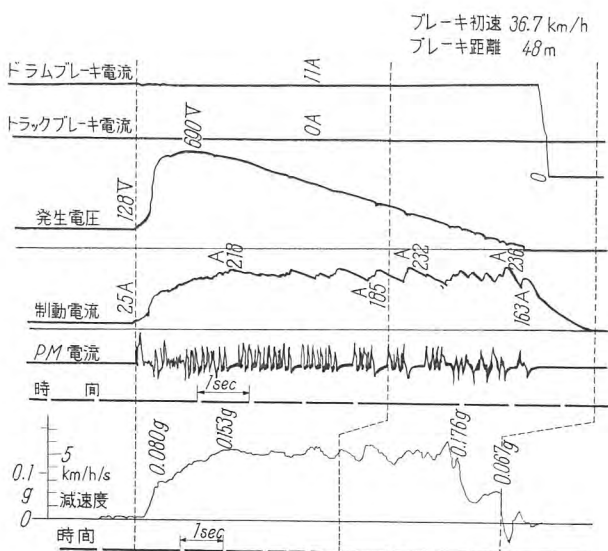


図 5.2 常用ブレーキオシロ記録
Fig. 5.2 Field test oscillogram of dynamic and drum brake application.

電車用電空併用ブレーキの発達・管田

(2) 非常ブレーキ

ブレーキ・ペダルを最大位置に踏み込めば非常ブレーキとなり、最大の発電ブレーキと最大のトラックブレーキが作用し、停車直前に発電ブレーキ最終段でドラムブレーキが作用する。なお、安全連動用デッドマン・ペダルから足をはなせば 3 系統のブレーキがいっせいに作用するようになっている。

5.2 トロリ・バスの新方式発電ブレーキとの組合わせ

このブレーキ装置は加速用の直巻界磁と、ブレーキ用の分巻界磁とを兼備した新形式主電動機による発電ブレーキを主体とし、セルフラップ式ブレーキ弁による直通空気ブレーキを併用するものである。

この場合の発電ブレーキ作用は、その回路を図 5.3 に示すように、電機子はブレーキエネルギー消散用の抵抗器

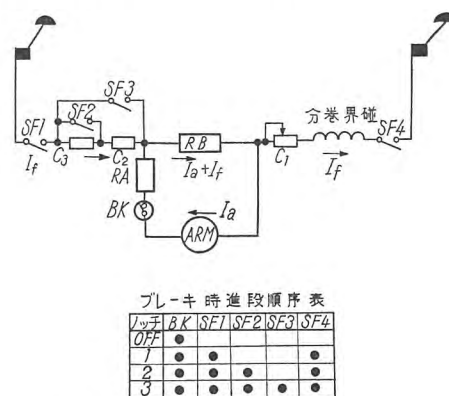
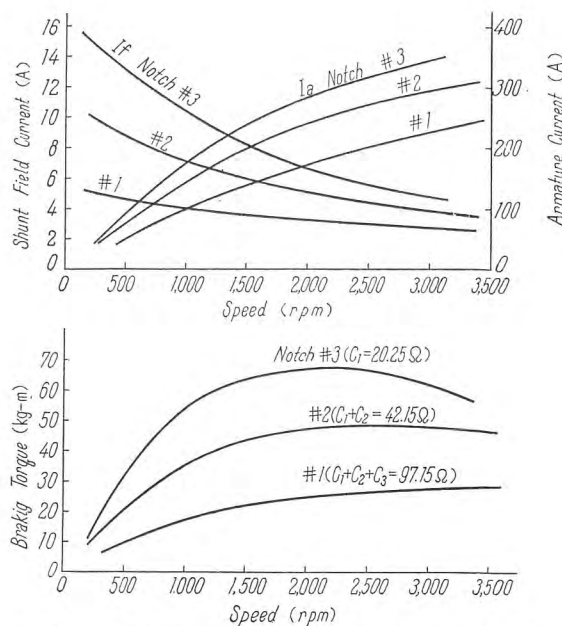


図 5.3 トロリバスのブレーキ回路
Fig. 5.3 Braking circuit for trolley coach.



注: km/h Speed=0.01665 rpm kg Braking Effort=22.6 B. T. kg-m

図 5.4 ブレーキノッチ曲線
Fig. 5.4 Dynamic braking curves.

RA, RB と閉回路を形成し、直巻界磁はブレーキ回路の外に切り放される。分巻界磁は制御抵抗部 C とブレーキ抵抗 RB を経て架線から励磁されて、分巻発電機として働くのであるが、相対極性は、電機子電流の増大が、分巻界磁電流の低下となるようにしてある。ブレーキ力の加減は、制御抵抗部 C を変化することによって行なわれる。図 5.4 に 3 段階制御のブレーキノッチ曲線を示し、図 5.5 に現車等価工場試験で得られた成績の一端を示している。なお、抵抗 RA の選び方の大小によりブレーキトルクの最大値が得られる速度が高いほうまたは低いほうに移動し、抵抗 RB の増減により全速度範囲でのブレーキトルクを小さくしたり大きくしたりすることができる。

ブレーキ・ペダル操作度合に対する電空併用作用は図 5.6 に示すように、空気によるドラム・ブレーキは発電ブレーキ変化段では、いわゆる初込め作用が行なわれ、つづいて追加空気ブレーキが次第に

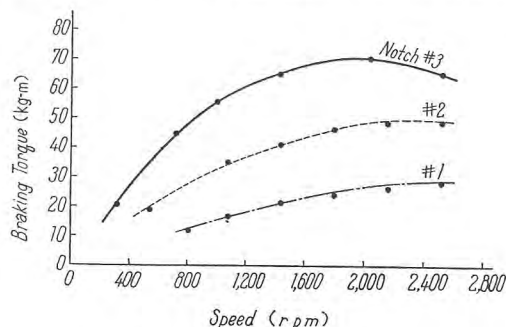
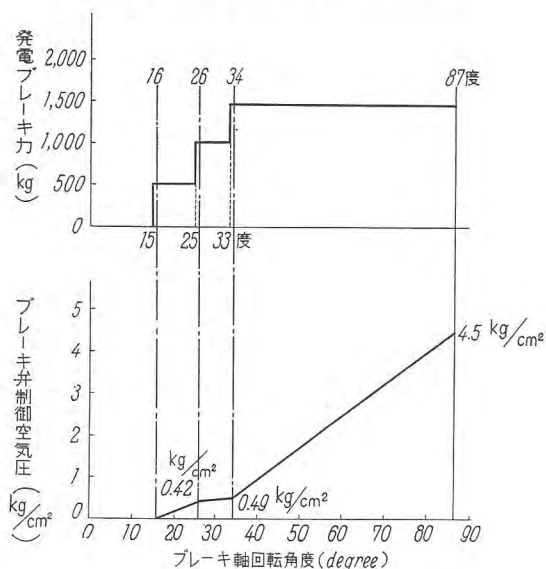


図 5.5 ブレーキ試験成績

Fig. 5.5 Test results of dynamic brake.



主電動機 MB-1442-N₂ 形

タイヤ径 1,030, 減速歯車比 1:11.65

線電圧 600 V, 車速 26 km/h のとき

図 5.6 電空組合わせブレーキの制御

Fig. 5.6 Control diagram for combined pneumatic and dynamic brake.

強くきくようになっている。このように増減自由な電空併用作用により減速されて停車に近くなると、抵抗 RA と並列につながれブレーキ電圧によって保持されていた界磁継電器が落下して接触器群 SF を開き、分巻界磁電流を切るので空気ブレーキによって停車が完了される。

6. 製作実績と今後の問題

ここで、当社の電空併用ブレーキ形式の種類をまとめると表 6.1 のようになる。

6.1 製作実績

新三菱重工業株式会社との協力により、現在までに製作納入したもの、または製作中のものを示せば表 6.2 のようになる。

表 6.1 電空併用ブレーキ装置

電車区分	用途	両数	形式	電動機用形式名	元ダメ圧力 (kg/cm ²)	ブレーキ弁形名	記事
市街電車	単車		直通	SM-3D	4.5~5.5	SA-2	
市街(郊外)電車	2両		非常弁付直通	SME-D	4.5~5.5	ME-38-M	
郊外電車 (地下鉄電車)	6両以下		A動作弁使用中継弁付自動	AR-D	6.5~7.5	ME-24	
	24両以下		A動作弁使用自動兼用電磁直通	HSC-D	6.5~7.5	ME-38-A	荷重対応装置付設可能
	24両以下		同上	SELD	6.5~8.0	ME38	"
	11両以下		非常弁付電磁直通	SME-E	8.0~9.0	ME42	"

表 6.2 電空併用ブレーキ装置納入実績

(昭和 33 年 9 月現在)

区別: () は全数量ではない
 ◎ 主電動機、制御装置を含む
 ○ 制御装置を含む
 △ 主電動機を含む
 × ブレーキ装置だけ

納入先	形式	線電圧 (V)	区別	記事	数量	製作年月
帝都交通管団(丸の内線)	SME-E	600	◎	荷重対応装置付	M 66両	昭28~33
" (有楽町線)		"	◎	"	M 62両	製作中
名古屋市交通局(地下鉄)		"	×	"	M 16両	昭31~33
小田急電鉄	HSC-D	1,500	◎	荷重対応装置付	M ₁ M ₂ 14編成	昭29~33
"		"	◎		M ₁ M ₂ 7編成	製作中
"		"	×		8両連節車 4編成	昭31~33
名古屋鉄道		"	◎		M ₁ M ₂ 21編成	"
"		"	×		M ₁ M ₂ 8編成	製作中
阪神電鉄		600	×		M 2両	昭32
"		"	×		M 12両	製作中
京浜急行電鉄		1,500	(◎)		M ₁ M ₂ 21編成	昭31, 32
長野電鉄		"	◎		MTM 2編成	昭31
近畿日本鉄道(大阪線)		"	◎		M ₁ M ₂ 3編成	昭32
" (南大阪線)		"	◎		8両連節 1編成	昭33
"		"	◎		M ₁ M ₂ 6編成	昭32
京成電鉄		"	(△)		M ₃ 4両	"
南海電鉄(高野線)		600	×		M ₁ M ₂ 7編成	昭33
富山地方鉄道(宇奈月線)		1,500	×		M ₁ M ₂ 1編成	"
日本国有鉄道	SELD	1,500	(◎)	荷重対応装置付	M ₁ M ₂ 64編成	昭32, 33
"	SEBD	"	×		4M+4T 2編成	昭33
近畿日本鉄道(大阪線)	AR-D	1,500	◎	HSC-D に改造	M ₁ M ₂ 1編成	昭29
奈良電鉄		600	◎		MTc 1編成	"
名古屋鉄道		1,500	◎		MTc 1編成	"
南海電鉄(本線)		600	×		MTc 1編成	"
" (有楽町線)		"	×		M+M 12編成	昭29~32
近畿日本鉄道(奈良線)		"	△		MTM 4編成	昭30~33
西日本鉄道(大牟田線)		1,500	×		M ₁ M ₂ 10編成	昭32, 33
富士山麓電鉄		"	×		M ₁ M ₂ 1編成	昭31
富山地方鉄道(宇奈月線)		"	×		MTc 4編成	昭30, 31
伊予鉄道		600	◎		M+M 1編成	昭32
名古屋鉄道	AMA-D	1,500	○	特殊設計	MTc 10編成	昭26
東京急行電鉄(玉川線)	SME-D	600	○		2両連節 6編成	昭30
南海電鉄(軌道線)		"	○		M 4両	昭32
神戸市交通局		600	◎	ドラムブレーキ トラックブレーキ付	M 1両	昭29
広島市交通局		"	◎		M 1両	昭30
大阪市交通局		"	(◎)		M 30両	昭31
東京都交通局	PCC	600	◎	全電気式	M 1両	昭28
京都市交通局	トロリ・バス	"	◎	他励式発電ブレーキ	M 9両	昭33

6.2 用途に關しての今後の研究問題

最後に電車用途による具備特性についての研究事項を指摘して参考に供する。

(1) 市街交通用としては、すぐれた即応性を備えるとともに、操作次第で広範囲のブレーキ力が円滑に得られることが必要であるが、装置をさらに簡単化する工夫が必要であらう。

(2) 区間電車の場合は、乗客量変化に対する補償として荷重対応装置が必要であり、また高減速度ブレーキと惰行との間の移行は円滑に行なわれなければならないが、前者については装置の簡略化を、後者については方式として研究する余地がある。

(3) 長距離用特急車については、最高速度の向上にともない、非常ブレーキ距離の短縮化と滑走限界の關係についてはなお研究する必要がある。抑速ブレーキとしては従来も発電ブレーキが用いられているが、使用割合により主抵抗器容量が左右されるので、適正な使用条件についてはそのつど十分に検討しなければならない。

7. む す び

まず、車両ブレーキの基本概念、具備条件について検討し、電車における常用ブレーキは、発電ブレーキが主体となるべきであり、また制御装置の転用も容易に行なうことができることを確認した。さらに、主電動機ならびに制御方式の技術的進歩は、発電ブレーキの常用化を促進した。

一方、電空併用装置の開発は空気ブレーキとの連動制御を可能にする道を開き、また応動性のよい電磁直通ブ

レーキの採用は、長大列車における制御性能を向上させた。

荷重対応制御方式ならびに電空併用式非常ブレーキの適用と改良は、電車の高性能化に大きい役割を果たした。

さらに市街交通用としても高度の発電ブレーキの利用がなされた。

ここにおいて、下りコウ配の抑速用、あるいは補助ブレーキとして一部の電鉄でしか使用されていなかった発電ブレーキは、最近5年間で急速に普及し、今では電車新造計画において、欠かすことのできない基本条件の一つに取り上げられるようになった。

この長足の発達に關して強調したいのは、電気装置製作者側と、空気ブレーキ装置製作者側との緊密な研究協力に加えて、使用客先当局のご理解ある現車試験実施などについてのご援助である。

ここに、改良設計ならびに現車試験についてご助言ご援助を賜わった客先ご当事者各位、ならびに、空気ブレーキ装置に關して種々ご教示ご協力をいただいた、新三菱重工業・三原製作所の關係各位に対して、厚く謝意を表する次第である。

参 考 文 献

- (1) 野村義夫：“電車用空気ブレーキ”電気車研究会 (1953) 12
- (2) 松田新一：電気鉄道専門講習会論文集 電気三学会（関西）(1958) 2 p. 103, 104
- (3) 相田茂夫：“南海電鉄（軌道線）納電車制御装置”『三菱電機』32 (1958) 8 p. 53, 54

84 kV 1,800 A 3,500 MVA タンク形油シャ断器

伊丹製作所 五十嵐芳雄*・平田康夫**・永田秀次**

84 kV 1,800 A 3,500 MVA Tank-type Oil Circuit Breakers

Itami Works Yoshio IGARASHI・Yasuo HIRATA・Hidetsugu NAGATA

We have succeeded in the development of new type oil circuit breakers for large capacity power stations, where very high currents carrying capacity are required. The new design can carry 1,800 amperes using the convection of oil to cool the contact without increasing the area of conductor. The size of new circuit breakers is not larger than the conventional unit, almost the same as that of 1,200 A apparatus. The interrupter of this new principle is simple in handling and excellent in performance. The most outstanding feature is its capability of filtering the oil while the breaker is in operation, which has been proved by special tests.

1. ま え が き

当社はさきに Multiflow 形消弧室をもった 84 kV, 3,500 MVA のタンク形油シャ断器の開発に成功し⁽¹⁾,すでに約 50 台が納入され運転にはいっている。このシャ断器の性能は十分満足すべきものであるが、最近大容量火力発電所の建設に伴い、この消弧室の接触子による限界をこえた高い定格電流が要求されるようになった。関西電力大阪中央火力発電所はこの一例で、1,800 A の定格電流を必要とし、新しい構造の消弧室を開発する必要が生じた。

元来タンク形油シャ断器は、主接触子を別個に設けることによって、定格電流を増すことは容易であるが、このような設計はシャ断時間を長くし、タンクの径を増すなどの点で、経済的な設計とはいえない。今回新しく開発されたシャ断器は、この欠点を除くため、特殊構造の消弧室を用い、主接触部なしで 1,800 A の定格を満足するよう設計された。したがってその大キサは 1,200 A の定格のものと変りなく、シャ断時間の差もきわめてわずかである。

以下項を追って、その構造と性能の詳細について説明する。

2. 定格その他

このシャ断器の定格とおもな数値は表 2.1 に示すようである。この値はカッコ内に示す JEC-145 とは相違している点もあるが、後に示すように、十分 JEC-145 を

表 2.1 定格およびおもな数値

定格電圧	80.5 kV (84 kV)
定格電流	1,800 A
定格シャ断容量	3,500 MVA
定格周波数	60 c/s
(絶縁階級)	(70 号)
(定格再起電圧)	(4 kC)
定格投入電流	65 kA (65.6 kA)
定格短時間電流	26 kA (24.1 kA)
定格開極時間	0.04 S
定格シャ断時間	5 サイクル
投入制御電圧	DC 100 V
定格操作圧力	12 kg/cm ² -g
標準動作実務	O-1 m-CO-3 m-CO
定格引はずし電圧	DC 100 V
重量(油なし)	7,500 kg
油 量	6,100 l

満足できる性能を示している。

3. 構 造

シャ断器の外形は、さきに発表された 70-GM-350 形とまったく同じである。すなわち図 3.1 に示すように、各油タンクは共通の H ビームの上に溶接され、工場で三相の接続調節、変流器結線をおこなった上で、現地に輸送されすえ付けがおこなわれる。

単相の断面は図 3.2 に示すようで、消弧室が変ったばかりは従来のものと変りはない。ただし、ブッシングと油タンクの一部は非磁性鋼が用いられ、鉄損による温度上昇が防止されている。

操作機構とその他の補助部品はさきに発表したものと同一であるので⁽¹⁾, 説明を省略する。

消弧室は最近 Westinghouse 電機会社(以下 W 社と略す)で開発された、69 kV 5,000 MVA のものと⁽²⁾同一形で、84 kV 用のため若干の改造をおこなった。将来 84 kV 5,000 MVA の要求があれば、これに用いられ

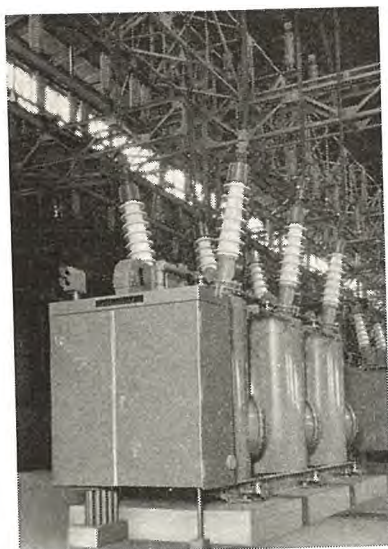


図 3.1 シャ断器外観
Fig 3.1 84 kV 1,800 A 3,500 MVA oil circuit breaker.

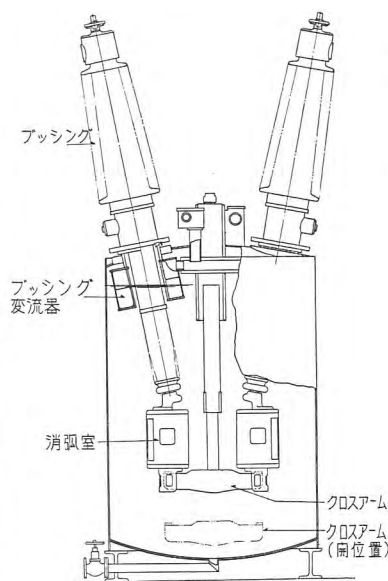


図 3.2 シャ断器単相断面
Fig 3.2 Breaker pole unit, sectional view.

る予定である。

図 3.3 は消弧室の断面である。可動接触部は従来のシャ断器と同じく、クロスアームと消弧室内の接触子に分たれており、両者の接触は突合わせ形で、消弧室の取付調節を簡単にし、不なれな取付けによる性能の変化を防いでいる。消弧室はじょうぶな絶縁筒の上下に、金属板をボルト締めしたもので、絶縁管と金属部の取付は筒ナットを用い、普通の消弧室のようにネジを用いていない。この構造はネジ取付けにくらべて、はるかに高い内圧力に耐えられる。上部の金属板には固定接触子がつけられている。固定接触子は6個のフィンガからできており、可動接触子との接触面はすべて銀タングステン合金である。

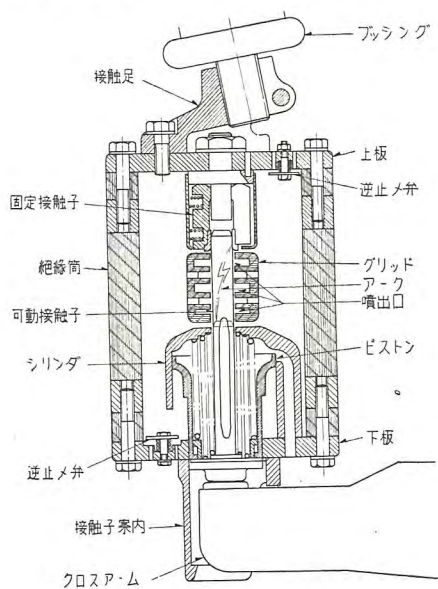


図 3.3 消弧室断面図
Fig. 3.3 Interrupter, sectional view.

下部の金属板には、ピストンのはいった金属シリンダがつけられその中心に可動接触子がある。可動接触子は下板につけられた接触子案内によって、その行程が定められ、接触子の下降はこれによって止められ、その後クロスアームと分離する。アークの生ずる部分には、ファイバをはり合わせたグリッドが置かれ、絶縁管の窓にはめ込まれている。この部分は超高压用の節油タンク形シャ断器⁽³⁾と同一で、シャ断位置で容易に取はずし点検することができる。

動作原理も超高压用と同一で、シャ断時にはクロスアームの下降とともに、可動接触子が下部のバネの力で下降し、アークがグリッド内に発生する。グリッド内の発生

ガスは、グリッドによって制御されたガス吹付をアークに加えて、これを消す。電流が小さくてガス発生量の足りないときは、下部のピストンがこれを助け、室内の油圧を高めて消弧力を増加する。このピストンは充電電流のような小電流シャ断のときは、いっそう有効に働き、再点弧なしにシャ断をさせることができる。

図 3.4 は消弧室の外見である。室外に並列につけられている細い管は再起電圧分布用の抵抗である。

以上の説明から明らかなように、この消弧室の分解組立は簡単で特殊技術は不要である。図 3.5 は接触部分とグリッドであるが、このように分解し再組立するばあい、まったく調整なしにおこなうことができる。

図 3.6 はマンホールから見たこの消弧室とクロスアームとである。

この消弧室は普通の形にくらべて、油の対流による冷却効果を完全に利用できる構造である。図 3.3 に示すように、消弧室には上下板に逆止メ弁が設けられ、可動接触子には周囲に油ミゾ



図 3.4 消弧室
Fig 3.4 Interrupter.



図 3.5 接触子とグリッド
Fig. 3.5 Contact and grid.

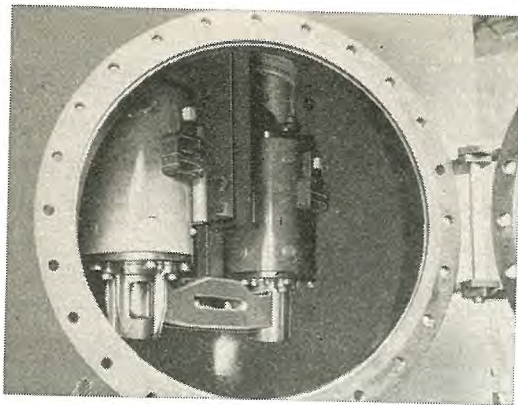


図 3.6 マンホールから見た消弧室とクロスアーム

Fig 3.6 Interrupters and crossarm viewed through the manhole.

が作られている。これらの油流路はシャ断動作の開始とともに、すぐに閉じられ、消弧作用にはまったく影響はない。この構造のため、接触子の断面積は 1,200 A の設計と同一で 1,800 A を通すことができる。油シャ断器の小電流消弧力が接触子断面積と関係のあることは良く知られたことであり、この設計によってシャ断性能に大きな利点のもたらされることは明らかであろう。

4. 試験結果

4.1 温度上昇試験

温度上昇試験の結果は表 4.1 に示すようで、最大温度上昇は接触部の 34°C で、許容値 45°C にくらべて、十分の余裕を示した。

表 4.1 1,800 A 温度上昇試験結果

温度測定箇所	上昇温度 (°C)
ブッシング端子	22.0
ブッシング膨張室	20.0
ブッシング取付フランジ	18.5
油タンク (上)	19.0
" (中)	16.0
" (下)	8.5
接触部 (左)	30.0
" (右)	34.0
クロスアーム	13.0
油 (上)	19.0
油 (下)	5.5
周 温	32.0°C

4.2 短絡電流シャ断

開発中種々の条件で約 100 回の短絡電流シャ断をおこなった。この結果のうち、おもな結果を図示すると、図 4.1 のようである。この消弧室の特性から定まる臨界電流は同一原理の消弧室の多くの試験によって、3,000 A 以下であることが知られているので、この点まで全電圧による試験ができていることにより、このシャ断器の特性は図 4.1 によって表わされていると信じられる。10 kA

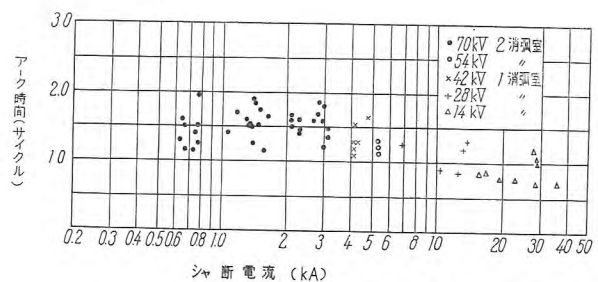


図 4.1 短絡電流シャ断試験結果

Fig 4.1 Plotting of short circuit interruption tests.

表 4.2 短絡電流シャ断試験結果

シャ断 点数	動作 実務	給与 電圧 (kV)	回復 電圧 (%)	シャ断電流			再起電圧		投入 電流	開極 時間 (サイ クル)	アーク 時間 (サイ クル)	シャ断 時間 (サイ クル)
				AC 分 (A)	DC 分 (A)	RMS (A)	周波数 (kc)	振巾 率 (%)				
2	O	70	93	3,140	0	3,140	6.0	170	5,360	1.90	1.90	3.80
	1分		90	2,940	0	2,940	6.8	172		1.85	1.55	3.40
	3分		90	2,900	10	2,930	6.9	170		1.85	1.60	3.45
1	O	42	93	4,110	15	4,200	8.2	161		1.90	1.30	3.20
	1分		93	4,110	6	4,150	8.1	160		1.90	1.20	3.10
	3分		93	4,110	9	4,150	7.8	165		1.90	1.10	3.00
1	O	28.7	94	11,400	42	13,200	13.0	150		1.90	1.20	3.10
	1分		94	11,600	41	13,500	13.4	152		1.90	1.30	3.20
	3分		94	11,300	32	12,400	12.0	150		1.90	0.85	2.75
1	O	14.5	94	29,600	49	36,100	10.0	144	77,000	1.90	0.70	2.60
	1分		90	27,100	27	29,000	12.5	140		1.85	1.05	2.90
	3分		90	27,300	20	23,400	12.5	140		1.85	0.70	2.55

図 4.2 (a) 付表

試験 番号	動作 責務	70 kV 2,900 A 短絡電流シャ断試験										
		シャ断電流			給与 電圧 (kV)	回復 電圧 (%)	シャ断時間			過渡回復		投入 電流 (A)
		交流分 (A)	直流分 (%)	RMS (A)			開極 時間 (サイ クル)	アーク 時間 (サイ クル)	全シャ 断 (サイ クル)	電圧 (%)	周波数 (kc)	
849-1	O 1分	3,140	0	3,140	70	93	1.90	1.90	3.80	170	6.0	
-2	CO 3分	2,940	0	2,940	70	90	1.85	1.55	3.40	172	6.8	5,360
-3	CO	2,900	10	2,900	70	90	1.85	1.60	3.45	170	6.9	7,000
動作状況		ガ ナ	ス レ	噴 き	炎 し	発 生	音 し	シャ断液 噴出せず			接 触	傷 小

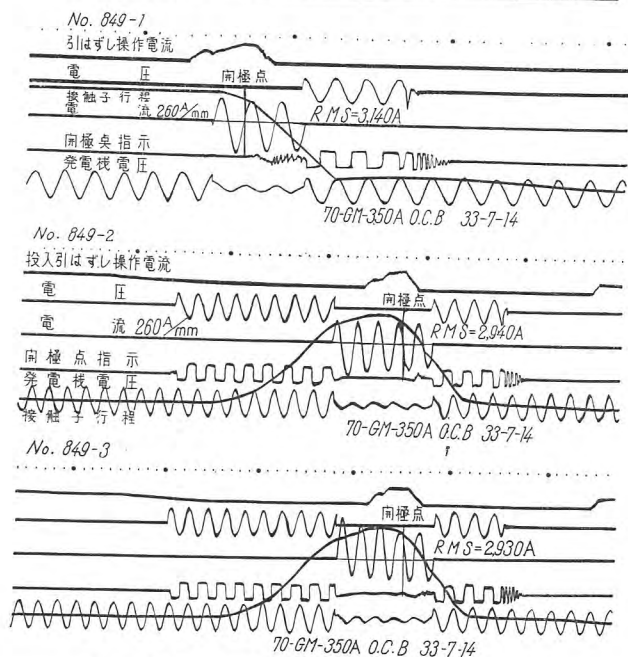


図 4.2 (a) 代表的な短絡シャ断オシログラム

Fig 4.2 (a) Typical oscillogram of short-circuit interruption.

図 4.2 (b) 付表

試験番号	動作責務	短絡電流シャ断試験											
		14.5 kV 27,000 A			シャ断時間			過渡回復		投入電流 (A)			
		シャ断電流			給与電圧	回復電圧	開極サイク	アー全断サイク	電圧		周波数		
		交流分	直流分	RMS	(kV)	(%)	(サイク)	(サイク)	(サイク)		(%)	(kc)	
		(A)	(%)	(A)									
849-10	0分1	29,600	49	36,100	14.5	94	1.90	0.70	2.60	144	10.0		
-11	3分1	27,100	27	29,000	14.5	90	1.85	1.05	2.90	140	12.5	77,000	
-12	C O	27,300	20	28,400	14.5	90	1.85	0.70	2.55	140	12.5	79,200	
動作状況		ガ なし	ス なし	噴 なし	炎 なし	発 なし	音 なし	シャ断液 噴出せず			接 触子	損 傷	小

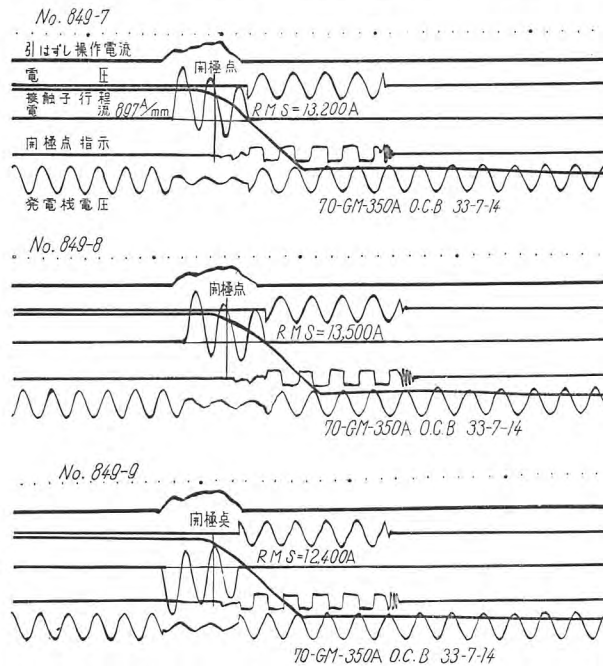


図 4.2 (b) 代表的な短絡シャ断オシログラム
Fig 4.2 (b) Typical oscillogram of short-circuit interruption.



図 4.3 形式試験後の接触子
Fig 4.3 Contacts after the type tests.

以上のシャ断電流では、アーク時間がかなり減っているが、これは試験電圧の減少によるものでなく、消弧室の特性によるものであることは、より高い電圧でおこなった W 社の結果⁽²⁾と比較すれば明らかである。

立会試験の結果だけを表示すれば、表 4.2 のようでのうちの代表的なオシログラムを図 4.2 (a) (b) に示す。図 4.3 は立会試験完了後の接触子の状況で、損耗部分は通電にあずからない先端だけに限られ、苛酷な責務に用いられても、定格電流の通電に支障のないことを示している。

84 kV 1,800 A 3,500 MVA タンク形油シャ断器・五十嵐・平田・永田

表 4.3 充電電流シャ断試験結果

給与電圧 (kV)	シャ断電流 (A)	再点弧回数	シャ断時間 (サイクル)	コンデンサ側 電圧 (%)
60	5.6	0	2.20...2.49	76...97
60	22.5	0	2.30...2.65	97...100

4.3 充電電流シャ断試験

送電線の無負荷充電電流シャ断特性を求めるため、コンデンサバンクを用いて試験をおこなった。給与電圧は 60 kV で、84 kV の対地電圧の 1.25 倍に相当する。三相充電電流シャ断の第 1 シャ断相の条件については、多くの見解があるが、抵抗接地系の多い 84 kV では 1.25 倍の電圧は十分苛酷な条件といえよう。結果は表 4.3 に示すように、まったく再点弧再発弧を見なかった。シャ断電流が小さくなると、零値の近くでサイ断されることがあるので、コンデンサ側の電圧は 100% 以下になることが多い。

4.4 励磁電流シャ断試験

変圧器励磁電流のシャ断特性は、使用回路によって異なるので、多くの試験をおこなう必要がある。一例としておこなったこの試験は当社の試験所の変圧器を用いたもので、給与電圧 70 kV、電流 7 A である。結果は表 4.4 のように最大電圧 138% にすぎなかった。代表的なオシログラムを図 4.4 に示す。このような小電流でも大きな異常電圧を伴わないのでこのシャ断器は他の回路でも顕

表 4.4 励磁電流シャ断試験結果

給与電圧 (kV)	シャ断電流 (A)	シャ断時間 (サイクル)	変圧器側電圧 (%)
70	7	2.30...2.60	100...138

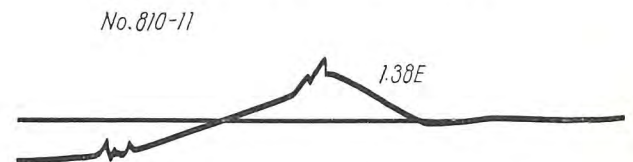
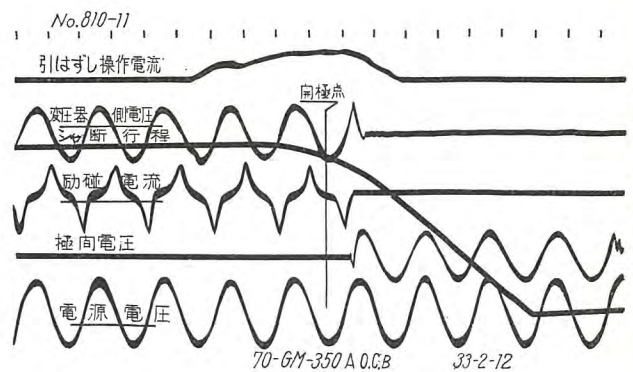


図 4.4 代表的な励磁電流シャ断オシログラム
(上) 電磁オシログラム
(下) 陰極線オシログラム(変圧器側電圧)

Fig 4.4 Typical oscillogram of transformer exciting current interruption.

著なサイ断現象を伴うことはないであろうと思われる。

5. 特殊試験結果

油シャ断器は使用する油を保守することが問題とされている。これは油交換をおこなうとき、長時間の運転休止を必要とすることを意味し、最近のように連続運転をおこなわなければならないときは、保守が十分におこなえないことが多くなる。タンク形油シャ断器が運転状態のまま、油口過できれば、この点について相当の改善がおこなわれるであろう。以下の試験はこの可能性をしらべる目的でおこなったものである。

(1) コロナ試験

シャ断器に電圧を加え、上下の弁に口過機をつないで種々の弁開位置で油循環をおこなわせ、電圧を 150 kV まで上げた。この間電圧波形とコロナ音とによって、油中コロナを検出しようとしたが、ついにまったくコロナ音の生じないことが認められた。

(2) 短絡シャ断試験

油口過作業中短絡シャ断をおこなったとき、消弧室から発生するガスによる、絶縁の低下またはシャ断性能の低下があるかどうかをしらべるため、油弁に近い側の端子を高圧側とし、70 kV 3,000 A から 54 kV 5,000 A までの短絡電流シャ断試験をおこなった。これ以上の電流に対しては、給与電圧が下るので試験をおこなわなかったが、5,000 A までの結果が常規のものと変わらないこと

から考え、支障なくシャ断できると考えられる。結果は表 5.1 に示す。

以上の点から、油口過作業を運転状態でおこなうことはまったく問題なく、これによって停電できないときでも油の保守は可能である。使用した口過機は普通形の 100 ~ 400 l/min の容量のもので、特別な装置はまったくつけられていない。またこの結果は、従来の Multiflow 消弧室などのように、アーク時間の短いシャ断器については、同じであると考えられる。

6. む す び

以上に説明したように、この新形シャ断器は少し開極時間の長くなったほかは、従来の 70-GM-350 形とまったく変りのない性能を示し、定格電流は 1.5 倍まで増加できた。しかも材料は標準形よりも増加せず、簡単な消弧室構造は標準の 84 kV 3,500 MVA シャ断器としても利用できることを示している。また開発中の試験から将来 5,000 MVA の需要が生じたときは、この消弧室によって新しいシャ断器の製作できる資料もうることであった。

さらに特殊試験としておこなった油口過試験の結果によれば、この種油シャ断器の点検回数を従来考えられていたより、はるかに減らせることは明らかである。

最後にこのシャ断器の開発にあたり、種々ご協力下さった諸氏、とくに新井技術部次長に対し、紙上をかりて謝意を表わしたい。

表 5.1 油口過中の短絡電流シャ断試験結果

シャ断 点数	動作 責務	給与 電圧 (kV)	回復 電圧 (%)	シャ断電流			再起電圧		開極 時間 (サイ クル)	アーク 時間 (サイ クル)	シャ断 時間 (サイ クル)
				AC 分 (A)	DC 分 (%)	RMS (A)	周波数 (kc)	振巾率 (%)			
2	0	50	93	5,100	25	5,400	8.2	172	1.90	1.40	3.30
2	0	54	92	5,300	0	5,300	8.4	160	1.90	1.30	3.20
2	0		93	5,300	9	5,350	8.0	166	1.90	1.10	3.00
2	0		92	5,220	0	5,220	8.6	166	1.90	1.20	3.10
2	0	70	94	3,100	16	3,200	6.3	170	1.90	1.65	3.55
2	0		93	3,000	29	3,240	6.5	175	1.90	1.45	3.35
2	0		94	3,000	27	3,210	6.2	172	1.90	1.60	3.50

参 考 文 献

- (1) 平田“70-GM-350 形油入遮断器”「三菱電機」**32** (1958) 4 p. 23~27.
- (2) A.W. Hill & R.E. Friedrich. TAIEE III **76** (1957) p. 637~644.
- (3) 新井・五十嵐・永田“節油タンク型超高压遮断器”「三菱電機」**31** (1957) 2 p. 19~28.

航研風洞モデルテストにおける機械共振系の影響

長崎製作所 武田 英夫*

研究所 真鍋 舜治**

伊丹製作所 己斐 健三郎*・細 野 勇*

Effects of a Mechanical System Observed in the Model Test of a Wind Tunnel Drive

Nagasaki Works

Hideo TAKEDA

Engineering Laboratory

Shunji MANABE

Itami Works

Kenzaburō KOHI・Isamu HOSONO

A mechanical system consisting of a motor and a load is apt to constitute a torsional vibration system because of two moments of inertia existing at both ends and the torsion of the shaft. In the attachment of an automatic speed regulator to it, careful design is required in due consideration of this resonance system. Under this conception, the transfer function of this mechanical resonance system was made available and its frequency characteristics were obtained by computation. The results, then, were compared with actual measurement which were acquired from the model test for a 22,400 kW wind tunnel drive system in the Japanese Aeronautical Research Institute.

1. ま え が き

航空技術研究所向け 22,400 kW 遷音速風洞の速度制御系は、その容量においても精度においても記録的なものである。仕様に定められてある許容速度偏差は 0.03% で、一般に行なわれている速度制御方式で得られる精度より、はるかに高度なものである。このような速度制御系を実現するため、その方式について種々の検討がなされてきた。とくに問題の多いのは、速度検出器としてどのような形のものをいれればよいかということと、どの位の精度のものができるといことである。さらに誘導電動機の二次抵抗の不平衡による振動トルクが、どのような悪影響を与えるかも憂慮された。

上記の点について明確な見通しをうるため、かつ客先の要望もあり、昭和 32 年 9 月伊丹製作所で、伊丹・長崎・無線機各製作所および研究所の協力により、容量で 1/200 の小規模のモデルテストが行なわれた。モデルは実物をできるだけよく近似するように工夫されてあって、とくに制御系として考えた場合には、ほとんど等しいとみてよい。テストの結果は良好で、このような制御系で、速度偏差が十分仕様を満足することが確認され、さらに実物の設計に移るために必要な多数の資料がえられた。

テストに先だち、電動機と負荷の慣性率と軸よりな

るネジレ振動系が、制御に悪影響を及ぼす可能性について疑念がもたれたが、共振周波数が制御系の周波数帯域に比べて高いので、特別な考慮は払われなかった。制御系の設計の観点からは、モデルテストの系について考えられた数学的モデルと実際の、どの程度合致しているかを知ることがもっとも重要である。すなわちこの一致の程度を知っておれば、この設計にあたって、実物との間に起りうる差異について目安をたてることができ、適当な対策を講じておくことができる。この目的のために、閉ループの状態を設定速度信号を正弦状に変化し、ループの各所での変化を記録し、これより個々の要素の周波数特性を求め、これと数学的モデルより計算される周波数特性と比較検討した。このような実測中に、ある条件で、系が不安定になることが観測され、さらに電動機電流から速度に至る伝達関数に、前記機械共振系の影響と思われるものが見出された。さらに精密な実測と計算の結果、これがネジレ振動の伝達関数によるものであることが確認され、さらにこのような系が、よく設計されていなければ、不安定になりうることがわかった。

一般にネジレ振動系はそれ自身減衰常数をもっており、それ自身で自然に振動を発生・持続することはない。したがって現在までに問題になったのは、船用ディーゼル機関のように、繰返し外力が加えられるような場合で

*技術部 **電気第一研究室

ある。このとき、軸の回転数がある値をとると、繰返し外力の周波数がちょうど軸系のネジレ振動の共振周波数と等しくなる。その結果、共振が起り、軸振動の振幅が大きくなり、適当な設計が行なわれていないとついに軸が破壊するようになる。しかし電気機械の発生するトルクは、一般に脈動が少ないので、あまり問題にされなかった。また速度制御が行なわれたとき、ネジレ振動系が制御系の動作に干渉した例も報告されていない。ではモデルテストで、なぜ機械共振系と制御系の相互作用が現われたのであろうか。第一にこれが風洞を模擬しているため、出力に比して慣性能率の大きいことがあげられる。すなわち割合細い軸に、大きな慣性能率が接続されているため、共振周波数が割合低い。第二に、制御には水銀整流器・電子管回路を用いて、応動をはやめ、速度偏差に関する仕様を満足させていることが考えられる。すなわち、一般の速度制御系に比べて、応動の周波数が高いので、機械共振系と相互作用を起す可能性があるわけである。したがって機械共振系と制御系との相互作用を考慮しながら設計を行なわなければならないような問題は、現状では割合例が少ないと思われる。しかし将来大容量の機械で、応動の速い制御が行なわれるようになれば、当然このことは考慮に入れておかなければならない。

この報告では、このような機械共振系の伝達関数を理論的に求め、つぎにこれが実測結果とよい一致を示していることを示す。さらにこのような機械共振系が制御ループの一要素となるとき、制御系に及ぼす影響について考察し、あわせて、このようなときにも安定な系を設計する手法についてのべる。

2. 系の概要

実際の系は、図 2.1 に示すように、4,480 kW の直流電動機と二次抵抗制御される 17,900 kW の誘導電動機と送風機が同一軸に結合されている。直流電動機の電圧は水銀整流器で制御される。約 44% の速度までは直流電動機だけで駆動され、これ以上の速度では直流電動機はつねにその定格トルクをだし、残余のトルクは誘導電動機が負うことになっている。定速度運転における外乱の補償は直流電動機の制御によって即応的になされる。ただし速度 44% 以上の運転では、この補償作用によって起った直流電動機電流の定格値よりの偏差を補償するため、この信号を用いて誘導電動機の二次抵抗を制御している。その結果、定常的には直流電流はつねに定格値

を保つ。

この制御系はイグナイトロン整流器を管制部として、速度検出装置、格子制御装置を含む一連の直流電動機の速度制御回路すなわち静止レオナード回路と、直流電動機の電機子電流を検出して誘導電動機の二次抵抗を制御し、直流電動機のトルクを一定に保つ、誘導電動機のスリップ調整回路に大別することができる。そして後者の制御は本質的に周波数の低い領域で有効に働くものであり、したがってその動作を十分おそく保ちさえすれば、前者の制御になんらの影響を与えずまったく独立の制御系と考えることができる。したがって現在は機械共振を主眼としているので、一応この二次抵抗制御系がないものとする。

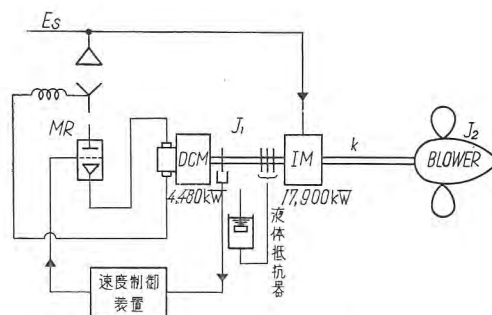


図 2.1 制御系の構成

Fig. 2.1 Constitution of control system.

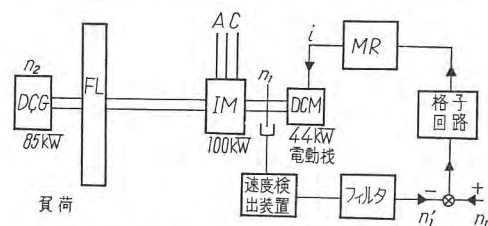


図 2.2 モデルテストの系

Fig. 2.2 System of model test.

モデルテストに用いられた系は、容量にしてほぼ 1/200 で、図 2.2 に示されるものである。直流電動機は 44 kW、誘導電動機は 100 kW の定格のもので、送風機を模擬する直流発電機は 85 kW の定格である。また全体としての慣性能率を実物と合わせるため、フライホイールが取り付けられている。速度は誘導電動機と直流電動機の間にとりつけられた光電式速度検出装置で検出される。これは適当なフィルタをとった後、設定速度信号と比較され、偏差があると格子回路に信号をおくる。格子制御回路としては、Ramey 形磁気増巾器を用いた 1/2 サイクル応答のものが用いられている。このようにして水銀整流器の格子が制御されると、速度偏差がなくなる向きに、直流電圧、したがって直流電流が加減され速度制御が行

なわれる。また直流電流の信号から格子回路入力に至るダンピング回路があり、系を安定化している。さらに直流電動機の電流を定格の 150% 以下におさえるための電流制限回路や、速度の定常偏差をさらに少なくするための積分制御装置、誘導電動機の二次抵抗制御装置もあるが、複雑になるのでここではのべない。

3. 機械共振系の伝達関数

一般の速度制御系は図 3.1 (a) に示すように、電動機と負荷を 1 個の慣性能率で代表させてよいので、方程式として次のものが得られる。

$$Jsn = T - T_L \quad \dots\dots\dots (3.1)$$

ここに J ; 電動機と負荷の慣性能率 sec
 n ; 回転数 p.u.
 T ; 電動機のトルク p.u.
 T_L ; 負荷のトルク p.u.

これらの量はすべて単位法⁽¹⁾で表わしてあり、単位はすべて無次元か時間に関する量になる。たとえば

$$J = \frac{GD^2 \times \text{基準 rpm}}{375 \times \text{基準トルク (m-kg)}} \quad \text{sec}$$

となる。しかしモデルテストの結果を検討してみると、5 c/s 付近で反共振、18 c/s で共振の影響が顕著に現われており、機械系を 1 個の慣性能率では模擬できないことがわかった。

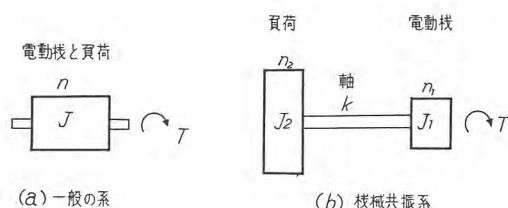


図 3.1 機械系
 Fig. 3.1 Mechanical system.

モデルテストの系は直流電動機、誘導電動機、フライホイール、直流発電機の 4 個の慣性能率と、それらを結ぶ 3 個の軸よりなりたっている。ここで系の速度を制御するトルクは直流電動機によって与えられており、また速度検出器は直流電動機と誘導電動機の間にとりつけられてある。直流発電機とフライホイール間および直流電動機と誘導電動機間の結合は割合密であるから、5 c/s の反共振と 18 c/s の共振を注目する限り、機械系は図 3.1 (b) のように、2 個の慣性能率と 1 個の軸よりなる等価機械系におきかえることができる。フライホイールの慣性能率は他のものに比べて非常に大きいので、 J_2 はほと

んどこれと等しくなり、 J_1 は直流電動機と誘導電動機の慣性能率を一つにまとめたもので、二つの和よりはいくらか少ない値をとる。このような系を代表する方程式は摩擦損に相当する項を無視すれば、

$$J_1 sn_1 = T - (k/s)(n_1 - n_2) \quad \dots\dots\dots (3.2)$$

$$J_2 sn_2 = (k/s)(n_1 - n_2) - T_L \quad \dots\dots\dots (3.3)$$

ここに J_1 ; 直流電動機、誘導電動機の等価慣性能率 sec

J_2 ; 直流発電機、フライホイールの等価慣性能率 sec

k ; 軸のバネ常数 1/sec

n_1 ; 電動機の回転数 p.u.

n_2 ; 負荷の回転数 p.u.

今ここで負荷トルク T_L は回転数 n_2 に関係しないものとしよう。そして T , n_1 , n_2 をすべて定常状態からの偏倚と解釈しなおすと、式(3.2), (3.3) は T_L を除いた式になる。これをとくと、

$$n_1 = \frac{1}{Js} G_{M1}(s) T \quad \dots\dots\dots (3.4)$$

$$n_2 = \frac{1}{Js} G_{M2}(s) T \quad \dots\dots\dots (3.5)$$

ここに

$$G_{M1}(s) = \frac{\omega_2^2 s^2 + \omega_1^2}{\omega_1^2 s^2 + \omega_2^2} = \frac{J}{J_1} \frac{s^2 + \omega_1^2}{s^2 + \omega_2^2} \quad \dots\dots\dots (3.6)$$

$$G_{M2}(s) = \frac{\omega_2^2}{s^2 + \omega_2^2} \quad \dots\dots\dots (3.7)$$

$$J = J_1 + J_2 \quad \omega_1^2 = \frac{k}{J_2} \quad \omega_2^2 = k \left(\frac{1}{J_1} + \frac{1}{J_2} \right)$$

しかし負荷トルク T_L は回転数 n_2 に関するものであり、電動機のトルク速度曲線の傾斜や機械損・風損などの効果も考えなければならないので、実際には式(3.6), (3.7) のような完全な共振系はえられず、減衰常数を含むものになり、つぎのような形となる。

$$G_{M1}(s) = \frac{\omega_2^2 s^2 + 2\zeta_1 \omega_1 s + \omega_1^2}{\omega_1^2 s^2 + 2\zeta_2 \omega_2 s + \omega_2^2} \quad \frac{\omega_2^2}{\omega_1^2} = \frac{J}{J_1} \quad (3.8)$$

$$G_{M2}(s) = \frac{\omega_2^2}{s^2 + 2\zeta_2 \omega_2 s + \omega_2^2} \quad \dots\dots\dots (3.9)$$

式(3.8), (3.9) の誘導法については付録 1 で詳しくのべる。式(3.1)と式(3.4), (3.5)を比較すれば(前述の仮定より負荷トルクはつねに一定であるから、 T_L を負荷トルクの偏差分と考えれば 0 となる)、機械共振系をふくむ系の伝達関数は、これがないとしたときの伝達関数 $1/Js$ に機械共振系の伝達関数 $G_{M1}(s)$, $G_{M2}(s)$ をかけ合わせてえられることがわかる。

4. 常数の計算

式 (3.1)~(3.9) に用いられている常数は次のようにして計算される。まず単位法に用いる基準値を考えてみよう。モデルテストはつねに 500 rpm なる回転数で行なわれていたので、これを基準回転数 n_0 としよう。そして出力の基準を 106 kW に選ぶ。そのときはトルクの基準値 T_0 は次のようになる。

$$T_0 = \frac{1,000 \text{ kW}}{1.026 \text{ rpm}} = \frac{1,000 \cdot 106}{1.026 \cdot 500} = 207 \text{ m-kg}$$

慣性能率については、実測により全体の GD^2 として、1,080 kg-m² が与えられているから、各機器の GD^2 の設計値を考慮してこれを分配し、ほぼ次の値が得られる。

$$\text{直流電動機の } GD^2 = 40 \text{ kg-m}^2$$

$$\text{誘導電動機の } GD^2 = 80 \text{ kg-m}^2$$

$$\text{フライホイールと直流発電機の } GD^2 = 960 \text{ kg-m}^2$$

ここで誘導電動機はフライホイールと直流電動機の間にある、直流電動機と誘導電動機間および誘導電動機とフライホイール間の軸はほぼ同じバネ常数をもっている、誘導電動機の慣性能率を等分して、直流電動機とフライホイールに分配する。このような簡単な計算法でも、さらに精密な計算の結果に比べて、あまり誤差はない。しかも現実の軸系では、軸長としてどの間を選ぶか、慣性能率と考えられるものに、どの程度のネジレを考慮するかについて、不明確な点が多く、計算法だけを精密にするのはあまり意味はない。このように誘導電動機の GD^2 を分配すると、 J_1 に対する GD^2 は 80 kg-m²、 J_2 に対する GD^2 は 1,000 kg-m² となるので、 J_1, J_2, J は次のように求められる。

$$J_1 = \frac{GD^2 \text{ rpm}}{375 \text{ m-kg}} = \frac{80 \cdot 500}{375 \cdot 207} = 80 \times 0.00644 = 0.516 \text{ sec}$$

$$J_2 = 1,000 \times 0.00644 = 6.44 \text{ sec}$$

$$J = J_1 + J_2 = 6.96 \text{ sec}$$

軸に関しては次のような常数が与えられている。

$$\text{等価軸直径} \quad d = 10 \text{ cm}$$

$$\text{直流電動機と誘導電動機間の軸長} \quad l_1 = 1.64 \text{ m}$$

$$\text{誘導電動機とフライホイール間の軸長} \quad l_2 = 1.60 \text{ m}$$

$$\text{軸長} \quad l = l_1 + l_2 = 3.24 \text{ m}$$

$$\text{軟鋼の横弾性係数} \quad G = 8.1 \times 10^5 \text{ kg/cm}^2$$

なお軸長は回転子の中心より中心の間を測ったものである。したがって軸のネジレに対するバネ常数 k は、

$$k = \frac{\pi d^4 G}{32 l} = \frac{\pi (0.1)^4 \times 8.1 \times 10^5}{32 \times 3.24} = 24.5 \times 10^3 \text{ m-kg/rad}$$

したがって単位法で表わせば、

$$k(\text{p.u.}) = k \frac{0.1045 \times \text{rpm}}{\text{m-kg}} \\ = 24.5 \times 10^3 \frac{0.1045 \times 500}{207} = 6.19 \times 10^3 \text{ 1/sec}$$

これより反共振および共振の周波数 ω_1, ω_2 は次のように表わされる。

$$\omega_1 = \sqrt{\frac{k}{J_2}} = \sqrt{\frac{6.19 \times 10^3}{6.44}} = 31 \text{ rad/sec (4.94 c/s)}$$

$$\omega_2 = \sqrt{k \left(\frac{1}{J_1} + \frac{1}{J_2} \right)} = 114 \text{ rad/sec (18.2 c/s)}$$

機械系の減衰常数 ζ_1, ζ_2 については、一応 $\zeta_1 = \zeta_2 = 0.1$ と仮定しよう。そのときは機械共振系の伝達関数 $G_{M1}(s)$ は、式 (3.8) を用い、式 (4.1) のように表わされる。

$$G_{M1}(s) = \frac{6.96}{0.516 s^2 + 0.2 \times 114 s + 114^2} \dots\dots (4.1)$$

5. 周波数特性

このようにして機械共振系の伝達関数 $G_{M1}(s)$ が求められたが、ここで $s = j\omega$ において周波数特性を計算すると図 5.1 のようになる。ここで (a) は振巾特性を、(b) は位相特性を示す。実線が計算値で点は実測値であるが、これについては後にのべる。 $\omega = 0$ では $G_{M1}(s) = 1$ であって、振巾は 0 db 位相は 0 度であるが、 $\omega = \omega_1 = 31 \text{ rad/sec (=4.94 c/s)}$ となるとまず反共振が起り、振巾がきわめて小さくなると同時に位相が 90 度進む。さらに $\omega > \omega_1$ の領域では振巾はほぼ 40 db/decade の割合で増大を続け、位相も 180 度近くまで進む。さらに $\omega = \omega_2 = 114 \text{ rad/sec (=18.2 c/s)}$ になると系は共振の状態となり、振巾は非常に大きくなるが、同時に位相も 180 度の進みより 90 度の進みへと、90 度のおくれが生じる。 $\omega > \omega_2$ の領域では振巾は急激に減小し位相も 90 度の進みより 0 度に至る。 ω が共振周波数に比べて、十分大きくなると、振巾特性はほぼ一定値を保つようになるが、その値は式 (3.8) あるいは式 (4.1) より次のようになる。

$$\lim_{s \rightarrow j\infty} G_{M1}(s) = \left(\frac{\omega_2}{\omega_1} \right)^2 = \frac{J}{J_1} = \frac{6.96}{0.516} = 13.5 \text{ (=22.6 db)}$$

すなわち、共振周波数をこすと、振巾特性は J/J_1 倍になり、位相特性は 0 度となる。

式 (3.4) に以上の結果を代入してみると、周波数の低い領域では $G_{M1} = 1$ なるゆえ

$$n_1 = \frac{1}{J s} T \dots\dots\dots (5.1)$$

となるが、周波数が高くなると、 $G_{M1}=J/J_1$ なるゆえ、つぎのようになる。

$$n = \frac{1}{J_1 s} T \quad \dots\dots\dots (5.2)$$

すなわち、周波数の低いところでは、機械系は電動機と負荷を一つにまとめた慣性能率 J で代表させてよく、また周波数の高いところでは、電動機の慣性能率 J_1 だけが問題となり、機械系はあたかも電動機だけで構成されているような応動を示す。そしてこの中間の周波数領域で 2 個の慣性能率の相互作用の影響により、機械共振系のもつ特異な性質が現われてくる。

反共振および共振周波数の近傍では、機械共振系の振巾特性は、減衰常数 ζ_1, ζ_2 の値によっていちじるしくかわる。式 (3.8) を用いれば、反共振に関しては、

$$G_{M1}(j\omega_1) \doteq j2\zeta_1 \quad \dots\dots\dots (5.3)$$

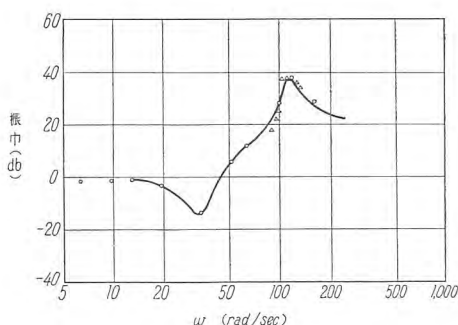
共振に関しては、

$$G_{M1}(j\omega_2) \doteq \frac{J}{J_1} \frac{j}{2\zeta_2} \quad \dots\dots\dots (5.4)$$

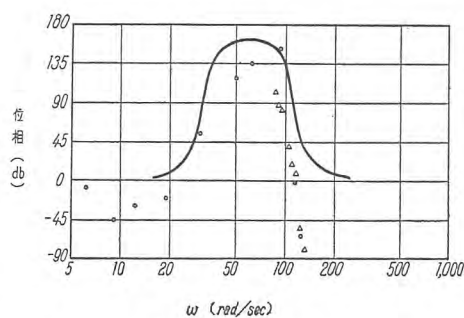
したがって、たとえば共振の場合を考えれば、 ζ_2 が半分になれば、振巾は共振点で 2 倍になる。

しかし周波数 ω が共振周波数より十分大きくなった場合の特性は式 (3.8) より明らかなように J/J_1 で定まる。したがって電動機の慣性能率に比べて負荷の慣性能率が大きければ大きいほど、 $\omega \gg \omega_2$ で G_{M1} は大きな値をとる。機械共振系を考慮しないときは $G_{M1}=1$ となっているから、このようにして系を設計した場合、 J/J_1 が大きい場合には、実際の系で高周波での特性の異なる度合いが大きい。すなわち J/J_1 が大きいときは、機械共振系を無視できない場合が多いといえる。

6. 実測値との比較



(a) 振巾特性



(b) 位相特性

図 5.1 機械共振系の伝達関数

実線； 計算値 $\zeta_1=\zeta_2=0.1$ $G_{M1}(s) = \frac{s^2 + 0.2 \times 31s + 31^2}{s^2 + 0.2 \times 114s + 114^2}$

点； 実測値 ○ 7 c/s フィルタ △ 34 c/s フィルタ

Fig. 5.1 Transfer function of mechanical resonance system.

以上機械共振系の伝達関数に関して理論的な考察を進めたが、これが実測結果とどれくらい一致するかは、非常に興味ある問題であり、今後の設計の指針となるものであるから、以下詳細に検討してみよう。

実測での周波数特性は、系を閉じた状態で設定速度信号を正弦波状に変化し、各所にペンオシロを入れて、現象を同時記録し、これより振巾と位相の関係を計算することによって求められた。このようにして求められた各要素の周波数特性は、伝達関数より計算された周波数特性とだいたいよい一致を示しているが、直流電動機電流より速度検出装置出力に至る伝達関数に顕著なくい違いが発見された。

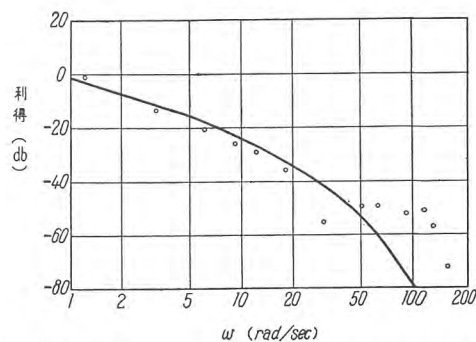


図 6.1 直流電動機電流 i より検出速度 n_1' に至る伝達関数

実線： 計算値 点： 測定値

Fig. 6.1 Transfer function from DC motor current i to speed signal n_1' .

この周波数特性を図 6.1 に示す。ここで実線は、機械系を一つの慣性能率とし、速度検出装置の出力部にとりつけられているフィルタについては別途に行なった実測値を用いて、計算した結果を示す。点は測定値である。 $\omega=20$ rad/sec までは測定値は計算した周波数特性とよい一致を示すが、 $\omega=31$ rad/sec で顕著な反共振がみられ、電流が非常に大巾に変化しているにもかかわらず、

速度はほとんど変化しない。実際直流電動機の電流が 500 A (P-P) くらい変化しているにもかかわらず、速度は 0.02% くらいしか変化しないことが観察されている。直流電動機電流の基準値が 180 A なることを考えれば、反共振の状態で系がいかくに異常な応動をなして

いるかが想像できよう。しかし $\omega > 31 \text{ rad/sec}$ では、測定値は計算値からかなりのずれを示し、系は2個の慣性性能率と考えなければならないことがわかる。やがて $\omega = 110 \text{ rad/sec}$ となると共振のピークが起る。

反共振と共振の存在することは、図 6.1 よりほぼ確認されるが、さらに機械共振系の定量的な性質を調べるため、 G_{M1} を逆算した結果を次にのべよう。直流電動機電流対トルクの特性、慣性性能率、速度検出装置の周波数特性は測定されているから、直流電動機電流より速度検出装置に至る要素で $G_{M1}(s)$ 以外の部分は計算により求めることができる。これが図 6.1 の実線であって、これと測定値との差が $G_{M1}(s)$ の測定値といえる。このようにしてえた結果を表 6.1 および図 5.1 (a) に記載する。系の周波数特性を測定したとき、速度検出装置に最初 7 c/s フィルタを用いていたが、 $\omega = 110 \text{ rad/sec}$ (18 c/s) くらいで共振が観察されてから、さらにこの近辺を詳しくみるため 34 c/s フィルタにかえて測定をやりなおしたが、両方の結果よりえた $G_{M1}(s)$ はほぼよい一致を示し、しかも式 (4.1) の結果ともよく一致している。図 5.1 (a) (b) で丸印が 7 c/s、三角印が 34 c/s のフィルタを用いた場合である。振巾特性がよい一致を示しているのに反し、同様の計算を位相特性について行なってみると、かなりのくいちがいがある。これはペンオシロの結果を解析するとき、位相関係のほうが測定誤差が多いためである。したがって絶対値の信頼度はわるいが、 $\omega = 30 \text{ rad/sec}$ で 180 度くらいの進み、また 110 rad/sec で 180 度くらいのおくれが急激におこることは図 5.1 (b) より明瞭に観察される。

計算によって求められた反共振・共振の周波数はそれぞれ 31 rad/sec および 114 rad/sec であるが、これは軸長をどれだけとるか、不明の慣性性能率をいかに近似するかによって、いくらか違った値をとるものである。こ

表 6.1 機械共振系の周波数特性

振動数	ω	$G_{M1}(s)$ 計算値		$G_{M1}(s)$ 実測値	
		(db)	(度)	A (db)	B (db)
1	6.28	0	3	-1.7	
1.5	9.4	0	4	-2.3	
2	12.6	-1	4	-0.9	
3	18.9	-3	8	-2.3	
5	31.4	-14	83	-14.3	
8	50.3	5	162	6.6	
10	62.8	13	163	13.6	
15	94.5	27	145	28.2	25
18	113	36	86	36.4	37
20	126	34	40	34.6	35
25	157	28	16	29.5	
30	189	26	10		
∞		22.6	0		

A: 7 c/s フィルタ

B: 34 c/s フィルタ

の値のほか $\omega_1 = 30.8 \text{ rad/sec}$, $\omega_2 = 126 \text{ rad/sec}$ あるいは $\omega_1 = 26.7 \text{ rad/sec}$, $\omega_2 = 112 \text{ rad/sec}$ などの値も計算されている。

機械系の特性を考えるのに、共振の減衰常数 ζ をいかにとるかが、重要な問題であるが、図 5.1 (a) の結果よりは、 $\zeta_1 = \zeta_2 = 0.1$ と仮定したことがほぼ正しかったことがわかる。しかし一方系を共振の状態にしておいて、すなわち設定速度信号として共振周波数の正弦波を入れておいて、この信号をきったとき、減衰をしていくオシロからは、 $\zeta_2 = 0.04$ が得られており、かなり複雑な問題である。表 6.2 に機械共振系を構成する各要素のうけもつ減衰常数を計算した結果を示す。この結果によれば、反共振について $\zeta_1 = 0.0108$ 、共振について $\zeta_2 = 0.0155$ となり、実測でえられたものに比べ、1/6 くらいである。したがって現在考えられている減衰の原因以外に、何か大きく減衰に作用する要因があることが予想され、今後の研究が期待されるのである。共振に関しては誘導電動機特性が大きく影響していることがわかる。誘導電動

表 6.2 減衰常数の表

	項 目	計 算 値
反 共 振 ζ_1	軸のヒステリシス	0.00033
	負 荷 の 損 失	0.00005
	負荷トルクの特性	0.0104
	合 計	0.0108
共 振 ζ_2	軸のヒステリシス	0.00123
	誘導電動機特性	0.01263
	直流電動機特性	0.00125
	誘・直電動機の損失	0.00016
	負 荷 の 損 失	0.00000
	負荷トルクの特性	0.00020
	合 計	0.0155

注：誘導電動機に関しては文献 (7)

機械系に関しては文献 (4) (5)

機のうけもつ減衰常数は、いわゆるダンピングトルクに起因するもので、一般には誘導電動機の静特性のトルク速度曲線の傾斜から算出される値よりやや小さい値をとる。現在の例では、この値のほぼ 97% となっている。すなわち、過渡状態ではトルク速度曲線は傾斜がややゆるくなっているといえる。

7. 制御ループへの影響

このような機械共振系が制御ループにはいった場合、系を不安定にするように働くのは当然のことであって、機械系の損失が少なく、 ζ_1, ζ_2 が小であると、相当な振動を起すことも考えられる。

モデルテストに用いられた制御ループを主要な部分だ

けとりだして簡易化すると、図 7.1 に示すようなブロック線図が得られる。ここで $1/Js$ は機械系を一つの慣性性能率で模擬した場合の伝達関数、 $G_{M1}(s)$ は電動機速度 n_1 に関する機械共振系の伝達関数である。速度検出器を負荷側にとりつけたときは、負荷の速度 n_2 に関する機械共振系の伝達関数 $G_{M2}(s)$ を用いなければならないのはもちろんであるが、一般には n_1 を検出するほうが制御しやすいので、 n_2 を検出する場合は考えないことにしよう。 $G_c(s)$ は速度制御装置の伝達関数である。 $G_c(s)$ は速度検出装置、フィルタ、電流帰還回路、直流電動機、水銀整流器、水銀整流器格子回路を含んでおり、非常に複雑であるが、機械共振系について論じている限り、だいたい次のような形で表わされる。

$$G_c(s) = \frac{K}{(1+T_c s)^n} \quad n=2 \sim 5 \quad \dots\dots (7.1)$$

ここで K は制御装置の利得で、モデルテストでの値は $K=45.5$ である。 T_c は制御装置の周波数帯域を示す時定数でほぼ $T_c=0.025 \text{ sec}$ と考えてよく、 n はフィルタ付の場合で 5、なしの場合は 2 となっている。

図 7.2 は $G_c(s)$ を折線近似で表わして、この系の開路伝達関数の振巾特性を求めたものである。フィルタなしのとき、すなわち $n=2$ の場合、機械共振系がなければ振巾特性は、ほぼ折線 C のようになるが、機械共振系があると、曲線 D のように、共振周波数で山ができる。共振周波数では、 $\omega_2 T_c > 1$ なるゆえ、制御装置の働く周波数領域をこしており、制御装置での位相おくれが顕著になっているため、開路特性の位相余裕はないとみてよい。したがって、共振周波数での山が 0 db をこすときは、系は不安定になる。式 (5.4) に示したように、

$$G_{M1}(j\omega_2) \doteq \frac{J}{J_1 2\zeta_2}$$

であるから、機械系の損失が少なく ζ_2 が小なるほど、また電動機の慣性性能率が負荷の慣性性能率に

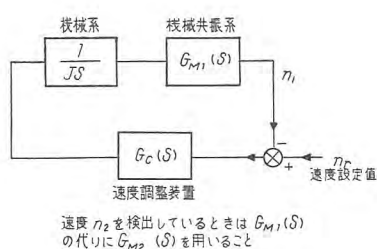


図 7.1 ブロック線図
Fig. 7.1 Block diagram.

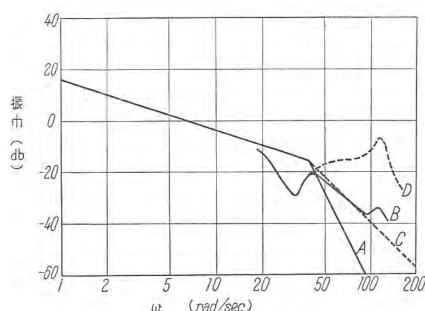


図 7.2 開路特性
 $\frac{1}{Js} G_{M1}(s) \frac{1}{(1+T_c s)^n}$
A $n=5$ $G_{M1}(s)=1$ C $n=2$ $G_{M1}(s)=1$
B $n=5$ D $n=2$
Fig. 7.2 Open circuit characteristic.

比べて小さいほど、共振周波数での山の高さが高く、系が不安定になりやすく、注意が必要である。

このような場合に、系の応動に悪影響を与えることなく、共振周波数での発振を防止するには、 $1/T_c \text{ rad/sec}$ 以上の周波数の信号を除去してしまうようなフィルタをつければよい。このようなフィルタをとりつけた結果、 $G_c(s)$ の伝達関数が $n=5$ で表わされるようになった場合を図 7.1 折線 A に、またそれに機械共振系が加わったときの振巾特性を曲線 B に示す。このようなフィルタをとりつけると、減衰常数 ζ_2 がかなり小さいときでも顕著な共振の山は現われず、0 db をこすようなことはない。

つぎにフィルタのうけもつべき n の値の計算法についてのべよう。開路伝達関数が共振周波数 ω_2 で -10 db 以下となるように設計するとする。この程度の利得の余裕は、安定な系を設計するに是非必要である。

したがって、

$$\left| \frac{1}{Js} G_{M1}(s) G_c(s) \right|_{\substack{s=j\omega \\ \omega=\omega_2}} \leq -10 \text{ db} \doteq \frac{1}{3}$$

$$\left| \frac{1}{Js} \frac{J}{J_1} \frac{j}{2\zeta_2} \frac{K}{(1+T_c s)^n} \right|_{\substack{s=j\omega \\ \omega=\omega_2}} < \frac{1}{3}$$

$$\left| \frac{1}{J_1 \omega_2} \frac{1}{2\zeta_2} \frac{K}{(T_c \omega_2)^n} \right| < \frac{1}{3}$$

$$\frac{45.5}{0.516 \times 114 \times 0.2 (0.025 \times 144)^n} < \frac{1}{3}$$

$$2.85^n > 11.6$$

$$n \geq 3$$

安定な系をうるためには n は 3 以上なければならないが、フィルタなしで $n=2$ なるゆえ、フィルタとして $n=1$ に相当するものを入れればよい。すなわちフィル

タの減衰は -20 db/decade ものでよいことがわかる。しかし $\zeta_2=0.01$ の場合について計算すると、 $n \geq 5$ となり、フィルタとして $n=3$ すなわち -60 db/decade のものが必要となる。

以上機械共振系をふくむ制御系の設計にあたって注意すべき事がらについてのべたが、ここで論じたものは共振周波数 ω_2 が制御装置の周波数帯域の限界 $1/T_c$ より大きい場合である。一般に機械共振系の共振周

8. む す び

- (1) 反共振 (5 c/s), 共振 (18 c/s) なるネジレ振動の機械共振系の存在が実測によって確認された. これは理論的な結果とよく一致する.
- (2) 反共振・共振で減衰常数は 0.02~0.1 くらいと考えられるが, 各種の実測結果にかなりのくいちがいがあり, さらに検討を要する.
- (3) 制御装置の設計は減衰常数の値によって大きく左

$$D = (J_S + F_1 + F_2) \left[\frac{J_1 J_2}{I} S + \frac{F_1 J_2^2 + F_2 J_1^2}{I^2} + F + \frac{k}{S} \right]$$

三菱電機・Vol. 33・No. 2

WT-3 形 VHF/FM トランジスタ携帯用無線機

無線機製作所 黒田 忠光*・岡本 春樹*・東 勇*

Type WT-3 VHF/FM Transistorized Portable Radio Telephones

Electronics Works Tadamitsu KURODA・Haruki OKAMOTO・Isamu AZUMA

To replace electron tubes used for portable VHF/FM radio with transistors is a vital problem not only to make the set small in size and light in weight but to reduce the power consumption and prolong the life of batteries. However, transistors to be used for this purpose have not yet been fully developed, under the present circumstances. Then with available facilities, what is called, hybrid sets have been built in combination of the transistors and sub-miniature tubes. The product thus made available is the type WT-3 VHF/FM portable radio, which is capable of operating through one arbitrary channel ranging from 148 to 170 Mc or from 54 to 65 Mc. The transmission output is rated at 0.5 W and the battery life is estimated to be a couple of weeks if it is operated intermittently one hour a day.

1. ま え が き

移動業務に使用される VHF/FM 無線機の設計技術に対する最近の傾向は、小形軽量化と消費電力の減少および信頼性の向上に大きな努力が払われている。当社は従来、サブミニアチャ管 (SMT 管) を使用した小形軽量の携帯用 VHF/FM 無線機の標準機種として WT-2 形を開発し⁽¹⁾、小出力の無線電話装置の実用に対する要望に沿うように努力してきた。しかし電子管を使用している電子機器とくに携帯用の VHF/FM 無線機は、その外形寸法および重量の減少ならびに乾電池の使用可能時間に関して、改良進歩の限度に達している感がある。

一方、1948 年米国においてトランジスタが発明されて以来、製造面と応用面における発展はめざましいものがあり、わが国でもトランジスタの生産が大規模に行なわれるようになった。トランジスタの特長は、電子管に比べると小形軽量で、動作させるに要する電力が小さく、機械的にもじょうぶであり、寿命に関しては逐次改良が加えられ、近い将来においては半永久的なものができる可能性がある。しかしその反面、電子管に比して取扱いうる電力が小さいこと、周波数特性が悪いこと、温度によって特性が変化すること、電気的な過負荷に耐えないこと、低周波雑音が多いことなどの欠点がある。価格については電力用や高周波用はまだ比較的高価である。

上述のトランジスタの特長と欠点とを考慮に入れるならば、VHF/FM 無線機のトランジスタ化は、送信出力が小さく、小形軽量で携行に便利で、消費電力が少なく

て乾電池の使用可能時間の長いことを要求される携帯用無線機から始めることが賢明であると考えられる。

この方針の下に、当社は VHF/FM のトランジスタ携帯用無線機の標準形として、このたび WT-3 形を開発し生産にはいったので紹介する次第である。トランジスタの周波数特性が悪くて、VHF 帯で実用しうるものは現在のところ一般に試作の域を脱してなく、とくに電力用トランジスタについては研究の段階にあるので、この装置では送受信機とも VHF 段には SMT 管を使用し、HF 段以下にトランジスタを採用した混成セット (hybrid set) にしている。この装置は 60 Mc または 150 Mc 帯で送信出力は定格 0.5 W であり、+50°C 以下の周囲温度で長時間の使用に対して安定に動作するもので、一般電気性能は SMT 管使用の同種無線機と比較して、同等以上のすぐれた性能をもっている。以下この装置の設計上考慮した事項と、仕様の概要を説明するとともに、実用例をあげ、さらに将来の問題についても言及したい。

2. 設計上考慮した事項

2.1 トランジスタ化に対する検討

簡単にトランジスタの現況をながめてみると、数年前に実用的な合金接合形高周波トランジスタが発表されて以来、生産方法や性能上で何かと問題の多かった点接触形は、高周波用としての優位を失い、接合形がようやく実用的なものとしてポータブルラジオなどの商品にも利用されるようになり、生産量の増大とともに品質もいちじるしく向上してきた。さらに最近は、短波ブームにと

* 機器製造部

そこでこれらを用いてセットを構成する場合、まず第 1 に考えられるのは現に米国の M 社製品にもあるように、比較的周波数が低く、かつ電力も小さい受信機の間周波増巾部とそれ以降の低周波部だけにトランジスタを使用し、他は従来どおり SMT 管を用いる方法がある。これはメカニカルフィルタの利用と相まって、きわ

形 名	形 式	極 性	材 質	製 造 者	f_{α} (Mc)	PC (mW)	α or β	備 考
TJ42	合金接合形 3 極	PNP	Ge	三 菱	10	40	0.99	
2S60	ドリフト形 3 極	" "	" "	東 芝	30	60	0.985	
HJ32	" "	" "	" "	日 立	30	35	—	50°C の値
ST29	拡散成長形 3 極	" "	" "	日 電	30	30	20	
2T205	" "	" "	" "	ソニー	60	30	0.985	
2T78	成長接合形 3 極	NPN	" "	" "	40	50	0.98	
2N247	ドリフト形 3 極	PNP	" "	R C A	30	35	60	
2N384	—— 3 極	" "	" "	" "	100	120	—	
2055	—— " "	" "	" "	B.T.L	600	—	0.93~ 0.995	注 1
GA53194	—— " "	" "	" "	Western Elec.	600	200	0.95	注 2
3N25/501	拡散成長形 4 極	" "	" "	Texas Inst.	200	25	—	
3N24	—— 4 極	—	Si	" "	30	125	—	注 3
2N333	拡散成長形 3 極	NPN	" "	G. E.	30	150	—	注 4

注 1 文献 (2) に記載のもの。
 " 2 "1958 TRANSISTOR DATA CHART" Electronic Ind.
 & Tel. Tech. Oct. 1957 による。
 " 3 PC は 100°C で 50 mW 最高 125°C まで。
 " 4 PC は 125°C で 50 mW。

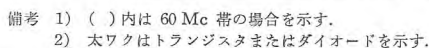


Fig. 2.1 Type WT-3 VHF/FM portable radio telephone block diagram.

表 2.2 類似携帯無線機に使用している電子管，トランジスタ，ダイオードおよび消費電力，送信出力の比較

三菱電機・Vol. 33・No. 2

2.2 送信部

出力の大キサと周波数および各段の電力利得より電力増巾部・励振部およびその前2段の通信はSMT管とし、その他は全部トランジスタを使用した。また通信数は変調感度と周波数偏移の点から、150 Mcは24, 60 Mcは16とした。

(1) 水晶発振器および緩衝増巾器

トランジスタを用いた水晶発振器では、良好な周波数安定度をうることも重要である。一般に発振器では負荷端子におけるアドミタンス Y のコンダクタンス G が負の場合に、そのサセプタンス B が零となる周波数で発振するが、トランジスタ発振器の場合は G と B は回路定数とトランジスタの諸定数の関数となり、発振強度と周波数安定度はトランジスタ定数の変動によって影響される。一方、発振可能最高周波数は G が零における B から与えられるが、電流増巾率 α の周波数特性が拡散形トランジスタのように、簡単な一次式で近似的に表わせる時は、よく知られた次式で示される⁽³⁾。

$$f_m = \left(\frac{\alpha_0 f_\alpha}{8\pi r_{bb} C_c} \right)^{\frac{1}{3}}$$

ただし f_m : 発振可能最高周波数

α_0 : 低周波における電流増巾率

f_α : α シャ断周波数

r_{bb} : ベース抵抗

C_c : コレクタ容量

$r_{bb} \cdot C_c$ が十分小さい良好なトランジスタであると f_m は f_α よりかなり大きくなるが出力は微小となる。希望発振周波数においてトランジスタの交換による定数のばらつき、および温度による定数変化に対し、出力と周波数の変動を小さくし起動が早く十分な出力をうるのに必要な G を与えるように f_α が定められなければならない。帰還回路のリアクタンスの代りに水晶を用いれば、いっそう良好な周波数安定度がえられる。さらにこの装置ではつぎの変調器との間に、A級動作の緩衝増巾器を設

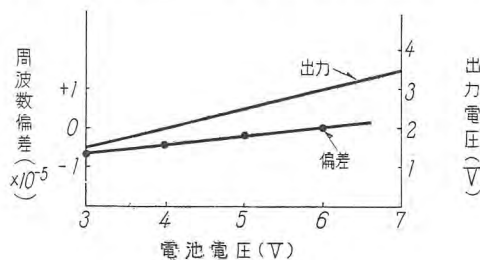


図 2.2 電圧による変化

Fig. 2.2 Frequency and output voltage variations with the source voltage.

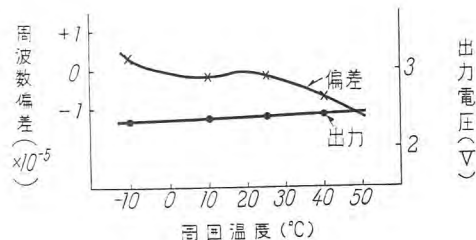


図 2.3 周囲温度による変化

Fig. 2.3 Frequency and output voltage variations with the temperature.

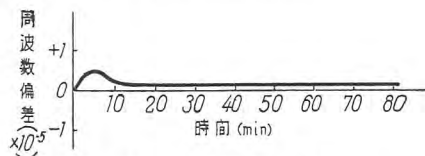


図 2.4 時間による周波数変化

Fig. 2.4 Frequency drift with the time.

け若干の電力増巾を行なうとともに、負荷が発振器におよぼす影響をほとんどなくしている。電池電圧および温度などによる安定度を調べたが、図 2.2~2.4 に示すような結果をえた。

(2) 変調器

水晶制御の FM 送信機では、従来振巾変調波のベクトル合成法による位相変調器がもっぱら用いられていた。この場合、変調管の制御グリッドに音声電圧を加えて内部インピーダンスあるいは相互コンダクタンスを変化させていたが、同様にトランジスタのベース・エミッタ接合における非直線特性を利用すればきわめて容易に振巾変調を行なうことができ、感度・ヒズミとも良好な実用的位相変調器がえられた。また回路の構成を考慮して適当なベクトル合成を行なわせると、出力最大とヒズミ率最小の点がほぼ一致し調整に便利である。ただ温度による特性変化のため変調感度がやや影響されるが、 $-10 \sim +50^\circ\text{C}$ の温度変化の際に常温の場合に対しマイクロレベルでせいぜい $\pm 3\text{ db}$ 程度であり、実用的にはあまりさしつかえない。(この装置に用いたトランジスタ位相変調回路は実用新案出願中である。)

(3) 通倍器

送信出力と各段の利得から考えると、変調器のつぎの第1通倍器(ダブル)の所要増巾度と出力および周波数(150 Mc 用 $12 \sim 14\text{ Mc}$, 60 Mc 用 $7 \sim 8\text{ Mc}$)は、シャ断周波数 $30 \sim 50\text{ Mc}$ (60 Mc 用は 20 Mc 程度)のトランジスタによって実用可能である。計算によるとトランジスタダブルの出力は約 13 Mc で 2 mW で、最適の出力インピーダンスは $3 \sim 5\text{ k}\Omega$ である。したがって第2

通倍器(トリブラ)の1AD4の入力インピーダンスに対して変成器によって整合を行なっている。第3・4通倍器はSMT管を使用し、まったく従来どおりのものである。

(4) 電力増巾器

電力増巾には三極SMT管573AXを用い、プレート・グリッド間に並列同調形中和コイルを設け C_{pg} による帰還を防止している。低調波の輻射を押えるために、グリッド側に同調回路を設け、励振器タンク回路にM結合させている。また出力側は π 形タンクとし、高調波輻射を低下させるために π 形低域フィルタを1段設けた。実測ではスプリアス輻射は基本波周波数の1/2で約-50db, 2倍および3倍調波で約-60dbがえられた。

(5) IDC 回路

マイクに過大の音声がかかった時、周波数偏移が規定値をこえないように、変調器にかかる音声電力を適当に抑圧するためにIDC回路(瞬時偏移制御回路)を設けた。トランジスタはその動作点と負荷インピーダンスを適当に選ぶと、1本のトランジスタで電圧の上下の振巾を一定レベルでクリップすることができ、しかもクリップレベルに達しない小さい入力に対しては20db以上の利得をもつ普通の増巾器として動作する。したがってこの前後に適当な微積分回路を設け、比較的簡単であるが良好なIDC回路を構成できる。この場合、微分回路の抵抗値はトランジスタの入力抵抗で定まり、積分回路はトランジスタ変調器の入力インピーダンスが相当低いから、CRよりもLRによって構成するほうが有利である。この装置ではマイク感度および変調感度調整部を設け、トランジスタのばらつきを補償し、調整の便を計っている。

2.3 受信部

受信部設計にあたり、とくに考慮した点をあげて見ると

(1) 電池消費をできうるかぎり減らし保守費を低減したい。

(2) 携帯用であるため、できうるかぎり寸法と重量を減らしたい。

(3) 製造原価を下げたい。

(4) 電氣的性能をできうるかぎり郵政省電波監理局制定の“150Mc帯40kcセパレーションおよび60Mc帯30kcセパレーションを行なうための技術基準”(以下「郵政省技術基準」と略称する)に近づけたい。

第1項はトランジスタおよびシリコンまたはゲルマニウムダイオードの利用によって相当の効果をあげてい

る。

第2項に対しては、小形部品の活用と組立の立体化をはかって一応の目的を達している。たとえば第2中間周波部の部品はフェノール樹脂基板上に立体的に取りつけてトランジスタを含めて小形シールドケース内に収納するなどの方法によって小形化をはかっている。機器の性能および信頼性の向上は原価低減の要求と必ずしも一致しないので、この両者の調和をはかることが設計の主眼点である。当社は品質すなわち性能および信頼性の向上を第1義と考え、その範囲内で可能な限り原価の引下げに努力した。

第4項は第1〜第3項の要求とは相反するものであるが、感度すなわち信号対雑音比を良くすることと、選択度の向上に重点を置き、実用上の支障のない範囲で他の要求と妥協している。後にかかげた電氣的性能でスプリアスと二信号特性が郵政省技術基準を満足していないが、郵政省でもこの種の送信出力1W以下の小形機器の性能は規定されていない現状であり、小形・低消費電力をねらう携帯用ではやむをえない結果と思われる。すなわち、

相互変調特性は郵政省技術基準 65db 以上に対し 57db
感度抑圧効果は " 80db 以上に対し 76db
スプリアス比は " 80db 以上に対し 55db
が現状であるが、後述のようにオーバートーン発振回路の採用によってスプリアス発生数は激減しており、その他の特性も向上している。

(1) 局部発振器および高周波増巾段

受信部のトランジスタ化においてまず行き当る障害は周波数安定度の確保であり、トランジスタの高周波特性ならびに発生雑音対策である。周波数安定度については、周波数割当間隔が40kc(150Mc帯)または30kc(60Mc帯)の狭間隔となる新チャネルセパレーションに移行しつつある現在では、たとえ携帯用でも十分な混信分離能力が要求され、このためフィルタの設計上の理由から帯域巾に大巾の余裕がもてないので、良好な通話の確保のためには、少なくとも中心周波数よりの偏差はあらゆる場合に ± 3 kc程度におさえたい。これは150Mcに対し 2×10^{-5} に相当し、普通の電子管を用いた大形セットなみの要求である。この受信機では、局部発振回路として、オーバートーン水晶発振回路を採用することとした。それは水晶の発振周波数が非常に高いため、その倍調波に起因するスプリアスの発生数が非常に少なく

り、スプリアスを除くために必要な局部発振回路のフィルタが省略できるからである。このオーバートーン発振を行なうためのトランジスタは、そのシャ断周波数(f_a)の非常に高いものが要求される。しかしながら、これに使用できるトランジスタは現在ようやく試作段階にありその信頼性およびこれを使用したオーバートーン発振回路の安定性についても十分なデータがなく、なお検討の余地がある。そこでやむをえず高周波部同様 SMT 管を使用して、29~33 Mc (150 Mc 帯)、18~22 Mc (60 Mc 帯)の3次のオーバートーン水晶発振を行なわせている。この出力を次段のゲルマニウムダイオードの非直線特性によって4次または2次の高調波を取出して、第1局部発振としている。さらに上記のオーバートーン発振出力を第2混合器に加えて第2局部発振としている。これは、いわゆる一水晶発振子方式であって、第2局部発振に要する電子管またはトランジスタと水晶発振子の省略をねらったものである。トランジスタの高周波特性および発生雑音による信号対雑音比の悪化に対しては、先にのべたハイブリッド方式により高周波部および第1中間周波部に SMT 管を利用することで解決している。

(2) 各段利得配分

受信部の各段利得配分を図 2.5 に示す。この利得配分は信号対雑音比の向上と消費電力の節減を目的としたときのもので、二信号特性の向上について考えた場合は、再考しなければならないことは当然である。

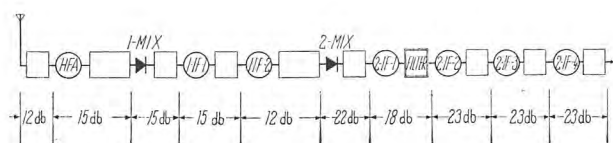


図 2.5 受信部各段利得

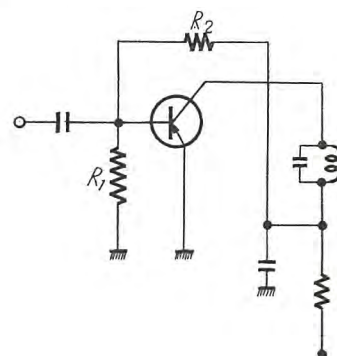
Fig. 2.5 Stage gain of the receiver

(3) 第2中間周波増巾段および振巾制限器

選択度の要求に対しては、従来の大形機器では第2中間周波部に L・C 回路によるブロック形バンドパスフィルタを使用しているが、これの寸法重量を携帯用に使用しうる程度に小形化することは、現在の技術では不可能である。さいわい、最近欧米においても実用されているメカニカルフィルタが国内でも実用化されてきたので、この装置にもトランジスタセット用の小形のものを使用している。これは金属柱の機械的共振を利用するものであり、温度特性その他にも満足すべき結果を得ている。なお、ごく最近鋼球の共振を利用するものが発表されて

おり、これが実用化されるとその製造工程より考えて原価の低減に役だつものと思われる。第2中間周波増巾部では選択度をメカニカルフィルタが受持ち、トランジスタは電力利得をかせぐことになるが、ここで所要帯域巾をけずらないために、トランジスタのコレクタ側につながる同調回路の Q が 3~4 になるように並列にダンピング抵抗を挿入しているため、1 段あたり大きな電力利得は望めない。この種のトランジスタ増巾器で、中和回路を用いない場合の利得は 1 段あたり 20 db が限度であるが、この受信部では抵抗とコンデンサによる中和を用いて 1 段あたり 23 db を得ている。この場合、帯域内のけずれを考慮しなければ 30 db 以上は容易である。この装置では、1 段 23 db の利得を有するトランジスタ回路を 5 段縦続しているが、5 段目では、入力信号が大きくなると信号入力電圧を整流しベース電圧(電子管のグリッドに相当する)が負から正に変化し、その結果つぎにのべるような動作状態となって振巾制限作用をあらわすため、第1振巾制限器と呼んでいる。6 段目の第2振巾制限器は、この段に到達した受信部の内部雑音だけですでにベースが正電位になるため、入力なしの時の雑音出力も飽和の現象を呈している。

図 2.6 p-n-p 形トランジスタ振巾制限回路
Fig. 2.6 Amplitude limiter circuit employing a p-n-p transistor.



つぎに p-n-p 形トランジスタ回路の振巾制限作用について考えてみると、無信号の状態では、この回路のベースには負電位のバイアスがかけられて正規のベース電流が流れ、これにより 23 db ないし 30 db 程度の電力利得が得られるが、雑音電圧が増巾されて十分大きな電圧となり、この段のベースに到達したとすると、この負側の半サイクルの一部分においてコレクタ電流の増加によって、コレクタの負電位が低下し、ついにはベース電圧より小さくなる。この状態ではコレクタよりベースのバイアス抵抗 R_1 を通ってシャースに流れ、この両端にベース側に正の電圧が生じてベースの電位は正側に移行し、入力信号電圧はその電位を中心に上下に変動しコレ

クタ電流を制御することになる。ベース電位が零より正側の時はコレクタ電流はシャ断され振巾制限作用をあらわすことになる。

(4) 電池電圧の影響

つぎに電池式受信機で心配される低電圧動作について考えて見ると、すべてのスーパーヘテロダイン式受信機の低電圧動作に最大の障害を与えるものは、電子管のフィラメントのエミッション低下による局部発振の停止である。これによって受信機は完全に機能を停止することは明らかである。この装置の受信部では発振管に低消費電力の直熱形 SMT 管を乾電池で使用する関係から、とくにこの点に注意して設計したので 0.9 V の電池電圧ま

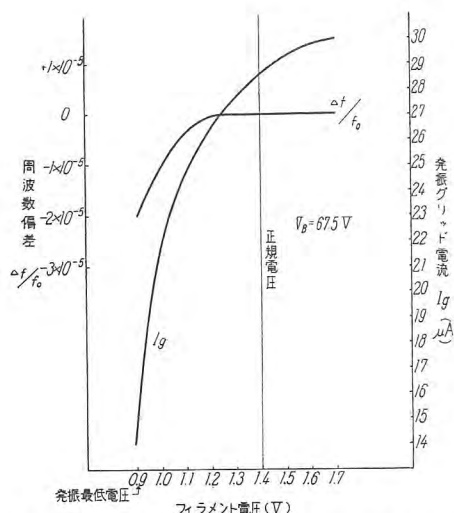


図 2.7 フィラメント電圧に対する周波数と発振強度の変化
Fig. 2.7 Characteristics of the frequency and grid current on the quality oscillator for various filament voltages of oscillator tube.

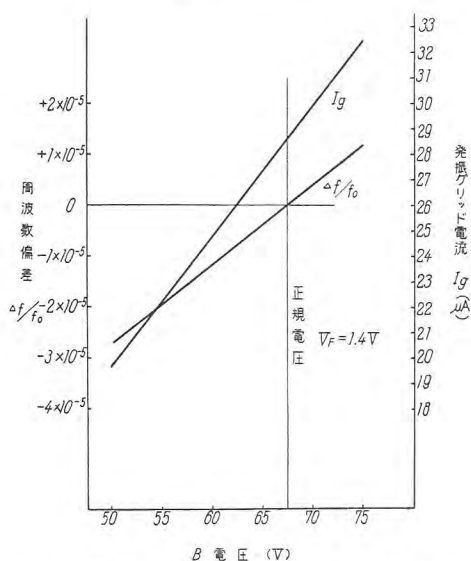


図 2.8 B 電圧に対する周波数と発振強度の変化
Fig. 2.8 Characteristics of the frequency and grid current on the quality oscillator for various filament voltages of oscillator tube.

表 2.3 感度の低電圧特性

	正 規 電 圧	低 電 圧
B 電 源 電 圧 (V)	67.5	50
フィラメント電源電圧 (V)	1.5	1
トランジスタ電源電圧 (V)	6	4
20 db Q S 入 力 (μV)	1.3	2.0
雑 信 号 比 対		
入 力 0 db	14 db	8 db
" 6 db	30 db	23 db
" 20 db	43 db	41 db

で使用に耐えるようになった。この場合、B 電圧の低下による発振の停止は実用上問題とならない。発振に及ぼすフィラメント電圧の影響を図 2.7 に、B 電圧の影響を図 2.8 に示す。トランジスタは増巾器の動作点を適当に選べば比較的電圧に対し増巾度の変化は少なくなる。表 2.3 に低電圧による感度の変化の一例を示す。

2.4 電 源 部

この装置は携帯用であるから当然電池を使用するが、重量と保守の点より標準形には乾電池を用いる。乾電池の形式と数量を決める際に考慮すべきことは、一般市場で容易に入手しうるものであること、A 電池、B 電池などの寿命がほぼそろっていること、箱体に収容する際の占積率の良いことなどである。この装置では出力や受信機感度に若干の低下を生ずるが、各電池とも公称値の -30% まで動作を保証しているので、送信 10 秒・受信 20 秒の割合で連続使用の場合約 12 時間の寿命があり、間けつ的に使用すれば乾電池の自己回復性によって総寿命は相当長くなり、1 日 1 時間程度の使用では約 2~3 週間となる。各電池の放電特性を図 2.9 に示す。

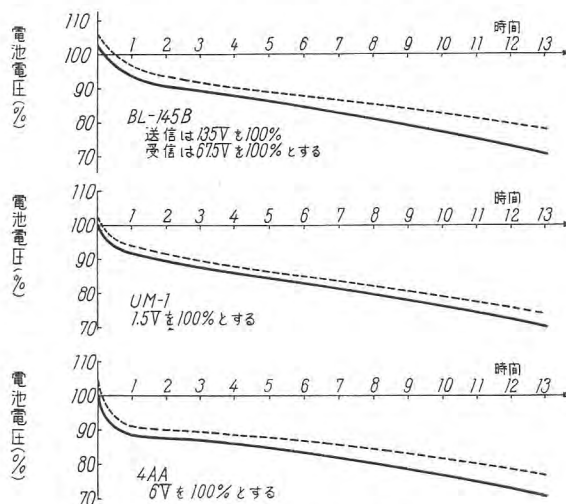


図 2.9 電池放電特性

送信 10 秒、受信 20 秒を連続繰返す
実線は送信時電圧、点線は受信時電圧を示す

Fig. 2.9 Discharge characteristics of the dry batteries, continuously repeated at the rate of 10 sec. transmitting and 20 sec. receiving.

Fixed line: transmitting
Dashed line: receiving

3. 機器の概要

3.1 機械的構造

この装置の外観を図 3.1 に示す。ホイップアンテナおよびハンドセットはコネクタにより外箱に接続される。外箱はスマートなツートーン・カラー塗装の上下2段に分割できる構造にしている。

上側ケースは上面に電源スイッチ、スケルチ調整などの操作部分およびハンドセットとアンテナのレセプタクルならびに取手をかねたハンドセット置台があり、その下面に送信部と受信部とを、各シャーシの表面が外側に向くようにして垂直に取付けている。これはケース内の空間利用率をよくするため有効であり、SMT 管・水晶発振子およびトランジスタのさしかえが容易であるほか、日常保守上の調整箇所はすべて外向きに配置されていて、特別な場合を除いて、送・受シャーシを対向させたままでも調整できるようになっている。故障その他で特にシャーシの両面の点検が必要な場合のために、送・受シャーシは両側に展開できるように工夫してある。送信部シャーシでは、最近の技術を応用した銅ばりフェノール樹脂積層板による両面プリント配線を採用し、部品取付けの簡易化と配線の簡略化に役だっている。受信部シャーシでは、引回すべき配線の数が少ないので、プリント配線によらずハトメを中継端子とするリード配線によっている。送・受信部とも部品の小形化にともない問題となってくるところの信頼性については十分な注意を払っている。

この装置は小形携帯用と一般に呼ばれるものであるが、その要求される性能から考えて、回路および部品の数を大形機器に比して大巾に省略することができない。その



図 3.1 WT-3 形外観

Fig 3.1 Appearance of type WT-3 radio telephone.

WT-3 形 VHF/FM トランジスタ携帯用無線機・黒田・岡本・東

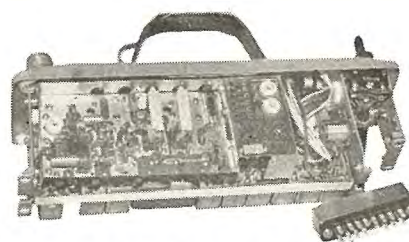


図 3.2 送信部シャーシ上面図

Fig. 3.2 Top view of the transmitter chassis.

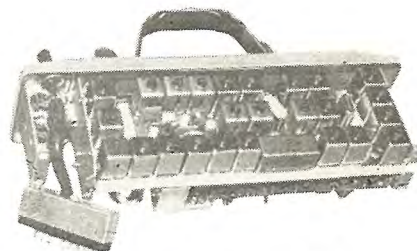


図 3.3 受信部シャーシ上面図

Fig. 3.3 Top view of the receiver chassis.



図 3.4 電池ケース

Fig. 3.4 Dry battery case.

ため、配置と取付けに特別の工夫をしている。たとえば、トランスのシールドケースにはこの中に収納できる部品は全部入れている。これについては、万一の故障修理などの際に不便であると思うかも知れないが、むしろケースごとに変換して不良箇所を修理したほうが、故障発見のための時間の浪費を防ぐことができる。図 3.2 および図 3.3 に送信部および受信部のシャーシの上面を示す。

外箱の下段は電池ケースである。トランジスタ化により送・受信部の電力消費が減少したためケースが小形になっている。(寸法、重量については 3.3 項を参照されたい)。電池ケースの内部を図 3.4 に示す。電池ケースは SMT 管フィラメント用 1.5 V 単一乾電池 UM-1 形 3 個、同高圧電源用 67.5 V 積層乾電池 BL-145B 形 2 個、トランジスタ電源用 6 V 乾電池 4AA 形 1 個を内蔵し、これらの取換えが容易にできる構造にしている。電源部と送・受信部シャーシの接続は、この電池ケース上面に取付けたレセプタクルによって行なう。

3.2 主要電気性能

この装置の主要性能をつぎに示す。ただし [] 内は 60 Mc 帯の場合である。

送信部：

周波数範囲 148~170 Mc 内の 1 波
[54~65 Mc 内の 1 波]

周波数安定度	±0.002% 以内 (−10〜+50℃)
変調方式	水晶制御位相変調方式
定格出力	0.5 W
周波数通倍	24 [16]
スプリアス輻射	−50 db 以下
最大周波数偏移	12 kc [10 kc]
ヒズミ率	1 kc 70% 変調で −20 db 以下
電力消費	1.25 V 650 mA (内マイク 50 mA) 6 V 58 mA (内リレー 50 mA) 135 V 35 mA

受信部:

周波数範囲	送信部と同じ
周波数安定度	±0.002% 以内 (−10〜+50℃)
回路方式	二重スーパーヘテロダイン
第1中間周波数	約 30 Mc
第2中間周波数	455 kc
感 度	入力 0 db で S/N 10 db 以上 (ただし SG 出力端開放電圧)
帯 域 巾	6 db 低下で ±13 kc 以上
選 択 度	±25 kc で −65 db 以下
スプリアス感度	−50 db 以下
出 力	1 mW
ヒズミ率	−20 db 以下
電力消費	1.25 V 250 mA 6 V 18 mA (送信部低電力部の 6 mA を含む) 67.5 V 12 mA

電源部:

ヒータ用	UM-1 1.5 V 3 個並列
トランジスタ用	4AA 6 V 1 個
プレート用	BL-145B 67.5 V 2 個 (送信時直列, 受信時並列)

各電池の寿命は電圧が公称値の 70% に低下するまでとし, 送信 1・受信 2 の比率で使用し

連続使用	約 12 時間
1 日 5 時間使用	約 3 日
1 日 1 時間使用	約 2〜3 週間

3.3 WT-2 形との比較

WT-2 形は, すべて SMT 管を使用しているが, この WT-3 形では送・受信部ともできうるかぎりトランジスタに置きかえ, また受信部選択度をメカニカルフィルタの採用で向上させている. なお, 電池を小形化して

表 3.1 WT-2 形と WT-3 形の比較

寸法・重量		WT-3 形				WT-2 形			
		SMT, トランジスタ併用式				全 SMT 式			
		高さ (mm)	横巾 (mm)	奥行 (mm)	重量 (kg)	高さ (mm)	横巾 (mm)	奥行 (mm)	重量 (kg)
送 信 部	送 受 信 部	95	300	80	約 2	95	300	75	約 1.9
	電 源 部	37	300	80	約 1.2	110	310	85	約 3.1
	全 装 置	200	300	80	約 3.6	255	340	85	約 5.8
電 信 部	通 倍 数	24 (150Mc 帯) 16 (60Mc 帯) 通倍				32 (150Mc 帯) 16 (60Mc 帯) 通倍			
	最大周波数偏移	12kc (150Mc 帯) 10kc (60Mc 帯)				15kc			
	ス プ リ ア ス	−50db 以下				−40db 以下			
	I D C 回 路	あ り				な し			
	帯 域 巾	6db 低下で ±13kc 以上				6db 低下で ±17kc 以上			
受 信 部	選 択 度	±25kc で −65db 以下				±80kc で −60db 以下			
	相互変調特性	隣接, 次隣接に対し 55db 以上				規格なし			
	感度抑圧特性	±40kc に対し 70db 以上				規格なし			
	水晶片周波数	(受信周波数 +455kc)/5				(受信周波数 +2.1Mc)/5			
電 源 部	第 1 中間周波数	水晶片周波数 −455kc				水晶片周波数 −2.1Mc			
	使 用 時 間	送信 1, 受信 2 の割合で連続使用で 12 時間, 1 日 1 時間使用して約 2〜3 週間				送信 1, 受信 2 の割合で 1 日 1 時間使用して約 6 日間			
	使 用 乾 電池	BL-145B (67.5V) 2 個 UM-1 (1.4V) 3 個並列 4AA (6V) 1 個				BL-145 (67.5V) 3 個 UM-1 (1.4V) 12 個並列			

外形寸法・重量を減少したほかは本質的には機能上の変化はない. 表 3.1 に WT-2 形とのおもな相違点を比較してある.

3.4 用 途

この装置の性能上おのずから限度があるが, 軽量可搬という特長を活用すれば, 警察・消防・鉄道 (操車場, 保線など) の公共事業をはじめ, 電力 (保線など)・運輸 (タクシー, バスなど)・海運・漁業・工場・倉庫・土木建築工事現場・林業・新聞社その他のパトロールなど, 各民間産業部門でそれぞれ効果を発揮できる分野は非常に広い. つぎにその使用上参考になるおもな試験結果を 2, 3 簡単に記して, 使用者各位の便に供したいと考える. 図 3.5〜3.8 においては通話の質を表わすのにメリット (Merit) 記号を用いているが下にその意味を示しておく.

M₁: 搬送波は受信できるが, 通話内容はまったくわからない.

M₂: 雑音が多く通話内容がとぎれがちで了解困難

M₃: かなり雑音が多いが通話は十分可能

M₄: 若干雑音があるが問題なく通話できる

M₅: まったく雑音がなく明瞭に通話できる

(1) 市街地における例

市街地とくに自動車交通の多い都市の中心部などは雑音レベルが相当高く, 通話距離は若干短くなるが 60 Mc より 150 Mc のほうがこの影響は少ないようである. もちろん途中に鉄筋のビルなどがあって見通しをさえぎるときは大きく影響されるが, このようなときは少し移動して条件の良い地点を捜して使用する. 対手局が大形の固定機で空中線が 20〜40 m の高さにあれば, 見通しの

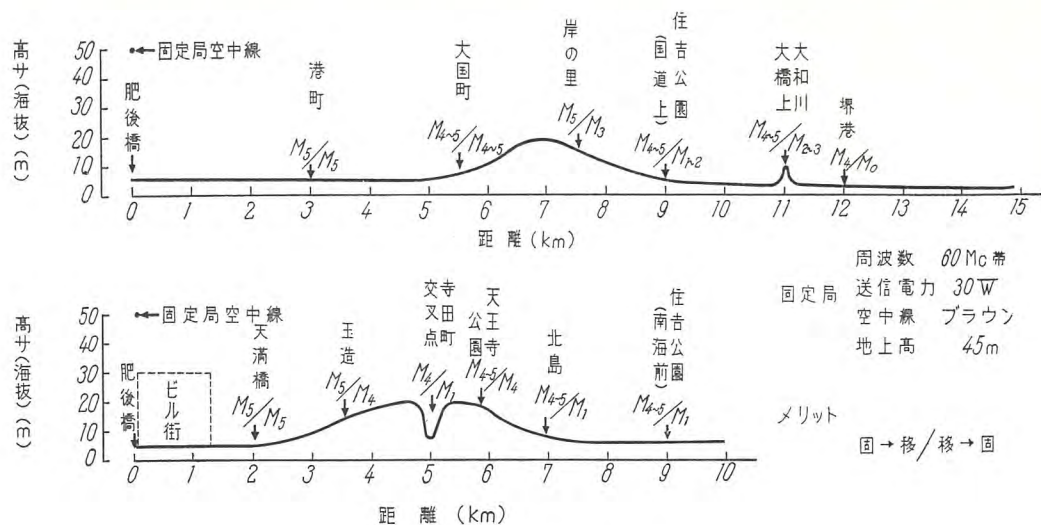


図 3.5 市街地における通話状況
Fig. 3.5 Communications in a large city.

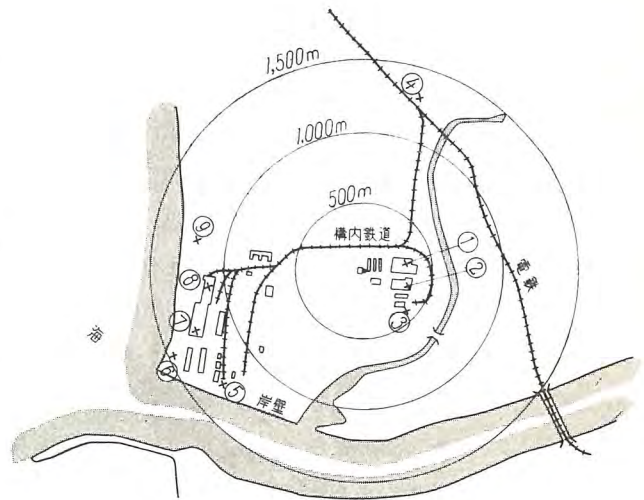
場合だいたい 5~10 km, 対手局が同じ携帯形であるときは見通しで 2 km 前後である。図 3.5 に大阪市における試験の一例を示す。

(2) 市街地周辺における例(タクシー用)

この装置は電力消費が少ないから、適当なパイプレータ電源を取付けると自動車用としても利用できる。札幌市付近における試験の一例を図 3.6 に示す。

(3) 工場内で利用した例

敷地約 10 万坪、鉄骨建物を主とする工場内で、固定局



周波数	150 Mc 帯	
基地局	送信出力 10 W	
	空中線 ブラウン	
	空中線高 地上約 15 m	
通話地点	メリット(固→移/移→固)	備考
1	M5/M5	壁・屋根スレート
2	M5/M5	"
3	M5/M5	屋根は鉄板
4	M5/M5	自動車内にて通話
5	M5/M5	クレーン下
6	M5/M5	見張所
7	M5/M5	壁・屋根鉄板
8	M5/M5	"
9	M5/M5	"

図 3.7 工場における通話状況

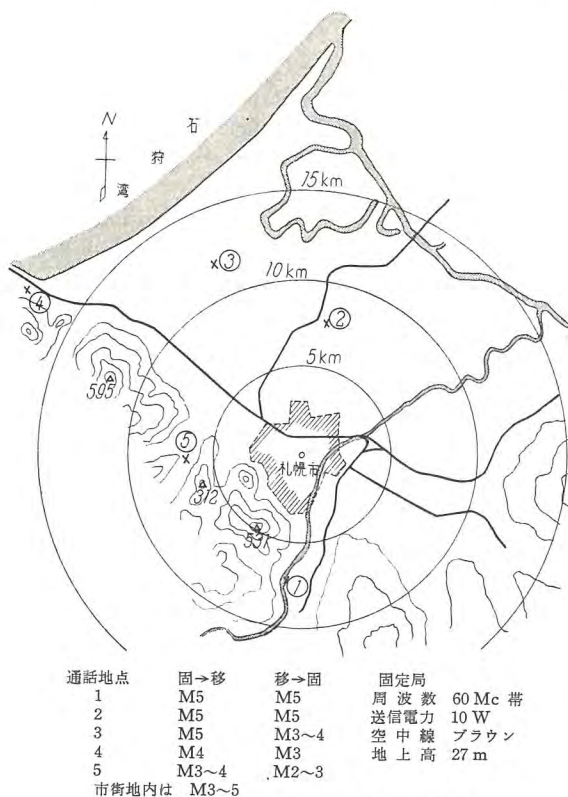
Fig. 3.7 Communication in a steel works.

10 W, 空中線は地上約 20 m で無指向性としたとき、大きい金属性構造物のすぐ裏側などではシャヘイされるが、屋根または壁などが非金属の場合は工場建物内でも通話良好であった。

また、ある海岸埋立地にある大工場において試験した結果を図 3.7 に示す。

(4) 山森地帯の例

谷をへだてたり、尾根と尾根の間などで見通しの地点では相当の標高差があっても 10~20 km 程度は良好に



通話地点	固→移	移→固	固定局
1	M5	M5	周波数 60 Mc 帯
2	M5	M5	送信電力 10 W
3	M5	M3~4	空中線 ブラウン
4	M4	M3	地上高 27 m
5	M3~4	M2~3	
市街地内は	M3~5		

図 3.6 市街地周辺における通話状況

Fig. 3.6 Communications in the circumference of a city.

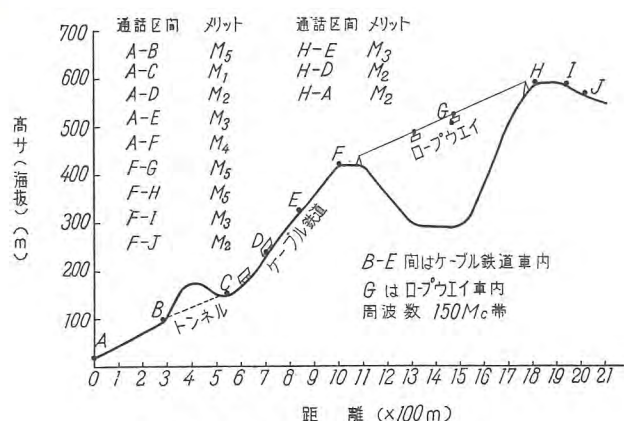


図 3.8 山林地帯の通話状況

Fig. 3.8 Communications in the mountain side.

通話できる。途中に山がある場合は若干の回折があるため、その通話状況は図 3.8 の例に示すようになる。

4. 将来の問題

携帯無線機は小形で携帯に便利な特長を生かして、ますます移動無線業務に利用されると思われる。このためには今後さらに、(1) 小形軽量化、(2) 消費電力の減少による電池の寿命の延長、(3) 信頼性の向上、(4) 価格の低下、に対して設計製作の進歩改良が望まれている。

また、周波数割当の問題から、150 Mc 帯と 60 Mc 帯には新チャネルセパレーションが実施されているが、送信出力が 1 W 以下の小形機器に対しては郵政省の技術基準の適用は受けないことになっている。しかし送信出力が数 W 以上の基地局または移動局と通信系を構成する用途が多い点から考えて、携帯用小出力の無線機でもできるだけこの技術基準に適合した性能をもたせるように努力を払わなければならないと思う。

(1) と (2) に関しては、高周波用 (受信機用) および電力用 (送信機用) のトランジスタの急速な製品化が望まれる。トランジスタの価格は生産量の増加につれて、

最近では電子管と大差がないようになったが、高周波用および電力用は相当に高価であるので (4) に関連して、電子管と同程度の価格で販売される時が、1 日も早く実現されるよう希望する。これによって携帯用無線機の全トランジスタ化が経済的に可能となる。

(3) の信頼性に関しては、トランジスタおよびトランジスタセット用の小形部品の製作技術の改良進歩によって、故障の起らない携帯無線機が製作されなければならない。また、これらの部品を組立てるためのプリント配線技術は、現在進歩改良の途中にある。

(4) については、性能の向上と相反する面があるが、性能と価格の調和をはかり、量産によって原価を低減していくための努力が必要である。

5. む す び

現在の技術的および経済的理由から実現可能な線において、トランジスタ化を目的として製品化された当社製 WT-3 形について、設計上考慮した事項と、機器の仕様の概要ならびに将来の問題について紹介したが、最終の目標である全トランジスタ化については、今後いっそうの努力を誓うとともにここに改めて、種々ご指導ならびにご協力いただいた関係各位に対し厚く謝意を表する次第である。

参 考 文 献

- (1) 佐藤 晋, 上野芳雄, 奥村 徹: “WT-2 形携帯用 VHF/FM 無線機” 『三菱電機』, 31, (1957), 7 臨時増刊 pp. 16-21.
- (2) Winfield J. Giguere: “A Transistorized 150-Mc FM Receiver” Proc. I.R.E., 46 (April, 1958), 4, pp. 693-699.
- (3) D. F. Page: “A Design Basis for Junction Transistor Oscillator Circuits” Proc. I.R.E., 46 (June, 1958), 6, pp. 1271-1280.

方向性ケイ素鋼帯のヒズミによる特性劣化

伊丹製作所 清水 英 範*

Deterioration of Characteristics of Oriented Silicon Steel Strip by Strain

Itami Works Hidenori SHIMIZU

Oriented silicon steel strip has come to be in extensive use for the magnetic core of electric machinery—particularly for the core of large capacity transformers, resulting in the improvement of magnetic characteristic, the increase in the limitation of capacity and many other contribution to the industrial world. This oriented silicon steel strip, however, has a drawback that its characteristic undergoes deterioration considerably compared with conventional hot rolled class T material when it is subjected to strain, thus new problems confronting engineers. To overcome this difficulty the process of manufacturing has been scrutinized to find where does harmful strain occur. The effort has brought a fact to light that any strain remaining inside does harm to the material and even a slight bending deformation deteriorates the magnetic characteristic 20 to 30%.

1. ま え が き

わが国における方向性ケイ素鋼帯の使用とこれに伴う変圧器の大容量化は、一昨年来きわめて盛んになってきた。これは一つには、国内ケイ素鋼帯メーカーの努力により、アメリカ・アームコの M-6X, M-7X に相当するオリエント・コアーが大量に生産されるようになったことと、また一昨年初め以来、アメリカ・アームコの製品がかなり大量に輸入されるようになり、方向性ケイ素鋼帯使用の気運がいちじるしく促進されたためである。

当社においても、本邦記録容量である東京電力中東京変電所向け 260 MVA 変圧器 2 台を筆頭に表 1.1 のように多数の大容量変圧器を生産してきており、今後は次第に、従来の T 級鉄心による変圧器は姿を消すものと考えられる。ところで、方向性ケイ素鋼帯はヒズミによ

る磁気特性の劣化がいちじるしく、従来の熱延 T 級のケイ素鋼板に比して、その加工、工作上の取扱には十分の注意を必要とし、従来比較的重要視されなかったヒズミ取焼鈍の工程が必要になるなど、工作上新しい問題が生じてくる。

このうち、ケイ素鋼板のヒズミによる特性劣化の問題については、従来から概念的に多々指摘されており、理論的、実験的にも各方面で解明されてきているが、この報告では実際変圧器鉄心を製作する場合に問題を限って、その製作工程にどのような種類、程度のヒズミが存在するかを調査し、実際作業を行なう場合有害な加歪の程度をどのように考えたらよいかにつき実験調査したものである。

2. 方向性ケイ素鋼帯使用変圧器の製作工程⁽¹⁾

外鉄内鉄形を取まとして、ケイ素鋼帯コイル入荷から、中身鉄心組立までを、フロー・チャートとして図 3.2 に示した。このうち、方向性ケイ素鋼帯使用に伴って、従来の熱延短ざく鉄心の製作に比して新しく生じた主要工程および設備は、ケイ素鋼帯の巾切り用ギャング・スリッタ、斜角切断装置、焼鈍炉およびコイルカー、パレットなどの運搬具である。

ギャング・スリッタは入荷広巾のケイ素鋼帯コイル(通常 600~700 巾で、1~2 トンが 1 コイルとして供給される)を各種変圧器の所要巾に合わせて、何条かのカッ

表 1.1 方向性ケイ素鋼帯使用変圧器

納 入 先	容 量 (kVA)	台 数	
住友共電	8,500	3	32 年度完了
日本国有鉄道(イグロコ用)	2,840	19	
東京電力(平)	18,000	1	
北陸電力(牧)	16,950	1	
インド(チャンバル)	7,667	9	33 年度完了 または 工事中の分
関西電力(大阪中央)	150,000(3φ)	1	
九州電力(苅田)	190,000	1	
ビルマ(バルチャン)	10,500	10	
東京電力(中東京)	260,000	2	
神戸製鋼	25,000(3φ)	2	
三菱製鋼	30,000	1	
住友共電(新居浜)	85,000(3φ)	1	34 年度工事
東北電力(上田)	25,000	1	
東京電力(南川越)	312,000	2	
九州電力(苅田 3 期)	190,000	1	
東北電力(本名)	120,000	1	

* 工作部



図 2.1 ケイ素鋼帯巾切り用ギャング・スリッタ
Fig. 2.1 Gang splitter for the cutting of the width of silicon steel strip.

タの組合わせにより連続的に巾切り巻取るもので、図 2.1 に示すように、巻モーション機、本体、巻取機の三者からなっている。

斜角切断装置としては、ケイ素鋼帯を図 3.1 に示すように、単相、三相に応じて斜角 45 度鉄心に連続的に切断していく機械が、各社において何種類か考案実施されている。

焼鈍炉は通常、角形ベル炉が用いられ、800°C 前後の雰囲気焼鈍（通常燃焼アンモニアまたはボンベ窒素が用いられる）を行なうのが普通である。

3. 変圧器鉄心加工、組立中のヒズミ障害とその性質

変圧器製作工程を各フローに分けて考えると、加工ヒズミ、組立ヒズミとして多種多様のヒズミ障害を発見することができる。これらヒズミの実際工作上起りうる歪力の程度とか、加歪状態によって大容量、小容量の変圧器がおのおのどの程度劣化するものであるかというのが、さしあたっての問題であるが、これを実際の変圧器について行なうことは、試作変圧器の選択、ヒズミ障害の定量化などにきわめて困難な問題があるため、今後の課題とし、ここでは加歪障害を次の 3 種に大別して、おののに対してエプスタイン短ざく試片⁽²⁾を用いて実験を行なった。

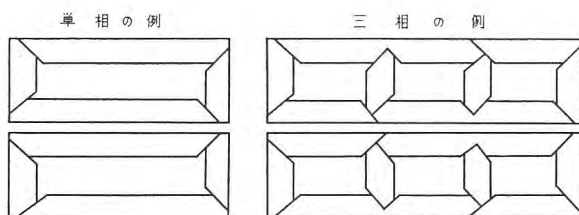


図 3.1 方向性斜角鉄心形状（外鉄形）
Fig. 3.1 Oriented mitred core form.

- (1) 外部応力を与えた後、これを解放するヒズミ障害
- (2) 外部応力を与え、これを拘束するヒズミ障害
- (3) 衝撃力を与えて、ヒズミが残留するヒズミ障害

このうち (1)(2) の状態については、おののに弾性限界内応力と永久変形応力の 2 種類が考えられるが、永久変形に至るほどのヒズミはほとんど起ることがない。また、変形状態としては引張力、圧縮力おのの単独の場合はまずないとして

よく、曲げ変形または破損、折り曲げなどに限られる。したがって、以下に述べるように加工中のヒズミ障害としては、弾性限界内応力で (1)(2) の場合で、とくに曲げ変形、また別に衝撃加歪力、この二つに絞られると見てよい。

3.1 外部応力を与えた後、これを解放するヒズミ障害

②③④⑥⑦⑩⑫⑭⑮⑯

(1) 該当する作業および工程

ケイ素鋼帯メーカから受け取ったコイルは、1 コイル重量が 500~2,000 kg で、内径は 400~500 mm である。このケイ素鋼帯は、メーカの仕上焼鈍によってヒズミ取、磁性の強化、安定を行なわれたものであり、このまま、何ら加工せず特性を測定すれば、初期の値が出るものと考えてよいが、変圧器工作工程にヒズミ取焼鈍の工程はいるのは、多種多様の加工ヒズミとか、Handling による加歪などによって急激に特性が劣化するからである。

たとえば、エプスタイン短ざく試験片について、Z-13 鉄心を用いて焼鈍前後の鉄損を比較すると、2~3 割の特性差を測定するが多い。

ところで、加工ヒズミ以外にケイ素鋼帯コイルについては、その内径の大小と真円形状の程度が問題になり、ひいてはコイルの保管貯蔵方法、運搬方法の問題になる。

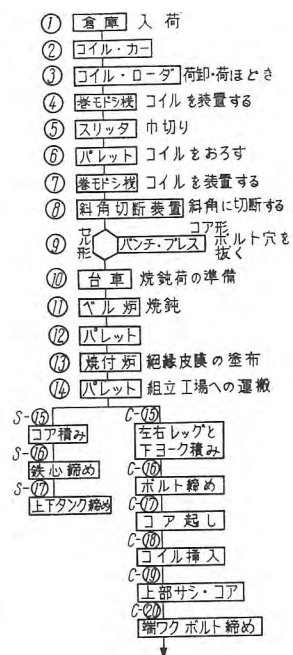


図 3.2 斜角鉄心変圧器製作フロー

Fig. 3.2 Manufacturing flow of mitred core transformer.

これらの場合の作業不良は、つぎの工程に移る際にはその変形応力を解放させるものとして考えてよい。

コイル内径 400~500 mm という数値は、一つにはケイ素鋼帯 0.30~0.35 鉄心の弾性限界曲率半径が 60~70 mm であり、100~200 mmφ では軽い巻きぐせのつく可能性があるというところから、コイルを巻きもどして平坦に使用するのが可能にする変形状態として選ばれたものであるが、コイルの巻き締めがゆるく偏平偏心するときは、当然一部に極端なストレスが加わることになる。とくに巻厚みの少ないコイルには生じやすい障害である。したがって、当然コイルは平坦度が要求され、鋼帯メーカーにおいて生じる巻きぐせ、側波などは、受入検査により徹底的に排除しなければならない。

次工程でその変形を解放する例としては、他に組立作業中に、作業者が誤って折ったりする場合、コア板を積層台車から取はがす際などには、その程度に応じて、当然塑性弾性の応力を受けることになる。

(2) 実験結果

曲率円板を作成し、88 枚のエプスタイン短ざく片を 1 枚ずつ円板にあてて後、試験器ワク内に入れて測定した。3% 0.35 厚の方向性ケイ素鋼板の弾性限界曲率半径は、約 70 mm であるが、この点を境にして弾性領域内では何ら劣化せず、永久変形領域にはいるや急激に特性が劣化する。

鉄損値の劣化を図 3.3、誘導値の劣化を図 3.4 に示した。この実験により、外部応力を次工程で解放する曲げ障害は、弾性領域ではなんら懸念するに足らないということがいえる。

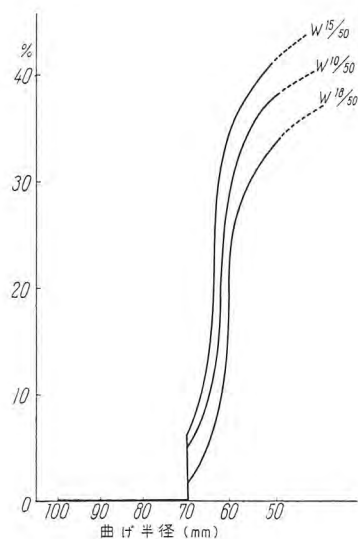


図 3.3 鉄損値劣化率曲線 (一時曲げ)
Fig. 3.3 Iron loss deterioration rate curves.

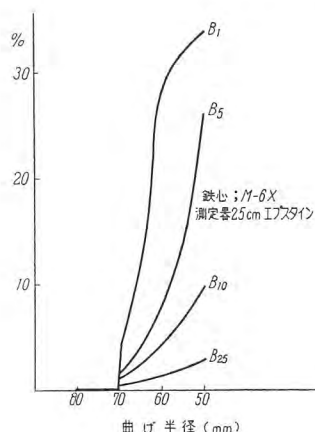


図 3.4 誘導値劣化率曲線 (一時変形)
Fig. 3.4 Induction value deterioration rate curves.

3.2 外部応力を与え、これを拘束するヒズミ障害

⑪⑬⑮⑯

(1) 該当する作業および工程

この状態は主として、鉄心焼鈍方法の不良によって誘起されるものである。通常ヒズミ取焼鈍はベース板上に鉄心を積層し内箱に収めて、ベル炉内で熱処理するのであるが、ベース板および仕切板の波打ちによって容易に焼鈍後の鉄心は、これに対応する波打ちを受ける。また、焼鈍後冷却時に冷却サイクルの選択を誤ると、仕切板はもちろんのこと、鉄心にも冷却ヒズミが生じて、平坦性を失うことになる。

波打ち鉄心は、変形状態においてヒズミから解放されているのであり、鉄心組立時に他の平坦鉄心とともに締付けた時には、当然内部応力の発生が予想される。鉄心の焼鈍をバッチ式で行なう場合には、長尺物になるほど、平坦度の管理は十分の注意を必要とする。この点については、アームコの Technical Memo⁽³⁾ に詳しく述べられており、とくに仕切板の平坦度については、全長につき 3.2 mm 以内におさえること、使用前にレベルにかけて平坦度を出しておくことなどを強調している。

また、この項に属するヒズミ障害としては、切断板の切断カエリ、穴あけの際の打抜カエリがある。カエリの障害は、占積率を劣化させ、層間絶縁抵抗の有効値を低下させるばかりでなく、コア板の変形という点からも重要視されなければならない。カエリが大きいと鉄心は図 3.5 のようにビーム状に変形させられ内応力を発生する。もちろん積層した場合は、1 枚あたりのカエリ大き

さは、実効的には少なく出ると見てよいが、当社では一定基準値以下に押さえて、これら障害の発生を皆無を期している。

今回の実験には含まなかったが、外部応力を与えて拘束する状態として、締付圧縮力の影響を見のがすわけにはいかない。

電気機器用鉄心は、積層し締付けて使用する場合が普通で、とくに内鉄形変圧器では、ボルト締め圧力の選定ないしは締付方法のいか



図 3.5 積層鉄心カエリによる変形状態図
Fig. 3.5 Deformed state due to the burr of laminated core.

んによって機器の特性がかなりの程度において左右される。小形鉄心の場合、とくにこの圧縮応力の効果がいちじるしく、実験的にはこれまでもいくつかの例が発表されているが⁽⁴⁾⁽⁵⁾⁽⁶⁾、方向性ケイ素鋼帯の実用例に関しては、今のところあまり公表されていないようである。

締付圧力による障害は、単独に起る場合は少なく、むしろ実効層間抵抗の低下とか、局部的ないしは全般的な曲げ変形を伴って生じる場合が多いと考えられ、鉄心の平坦度外観の良否の管理はきわめて重要である。

(2) 実験結果

外部応力拘束状態で鉄心の磁気特性を測定する方法として、およそ次の三つおりの方法を考えた。

- 短ざく積層鉄心を各種曲率に拘束して焼鈍し、その後変形鉄心を平坦状態に置いて内応力を発生させ測定する方法
- 大円試料を作成焼鈍した後、これを順次小円に締めてゆき各種の曲率状態で測定する方法⁽⁷⁾、またはこの逆の場合
- 当初平坦状態でヒズミ取焼鈍した単一試料を各種変形状態で連続的に測定する方法⁽⁸⁾

これら3種の方法はいずれも計算によって内応力発生程度を算出し、等価の状態に置くことはできるが、初期の状態が異なっており、必ずしも内応力対磁気特性の関係は同等でなく、他の関係条件が加わって等しくならない。この報告では、とくに変圧器製作工程を問題にしたので、(a)の方法によって実験を行ない、主として焼鈍方法の失敗による特性劣化を模擬し、さらに(b)の方法についても実験を行なって一般的状況を説明しようとした。

ここで問題になるのは、(b)(c)の方法は同一試料を漸次劣化させて各種内応力における劣化率を算出するのに反し、(a)の方法は初期特性の異なる鉄心をおのおの独立に劣化させるのであるから、劣化率として示される数値は、これを各種曲率に対する劣化率曲線として示す場合、必ずしも連続的の意味をもつとはいえないことであるが、ここでは平坦時の初期鉄損の近いものを選んで試料とした。

- まずエプスタイン短ざく状試験片 44 枚を 1 組として、10 組取出し平坦に焼鈍して、初期特性を測定した。ついで表 3.1 に示すような各種曲率に拘束してふたたび焼鈍炉に入れ、これを取出した後、変形曲率を測定した。

表 3.1 曲げヒズミ対鉄損値劣化関係表(鉄心; Z-13)

$W_{15/50}$ 15,000 ガウス 50 サイクルの鉄損
 B_{10} 10 エルステッドの誘導磁束密度
 曲率半径は単位 mm

曲率半径	$W_{15/50}$				B_{10}		
	平坦鉄心	加歪状態	劣化率	再焼鈍後	平坦鉄心	加歪鉄心	劣化率
578	1.28	1.53	19.0	1.28	17.56	16.89	3.7
425	1.27	1.65	29.9	1.29	17.57	16.43	6.4 _a
419	1.25	1.69	23.5	1.33	17.62	16.80	5.0
400	1.27	1.54	33.1	—	17.57	15.88	9.6 _a
390	1.22	1.59	30.3	1.29	17.66	15.30	13.3 _a
233	1.22	1.62	33.0	1.22	18.79	14.80	14.0
137	1.27	1.73	43.0	1.32	17.70	13.63	23.0
126	1.28	1.97	53.9	1.31	17.46	14.43	17.3 _a
93	1.27	2.01	58.3	—	17.56	12.33	30.0
64.7	1.22 _a	2.17	85.0	1.31	17.56	11.50	35.0

この変形拘束状態のヒズミ取焼鈍の様相は、加熱温度の上昇につれて、試料の弾性限界値は低減し、およそ 600°C 付近で弾性ヒズミを除去され、800°C 付近ではついに形状的にも拘束曲率で安定になり、磁氣的性質も回復すると考えてよい。したがってこれら変形試料は初期の状態とまったく異なり、変形状態で自由である。ただし、このことは拘束曲率半径 80 以下の試料すなわち焼鈍前に永久変形を生じ、ヒズミの程度に応じて大小の結晶破壊を起したもののについては適用できない。これら変形試料を強制的に試験器ワク内に入れ、平坦にのばして内応力を発生させ特性を測定した。この状態は実際には、たとえば鉄心を波打ちのある仕切板によって焼鈍した場合に相当し平常起りやすい例である。また、この時の内応力を計算しておけば、その他の同種の例にも適用することができる。最後にこれら鉄心をふたたび正規に焼鈍し、平坦に復帰させて特性を測定した。

以上 3 回にわたる実験結果を磁束密度 15,000 ガウスの場合について整理したのが、表 3.1 である。焼鈍はいずれも 800°C±15°C で中性雰囲気中で行なったものである。

実験結果を次のように整理した。

図 3.6 曲率鉄心の鉄損対磁束密度曲線

図 3.7 曲率鉄心の誘導値対磁束密度曲線

各曲率に拘束した鉄心の、個々の磁気特性曲線を示したが、これを比べると、ごくわずかな変形によって、せっかくの高特性鉄心が従来の普通鉄心並の特性に落ちてしまうことがわかる。

図 3.10 曲率半径(応力)対鉄損値劣化率曲線

図 3.11 曲率半径(応力)対誘導値劣化率曲線

図 3.12 曲率半径(応力)対%鉄損増加曲線

いずれも初期の正規焼鈍試料に対する劣化率を曲げ半径の大きサに対して描いたもので、磁束密度を

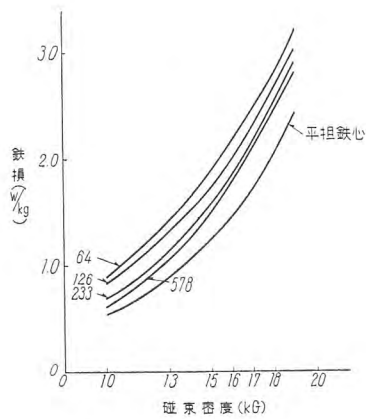


図 3.6 曲率鉄心の鉄損曲線

注 小文字“64.7”は拘束半径 64.7 mm の鉄心の鉄損曲線を示す。

Fig. 3.6 Iron loss curves of iron core with curvature.

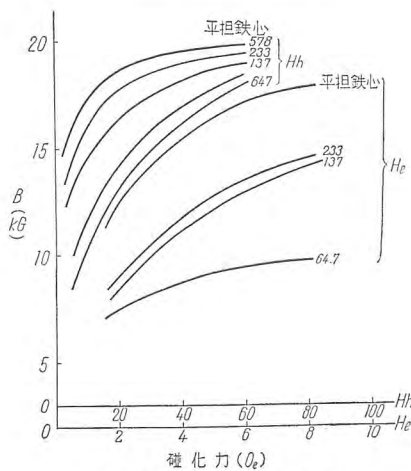


図 3.7 曲率鉄心の磁化曲線

注 (1) 小文字“578”は曲げ半径 578 mm の鉄心の磁化曲線を示す。
(2) 10 エルステッドと 100 エルステッドで磁化目盛を変更した。

Fig. 3.7 Magnetization curve of iron core with curvature.

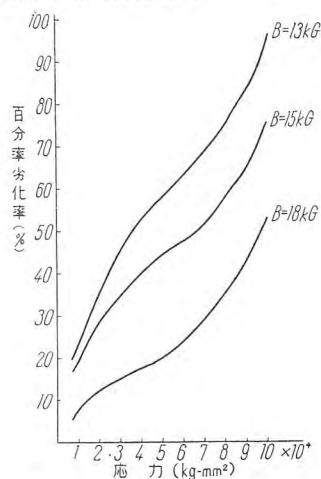


図 3.10 曲率半径(応力)対鉄損値劣化曲線

Fig. 3.10 Curves of radius of curvature (strain) vs iron loss deterioration.

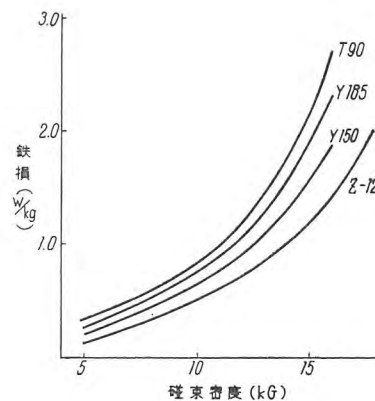


図 3.8 各種ケイ素鋼板の鉄損曲線

Fig. 3.8 Iron loss curves of various silicon steel.

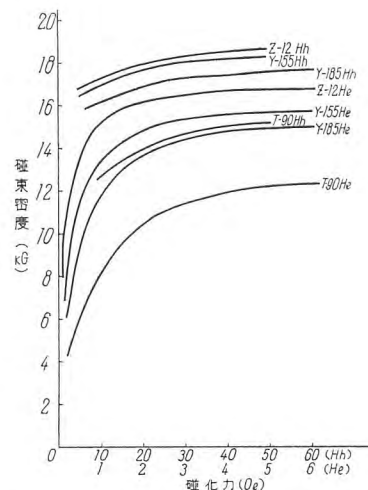


図 3.9 各種ケイ素鋼板の直流磁化曲線

Fig. 3.9 DC magnetization curve of various silicon steel.

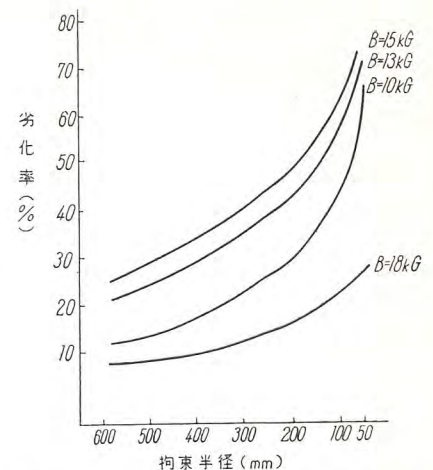


図 3.12 曲率半径(内応力)対鉄損値劣化率曲線

Fig. 3.12 Radius of curvature (inner strain) vs iron loss value deterioration rate curve.

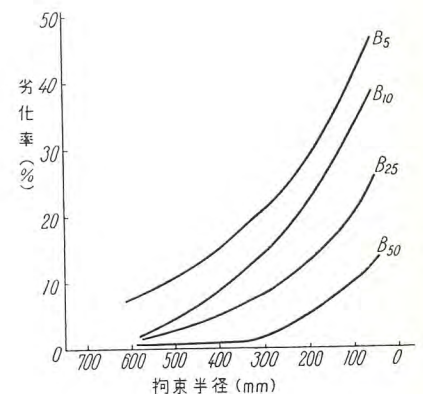


図 3.11 曲率半径(内応力)対誘導値劣化率曲線

Fig. 3.11 Radius of curvature (inner strain) vs induction value deterioration curves.

表 3.2 永久変形鉄心の残留劣化率表
(再平坦化焼鈍後の鉄損; オリエンタコア Z-13)

B(kG)	10	13	15	16	17	18
残留劣化率 (%)	5.3	6.4	8.2	8.1	10.6	11.0
初期鉄損 (W/kg)	0.56	0.89 ₆	0.22 ₅	1.54	1.89	2.16

パラメータとした。

表 3.1 各曲率鉄心の回復特性

表 3.2 永久変形鉄心の残留劣化率

表 3.2 は $R=65$ に曲げた鉄心の再焼鈍後の特性から残留劣化率を計算して示した。

3.3 衝撃ヒズミ⁽¹¹⁾

⑧⑨⑮⑰

(1)

この部類にはいるヒズミとしては、スリットの巾切り⁽¹²⁾、パンチング、斜角切断など鋼帯加工中のヒズミと

か、運搬中作業中の傷損、組立時鉄心積層側面をそろえるためにたたき場合などに相当する。

変圧器工作過程にヒズミ取焼鈍といった、きわめてめんどろなまた高価な工程はいる主目的は大半この部類のヒズミの除去にあるわけで、衝撃ヒズミの各様相の把握はきわめて重要である。ヒズミの様相として、切断、巾切りの加工はネジレ、曲部的曲げ、結晶の破壊などの相乗作用であり、鉄心ヅラをそろえる側面の衝撃は単純な結晶の局部的破壊として説明されるが、実際上も前者はヒズミ取焼鈍によって除去され、その悪影響が残留することがないようにしており、後者は工作上防ぎ得ないものとして残されているのであるが、以下に示す実験結果はこのような作業の与え方が妥当であることを示している。

(2) 実験結果

試料はオリントコア Y-5 で 800°C、10 時間水素中で焼鈍した後コアワニス塗布し、エプスタイン試料片に切断し、図 3.13 (1)、(2) の方法により、衝撃を与えてその前後の特性を測定した。

表 3.3 衝撃ヒズミによる磁気特性劣化表 (鉄心 Y-5)

W_{15/50} は磁束密度 15,000 ガウス 50 c/s の鉄損

B₁₀ は磁化力 10 エルステッドのときの誘導値

磁 化 特 性

試料		B ₅	B ₁₀	B ₂₅	B ₅₀
#1	Y ₅ 原特性	15.63	16.25	17.23	18.13
	加歪後① G	14.680	15.690	16.780	17.670
	加歪前② G	14.880	15.760	16.680	17.700
	①-② G	-200	-100	+100	-30
	①-②/② %	-1.34	-0.63	+0.60	-0.17
#2	Y ₅ 原特性	15.60	16.22	17.23	18.06
	加歪後① G	14.610	15.540	16.680	17.560
	加歪前② G	14.500	15.690	16.880	17.670
	①-② G	+110	-150	-200	-110
	①-②/② %	+0.76	-0.96	-1.19	-0.62

鉄 損 特 性

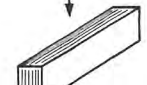
試料		W _{10/50}	W _{15/50}	W _{15/50}
#1	Y ₅ 原特性	0.75	1.20	1.69
	加歪後① W/kg	0.85	1.43	1.87
	加歪前② W/kg	0.85	1.37	1.81
	①-② W/kg	0	+0.06	+0.06
	①-②/② %	0	+4.38	+0.33
#2	Y ₅ 原特性	0.74	1.18	1.66
	加歪後① W/kg	0.83	1.35	1.87
	加歪前② W/kg	0.81	1.30	1.81
	①-② W/kg	+0.02	+0.05	+0.06
	①-②/② %	+0.25	+0.38	+0.33

試料 #1



(1) 34.7 kg のオモリを 70 cm の高さより 3 回自然落下させる。

試料 #2



(2) 34.7 kg のオモリを 25 cm の高さより 2×2 回 (2 回ずつ両方に対して) 自然落下させる。

図 3.13 衝撃加速実験説明図

Fig. 3.13 Description of impact acceleration test.

4. 実験結果についての考察

4.1 加工ヒズミと鉄損、誘導値の劣化

変圧器鉄心工作上の加工ヒズミを大きく三つに分けて、おのおのの状態を試料によって模擬し実験した。これら実験結果を総合していえることは、工作上もっとも注意を要するヒズミは、この報告でいうところの“外部応力を与えてこれを拘束する状態”であるということである。すなわち各項において詳述したように、鉄心製作中の各種の加工ヒズミは、通常ヒズミ取焼鈍によって除去されるからその影響が残留することはまずないといえてよく、一時的な取扱の不注意による曲げとか損傷は、注意すれば、取除くことはきわめて容易であるが、鉄心の平坦度不良とか組立締付時の積層鉄心の全般的変形、偏心などは往々にして見のがされやすいものであるが、これらはごくわずかの応力発生によって予想外に特性を劣化させるものであることがわかる。鉄心に対する内応力の発生はごくわずかの量によってきわめて大きい鉄損値の増大、誘導値の低下を招くものである。

たとえば曲率半径 700 mm というごくわずかの偏心によって、Z-13 級のオリントコアの特性がたちまち旧来の Y-155 並の特性にしか相当しなくなるということは、いかにオリントコアにおいては工作管理が重要であるかを示すものといえよう。

劣化率を磁化状態から観察すると、各曲率鉄心について鉄損値の劣化率は 15,000 ガウスにおいて最大で、10,000 ガウス、18,000 ガウスではほぼ同程度の劣化率を示している。

また内部応力の増大に伴い鉄損値の劣化率はほぼ直線的に上昇するが、弾性限界値に近づくに従い飽和の傾向を示す。

誘導値の劣化は低磁束密度の領域においていちじるしく、高磁化 50~100 エルステッドにおいては、弾性領域内ではほとんど劣化しない。内部応力の増大に伴い劣化率は指数関数的に上昇する。

4.2 ヒズミ取焼鈍の効果

一般にケイ素鋼帯使用者のヒズミ取焼鈍温度としては、800°C 前後の温度が推奨されているが、これは主としてケイ素鋼板の表面絶縁皮膜 (アームコ M-6X~M-7X ではカーライト、八幡オリントコアではハイシユレート、川鉄 RT コアでは D コート) の耐熱最高温度によって押えられるともいえるもので、通常はこ

の程度の温度で十分であるとされているが、加歪の程度によってはより高い温度のほうが効果をあげるのは当然である⁽⁹⁾。

今回の実験においては、永久変形を与えた鉄心の実験試料がきわめて少ないので、別途実験をすすめているが、永久変形を与えた鉄心の特性は通常のヒズミ取焼鈍温度では完全には回復しないのではないかと考えられる。

実際上では極端に変形を与えた鉄心は、再焼鈍によっても平坦度を回復しないことが多いから、見かけ上いっそう悪く出ることも予想される。Stanley氏は張力を与えて永久変形させ、その程度に応じてヒズミ取焼鈍の効果を測定しているが、(表4.2)これによると900°Cよりも1,100°Cのほうが特性はよりよく回復するが、永久変形量がある程度増大すると、強磁性結晶の再結晶によって方向性を消失し透磁率が低下することを指摘している。

この問題は平坦積層鉄心よりむしろ巻鉄心の場合形状

表 4.1 永久変形量と劣化鉄損値⁽⁹⁾

(g/mm² は 1mm² あたりの grain の数を示す)

Bm	g/mm ²	Percent Deformation									
		0	2	3	4	5	6	8	10		
10 kG	9	0.35	0.77	0.89	0.83	0.88	0.92	0.92	—	—	—
	3	0.31	0.84	0.99	1.13	1.18	—	—	—	—	—
15 kG	9	0.81	1.57	1.66	1.70	1.77	1.83	1.94	—	—	—
	3	0.73	1.55	1.81	2.04	2.16	—	—	—	—	—

表 4.2 変形鉄心とヒズミ取焼鈍効果⁽⁹⁾

Deform %	900°C 10 Hours		900°C(10 Hrs)+1,150°C(10 Hrs)	
	10 kGauss	15 kGauss	10 kGauss	15 kGauss
0	0.29	0.72	0.28	0.71
2	0.37	0.86	0.30	0.80
3	0.39	0.93	0.31	0.86
4	0.40	0.99	0.33	0.94

的に小形化し、弾性限界曲率半径以下の小さい直径に巻取って成形するものについて重要である。角形カット・コアとするもののR部分についてはとくにいちじるしいように見えるが、カットコアについては、その全量に対する変形部分の割合から見て問題の程度は少ない⁽¹⁰⁾。

これについて別途実験した結果から見ると、必ずしもStanley氏の結果は直接適用されないが、ヒステリシス損失においてR=40φの場合に比しR=6.5φでは約12%増の残留ヒズミの存在を示している。

5. 永久ヒズミと弾性ヒズミ

これまで述べてきたことは、加工ヒズミと弾性ヒズミという分け方から考えてみると、いずれも弾性ヒズミの領域について二様の状態を扱ってきたものである。すなわち弾性ヒズミを与えて解放する場合と拘束する場合とであって、後者が電機鉄心を製作する上にきわめて生じやすいヒズミ障害であり、またそのごくわずかのヒズミ

の発生によって急激に特性が劣化するものであることを指摘した。

今回の報告においては永久変形領域、とくにその拘束状態における特性についてはふれなかったが、別途実験中の結果を観察すると、きわめて興味深い現象を発見している。その様相を解明する段階に至っていないので、詳細は発表をさし控えるが、鉄心の特性は弾性限界付近でそれまでの劣化傾向を変じて突如特性を回復し、塑性変形領域においてふたたび急激に劣化することがわかった。

一般に強磁性体においては張力、圧縮力の磁気特性に及ぼす影響は次のように説明される。すなわち磁わいの正負によって外部応力の磁化に及ぼす効果は異なり、正の磁わいをもつ材料は張力によって、それまで無秩序に配列していた磁区は結晶格子の長いほうを張力と平行になるように磁化方向を向けようとする。

これに反し負の磁わいをもつ材料は、たとえばニッケルの棒状試料に張力を与えると、8個の磁化容易軸[111]に今まで無秩序に配列していた磁区は、できるだけ張力と直角方向に磁化方向を向けようとする。

同様に圧縮力についても説明が可能であるが、これはあくまで弾性変形領域における様相であって、しかも張力、圧縮力の相重なる曲げモーメントを与える場合とか、結晶格子の破壊される塑性変形領域については、これを金属組織学的に説明することはきわめて困難である。弾性曲げの領域においてはとくに方向性ケイ素鋼帯の場合は磁区が80~90%圧延方向に方向づけられるから、鋼板上半の張力の改善効果は少なく、下半の圧縮効果がいちじるしく、曲げの影響は直接圧縮力による悪影響として現われると見てよい。

これに反し方向性の程度の低い材料とか、初期特性の悪い材料については、ある程度張力による特性の向上が加わるため、曲げモーメントを与えても効果が相殺されて劣化率は低く、塑性変形領域で結晶が破壊されるに至って、方向性の消失と磁化エネルギーの増大を招くため、急激に特性を劣化すると考えてよい。

永久ヒズミ領域と弾性ヒズミ領域における磁化の様相はまったく異なった問題で、今までのところ完全に解明されたとはいえず今後の問題であるが、小形鉄心については前者が、大形鉄心については後者が関係しており実用上きわめて興味深い問題である。

6. む す び

変圧器製作工程を段階的に調査し、工作上鉄心に悪影響を及ぼす作業を総合し、要因別に実験を行なって、有害な加歪の程度をどのように考えたらよいかにつき考察した。

工作上もっとも重要な加歪障害はいかなる程度においても拘束加歪であって、単純な衝撃、次工程で回復しうる曲げ変形などはまったく問題にならないことがわかった。

とくに焼鈍方法のいかん、製品についての残留変形の有無は特性を大きく左右するものであるといえる。

今回は加歪の弾性ヒズミ領域を主として扱ったが、今後永久ヒズミ領域の様相を究明していきたい。

終りにこの報告の遂行、取まとめにつき、ご指導、ご鞭撻下さった研究所野口研究員、第一工作課高木技術係長、実際面で協力して下さい岡崎技手、杉本技師見習の方々に御礼申し上げる。

参 考 文 献

- (1) Interrelation of Manufacture and Eng. Design of Mag. Apparatus; Murrin, Mag. Conference Paper 1955.
- (2) JIS-C 2501 ケイ素鋼板.
- (3) Technical Data Cold Rolled E. S.; ARMCO 1957.
- (4) Mag. Effects of Compressional Stress at Low Field intensities.; Fishell, Conf. on magnetism and mag. material 1955.
- (5) Effect of transverse Compressional stress on Mag. laminations.; Fishell, AIEE Tr. Mag. 1955.
- (6) 川島, 方向性鉄心変圧器; 電気学会東京支部大会 昭 31: 93.
- (7) Effect of Bending on Mag. Properties of Oriented Si-iron; Cole, J.L. of App. Physics, March 1958.
- (8) 和田, 電気機器用巻鉄心に関する研究; 東芝レビュー 5 (1950).
- (9) The Effect of Plastic Deformation on the Core loss of Oriented Si-Steel; Stanley, Mag. Conference Paper 1955.
- (10) 社内研報; TI-9624, 9641.
- (11) 福中, 高木, 東: 技術メモ 10714.
- (12) Direct Reading Iron-Loss Testing Equipment For Single Sheets, Single Strips and Test Squares; Mcfarlane & Darby, PIEE Ang. 1958 p. 391.

最近における当社の社外寄稿一覧表

寄稿年月日	寄 稿 先	題 名	執 筆 者 名	場 所
33-10-25	金 属	わが国におけるベリリウム銅の歩み	尾島学二・矢吹真之助	世田谷
// -11-11	交友社	DF50 電機品	待鳥 正	伊 丹
// -12- 8	電気学会誌	大電流自然アークの電流零点近傍の特性	伊藤利朗	研究所
// -12-18	電気学会誌	抵抗形点弧子における形状と点弧特性との関係について	岡田武夫	"
// -12-28	ディーゼル	発電部分	小山建次	神 戸
34- 1- 5	電気計算(3月号)	ゲート開閉用制御装置のはなし	吉岡 聡	名古屋
// - 1-13	応用物理学会誌	小形 CdS 光導電セルとその応用	山下博典・伊吹順章	研究所
// - 1-14	電気学会誌	毛馬内湯瀬間電力線の故障による通信線誘導電圧の発生確率	迎 久雄	本 社
// - 1-17	電気公論(1月号)	ロードセンタとコントロールセンタ	井上八郎	"
// - 1-20	電気学会誌	"Insuldur" 絶縁システム	白井万次郎	研究所
// - 1-22	昭和34年電気4学会連合大会講演論文集	毛馬内湯瀬間電力線の故障による通信線誘導電圧の発生確率	迎 久雄	本 社
// - 1-23	金属学会誌	ジルコニウムおよび合金の後期酸化	前川立夫・秦 卓也	研究所
"	電気計算	巻鉄心形柱上変圧器	吉野敏夫	MAPI
// - 1-28	変圧器の設計製作法	量産に対する設計上の考慮、巻鉄心形変圧器	松井武男	名古屋
// - 1-31	電気学会誌	送電線路の接地方式の差異による通信線誘導電圧発生確率の相違の比較	迎 久雄	"
// - 2- 2	電気学会誌	信濃川送電線の一線および二線地絡による通信線誘導電圧の発生確率	山田栄一	本 社
// - 2- 3	コロナ社	動力炉用密閉電動ポンプ	横須賀正寿・前田裕雄 潮 恒郎	MAPI 研究所

電力用半導体整流器回路の諸問題 (その1)

研 究 所 岡 久 雄*・池 田 和 郎*

Several Considerations on Power Semiconductor Rectifier Circuits (Part 1)

Engineering Laboratory Hisao OKA・Kazuro IKEDA

Power semiconductor rectifiers of germanium and silicon have been put to practical use lately with gradual increase in their unit capacity. Because of their high efficiency, small size, light weight and long life, they are promised of further development. But some uneven characteristics of individual diodes and their substantially small tolerance against overvoltage and overcurrent bring about the requirement of several considerations in building large rectifier equipment in combination of a number of units, they are for the inverse voltage to be borne by individual diodes, balance of load current, and protection against surge voltage and overcurrent in view of circuits.

1. ま え が き

Schockley などによるトランジスタの発明以来, 弱電方面をおもな対象として時代の脚光を浴びてきた半導体電子工学は, 今や電力界の舞台にもはなばなしく登場してきた. すなわちゲルマニウム, シリコンなどのP-N接合形半導体整流器の直流電力界への進出がそれである.

これらの半導体整流器は効率が低いこと, 価格が安いこと, 使用しやすいことおよび寿命が長いことなどの利点をもっているので, 整流器としての将来はきわめて有望なものと思われる. とくにその整流素子または整流体が小形軽量の割に電流容量が大きいことと, 正方向電圧降下 (水銀整流器のアーキドロップに相当するもの) がきわめて小さいことのために, これらの半導体整流器はたとえば化学工業用などの比較的低電圧の大電流直流電源方面への進出が目ざましく, 従来の回転変流機, 水銀整流器はもちろん, つい最近までこの方面の新顔としてその優秀性を誇っていた接触変流機の地位をさえ危うくさせるに至った. 最近ではすでに一つのセットとして電流容量数万アンペア以上の半導体整流器は珍しいことではなくなった⁽¹⁾.

また一方これらの半導体整流体の製造技術が進歩するにつれて, 次第に逆耐圧の高いものが得られるようになったこと, および電圧サージに対する保護方式が進歩したことなどにより, 高電圧直流電源方面にも使用されるようになってきた. たとえば電鉄用直流変電所, 交流電気機関車または電車などに実施されつつある⁽²⁾⁽³⁾.

しかし実際に半導体整流器がこのような大電流あるいは高電圧方面に応用される場合, 特性上または回路構成上の問題も少なくない. とくに半導体整流器の製作が初期段階にあるため, それらの適用にあたっては, 運転の安全, 整流体の保護などについて慎重に行なわなければならない. そのための研究は現在なお続行中であり, 今後ますます改善されて行く面も少なくないと思う.

本文は筆者などが半導体整流器について行なった諸実験を中心に, 主にこの整流器の回路構成上の問題を論ずるものである.

2. 半導体整流体の諸特性

P-N接合形半導体整流器の諸特性を論ずるには, まず固体電子論から出発して半導体の電気伝導, P-N接合における電子の挙動などを知る必要があるが, これらに関してはすでに数多くのすぐれた文献があるから⁽⁴⁾⁽⁵⁾, 本紙ではそれらの説明を省き, 実際の整流体についてわれわれが測定した結果について主に論ずることとする.

2.1 整流特性

一般に P-N接合形半導体整流器の整流特性は次式によって表現されている.

$$i = i_s \{ \exp(|e|v/kT) - 1 \} \quad \dots\dots\dots (2.1)$$

ここで e は電子電荷, k はボルツマン常数, T は絶対温度, v は印加電圧である. また i_s は飽和電流と呼ばれるもので P-N接合に使用する半導体材料の性質によってその値が決まる.

式(2.1)によって示されるように, v の正負によって

i の絶対量にはいちじるしい差があり、 v が正の時は v のわずかな増大によって i はいちじるしく増加するが、 v が負の時は i はただちに i_s に近づき、 v がかなり増大しても i はほとんど一定の微小値にとどまることになる。すなわち式(2.1)より整流性の存することが理解されるであらう。

また i_s は温度の関数であって温度の高いほど i_s は大きくなる。

式(2.1)は逆方向の電圧があまり大きくない時にだけ適用されるのであって、さらに逆電圧が大きくなれば、ついに絶縁破壊し整流性を失うことになる。この絶縁破壊には、Zenerの絶縁破壊と呼ばれるものと雪崩破壊(Avalanche breakdown)と呼ばれるものがあるが、ここでは詳述を省く。

式(2.1)に示す整流特性はあくまで理想的なP-N接合の特性であり、実際に製作される整流体では他の種々の因子、たとえばP-N接合周辺部の半導体材料の表面に湿気や不純物が付着するために生ずる漏洩電流、またとくに接合面積の大きいP-N接合においては接合面の状態が完全に均一でないこと、さらにP-N接合に直列につながるオーミック抵抗等々のために、式(2.1)に示されるものとはかなり異なった整流特性を示すようになる。

つぎに現在われわれが使用している実際のゲルマニウムおよびシリコン整流体の特性を示す。

(1) ゲルマニウム整流体

現在当社で製作しているゲルマニウム整流体には、水冷のMS-200形およびMS-400形のほかに風冷のMSF-200形があり、おもな定格は表2.1のとおりである。

表 2.1 三菱製ゲルマニウム整流体の定格

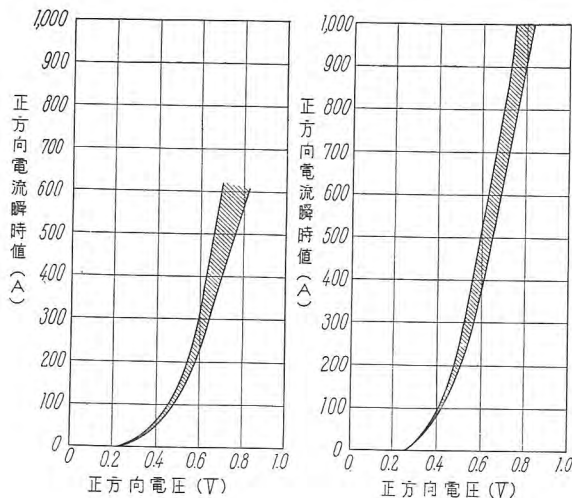
	冷却方式	最高周囲温度(°C)	最大正方向電圧降下	最大平均出力電流(A)	セン頭逆方向電圧(P.I.V)	過負荷耐量(半波高値)(A)	
						0.1秒間	6秒間
MS-200形	水冷	65	0.6V/200A	200	50~400V 8階級	3,300	2,300
MS-400形	水冷	65	0.6V/400A	400	50~250V 5階級	6,700	4,500
MSF-200形	風冷	65	0.6V/200A	140	50~400V 8階級	3,100	2,200



図 2.1 三菱製水冷式ゲルマニウム整流体 MS-400 形
連続最大平均電流=400 A
Fig. 2.1 Mitsubishi water-cooled germanium diode, continuous maximum average current=400 A.



図 2.2 三菱製風冷式ゲルマニウム整流体 MSF-200 形
連続最大平均電流=140 A
Fig. 2.2 Mitsubishi air-cooled germanium diode, continuous maximum average current=140 A.



(a) MS-200 形 (b) MS-400 形
図 2.3 三菱製ゲルマニウム整流体の正方向特性
Fig. 2.3 Forward characteristics of Mitsubishi germanium diode.

MS-200形およびMS-400形の正方向特性はそれぞれ図2.3の(a)および(b)のとおりであり、同一品種に対する特性のばらつきは同図の斜線を施した範囲に収まっている。

一般にP-N接合形半導体整流体では、ゲルマニウムでもシリコンでも、正方向特性よりもむしろ逆方向特性に大きなばらつきがあり、同一工程によってできた製品を逆耐電圧の差によって級別に分類している。

図2.4はMS-200形の逆方向特性の一例をケース温度をパラメータとして示したものである。P-N接合半導体整流体では正方向、逆方向とも同一電圧に対し温度が高いほど電流が増加するが、さらにゲルマニウム整流体では一般に温度が高いほど低い逆電圧で絶縁破壊する。図

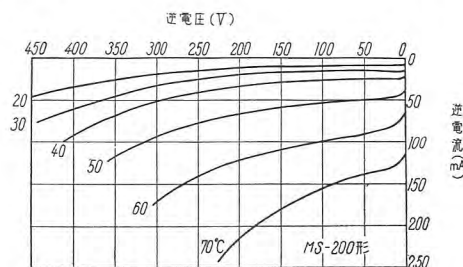


図 2.4 三菱製ゲルマニウム整流体の逆方向特性
Fig. 2.4 Backward characteristics of Mitsubishi germanium diode.

2.4 にもその傾向が認められる。ゲルマニウム整流体はシリコン整流体に比べ本質的に過大温度に弱く、使用温度は 65°C 以下に保たなければならない。それが 100°C 以上にもなれば P-N 接合の整流性はまったく失われる。

(2) シリコン整流体

一般にシリコン整流体はゲルマニウム整流体に比べ、式 (2.1) の i_s が小さいため、同じ電流密度に対する正方向電圧降下は大きい。逆に同一電圧に対する逆電流は小さい。またシリコンのほうがゲルマニウムより逆耐電圧の高いものが得られやすい。さらに使用温度の限界も前者のほうが高く、200°C 付近まで使用可能である。

ここでは米国 W 社製風冷式シリコン整流体 N-5082 および 319 の特性の測定結果を報告する。それらのおもな定格は表 2.2 に示すとおりである。

これらのシリコン整流体の正方向特性を実測した一例は図 2.6 のようになった。シリコン整流体もゲルマニウム整流体と同じく同一品種でしかも逆耐も同一級のものでも若干の特性のばらつきがあることはいふまでもない。つぎに逆方向特性を温度をパラメータとして測定した例を図 2.7 に示す。同図 (a), (b), (c) は 5082-E (P.I.V = セン頭逆耐電圧 = 250 V) の、また (d), (e) は 319-H (P.I.V = 400 V) の測定例である。これらを見ると同一品種のものでも逆特性にかなりのばらつきがあることがわ

表 2.2 W 社製シリコン整流体 (当社現用) の定格

	冷却方式	最高周囲温度 (°C)	平均正方向電圧降下	最大平均出力電流 (A)	セン頭逆方向電圧 (P.I.V)	過負荷耐量	
						0.1 秒間	6 秒間
N-5082 形	風冷	190	1.3V/120A	150	50~400V 8 階級	工業定格の 450%	工業定格の 250%
319 形	風冷	190	1.3V/120A	150	50~400V 8 階級	"	"



左 319 形 右 5082 形

図 2.5 W 社製シリコン整流体

Fig. 2.5 W silicon diode.

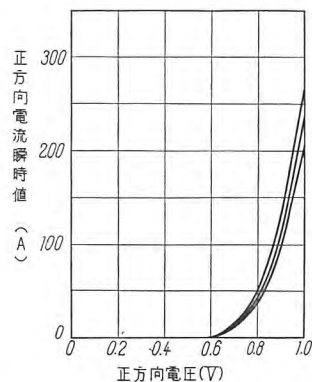


図 2.6 W 社製シリコン整流体 319-H 形の正方向特性

Fig. 2.6 Forward characteristics of W silicon diode.

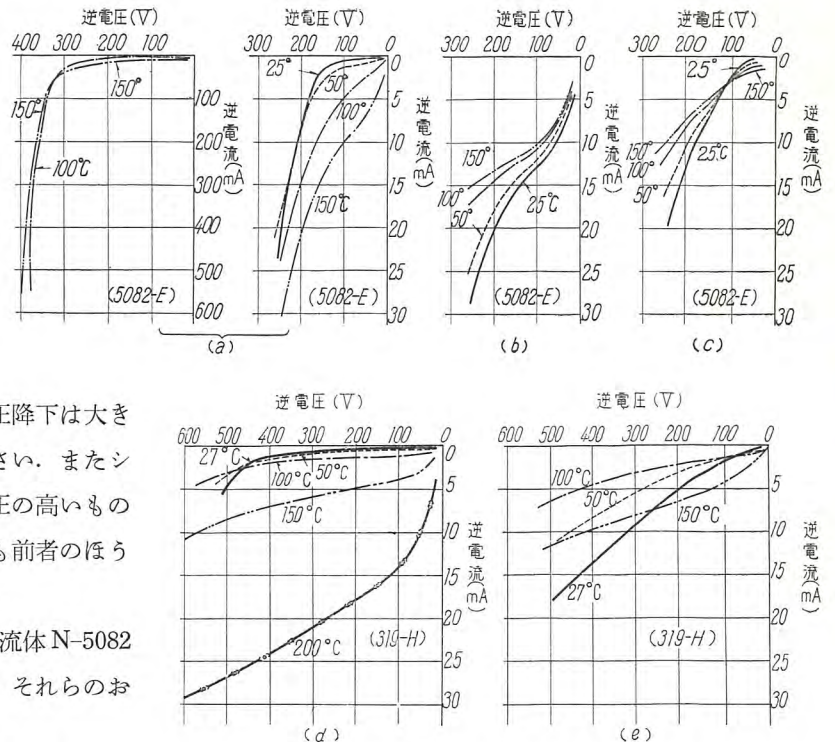


図 2.7 シリコン整流体の逆方向特性

Fig. 2.7 Backward characteristics of silicon diodes.

かるが、さらにその温度特性にも差があることに気付くであろう。図 2.7 はむしろいろいろの形の温度特性の代表的なものを取上げたのである。(a) および (d) は半導体整流器として正常な特性を示し、常用範囲内の逆電圧では温度が上昇するほど逆電流は増加している。しかし絶縁破壊領域にはいるとこの傾向は反転し、温度の低いほど低い逆電圧で逆電流が急増している。すなわち温度の高いほど絶縁破壊電圧が高くなっている。このことはより電流容量の小さいシリコン整流体にもしばしば認められることである。つぎに図 2.7 (b) では前例と逆に初めから温度の高いほど逆電流は減少している。また同図 (e) では或る温度までは温度が高いほど逆電流は減少するが、さらにそれ以上の温度になると逆に温度の高くなるほど逆電流は増加する。ただしこの場合も温度の高いほど絶縁破壊電圧が高くなる傾向にある。このことはゲルマニウム整流体に比しシリコン整流体の特長といえる。さてこの 2 例に示すように温度の高いほど逆電流が減少することは半導体整流器として正常な特性ではなく、恐らくその原因は P-N 接合周辺の表面漏洩電流によるものと推察されるが、このことについては後でふたたび触れる。

図 2.7 (c) はちょうどこれらの中間的特性を示している。多数の整流体について実験した結果ではだいたい

図 2.7 の (a) または (d) のような特性をもつが、(b)、(c) または (e) のような特性の整流体もかなりあった。このように現状では同一品種についても特性の差があるが、これらはすべて整流体製造過程中的わずかな差によって密封された内部の湿気や接合部周辺に付着する不純物の状態が異なってくるためと考えられる。

このことはまた逆電流のクリープ現象にも現われる。クリープ現象とは逆電圧印加後、時間とともに逆電流が変化する現象をいい、時間とともに逆電流が増加するものを正のクリープ、逆に減少するものを負のクリープという。クリープ現象の原因についてはまだ定説がないが、逆電流による接合面の温度上昇もその一つの原因をなすと考えられる。今図 2.7 の (a) に逆方向特性を示した整流体のクリープを図 2.8 に示すが、同図 (a)、(b) および (c) はそれぞれ逆電圧 300 V、325 V および 360 V におけるクリープで、(a) はわずかながら正、(c) は負のクリープを行なっており、また (b) はほとんどクリープがない。これと図 2.7 (a) に示す逆電流の温度特性とを比

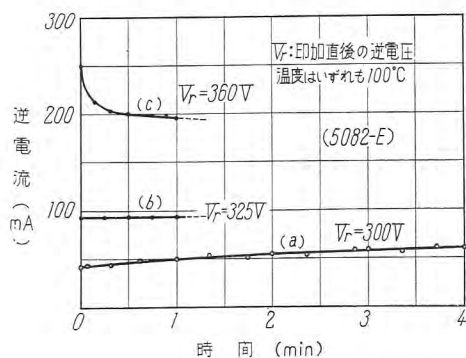


図 2.8 シリコン整流体のクリープ現象
Fig. 2.8 Creeping of silicon diode.

較すると、この時のクリープは接合面の温度上昇にかなり関係があるように思われる。

温度が上昇するほど逆電流が減少する理由が P-N 接合周辺部表面に付着する湿気および不純分子であるとの推察を裏付ける実験を図 2.9 によって説明する⁽⁶⁾。同図中の曲線 #1 は長く倉庫に置かれた後の或るシリコン整流体の逆特性であり、これに平均値 100 A の負荷電流を約 30 分間流した直後、すなわちかなりの高温状態(整流体外側約 60°C)にある時の逆特性は #2 のようになり、逆電流はいちじるしく減少している。つぎにふたたび完全に冷却した時測定した特性は #3 となり #1 と一致せず、#1 よりまだかなり逆電流が少ない。しかしそのまま長時間放置すると次第に逆特性は #1 のほうに復帰し、たとえば約 40 時間経過した後の特性は #4 となった。

このことはいったん高温状態となって接合部周辺の表面から発散した湿気や不純分子が時間とともにふたたび付着して行く過程によって起るものと考えられる。温度が上昇すると逆電流の減少する整流体には多少なりともこのような変化の傾向があるが、図 2.9 はとくに

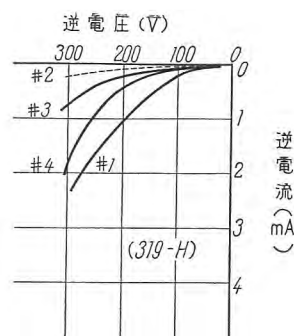


図 2.9 シリコン整流体の特性変化
Fig. 2.9 Characteristic changes of silicon diode.

極端な変化を示す例で、実際の大部分の整流体にはこのようにいちじるしい変化はない。

2.2 等価インピーダンス

P-N 接合形の半導体整流器の整流体は、P 形および N 形半導体の界面に生ずるいわゆる堰層が式 (2.1) で示すような方向性の抵抗を呈するからであり、またこの堰層は両半導体のエネルギー準位の差に基づく二重電荷層を形成するから、層間には静電容量が存在するわけである。したがって図 2.10 に示すように、この方向性の抵抗と二重層の静電容量の並列回路、および堰層以外の半導体中の抵抗および端子導体の抵抗がこの並列回路に直列になったものを半導体整流体の等価インピーダンスとして扱うことは、整流体を回路に接続した場合の作動を考える上に重要である。

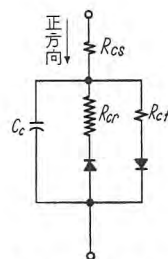


図 2.10 半導体整流体の等価回路
Fig. 2.10 Equivalent circuit of semiconductor diode.

しかしわれわれの測定では整流体を組合わせて整流装置として運転する場合に遭遇するサージ電圧に対し保護方式を確立するための参考資料として transient analyzer を用い、く形パルスの逆電圧を整流体に印加した時の等価インピーダンスを求めた。図 2.11 の試験回路で供試整流体にく形パルス逆電圧を印加すると、直列抵抗 R_s の両端および供試整流体の両端には図 2.12 のような波形の電圧が表われる。これらの波形の時定数 τ より堰層の等価静電容量 C_c は式 (2.2) により求められる。

$$C_c = \frac{R_s + R_{cs} + R_{cr} \tau}{(R_s + R_{cs}) R_{cr}} \div \frac{R_s + R_{cr} \tau}{R_s R_{cr}} \quad \dots (2.2)$$

R_{cr} は整流体の逆電流、逆電圧が定常状態に達した後の v_c/i_c によって求められる。

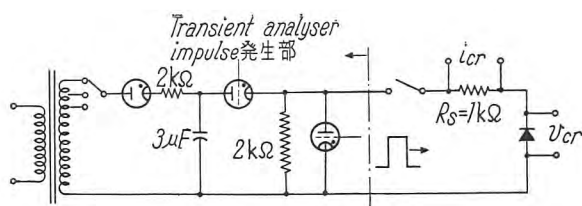


図 2.11 等価容量測定回路

Fig. 2.11 Measuring circuit for equivalent capacity.

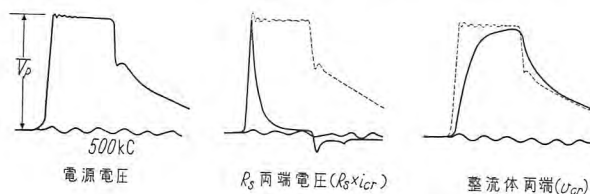


図 2.12 図 2.11 における観測波形

Fig. 2.12 Wave-forms observed in Fig. 2.11.

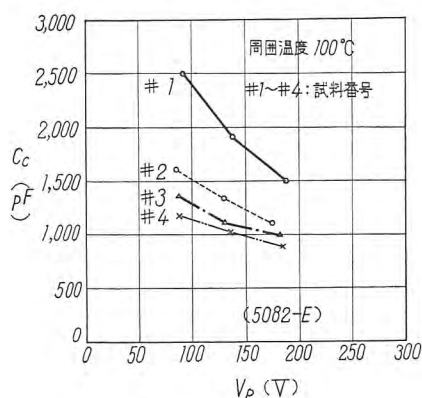


図 2.13 等価容量の測定結果

Fig. 2.13 Measured result of equivalent capacity.

印加電圧波高値を変化してシリコン整流体 5082-E の C_e を測定した結果は図 2.13 のようになった。一方半導体の堰層理論によれば、この C_e なるものは式 (2.3) によって表わされる⁽⁷⁾。

$$C_e = K \sqrt{\frac{kN}{(V_D - V)}} \quad (2.3)$$

ただし K ; 常数, k ; 堰層の誘電率, N ; 堰層の不純物濃度, V_D ; 拡散電位 (電圧を印加した時の電位堰層の高さ), V ; 印加電圧

図 2.13 の実験結果では、 C_e は整流体の温度によってほとんど影響されないが、印加電圧によってはそれが大なるほど C_e は減少しており、定性的に式 (2.3) とよく一致している。またシリコン整流体 5082-E の C_e は 1,000~3,000 pF 程度であった。

2.3 絶縁破壊現象

半導体整流体に逆方向の過大電圧を印加すれば、逆電流が急増し、ついにその整流体は絶縁破壊するに至る。

この絶縁破壊については理論的に Zener の絶縁破壊と雪崩破壊とがあることをすでに述べたが、整流体として現

電力用半導体整流器回路の諸問題 (その 1)・岡・池田

象的にとらえれば、電界的に破壊するものと熱的に破壊するものとがある。しかしこれらは双方相関連しており、一方的な原因だけによって破壊したと断定しうる場合は少ない。印加する時間の長短にほとんど関係なく、或る限度以上の過大逆電圧を印加した時、必ず絶縁破壊する形の破壊は電界破壊形であるが、印加する時間にほぼ反比例して絶縁破壊電圧が変る形の破壊は熱的破壊形に属する。

またゲルマニウムおよびシリコン整流体の絶縁破壊にも、セレン整流器で見られるように、一時的なものがある。すなわち或る条件の下で絶縁破壊した場合は永久的な破壊に至らず、逆電圧を除去し、P-N 接合部の温度を定常状態に復すればふたたび整流性を回復する。これらの現象についてはすでに知られており⁽⁵⁾⁽⁸⁾、non-destructive breakdown または temporary な breakdown として紹介されている。

この現象は絶縁破壊前後の局部過熱が整流体に物性的なまたは機械的な永久変化を与えないか、またはきわめて少ない場合にだけ起るものと考えられる。

しかし一時的絶縁破壊といってもほとんど特性を変化せずに整流性を回復する場合と、整流性は回復するが特性は若干劣化している場合とがある。前者は次項で述べるサージ耐量を測定するためにちょうほうな現象である。

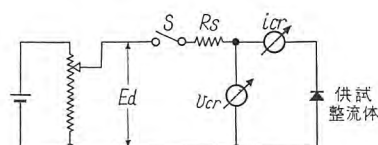
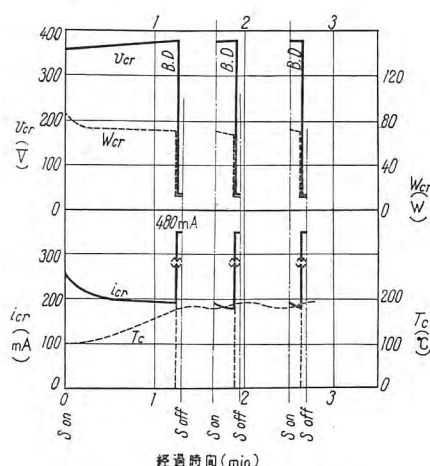


図 2.14 絶縁破壊試験回路

Fig. 2.14 Breakdown test circuit.



$$W_{cr} = v_{cr} \times i_{cr} \quad (\text{逆方向加熱電力})$$

$$T_c = \text{供試整流体のケース温度}$$

図 2.15 一時的絶縁破壊を繰返す状況

Fig. 2.15 State of repeating non-destructive breakdown.

今図 2.14 の回路で直流電圧 E_d および直列抵抗 R_s を変化しながら整流体に定格以上の過大な逆電圧を印加し、整流体が絶縁破壊するまでの経過およびその後の整流性の回復状況を調べた。まず $R_s=900\ \Omega$ とし、シリコン整流体 5082-E の図 2.7 (a) に特性を示した整流体について行なった実験結果の一例を図 2.15 に示す。一時破壊を繰返しながら数回絶縁破壊をやらせているが、そのつど整流性は回復している。またこの場合後の測定ほど電圧印加後絶縁破壊するまでの時間の短いのは、整流体の温度が高くなっているためである。この整流体について整流体の外側温度をパラメータとし、印加逆電圧による加熱電力(逆電圧×逆電流)と絶縁破壊までの時間との関係を求めたところ図 2.16 (a) のようになった。また他の或る整流体について同じような関係を求めた結果は同図 (b) のようになった。前者は逆方向加熱電力と絶縁破壊までの時間がほぼ反比例し、絶縁破壊が熱的破壊形に属している。後者は逆方向加熱電力が前者に比しきわめて小さいにもかかわらず、ほぼ一定の逆加熱電力、い

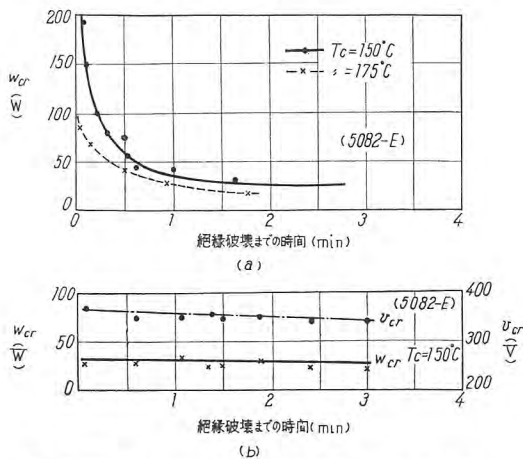


図 2.16 W_{cr} と絶縁破壊までの時間との関係
Fig. 2.16 Relation between W_{cr} and time required for breakdown.

えれば一定の逆電圧で破壊しており、電界破壊形に属する。多数の実験結果によれば、概して逆電流の少ない整流体は電界破壊形が多く、逆電流の多い整流体は熱的破壊が多い。

さて一時的な絶縁破壊をした整流体は絶縁破壊後逆電圧は完全に零とはならず、若干の電圧が残る。しかもこの電圧は絶縁破壊後の逆電流の関数となり逆電流が少なくなると逆にこの電圧は上昇し、いわゆる負性抵抗の性格を有している。図 2.17 はシリコン整流体 5082-E の二つの試料についてこの負性抵抗を実測した結果である。今絶縁破壊が一時的である場合の絶縁破壊前後の逆

方向作動点(整流体両端の逆電圧と逆電流との関係)の経過を示すと図 2.18 のようになる。まず電源電圧 E_d を E_{d1} にした時の作動点は直列抵抗 R_s の抵抗降下線と絶縁破壊前の逆方向特性の交点イであり、或る時間の後急に絶縁破壊したとすると、作動点はロ点に移る。このロ点は前記抵抗降下線と一時的絶縁破壊後の V-I 曲線との交点である。

つぎに E_d を次第に減らして行くと同図の矢印で示すように作動点は移り、或る点たとえばハ点で急に整流性を回復しもとの逆方向特性曲線上にもどる。

もちろん永久破壊した後の整流体ではこのような負性抵抗は示さない。

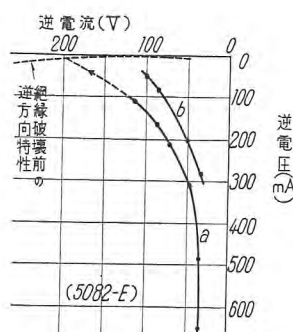


図 2.17 一時的絶縁破壊後の V-I 曲線
Fig. 2.17 V-I curve after non-destructive breakdown.

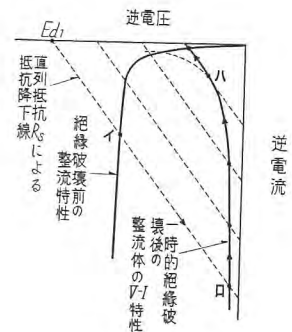


図 2.18 一時的絶縁破壊前後の経過
Fig. 2.18 Course before and after non-destructive breakdown.

またこの一時的絶縁破壊またはその後の負性抵抗を積極的に利用する装置も将来できると思う。

過大な逆電圧により整流体が絶縁破壊する場合、それが一時的な破壊にとどまるか、あるいは永久破壊になるかは、主に絶縁破壊後の状態によって決まる。すなわちその時整流体に直列につながるインピーダンスが大きく絶縁破壊後もあまり過大な電流が流れなければ、絶縁破壊は一時的にとどまりうるが、反対に絶縁破壊後過大な電流が流れ、P-N 接合面を局部的にしろいちじるしく過熱し、たとえば接合面に接する金属などを溶融するようなことになれば、その部分は永久的な変質または変形を受け、ついに永久破壊に至るものである。溶融形シリコン整流体では P-N 接合面を形成するために N 形半導体に接続するアルミニウムが溶融する温度は約 658°C であり、絶縁破壊時の過大電流による温度上昇がこの点をこえれば整流体は永久に破壊され整流性を復活しないようになる。同様にゲルマニウム整流体については N 形半導体に接続するイリジウムの溶融点 154°C をこえれば永久破壊になる。

実際に整流体を整流回路に使用する場合には整流体に直列につながる外部インピーダンスとしては、電源トランスのリアクタンスや、電源側または負荷側のサージに対するインピーダンスだけであって、上記 R_s に相当するインピーダンスはきわめて小さい場合が多い。したがって整流体がいったん絶縁破壊すれば、その整流体はその後の過大電流のため永久破壊となるのが普通である。しかし一つの整流枝に多数の整流体を直列に接続して用いる場合は、全体にかかる過大逆電圧のため、もっとも過電圧に弱い整流体が絶縁破壊しても、直列につながる残りの整流体はその後の過大電圧に耐えるならば、最初に絶縁破壊した整流体には過大な逆電流は流れないからその整流体の絶縁破壊は一時的にとどまることがある。

2.4 サージ耐量

電力用半導体整流器は数多くの利点を有するにもかかわらず、一般にサージ耐量が貧困であるという弱点を有するため、ある方面への使用を制限されるかまたはちやうちよされている現状にかんがみ、このサージ耐量の限界を知り、それに対する適切なサージ保護対策を講ずることが大きな研究課題の一つであった。

しかしすでにしばしば述べてきたように、現段階では整流体の特性にかなりのばらつきがあるため、一つのまとまったサージ耐量の限界を求めることは困難である。したがって数多くの整流体について行なった耐量試験の結果より結論を導かなければならない。

実験は図 2.19 に示す回路により、波高値および巾を任意に変えることのできるく形波電圧を整流体に印加し

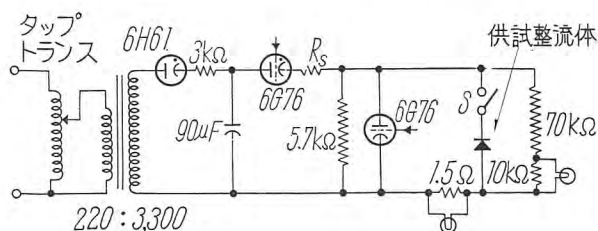


図 2.19 サージ耐量測定装置

Fig. 2.19 Surge withstand capacity measurement.

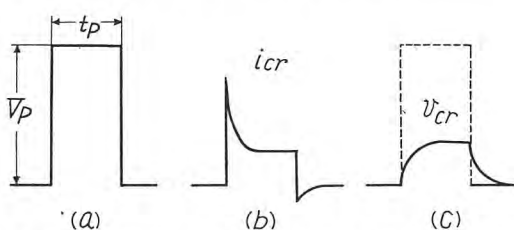


図 2.20 く形パルス印加時の整流体の電流電圧波形
Fig. 2.20 Current voltage waveform of diode when rectangular pulse is applied.

て行なった。今スイッチ S を開いている時にく形波電圧を発生させた時の a-b 両端の電圧は図 2.20 (a) に示すようなほとんど減衰のないく形波であるが、 S を閉じ整流体に逆方向にこのく形波を印加すると整流体には同図 (b) に示すような逆電流が流れ、したがって整流体の両端には同図 (c) に示すような逆電圧がかかる。この時も等価インピーダンスを求めた時と同じように、逆電圧印加の初頭に過渡的なセン頭逆電流が流れるが時間とともに或る一定値に落着く。

さて半導体整流体に過大な逆電圧が加わり、それが或る限度以上になると逆電流が急激にふえ、それが途中のインピーダンスに電圧降下を生じさせ、結局整流体の両端には、電源電圧から逆電流による途中のインピーダンス電圧降下を差引いたものしかかからない。したがっていかに高いサージ電圧が到来しても整流体自体にはそれほど高い電圧がかかることはなく、むしろ逆方向に通るサージ電流が大きくなることになる。ゆえに半導体整流器においてサージを考える時は、サージ発生源から整流体までの途中のサージインピーダンスが重要な問題となる。このことは他の形の整流器または他の一般の電気機器とは若干趣を異にする。このことを理解するために途中のインピーダンスを純抵抗と見なして考えると図 2.21 のようになり、サージ電源がいかに低くても途中のインピーダンスが小さければ整流体にはきわめて大きな逆方向サージ電流が流れ、反対にサージ電源がいかに高くても途中のインピーダンスが高ければ整流体にはあまり大きなサージ電流が流れないことになる。

さて図 2.19 の回路により、まずく形波電圧の巾 t_p を一定にし、電圧波高値 V_p を小刻みに上げながら絶縁破壊する限界を調べた。 t_p としては 100~200 μs の比較的短いものと 500~1,000 μs の比較的長いものの 2 種

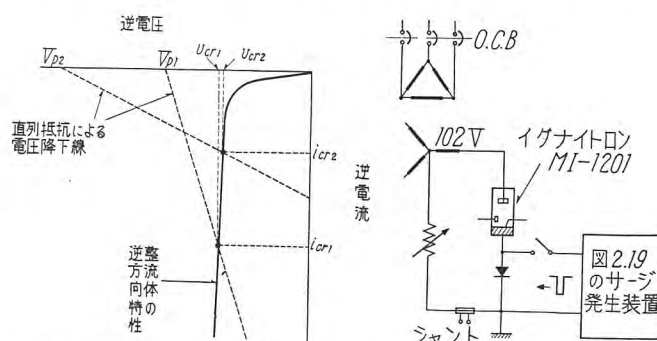


図 2.21 整流体に流れるサージ電流と直列抵抗との関係
Fig. 2.21 Relative between surge current flowing through diode and series resistance.

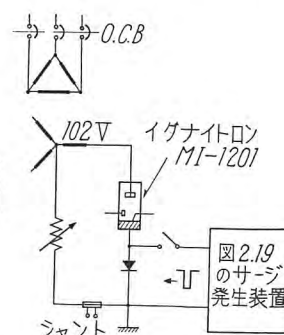


図 2.22 負荷時のサージ耐量測定回路
Fig. 2.22 Measuring circuit for surge withstand capacity under load.

について行なった。また負荷時のサージ耐量を測定するために図 2.22 に示す回路を組み負荷電流阻止期間の負荷電源電圧を整流体と直列につないだイグナイトロンによりシャ断し、その期間に半導体整流体にだけ前記と同じ逆方向く形パルス電圧を印加して試験を行なった。これらのサージ耐量測定の際は図 2.19 の R_s を比較的大きく ($10 \sim 50 \Omega$) し、絶縁破壊をなるべく一時的絶縁破壊として同一試料で数回測定できるようにした。もちろん整流体のうちにはサージによりはじめから永久破壊するものもある。

数多くのシリコンおよびゲルマニウムにつき、このようなサージ耐量試験を行なった結果を総合すると、いずれも $100 \sim 200 \mu s$ のサージに対しては公称 P.I.V. の 2 $\sim$ 5 割増の電圧まで耐え、それより長いサージに対しては、波長が長ければ長いほどサージ耐量は低くなっている。

しかし絶縁破壊の項で述べたように、サージ電圧による絶縁破壊にも電界破壊形と熱破壊形とがある。前者はサージの波長の長短に無関係に整流体の両端に或る限界以上の逆電圧がかかれば必ず絶縁破壊するものであるが、後者は、波長の長い時と短い時とで絶縁破壊点がいちじるしく異なり、きわめて短いサージ電圧に対しては、整流体に過大な逆方向サージ電流が流れても絶縁破壊しない。その一例としてはシリコン整流体 5082-E の或る整流体に $100 \mu s$ のサージ電圧を加えたところ逆方向に 50 A のサージ電流が流れたが絶縁破壊しなかった。

つぎに負荷時と無負荷時のサージ耐量の比較では、シリコン整流体では顕著な差は認められないが、ゲルマニウム整流体では若干負荷時のほうが劣っている。

しかし現状の整流体ではシリコン、ゲルマニウムとも特性の差にばらつきがあり、サージに強いものと弱いものとが混合しているから、やはり回路により予想されるサージ電圧を公称 P.I.V. 以下にすることが賢明である。

2.5 過負荷耐量

半導体整流体は電流容量に比して小形軽量であるという利点をもつが、その反面として熱時定数が小さく、過負荷に対しては比較的弱い欠点がある。すなわち水銀整流器などでは連続定格の 150% 程度の過電流に対しては数時間、また 200 $\sim$ 300% の過電流に対してさえ数分間は耐えるであろうが、ゲルマニウムまたはシリコンなどの半導体整流器では、定格の 150% 程度でも数分間、また 200 $\sim$ 300% では数秒間程度しか耐え得ない。

当社製ゲルマニウム整流体および W 社製シリコン整

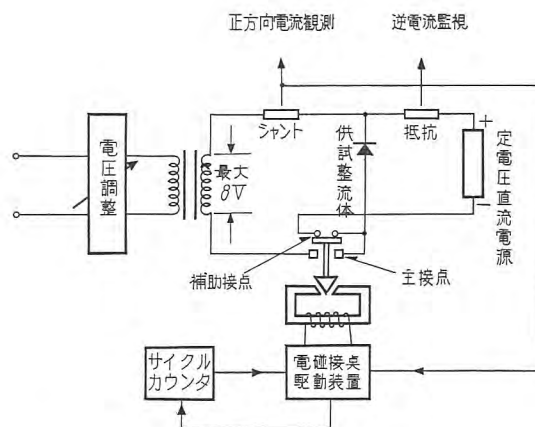


図 2.23 過負荷試験装置

Fig. 2.23 Overload testing device.

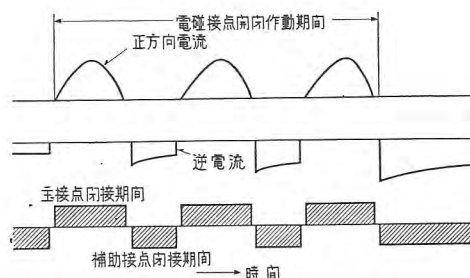


図 2.24 過負荷試験装置の作動 (3 c/s 過負荷の例)

Fig. 2.24 Work of overload testing device.



図 2.25 半導体整流体過負荷試験装置

Fig. 2.25 Overload testing device of semi-conductor diode.

流体の過負荷耐量 (形録に示す定格) は前掲表 2.1 および表 2.2 に示すとおりである。

われわれはここで図 2.23 に示すような電磁接点を利用した半導体整流器過負荷試験装置を用い、短時間だけ供試整流体に過大な負荷電流を流し、過負荷耐量を試験した。

この電磁接点は電磁駆動式接触変流機として開発された電磁接点と同構造のもので、作動がきわめて迅速でしかも制御に対する速応性がよい。この電磁接点は主接点

と補助接点とから成り、これらは電源周波数に同期して交互に開閉するが、主接点閉接中に供試整流体に過大な正方向電流を流し、この負荷電流が切れると同時に主接点は開き、ただちに補助接点が閉じ、今度はこの整流体に逆方向の一定電圧を印加する。この時の逆電流を監視することによりこの整流体の過負荷耐量を推定することができる。すなわち逆電流の大キサと整流体の P-N 接合部の温度とはあらかじめ推定できる関係にあるため、この逆電流の大キサにより P-N 接合部の温度が危険状態に達したかどうかを知ることができる。なお過負荷電流の大キサは負荷電源変圧器一次側の電圧調整によって、また過負荷電流を流す期間（サイクル数）は電磁接点駆動制御装置に付属しているサイクルカウンタをあらかじめ設定することによりいずれも任意に調整できる。この装置は負荷電流回路と逆電圧回路を分離しており、また負荷電流の開閉に接点を用いているためその電源電圧は

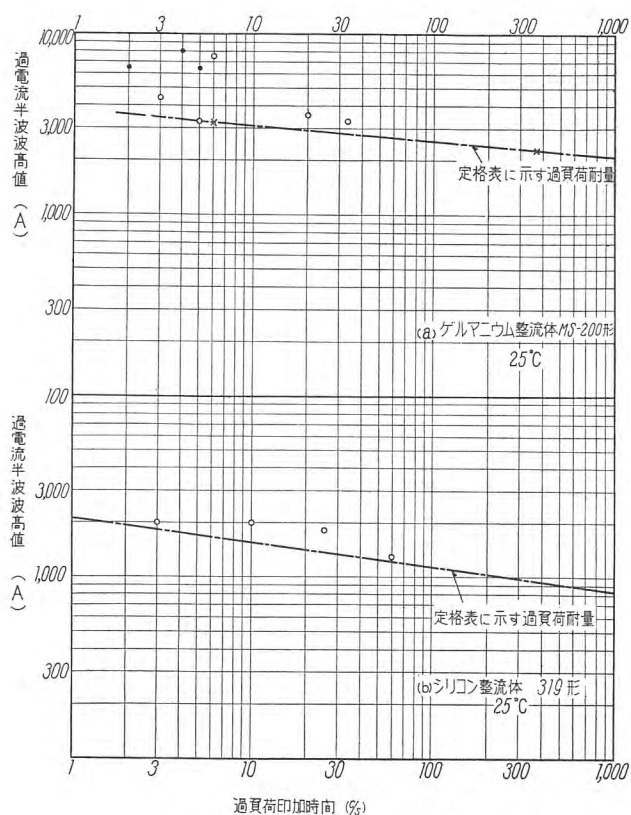


図 2.26 過負荷耐量試験結果

Fig 2.26 Testing results of overload capacity.

数 V でよく、したがって比較的小形な装置で 10,000 A 近くの過負荷試験まで行なうことができる。図 2.24 はこの装置の作動を説明する波形図である。

この試験装置により 60 c/s 半波の過負荷電流を流して行なった試験結果を図 2.26 に示す。同図 (a) はゲルマニウム整流体 MS-200 形の、また (b) はシリコン整流体 319-H 形の試験結果であり、いずれも鎖線は定格表に示す過負荷耐量、白丸は過負荷によって整流体が破壊しなかった点、また黒丸は破壊した点である。

これらの結果を見ると過負荷電流によりゲルマニウムまたはシリコンが破壊するのはいずれも定格に示す限界より 2~3 割上回っており、その限界値またはそれより若干上の過負荷にも十分耐えることが実証された。しかし過負荷の場合にも過電圧の場合と同じように破壊はしないが特性が劣化するという場合がある。すなわち同じ電流値で同じサイクル数の苛酷な過負荷を十分な時間間隔をおいて繰返し流すと、最初は破壊しなくても数回目に破壊することがある。したがって真の過負荷耐量は、何回同じ条件で繰返しても特性のまったく劣化しない点であり、その限界は今後の数多くの試験によって明らかにされるであろうが、少なくとも定格に示される値には十分耐えることが実証されている。

参 考 文 献

- (1) G.J. Bower, Design Considerations for Large Industrial Semi-conductor Rectifiers, Confer. Paper of A.I.E.E. (1958), 58-222.
- (2) Werner Rambold, Die Lokomotive E80 der Deutschen Bundesbahn mit Siliziumgleichrichter, Elektrischen Bahnen, 29 Heft 1 (1958).
- (3) Traction Current Rectification, Railway Gazette, April 13 (1956).
- (4) T.H. Kinman & others, Germanium & Silicon Power Rectifiers, P.I.E.E (A) 103 (April, 1956), 8.
- (5) F.W. Gutzwiller, Ratings & Applications of Ge & Si rectifiers, Trans. Paper of A.I.E.E. (1956), 56-934.
- (6) 岡, 高島: “電力用シリコン整流器の特性変化” 電連関西支部予稿 93 (昭和 33 年, 10 月).
- (7) 酒井: “半導体整流器とトランジスタ”
- (8) 阿部, 岡, 池田: “電力用シリコン整流器の特性について” 電連関西支部予稿 63 (昭和 32 年, 10 月).

レーダスピードメータ

無線機製作所東京工場
無線機製作所

山下 精一*・田村 祥一**
若田 和明***

Radar Speed-meters

Electronics Works, Tokyo Factory
Electronics Works

Seiichi YAMASHITA・Shoichi TAMURA
Kazuaki WAKATA

The radar speed-meter is a continuous speed measuring device of freight cars supplied to the Engineering Laboratory of the Japanese National Railways in March, 1958 to play a part in the automatization of the shunting yard. With a Klystron continuous waves of radar frequency are radiated from a parabola antenna to a freight car passing through a car-retarder. Then the speed is converted to frequency by the doppler effect and DC voltage in proportion to the freight car speed is taken out as an output and simultaneously the speed directly read with an indicator remotely arranged.

1. ま え が き

この装置は、国鉄操車場の全自動化の一役をになうもので、貨車速度連続測定装置として昭和33年3月国鉄技研に納入した。クライストロンでレーダ周波数の連続波をパラボラアンテナよりカー・レターダを通過中の貨車に輻射しドップラ効果を用いて速度を周波数に変換し、貨車の速度に比例した直流電圧を出力として出し同時に遠方に配置した指示計で、速度を直読させる装置である。

2. 操車場の全自動化

操車場とは、その地点に集結した多数の貨車を上り下りならびにその行く先々に振り分ける操作をする場所で、貨車を坂阜という小高いところより或るコウ配を走らせカー・レターダで貨車の速度を減速して前方に振り分けられた貨車に自然に連結させるのであるが、現在は制御塔よりカー・レターダを通過中の貨車の速度を観測してカー・レターダの出口の速度を最良にするために手動でカー・レターダを空気圧力の加減により貨車の速度を制御しているが、適当な速度にならないために途中で人が貨車に飛乗って減速しながら前方の貨車に連絡させている。

24時間、天候にかかわらず実施するのでその労力は大変なもので人命をそこなう危険がある。操車場の全自動化とは、第1カー・レターダを通過する貨車の速度（第1カー・レターダでは入口、出口、2点だけの速度を測定する。）を測定し計算器で第2カー・レターダの出口の



図 2.1 操車場における第2カー・レターダ
レールの左右から空気圧力により車両を締めつける。
入口から出口までの距離は約20m

Fig. 2.1 2nd car retarder at shunting yard.
Car retard with an air pressure from both sides of rail, distance from input to output is about 20 m.

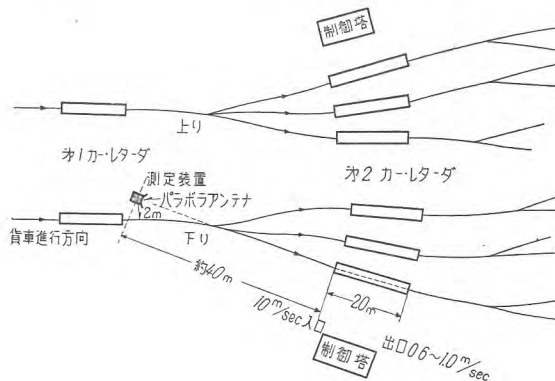


図 2.2 本装置の配置図

Fig. 2.2 Layout of the speed-meter.

速度を算定し、そのカー・レターダ通過中の貨車の速度を連続的に測定し、計算器で算定した速度に等しくなった時にカー・レターダを開放して所定の速度に押えることである。図2.1, 2.2に操車場におけるカー・レター

ダならびにこの装置の配置を示した。

3. 設計上の諸問題

3.1 送信周波数の決定

ドップラ効果を用いた移動目標の速度とドップラ周波数を算出する。ドップラ周波数は次式で与えられる。

$$f_{dop} = \frac{2v}{\lambda} = 2vf/c \quad (3.1)$$

ただし f : 送信周波数

v : 送信装置と移動目標との相対速度

c : 電磁波の伝播速度

式(3.1)より移動目標の相対速度が低速度の場合は送信周波数は高くとらなければならない。

貨車の速度 1~10 m/sec ゆえ、送信周波数をレーダ周波数 9,375 Mc にすると

$$1 \text{ m/sec} : f_{dop} = 62.5 \text{ c/s}$$

$$10 \text{ m/sec} : f_{dop} = 625 \text{ c/s}$$

$$f = 24,000 \text{ Mc} \text{ にすると } 1 \text{ m/sec} : f_{dop} = 160 \text{ c/s}$$

f_{dop} は送信周波数を 24,000 Mc としても低周波数における問題は差なく、それよりもマイクロの技術・保守の点から実用されている 9,375 Mc を採用したほうがよい。輻射電波のビーム巾(電力半値巾、垂直偏波)6度以内に押えられているので、パラボラアンテナの直径は460φとする。反射形クライストロン 2K25(送信出力=20 mW)を用い、距離と受信電力レベルを計算してみる。(図 3.1)

(1) ビーム巾に対して目標物が十分小さい時は、Radar equation が成立するから、受信電力 P_r は

$$P_r = \frac{P_t G^2 \sigma \lambda^2}{(4\pi)^3 R^4} \quad (3.2)$$

ただし P_t : 送信電力

G : アンテナの利得

σ : 貨車の radar cross section

λ : 波長

R : アンテナと貨車との間の距離

radar equation の成立する領域を4乗域と称する。

(2) ビーム巾に対して目標物が大きく送信電力の大部分が目標物を照射するような場合には radar equation は成立せず受信電力 P_r は

$$P_r = P_t F G \left(\frac{\lambda}{4\pi R} \right)^2 \quad (3.3)$$

ただし P_t : 送信電力

F : ビームの目標物照射の程度に関する係数

レーダスピードメータ・山下・田村・若田

G : 受信アンテナ利得

λ : 波長

R : アンテナと貨車との間の距離

radar equation の成立しない領域を2乗域と称する。

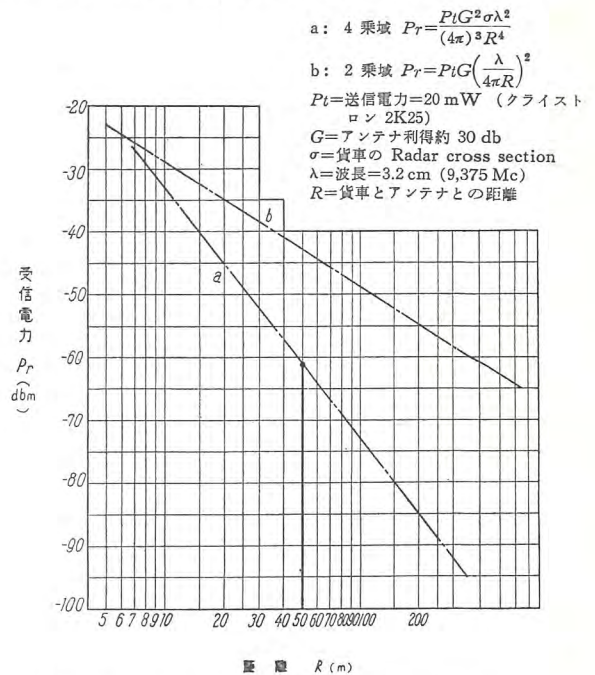


図 3.1 マイクロ波貨車速度検出装置受信電力レベルダイアグラム

Fig. 3.1 Receiving power level diagram of micro-wave freight car speed detector.

貨車の radar cross section を $1 \text{ m} \times 1 \text{ m}$ と仮定する。アンテナとカー・レータダの入口までの距離約 40 m, 出口までの距離 60 m, 4乗域として受信電力レベル約 -65 dbm となる。

3.2 総合雑音指数

ドップラ周波数増巾器の雑音指数は後述で明らかなように、クリスタル混合器の雑音指数が圧倒的に悪いので、ほとんど問題とならない。

$$F = F_{\text{mix}} + L_0 (F_{i-f} - 1) \quad (3.4)$$

ただし F : 総合の雑音指数

F_{mix} : クリスタル混合器の雑音指数

F_{i-f} : ドップラ周波数増巾器の雑音指数

L_0 : 混合器変換損失

$$F \div F_{\text{mix}} \quad (3.5)$$

混合器クリスタルの Noise Temperature t について $(t-1)$ の値が $i-f$ の周波数に逆比例することは明らかにされている。この装置はドップラ周波数を $i-f$ として使用するため、 $i-f$ としては、約 100 c/s をとると Noise Temperature t はきわめて大きな値となる。

$$F_{\text{mix}} = L_0 t \quad (3.6)$$

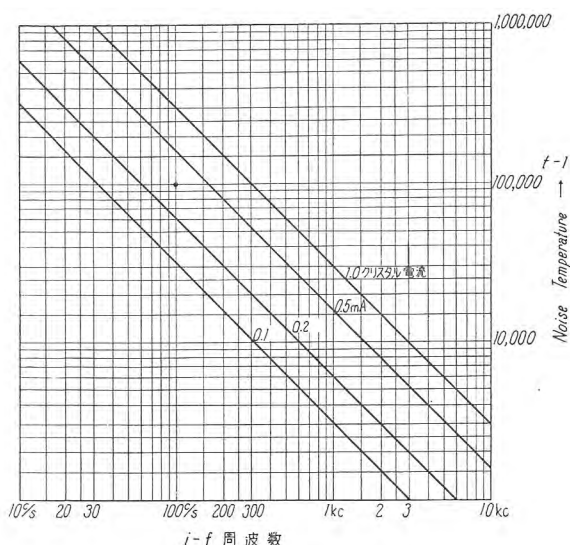


図 3.2 i - f と雑音温度特性

Fig. 3.2 i - f and Noise temperature characteristic.

ただし L_0 : 変換損失

t : Noise Temperature

式 (3.5) から

$$F = F_{\text{mix}} = L_0 t \quad (3.7)$$

図 3.2 より t を求める。クリスタル電流 (1N23B) $= 0.2 \sim 0.5 \text{ mA}$ としてその平均は $t = 100,000$ となる。

L_0 の値は、クリスタル電流 $0.2 \sim 0.5 \text{ mA}$ 程度において、

$$L_0 = 4 \sim 6 \text{ (6} \sim 7.8 \text{ db)}$$

総合雑音指数

$$F \div 5 \times 100,000 = 500,000 = 57 \text{ db}$$

(注; この値はかなり大きな値であり、その値を絶対値として、うのみにはできないが、一応設計の目安として進めてゆく)

混合器クリスタルの雑音スペクトラムが周波数に逆比例する性質に関しては、本来 Johnson Noise も Diode Noise も周波数に無関係なものであるから、他の Mechanism に起因するものであり、まだ明らかにされていない。

ここに入力雑音電力 P_{in} は、

$$P_{in} = kTBW \quad (3.8)$$

ただし k : ボルツマン常数 $1.37 \times 10^{-23} \text{ W} \cdot \text{sec} / ^\circ \text{K}$

T : 絶対温度 (273 度)

BW : 測定系の周波数帯域巾 c/s

$$T = 300^\circ \quad BW \div 500 \text{ c/s (1 m/sec} = 62.5 \text{ c/s)}$$

$$10 \text{ m/sec} = 625 \text{ c/s)}$$

とすれば

$$P_{in} = 1.37 \times 10^{-23} \times 300 \times 500 = 2 \times 10^{-15} \text{ mW} \\ = -147 \text{ db m}$$

出力の S/N 比は

$$S/N = 147 - (65 + 57) = 25 \text{ db}$$

i - f 周波数が低いため、総合雑音指数はきわめて悪いが受信電力レベルがかなり大きいので一応ホモダイナ検波で目的を達せられ、装置としてもっとも小形化される。

3.3 操車場におけるこの装置

2 m の側を貨車が通過するのでかなりの震動がある。

ドップラ周波数が低いので、震動によって高周波の漏洩電波がドップラ効果を呈したりまたクライストロンが震動によってドップラ効果を呈したりするおそれがある。

ドップラ周波数増巾器は 100 db 以上の利得を有しており、マイクロホニックによる雑音ならびにハムの混入はドップラ周波数領域内にあるので、震動および電源の脈動率、変動は極力押えなければならない。

4. 本機の測定原理

この装置の系統図を図 4.1 に示す。

レーダ周波数 9,375 Mc の連続波を使用して、パラボ

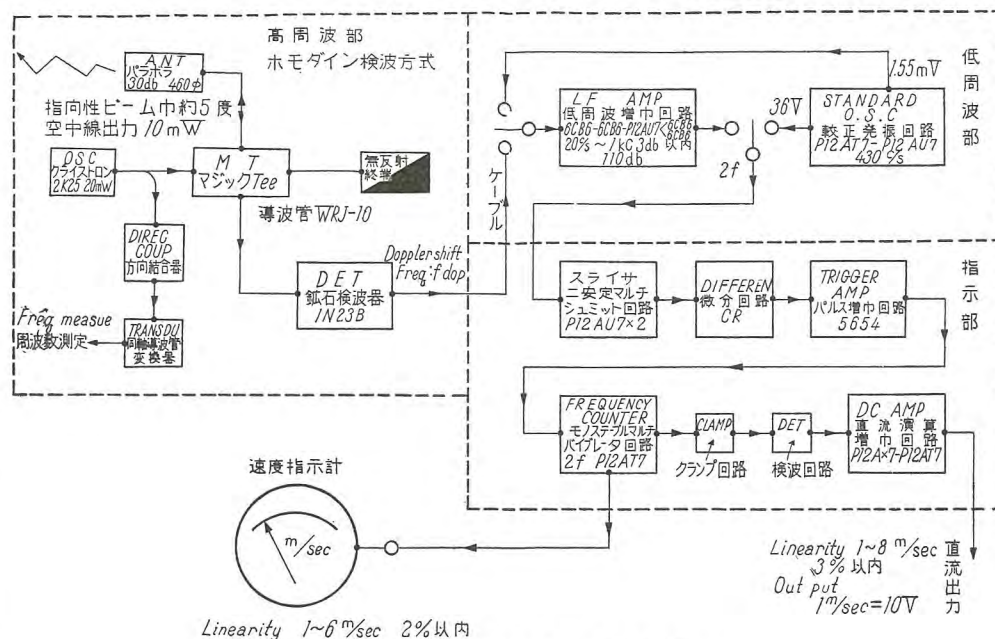


図 4.1 レーダスピードメータ系統図

Fig. 4.1 Radar speed-meter system diagram.

表 4.1

v (m/sec)	f_{dop} (c/s)	v (m/sec)	f_{dop} (c/s)
0.6	37.5	6.0	375.0
1.0	62.5	7.0	437.5
2.0	125.0	8.0	500.0
3.0	187.5	9.0	562.5
4.0	250.0	10.0	625.0
5.0	312.5		

ラアンテナより目標物の移動する貨車に電波を輻射し、反射して帰ってくる電波の周波数偏移、すなわち、ドップラ効果を利用して速度を周波数に変換し、貨車の速度を測定する装置である。

反射形クライストロン 2K25 を使用して、9,375 Mc 出力 20 mW の連続波を発振させ、マジック T_{ee} を通して送られてきた送信電力は、導波管を通り一次輻射器より反射鏡に吹付けられ、反射鏡面で反射した後、ビーム巾（電力半値巾）約 5 度のビームとなって空間に輻射される。

目標より反射してきた信号は、マジック T_{ee} を通し送信電力の漏洩電力（約 20 db の結合度）をとを鉱石検波器 1N23B で混合検波し、ドップラ周波数成分を取り出す。（ホモダイン検波）

式 (3.1) より

$$f_{dop} = 2vf/c$$

移動する目標物の速度と偏移したドップラ周波数を表 4.1 に示すと、偏移したドップラ周波数成分は、低周波増巾回路（ドップラ周波数増巾）で増巾されて、シュミット回路でく形波となり、蓄電器と抵抗器との充放電回路で微分される。周波数計として 2 倍の周波数を計数するので、微分波形は重畳され、パルス増巾回路で増巾し周波数計数回路の負トリガーパルスとして挿入される。

周波数計数回路は、モノステーブルマルチバイブレータ回路であって、発生するパルスは振巾とパルス巾が周波数にかかわらず一定のもので、直流平均電流は周波数に比例した指示を示す。

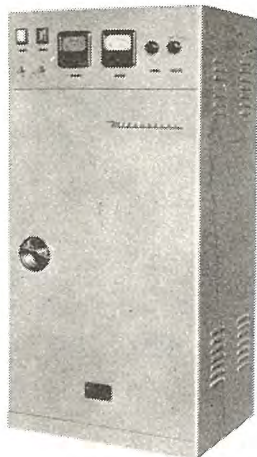


図 5.1 a 本体外観
Fig. 5.1 a Main body.

周波数計数回路の速度指示計のはいらない他の一方の陽極よりパルスを取りだし、クランプ検波して直流電圧とし直流増巾回路で増巾して所定の出力を出力ケーブルで制御塔に送る。

5. 本機の構造

この装置は、固定用測定架装置で、空中線部、表面パネル部、高周波部、低周波部、指示部、電源部、速度指示部より構成され、外箱内に納められている。ただし、パラボラアンテナは国鉄使用の外箱の上側面に、速度指示計は制御塔内に取付けられる。

外箱は防滴性、各部は垂直シャーシ式表面パネルを除

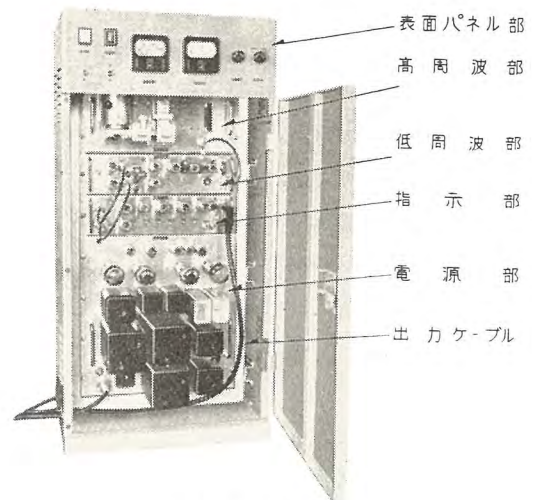


図 5.1 b 本体内部
Fig. 5.1 b Interior view of main body.



図 5.2 アンテナ外観図
Fig. 5.2 Antenna.

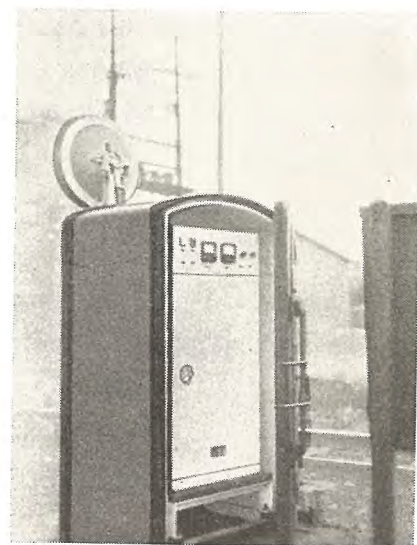


図 5.3 操車場に設置した外観
Fig. 5.3 The apparatus installed in the shunting yard.

いて取はずしができる。外箱の背面よりはビスを取はずすことにより、各部の点検可能である。外箱内冷却のために、冷却用扇風機が設けられている。

空中線は、直径 460 mmφ のパラボラ反射鏡、本体との結合は可とう導波管により行なわれ、上下および左右約 ±5 度の方向調整が容易に行なわれる。また曲り導波管の取換えおよびねじり導波管の使用により水平偏波にも垂直偏波にも使用できる。図 5.1 に本体の外観図を示す。

図 5.2 に空中線パラボラ反射鏡を示す。

図 5.3 に操車場に設置した外観図を示す。

高周波部は、クライストロン、マジック T_{ee} 、周波数測定用同軸端子、クリスタルマウントおよびクライストロン冷却用送風機よりなる。

低周波部は、低周波増巾回路、較正発振回路より構成され、低周波増巾回路の初段、二段はマイクロホニックを防止のために防震台に取付けてある。

表 5.1

	高さ(mm)	巾(mm)	奥行(mm)	重量(kg)
外箱(表面パネル)	990	492	380	44.8
高周波部	178	385		4.85
低周波部	178	385		1.85
指示部	178	385		1.70
電源部	400	385	147	29.50
空中線部				6.9

指示部は、シュミット回路（雑音抑制回路）パルス増巾回路、周波数計数回路（モノステーブルマルチバイブレータ回路）クランプ検波回路、直流増巾回路より、電源部は、正電圧回路、負電圧回路、交流直流織条電圧回路より構成されている。

表面パネルには、交流入力電圧用メータ、各部電圧用メータ、クライストロン反射電極電圧調整用ポリウムが取付けられ、また高圧スイッチは、低圧スイッチが閉じられてから 30 秒後に自動的に閉じるように、サーマルリレー管を使用している。重量を表 5.1 に示す。

本体の寸法は、総高 990 mm 巾 492 mm 奥行 380 mm 総重量 84 kg（空中線部除く）

6. 主要性能

6.1 空中線

- (1) 直径 460 mmφ パラボラアンテナ送受共用
- (2) ビーム巾（電力半値巾）約 5 度 (9,375 Mc)
- (3) 利得 約 30 db (9,375 Mc)
- (4) 方向性調整角度 水平および垂直角度のおの ±5 度

6.2 高周波部

- (1) クライストロン 2K25
- (2) 周波数 9,375 Mc

- (3) 出力 約 20 mW
- (4) マジック T_{ee} により送受切換え
- (5) 混合器 鉱石検波器 1N23B

6.3

(1) 低周波増巾回路

- a. 周波数特性 50~1,000 c/s 間で 2.8 db
- b. 利得 200 c/s で 108.6 db

6.4 指示部

(1) 周波数計数回路

- a. ドップラ周波数と直流平均電流値との直線性 0.6~6 m/s 間で ±2% 以内
- b. 応動周波数限界 約 3,000 c/s
- c. 応動時間 0.2 秒以下

(2) 直流出力回路

- a. ドップラ周波数と直流出力電圧との直線性 速度 1~8 m/s 間で ±3% 以内
- b. 応動時間 0.2 秒以下
- c. 1 m/s あたりの直流出力電圧 10 V

6.5 電源部

- a. 正電圧 +300 V
交流入力電圧と直流出力電圧との変動率 1% 以下 (85~115 V), 脈動率 (負荷電流 100 mA) -91 db
- b. 負電圧 -270 V
交流入力電圧と直流出力電圧との変動率 1% 以下 (85~115 V), 脈動率 (負荷電流 50 mA) -115 db
- c. 直流織条電圧 6.3 V 脈動率 -74 db

7. 各部回路説明

7.1 高周波部

マジック T_{ee} を使用して送受切換えを 1 回路で行なっている。送受いずれの場合にも電力の半分は他のアームに消費されるから 6 db の回路損失があるがこれによりアンテナは送受共用となり構造がはなはだ簡単となる。

クリスタルよりドップラ周波数成分を取り出すには、反射信号と送信周波数成分を混合させなければならないから、マジック T_{ee} も完全にはバランスさせず、わずかにアンバランスとして送信出力の一部をクリスタルマウントのアームに結合させる。

実際には完全なバランスをとり結合を零にすることのほうがむしろ困難で、整合をとった状態でも約 30~40 db くらいの結合が残る。クライストロン 2K25 の出力は約 20 mW であり、30 db の結合ではクリスタル入力は約 20 μW であり、低いレベルでは変換損失が非常に大きいので、変換損失のもっとも低いレベル（約 0.1~0.5 mW 鉱石電流で 0.1~0.5 mA）に置くために、整合用ポスト

をマジック T_{ee} の対称面よりわずかずらせてアンバランスとし整合を大きくし約 20 db くらいの結合度をもたせている。

このアンバランスによるインピーダンス特性の悪化はこの程度では小さくてほとんど問題とならない。

7.2 指示部

シュミット回路

シュミット回路とは、2 安定マルチバイブレータ回路である。基準レベル以上の正弦波(ヒズミ波形でも可)が挿入されると出力としてク形波を発生する。ゆえに、雑音を基準レベル以下に押えておけば雑音抑制回路となる。

7.3 周波数計数回路

カソード結合モノステーブルマルチバイブレータ回路である。

左半三極管の陽極に負トリガーパルスを挿入し、トリガーパルスの繰返し周波数にかかわらず、左右半三極管の陽極に発するパルスの振巾と間隔は等しいのが特長である。

7.4 直流増巾回路

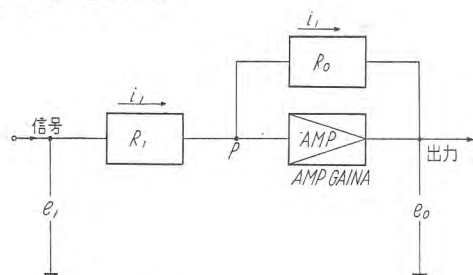


図 7.1 演算増巾回路
Fig. 7.1 Operation amplifying circuit.

演算増巾回路である。

図 7.1 により R_1 R_0 は演算インピーダンスと呼ばれるもので、これを適当に選択することによって種々の演算が行なわれる。

AMP. GAIN の絶対値が無大であると仮定すると、その出力 e_0 がどんな値であっても入力側の P の電位は零と見なすことができる。

信号源からインピーダンス R_1 を通して電流 i_1 が流れるが、AMP の入力側はグリットになっているので真空管のほうには電流は流れない。信号源からの電流は、フィードバックインピーダンス R_0 を通って流れる。

$$\frac{e_1}{R_1} = -\frac{e_0}{R_0} \dots\dots\dots (7.1)$$

これより

$$e_0 = -\frac{R_0}{R_1} e_1 \dots\dots\dots (7.2)$$

演算増巾回路の利得 A' は

$$A' = \frac{R_0}{R_1} \dots\dots\dots (7.3)$$

信号源から見た入力インピーダンスは R_1 である。 R_1 は通常出力インピーダンスに比べてはるかに大きく取れるのでカスコード結合は可能である。

出力インピーダンスは負帰還をかけた高利得 A を有する増巾器ゆえ、きわめて低く回路の結合は容易である。

7.5 電源部

電源回路の負荷電流変動に対する直流出力電圧の変動率および交流入力電圧の変動率および脈動率など、高度の性能が要求される。そのため、正負電圧回路として、series tube 6AS7G を使用し出力電圧の変動を 4 段の直流増巾回路を介して series tube の内部抵抗ドロップによって補償し上記の目的を達している。

低周波増巾回路の織糸は直流ヒータングによってハムを防止している。

8. 今後の問題

貨車速度連続測定装置はもっとも簡単なホモダイナ方式で可能であったが、移動目標までの距離が長くなると、混合器の雑音指数が悪いため一考を要するが、しかし、距離と速度に応じて送信周波数、空中線などを考慮すれば、各分野の速度測定に適用することができる。

今後の問題として、低周波部、指示部のトランジスタ化であり、また計数方法をデジタル化することである。

操車場におけるこの装置(空中線を含む)の位置は、第 2 のカー・レータダを出口より前方に設置すれば、受信電力レベルは出口に近くになるにつれ上昇し、低周波の周波数レスポンスはかなり低い値に下げられ、震動による雑音は抑制できる。

9. むすび

国鉄の操車場は全国に 26 カ所あり、(坂阜を有するものの 6 カ所) 操車場の全自動化は国鉄 5 カ年計画の一項目にあげられている。(1 操車場にスピードメータは 4~6 台必要とされる。) また新幹線による高速度列車の速度測定や、自動車の速度測定など、応用分野は広いと思われる。終りにあたり、終始ご指導を賜った国鉄技研の間野技師、市川技師ならびに、製作にご支援いただいた本社資材部、機器製造部の方々に衷心より御礼申し上げる次第です。

参考文献

- (1) MIT Series 1 巻 Radar system engineering.
- (2) 松田節雄 航空電子技術.
- (3) G. W. G. Court Wireless Engineering March 1956 Microwave Vehicle-Speed indicator.
- (4) IRE. March 1947 Noise spectrum of crystal rectifiers.
- (5) MIT Series Wave form.

固体試料分析用二重収レン質量分析器

研究所 後藤正之*・甲斐潤二郎**

A Mass Spectrograph for the Analysis of Solids

Engineering Laboratory Masayuki GOTO・Junjiro KAI

In the research of physics or chemistry on solid the chemical analysis of micro components has become more and more important. In compliance with the request of the Kyoto University a mass spectrograph has been built by Mitsubishi to be used for the analysis. This unit, being of the Mattauch type, is provided with a spark source. By one exposure, spectrum having a mass range from any M to 10 M can be covered. Since the radius of the energy selector is 150 mm, the theoretical resolution with a defining slit of 0.15 mm in use becomes 1/500. On spectrum of low ion intensity the resolution to this extent was made available.

1. ま え が き

分離された同位元素試料の純度検定は核反応の研究のためには重要であり、トレーサ応用研究の諸分野において同位元素比の測定は不可欠である。また半導体などの新しい電気材料や、原子炉材料など、近來新しく問題になって来た材料は、ppm(10^{-6})のケタの微量不純物によってその性質が大きく影響されることが多く、その分析が問題となっている。さらに、一般的にいて、固体の物理あるいは化学の研究にとっては、微量成分の化学分析がますます重要になってきているのである。

この種の分析を目的として、京都大学理学部の依頼により、固体試料分析用二重収レン質量分析器を完成したので、装置の概要および試験結果について報告する。

固体を質量分析する場合、ガスの場合と違って、適当なイオン源が簡単に得られにくいことが問題となる。

現在のところ、固体用のイオン源としてもっとも一般に用いられるのは Dempster が考案した高周波スパーク形⁽¹⁾であるとされており、これは、分析しようとする物質を電極としてこれに高周波の高電圧をかけ、スパークを生じさせることによってイオン化を行なうのである。このイオン源は、すべての元素をだいたい1ケタの範囲内で同等にイオン化できるといわれる⁽²⁾。しかしこのイオン源によって生ずるイオンは、初速度のひろがりが大きく、かつその強度が不安定である。このために装置は速度および方向収レン性をもった二重収レン形とする必要があり、かつイオンの検出には写真乾板を用いるのが適当である。ここで採用した Mattauch 形は、乾板全体にわたって二重収レン性が成立するから、1回の露出

で検出できる質量範囲が大きく、分析用として最適である。

この形の質量分析器は、Mattauch⁽³⁾⁽⁴⁾⁽⁵⁾その他の人々が原子の質量の精密測定を目的として製作したものであるが、また固体分析を目的として Shaw⁽⁶⁾, Hannay⁽⁷⁾によっても作られた。Hannay はこれを半導体の分析に応用し、0.1 ppm 程度の不純物、あるいは 0.1 単分子層程度の表面のよごれを検出している。⁽⁸⁾

2. 原 理

1934 年に Herzog は、二つの同心円筒状電極でつくられる電場および一様な磁場から成る系についての電子光学的理論を発表したが⁽⁹⁾、ついでこの理論の特殊な場合として、Mattauch および Herzog は二重収レン質量分析器の理論を発表した。⁽¹⁰⁾

図 2.1 に電場、磁場およびスリットの位置関係を示したが、Mattauch によれば、乾板上のすべての点で二重収レン性が成立するためには、エネルギー選択器の半径 a_e 、

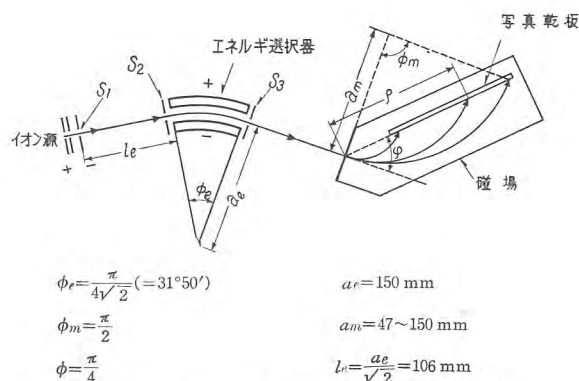


図 2.1 Mattauch 形分析器の各部分の配置

Fig. 2.1 Arrangement of Mattauch type mass spectrograph.

その偏向角 ϕ_e , 乾板上に像を結ぶスリット S_1 とエネルギー選択器の距離 l_e , および磁場偏向角 ϕ_m の間に次の関係が満足されなければならない。

$$\phi_e = \frac{\pi}{4\sqrt{2}} (=31^\circ50') \quad (2.1)$$

$$l_e = \frac{a_e}{\sqrt{2}} \quad (2.2)$$

$$\phi_m = \frac{\pi}{2} \quad (2.3)$$

またこれらの関係から、イオンビームと乾板とのなす角 φ は、

$$\varphi = \frac{\pi}{4} \quad (2.4)$$

となる。

この時分解能は、スリット S_1 の巾を s_1 とすれば

$$\frac{\Delta m}{m} = \frac{2S_1}{a_e} \quad (2.5)$$

となる。

エネルギー選択器に与えられるべき電圧 V_e は加速電圧を V_a とし、その内側および外側の電極の半径をそれぞれ r_1, r_2 とすると、

$$V_e = 2V_a \cdot l_n r_2 / r_1 \quad (2.6)$$

で与えられる。

また、質量 m , 荷電 e のイオンの速度を v とし、これが強サ B の磁場で曲げられた時のイオン軌道の半径を a_m とすると、

$$a_m = \frac{m}{e} \cdot \frac{v}{B} \quad (2.7)$$

一方

$$V_a \cdot e = \frac{1}{2} m v^2 \quad (2.8)$$

であるから、

$$a_m = \frac{(2V_a \cdot \frac{m}{e})^{\frac{1}{2}}}{B} \quad (2.9)$$

となり、また式 (2.4) の関係があるから、イオンの磁場への入射点と、そのイオンのスペクトルとの間の距離 ρ は、

$$\rho = \sqrt{2} a_m = 2 \frac{(V_a \frac{m}{e})^{\frac{1}{2}}}{B} \quad (2.10)$$

となり、この式で ρ を mm, V をボルト, B をガウス, m を原子量単位で、また e を電子の荷電を単位としてそれぞれ書き表わすと、

$$\rho = \frac{2,045}{B} (V_a \frac{m}{e})^{\frac{1}{2}} \quad (2.11)$$

となる。

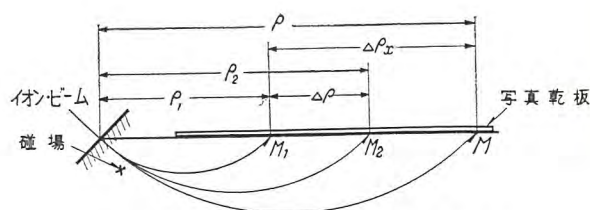


図 2.2 磁場内でのイオンビームの軌道とスペクトルの位置関係

Fig. 2.2 Path of ion beam in the magnetic field and positions of spectra on the photographic plate.

得られたスペクトルから質量を決定するには、式 (2.

11) を

$$\rho = K M^{\frac{1}{2}}, M = \frac{m}{e} \quad (2.12)$$

とおき、図 2.2 に示すように既知質量 M_1, M_2 に対応する ρ を ρ_1, ρ_2 とすれば、

$$\rho_1 = K M_1^{\frac{1}{2}} \quad (2.13)$$

$$\rho_2 = K M_2^{\frac{1}{2}} \quad (2.14)$$

$M_2 > M_1$ とし、乾板上の分散を測定して $\Delta \rho$ であったとすると、

$$\Delta \rho = \rho_2 - \rho_1 \quad (2.15)$$

$$\rho_2 = \rho_1 + \Delta \rho \quad (2.16)$$

式 (2.13), (2.14), (2.16) から

$$\frac{\rho_1 + \Delta \rho}{\rho_1} = \left(\frac{M_2}{M_1} \right)^{\frac{1}{2}} \quad (2.17)$$

となって、 ρ_1 を求めることができる。つぎに、未知質量 M に対する ρ を

$$\rho = \rho_1 + \Delta \rho_x \quad (2.18)$$

とすれば、式 (2.12), (2.13), (2.18) から

$$\frac{\rho_1 + \Delta \rho_x}{\rho_1} = \left(\frac{M}{M_1} \right)^{\frac{1}{2}} \quad (2.19)$$

すなわち

$$M = \left(\frac{\rho_1 + \Delta \rho_x}{\rho_1} \right)^2 \times M_1 \quad (2.20)$$

となり、 M を求めることができる。

3. 装 置

この質量分析器は大きくわけて、つぎの三つの部分から成り立っている。

- (1) 分析器本体
- (2) 排気系
- (3) 電源部

がそれであり、図 3.1 および図 3.2 に装置の写真を示

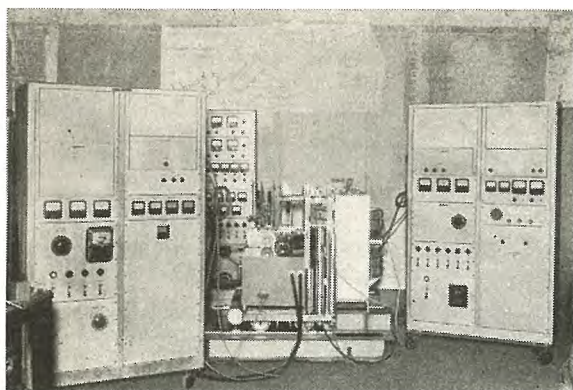


図 3.1 質量分析器外観

Fig. 3.1 The completed mass spectrograph.

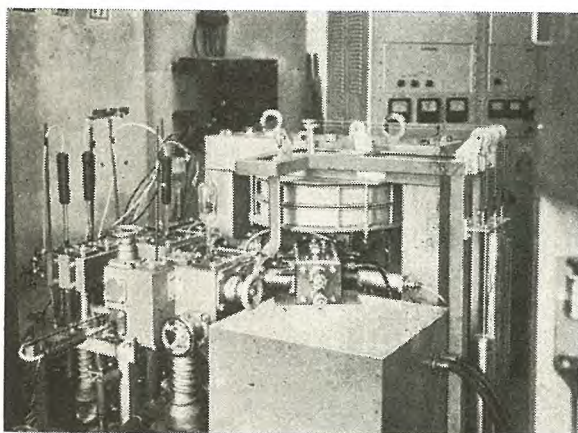


図 3.2 分析器本体および排気系

Fig. 3.2 Analyzer and vacuum system.

してある。

3.1 分析器本体

この部分は、(1) イオン源、(2) エネルギー選択器、(3) 磁場、(4) イオン検出部、(5) 調節部より成る。イオン源およびエネルギー選択器は一つの無酸素銅製の箱に収められ、また磁場部は磁極および無酸素銅製のワックにより組立てられ、イオン検出部もこの中にはいっている。調節部が無酸素銅製の箱と磁場部の間をつないでいる。図 3.3 に本体の略図を示した。実際の装置では、この紙面

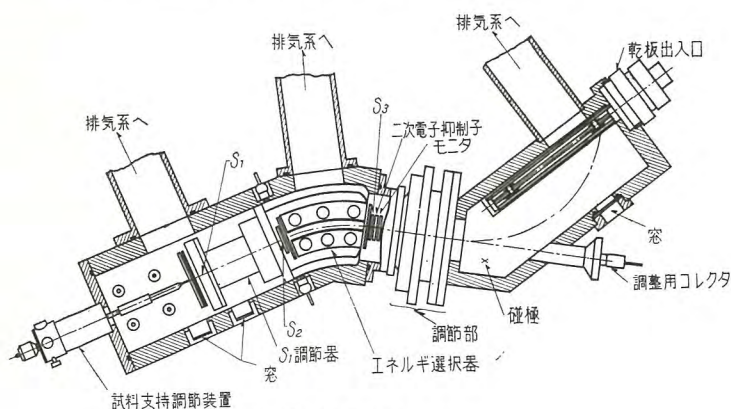


図 3.3 質量分析器平面図

Fig. 3.3 Plan of mass spectrograph.

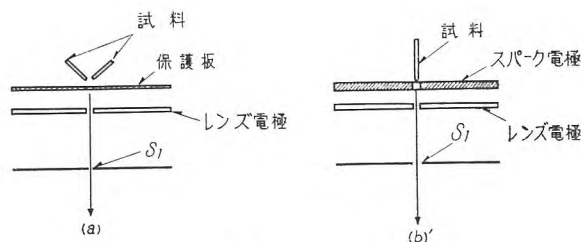


図 3.4 イオン源

Fig. 3.4 Schematic view of ion source.

が水平面に相当する。

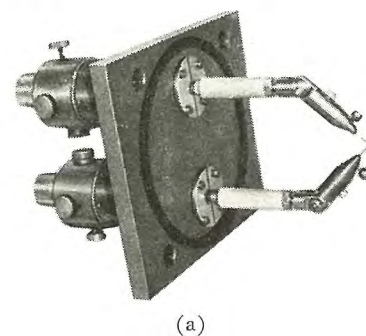
(1) イオン源

分析されるべき試料は約 $1\text{ mm}\phi \times 12\text{ mm}$ の棒状にして、図 3.4 (a) のように 2 本を対向させてこの間でスパークさせるか、あるいは (b) のように、棒状の試料を金属板 (Cu, Ni, Ta など) にあけた穴に対向させてこの間でスパークを起させるかいずれか二つの方法でイオン化する。

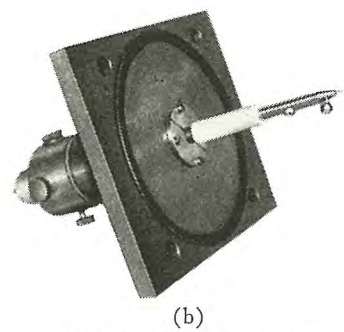
いずれにしても、二つの電極の間隔は、ベローズを用いる試料支持調節装置 (図 3.5) により、外部から調節可能である。試料取換えには、この部分だけ取はずせばよい。

スパーク電極、レンズ電極、および加速スリット S_1 の三つは、一体として、一端にネジを切ったステアタイト棒で組立て、スペーサには石英管を用いている。そしてノックピンを用いて組上りの再現性を期している。

S_1 は乾板上に像を結ぶスリットであるが、ステンレ



(a)



(b)

図 3.5 試料支持調節装置

Fig. 3.5 Sample holder and adjuster unit.

ス鋼製で、長さ 3 mm、巾は 0.15, 0.1, 0.05, 0.025 mm の 4 種あり、交換可能である。S₁ とエネルギー選択器との位置関係は、ビームの収束にきいてくるので、S₁ は、ビーム方向およびそれに垂直な二つの方向にその位置を調節可能にしてある。これは、真空をやぶらずに行なうことができる。

(2) エネルギー選択器

イオンビームを磁場に対してシールドするために、エネルギー選択器電極は純鉄製とし、内面は金メッキして charge up effect⁽¹¹⁾を防いでいる。この中心半径は 150 mm、間隔は 10 mm である。入口と出口にそれぞれスリット S₂, S₃ および電場周縁補正電極を設けたが、これは、磁場入口に設けた磁場周縁補正板とともに、Herzog の理論⁽¹²⁾により設計した。S₃ のところには、S₃ を通過したイオン電流を測定するためのモニタがあり、その詳細は図 3.6 に示してある。

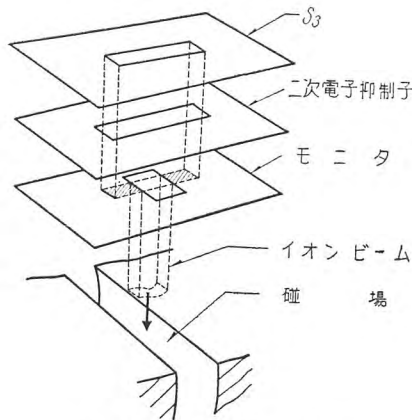


図 3.6 モニタ付近の詳細
Fig. 3.6 Monitor.

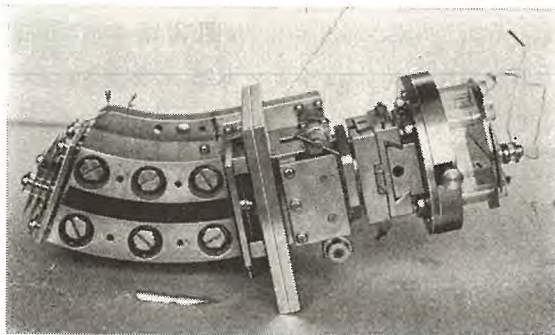


図 3.7 エネルギー選択器およびスリット系
Fig. 3.7 Energy selector and slit system.

イオン源およびエネルギー選択器は一体となって取はずしが可能であり、図 3.7 にその写真を示してある。

(3) 磁 場

磁極は純鉄製で、厚さ約 40 mm、内面を金メッキしてある。間隔はリン青銅製のスペーサにより 3.175 mm 固体試料分析用二重収レン質量分析器・後藤・甲斐

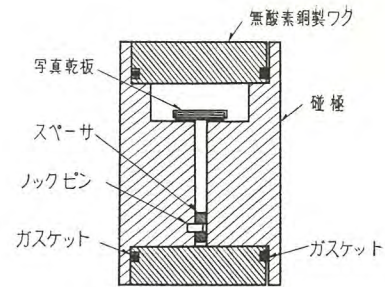


図 3.8 磁場部断面

Fig. 3.8 Magnetic analyzer cross section.

に保たれる。この磁極は、真空容器の壁の一部をなすのであるが、これは図 3.8 に示すように、無酸素銅製のワグの両側から磁極をパッキングで締めつけることによって気密にしたものである。

電磁石は、住友金属製の鉄心(純鉄)を用い、コイルは 0.5 mmφ のエナメル銅線を 15,000 回ずつ 4 個の巻ワグにわけて巻いた。磁場の強さは最高 20,000 ガウスで、14,000 ガウスあたりまで励磁電流に対して直線性をもっている。

(4) イオン検出部

イオンの検出には写真乾板を用いる。乾板の大キサは 30 mm×150 mm で、ラック・ピニオンを用いて外部より動かすことにより、1 枚につき 7 回の露出が可能である。そして 1 回の露出で撮影される質量範囲は質量 M から $10M$ までにした。つまり、1 回の露出で、乾板上に質量 1~10, 5~50, 10~100 といったような質量スペクトルが得られる。この質量範囲は、通常加速電圧を一定にしておいて磁場の強さをかえることによって任意に選べるが、もちろん磁場を一定にして、加速電圧(したがってエネルギー選択器電圧も)をかえてもよい。シャッターはエネルギー選択器の入口側にある。

(5) 調 節 部

電場、磁場などのはみ出しや、工作精度を考慮して、エネルギー選択器と磁場との間に調節部を設け、真空を破らずに調整を可能にした。

このために、イオン源およびエネルギー選択器を収めた無酸素銅製の箱は、counter-weight してつり下げ、かつ排気系との連結には、ベローズ 4 個を用いた flexible joint⁽¹³⁾を用いてこの調整操作を容易にした。

3.2 排 気 系

図 3.9 にこの分析器の排気系を図式的に示した。すなわち油拡散ポンプ 3 台、その低真空側に水銀ブースタポンプ 2 台、回転ポンプ 1 台から成っているが、回転ポンプは装置のあらびきにも用いるようにしてある。

图 3.9 排气系

Fig. 3.9 Vacuum system.

回転ポンプと水銀ブースタポンプとの間には 10 l のガスダメを設け、水銀ブースタポンプの背圧をこれを与えることにより、回転ポンプの常時運転をさけるようにした。

トラップ、バルブおよび分岐管の大部分は鍛鉄製のブロックに削り込んで収めたので溶接箇所を少なくし、かつ容積を小さくすることができた。この分析器では、このようなブロックを5個用いた。その他大部分の配管にはステンレス管を用いた。

3.3 電源部

電源部は図 3.10 に略示したようにつぎの各部から構成される。これらは 3 個のラックに分けられており、スパーク電源と交流安定電源は構造上別の単独の容器におさまられている。高分解能をうるために各電源は高度の安定性を要求されている。

ラック I

イオン加速用高圧電源

スパーク用高周波電源（一部ラック外）

エネルギー選択器用電源

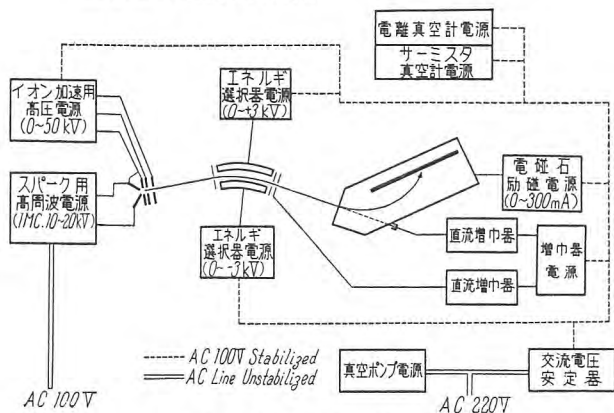


図 3.10 電源部の構成

Fig. 3.10 Schematic diagram of power supply.

ラック II

電磁石励磁電源

直流増巾器および電源

交流電圧安定装置（一部ラック外）

ラック III

電離真空計電源

サーミスタ真空計電源

排気系電源

(1) スパーク用高周波電源

真空中に 0.5~1 mm の間隔で対向した試料電極に高

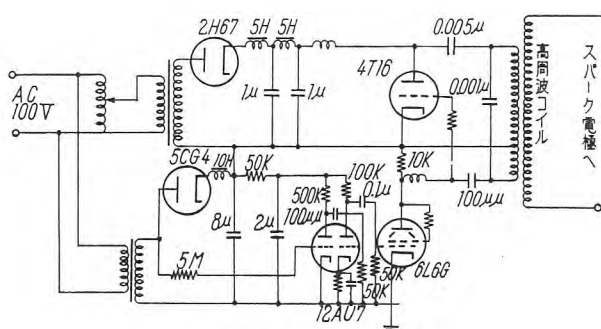


図 3.11 スパーク用高周波電源

Fig. 3.11 Spark voltage supply.

周波電圧を加えてスパークさせるため Hipple にならない
図 3.11 のような回路を使用した。⁽¹⁴⁾ 発振周波数は
1,080 kc, それを下側の微分回路により $200\ \mu\text{s}$ だけ持続
させ(継続のくり返しは 60 c/s)ている。出力電圧は測
定していないが最高 10~20 kV と思われる。外部回路に
対する誘導を防ぐため二重シャヘイ箱におさめ、本体に
直結して使用する。

(2) イオン加速用高圧電源

スパークで生成されたイオンは図 3.12 の直流高電圧により加速される。ケノトン K25 で整流された電圧は 4T17 により制御される。構成は一般の安定電源と同様であるが、4T17 の陰極、格子が -5 kV 程度浮くので途中高周波 ($<100\text{ kc}$) に変換し、結合に高周波トラ

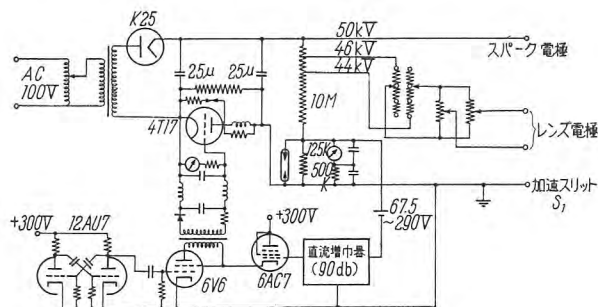


図 3.12 イオン加速用高圧電源

Fig. 3.12 High voltage supply.

を求めることができる
が、その結果も $le =$
105 mm の時よりも
よい。

$$R = \frac{\Delta M \cdot d}{M \cdot \Delta \rho} \dots (4.1)$$

図 4.1 の下の写真は、タングステン線を 1,500°C に熱した時に放出されるイオンを分析した例である。この時の露出は 10 分間である。

図 4.2 はスパーク形イオン源を用いて撮影したスペクトルの一例である。(a) は原子炉用級のジルコニウム、(b) はニッケルスリーブ、(c) は二酸化ウランの粉末をニッケルスリーブにつめたものでこの場合のニッケルスリーブは、試料保持とスパークのための導体としての役割をしている。これらはすべて図 3.4 (a) の方式で、2 本の試料棒の間でスパークさせた。加速電圧は 13,000 V で、露出は (a) は上段が 1 分間、下段が 5 分間、(b) は 1 分間、(c) は 3 分間である。

これらの写真および

試験結果から次のようなことがわかる。

(1) スパーク形イオン源により生ずるイオンには多価のイオンが多く、最高 6 荷電のものまで生ずる。このことは、スパーク形イオン源の特長のひとつとされており、乾板上で質量尺度が簡単に得られる点で便利であるが、一方、他のイオンと重なる可能性も増大する。イオン強

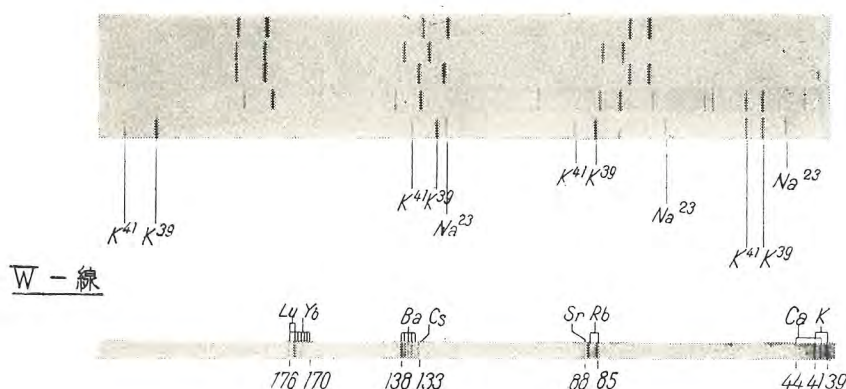


図 4.1 熱イオンの質量スペクトル
Fig. 4.1 Mass spectra of thermal ions.

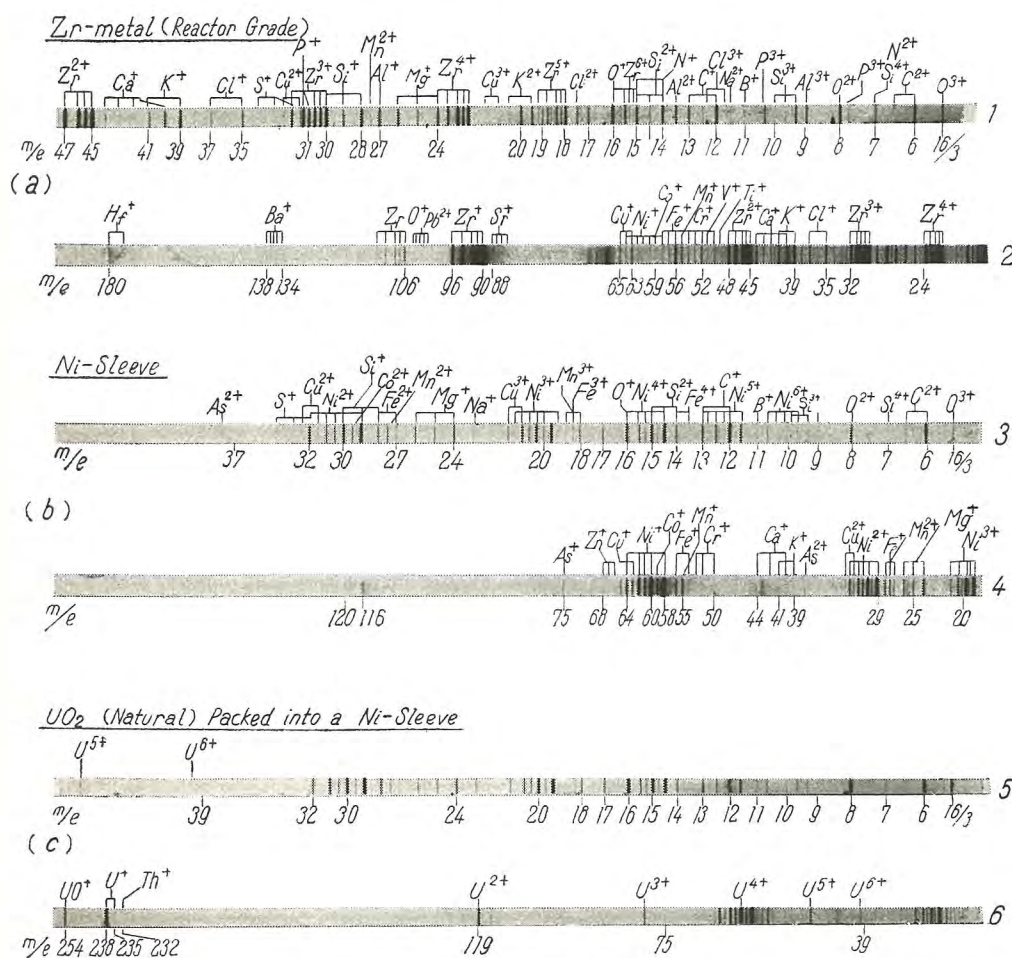


図 4.2 質量スペクトル
Fig. 4.2 Typical mass spectra.

の収レン性をみるために、磁場の強さをかえて各 le 値ごとに数回ずつの露出を行なったのである。 le の理論値は式 (2.2) から 106 mm であるが、写真からわかるように $le = 105$ mm の時にもっともよく焦点がっている。実際にこれらのスペクトル (質量 M および $M + \Delta M$) の線巾 (d) と分散距離 $\Delta \rho$ とから次式により、分解能 R

度は、一般に単荷電のものがもっとも強く、荷電数がふえるとともに強度は減少する。

(2) スパーク形イオン源は、ほとんどすべての元素をイオン化できそうである。このことは、この形のイオン源の長所とされているが、ここに掲げた数枚のスペクトルだけでも、天然に存在する元素の半数程度が示されている。

(3) Zr^+ , Ni^+ など主たるイオンについては、露出過度でいわゆる“Solarization”を起している。Hannay も指摘しているように⁽⁷⁾、これらの黒化が、磁極の間隔以上にはみ出していることから、乾板自身にその原因がありそうである。

(4) エネルギー選択器から磁場に至る間で荷電が変化したイオンが検出されている。⁽⁶⁾⁽⁷⁾ ジルコニウムのスペクトルで、質量範囲 180~196, 66~72, 40~42 のあたりの連続的なスペクトルはそれぞれ、 $Zr^{2+} \rightarrow Zr^+$, $Zr^{3+} \rightarrow Zr^{2+}$, $Zr^{4+} \rightarrow Zr^{3+}$ の変化で生じたイオンによるものであり、またニッケルスリーブの場合、質量範囲 116~120, 43~45, 25~27 のあたりにはそれぞれ $Ni^{2+} \rightarrow Ni^+$, $Ni^{3+} \rightarrow Ni^{2+}$, $Ni^{4+} \rightarrow Ni^{3+}$ の変化で生じたイオンによるスペクトルが見られる。

(5) スリット S_1 には 0.15 mm 巾のものをを用いたので、理論的分解能は式 (2.5) により 1/500 となる。強度の弱いスペクトルについて、実際にコンパレータで線巾と分散とを測定し、式 (4.1) により分解能を求めると理論値程度の値が得られる。

(6) 乾板上でのイオン電流は、この分析器の場合、主たる成分について 10^{-10} Amp 程度であることが、乾板の黒化度から推定される。

(7) スパークは不安定なものであるが、好調時には、1 時間くらい、比較的安定に持続させることができる。

5. む す び

これまでの試験結果から、この分析器は定性分析用としては大きな偉力を発揮できることがわかった。事実、図 4.2 (a) のスペクトルには、分析表にでている 0.4 ppm から 90 ppm 程度のすべての不純物およびこの試

料の製造業者の分析表にでていない数種の不純物が検出されている。このことは、高周波スパーク形イオン源を用いたために、ほとんどすべての元素の分析が可能であり、また Mattauch 形であるために 1 回の露出で包含される質量範囲が広く、2 ないし 3 回の露出で、必要な全質量範囲の質量スペクトルが得られることの二つの大きな特長の結果だといえる。

残される問題は、どの程度の定量性が得られるかということにあると考えられるが、分光分析の技術を取入れることにより、少なくとも、半定量分析は可能であろうと考えられる。

終りにのぞみ、この分析器製作上、終始一貫してご指導下さった京大理学部佐々木教授およびその研究室の方々、設計上種々の助言を賜った京大理学部の木村教授およびその研究室の方々、阪大理学部の緒方教授およびその研究室の方々、設計工作にあたって下さった当所工務課の塩見課長はじめ担当者の方々、物理第二研究室の藤永技師に深く感謝いたします。

参 考 文 献

- (1) A. J. Dempster, *Rev. Sci. Instr.*, 7 (1936) 46.
- (2) A. J. Dempster, MDDC-370. (1946)
- (3) J. Mattauch, *Phys. Rev.*, 50 (1936) 617.
- (4) H. Ewald, *Z. Naturforschg.*, 1 (1946) 131.
- (5) R. Bieri, F. Everling und J. Mattauch, *Z. Naturforschg.*, 10a (1955) 659.
- (6) A. E. Shaw and W. Rall, *Rev. Sci. Instr.*, 18 (1947) 278.
- (7) N. B. Hannay, *Rev. Sci. Instr.*, 25 (1954) 644.
- (8) H. B. Hannay and A. J. Ahearn, *Anal. chem.*, 26 (1954) 1,056.
- (9) R. Herzog, *Z. f. phys.*, 89, (1934) 447.
- (10) J. Mattauch und R. Herzog, *Z. f. Phys.*, 89 (1934) 186.
- (11) G. P. Barnard, *Modern Mass Spectrometry* (The Institute of Physics., London, 1953) P. 67.
- (12) R. Herzog, *Z. f. Phys.*, 97 (1935) 596.
- (13) 佐々木, 三谷: 化学実験学第 1 部物理化学 II (河出書房, 昭 25 年) p. p. 267.
- (14) J. A. Hipple and J. G. Gorman, *ASTM-14*, (1952) 10.
- (15) R. Pepinsky and P. Jarmotz, *Rev. Sci. Instr.* 19 (1948) 247.
- (16) 後藤: “質量分析装置用電子管回路”「三菱電機」, 31 (1957) 8 p. 51.

HXS-2 形 接 地 リ ア ク タ ン ス 継 電 器

神戸製作所 古 谷 昭 雄*

Type HXS-2 Ground Reactance Relay

Kobe Works Akio FURUYA

The type HXS-2 ground reactance relay is the one detecting a phase-to-ground fault in a protected zone by measuring the zero sequence reactance of a transmission line as far as an established point, operating as a ground distance relay. On the occasion of the installation of 110 kV solid ground system of the Shikoku Electric Power Company, the former reactance relay, type HXS, was given a number of improvements and applied to it so as to play an active part in the protection. This new relay underwent rigid test in the field with artificial faults imposed on the system to prove its excellent function. This article accounts for the principle, performance, setting and instructions in application.

1. ま え が き

HXS-2 形接地リアクタンス継電器は、低インピーダンス接地系統保護用として整定点までの零相リアクタンスを測定し、整定区間内の1線地絡故障を検出する接地距離継電器である。この継電器は、従来のHXS形接地リアクタンス継電器を改良したものである。そのおもな改良点をあげると次の諸点となる。

- (1) リアクタンス要素として原理的に非脈動回転力が得られる二重誘導環形要素を使用している。
- (2) 継電要素として第1、第2区間だけとして装置の簡易化を計っている。
- (3) 全般的にCT負担の低減を期している。
- (4) 2線地絡故障に対する鎖錠方式を改良している。

この継電器は四国電力宇和島線 110 kV 直接接地系の接地保護用として宇和島変電所に設置され、津賀発電所まで約長 35 km に及ぶ送電線の1線接地事故を検出するために開発納入されたものである。なお、過日の人工故障テストの結果、実系統において、正しい距離測定動作をすることが確認された。また、この系統では、この継電器の第一段による三相再閉路方式が採用されたが、その動作も良好であった。この継電器は、一般に直接接地系統の接地一次リレーとして、また、搬送継電装置の接地バックアップリレーとして好適のものである。

以下、HXS-2 形接地リアクタンス継電器について、動作原理、特性値、整定法および適用の際の注意事項などにつき書きのべる。

2. HXS-2 形接地リアクタンス継電器の原理と構成

2.1 動作原理

短絡用距離継電器は線間電圧と△電流によって動作せれば、距離測定動作を行なうことができるが、地絡用距離継電器では、相電圧と線電流をそのまま用いたのでは距離測定誤差が多くなり、なんらかの補償を必要とする。

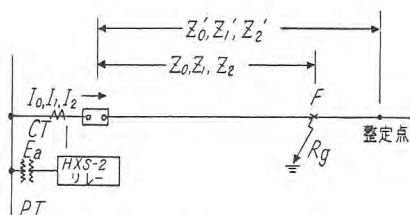


図 2.1 HXS-2 リレー設置系統図

Fig. 2.1 Schematic diagram of transmission line settled with the type HXS-2 ground reactance relay

今、図2.1のF点において1線接地故障が発生した場合を考えると、継電器設置点における故障相の大地電圧 E_a は式(2.1)で示される。

$$\begin{aligned} E_a &= I_1 Z_1 + I_2 Z_2 + I_0 Z_0 \\ &= Z_1 (I_1 + I_2) + I_0 Z_0 \dots \dots \dots (2.1) \end{aligned}$$

ただし I_1, I_2, I_0 = 継電器設置点を通る正相、逆相、零相電流

Z_1, Z_2, Z_0 = 継電器設置点から故障点までの正相、逆相、零相インピーダンス

$$Z_1 = Z_2$$

ここで、送電線の正相インピーダンス Z_1 と零相イン

ピーダンス Z_0 とが等しくないため、系統の切換えによって式 (2.1) の各対称分電流の分布が変わる。すなわち、式 (2.2) に示すように E_a と I_0 とを比較すれば、電流分布によって変化する第2項誤差のため正しい距離測定はできない。

$$\frac{E_a}{I_0} = Z_0 + Z_1 \left(\frac{I_1 + I_2}{I_0} \right) \quad \text{..... (2.2)}$$

不定の項

ゆえに、かかる変化部分を除くための手段を講ずることが必要となってくる。この手段として、電流補償式と電圧補償式の二つの補償方法が考えられる。前者は電流回路に補償を加えることによって線路の正相インピーダンスを測定する式のものであり、後者は電圧回路に補償を加えることによって線路の零相インピーダンスを測定する式のものである。この継電器は後者の電圧補償式に属するもので、継電器電圧 E_R として

$$E_R = E_a - Z_1'(I_1 + I_2) \quad \text{..... (2.3)}$$

ただし Z_1' = 整定点までの正相インピーダンスに相当した値

を得ている。式 (2.3) に式 (2.1) を代入して

$$E_R = Z_0 I_0 - (Z_1' - Z_1)(I_1 + I_2) \quad \text{..... (2.4)}$$

をうる。

今、式 (2.4) で $Z_1' = Z_1$ (すなわち、整定点故障の場合を想定) とすると

$$\frac{E_R}{I_0} = Z_0 \quad \text{..... (2.5)}$$

となる。この Z_0 は

$$Z_0 = R_0 + jX_0 + 3R_g \quad \text{..... (2.6)}$$

ただし R_0 : 線路の零相抵抗値

X_0 : 線路の零相リアクタンス値

R_g : 地絡抵抗値

式 (2.6) で、 $R_0 + 3R_g$ の項はアーク抵抗により変化する不定の項である。

ここに、地絡距離継電器としてリアクタンス動作のものを使用することが必要となってくる。そうすることにより一定不変の零相リアクタンス X_0 だけによって距離測定を行なうことができることとなる。

かくして、この継電器は上記2誤差原因の影響を完全に除去した原理的に正しい接地距離継電器といえることができる。

リアクタンス要素の動作については次節で詳しく説明することにするが、要するに、図2.1で測定した零相リアクタンス X_0 が整定リアクタンス X_0' より大きい小さい

いかを判別動作するものである。その時の動作条件式は

$$\frac{E_R \sin \theta}{I_0} < X_0' \quad \text{..... (2.7)}$$

ただし θ : $E_R \sim I_0$ の位相角

で表わすことができる。

また、式 (2.3) で示された $-Z_1'(I_1 + I_2)$ の項は空ゲキ付変成器によってPT回路に加えられるもので、この部分は電圧降下補償器といわれる。

この装置を付加することによって、前述の誤差原因を除去できることとなるが、その他に以下のようにきわめて好ましいリレー動作をうることもなる。

すなわち、式 (2.4) で、正しい距離測定を行なうのは整定点故障の場合だけで、それ以外では $-(I_1 + I_2)(Z_1' - Z_1)$ の効果のため

$Z_1 > Z_1'$ (整定外故障) では抑制 V_R が増し「さらに遠くに見える」

$Z_1 < Z_1'$ (整定内故障) では抑制 V_R が減じ「さらに近くに見える」となる。

2.2 構成

HXS-2 形接地リアクタンス継電器 (図 2.2) はつねに HPS-2 形接地相検出継電器 (図 3.3) と組合わせて三相送電線1回線に対し各1個でよい。

なお、補助要素として次のものを各1個ずつ必要とする。すなわ

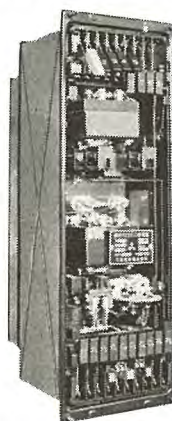


図 2.2 HXS-2 形接地リアクタンス継電器

Fig. 2.2 Type HXS-2 ground reactance relay.



図 2.3 補助調整盤

Fig. 2.3 Auxiliary external adjusting box for use with HXS-2 relay.



図 2.4 5/15 零相電流分離用補助変流器

Fig. 2.4 Zero sequence segregating transformer 5/15 ratio.

つぎにこの継電器の主要部だけを抜き出すと図 2.5 のように表わせる。

- (a) 故障電流を取り出すための CT
- (b) 正相、逆相電流に対しきわめて大きくかつ零相電流に対し無視できるようなインピーダンスを有する零相電流分離用 5/15 補助 CT
- (c) 逆相電流だけをとり出す逆相フィルタ
- (d) 逆相電流と零相電流との位相関係によって接地相を検出する接地相検出要素
- (e) 相電圧を取り出す PT
- (f) 継電器設置点より整定点までの正相および逆相分の電圧降下分を差し引くための電圧降下補償器
- (g) 電圧回路を流れる電流を電源電圧と同相にするための直列共振回路
- (h) リアクタンス要素

- (i) リレーの動作範囲を定める整定トランス
- (j) 故障方向を判別する方向要素
- (k) 零相電流によって起動する限時リレー(タイマ)
- (l) リアクタンス要素および方向要素に適当な電圧を印加するための補助リレー接点

2.3 リアクタンス動作原理

この要素は四極固定子と誘導環形回転子をもった構造のものよりなり、回転子が二つのループ部分より構成されているところから二重誘導環形と称されているものである。この固定子コイルには、電圧コイルと電流コイルとが付加され、それぞれ 90 度ずつ位相の異なった回転磁界を生ずるようになっている。図 2.5 において、電圧コイルに電流 I_α が流れた時生ずる磁束を Φ_α 、電流コイルに電流 I_β が流れた時生ずる磁束を Φ_β とし、両磁束の間に φ の位相差を生じたとすると、二重誘導環要素の回転子は

$$\tau = K_1 \Phi_\alpha \Phi_\beta \sin \varphi \dots\dots\dots (2.8)$$

今、(話をわかりやすくするため)

(a) 整定点故障を考える.

$$E_R = Z_0 I_0 \dots\dots\dots (2.9)$$

(b) 共振回路によって, E_R と I_α は同相になっている.

(c) 整定トランスの相互係数 X_m を式(2.10)のように選び正しく 90 度遅れの電圧を出すものとする.

$$X_m = \frac{X_0'}{3} \dots\dots\dots (2.10)$$

ただし X_0' : 整定零相リアクタンス値

(d) スプリング制動力は考えない。

しかる時，リアクタンス要素の電
圧コイル印加電圧 E_r は

$$E_V = Z_0 I_0 - jX_0' I_0 \cdots (2.11)$$

となる。

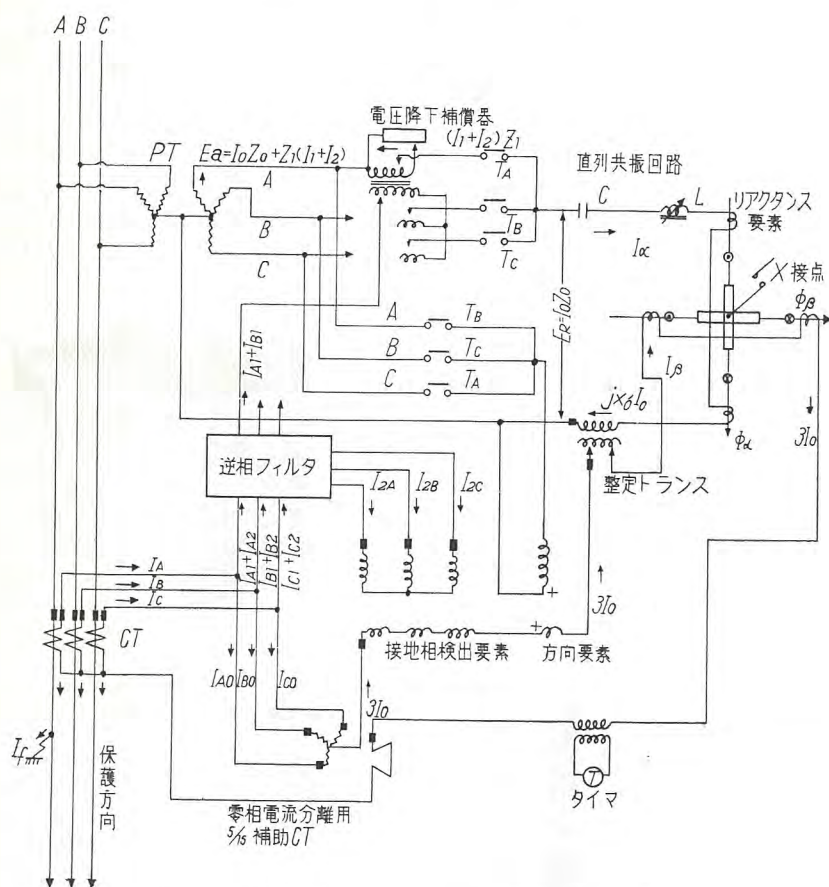


図 2.5 HXS-2 形接地リアクタンス継電器主要構成図

Fig. 2.5 Schematic connections of type HXS-2 ground reactance relay.

一方、式(2.8)において、 Φ_α, Φ_β を I_α, I_β で置換すれば

$$\tau = -K_2 I_\alpha I_\beta \sin \delta \quad \dots\dots\dots (2.12)$$

となる。ただし K_2 =定数。また、 δ は I_α, I_β の位相角で、後述のように

$$\delta = \tan^{-1} \frac{X_0 - X'_0}{r_0} \quad \dots\dots\dots (2.13)$$

で表わされるものである。

すなわち、式(2.12)はこの要素が固定子中の電圧コイルを流れる電流 I_α と、電流コイルを流れる電流 I_β とその位相角によって動作することを示している。換言すれば式(2.11) E_r と I_0 とを比較することになる。

このことは

$$\frac{E_r}{I_0} = [Z_0 - jX'_0] = r_0 - j(X'_0 - X_0) \quad \dots\dots\dots (2.14)$$

で表わすベクトル図で、インピーダンス角 δ の値により動作が定まることを意味することとなる。

以上の関係を図2.6のように $R-X$ 座標によりベク

故障点	内部 $X_0 < X'_0$	整定点 $X_0 = X'_0$	外部 $X_0 > X'_0$
$(Z_0 - jX'_0)$	$r_0 - j(X'_0 - X_0)$	r_0	$r_0 + j(X_0 - X'_0)$
I_0 の E_r に対する位相角	遅れ	同相	進み
ベクトル図			
δ	$-90^\circ < \delta < 0$	0	$0 < \delta < 90^\circ$
動作トルク	$\tau > 0$ 動作	$\tau = 0$ 不動作 (critical)	$\tau < 0$ 不動作

図 2.6 リアクタンスリレー動作原理図

Fig. 2.6 Scheme of principle on reactance element for type HXS-2 relay.

トル表示してみるとリアクタンス動作のありさまが明らかになる。

なお、実際の故障では r_0 の部分に r_0 の他に式(2.6)のように地絡抵抗 $3R_g$ の項がはいってくるが、この時でも図2.6の関係は変わらない。ただ $3R_g$ のため、 δ が小さくなり、その結果動作トルクが弱くなるだけである。

かくして、このリアクタンス要素は最終的に電圧 E_r と電流 I_0 の位相関係の判別動作に依存して希望とするリアクタンス特性を得ている訳である。平衡桿形要素を使った旧 HXS リレーではスカラ量の比較によっている点多少趣きを異にしている。

なお、この要素を採用したことによる利点は4章に詳述する。

HXS-2 形接地リアクタンス継電器・古谷

3. HPS-2 形接地相検出継電器の原理と構成

HPS-2 形接地リアクタンス継電器には故障がどの相で起きたかを選別する要素を必要とする。このための継電器として HPS-2 形接地相検出継電器が使われる。この継電器は1線接地事故時の零相電流と逆相電流との位相関係を利用して接地故障相を判別するものである。

一般に1線接地事故発生時故障点における各相対称分電流の位相関係は図3.1のように接地相の零相電流と逆相電流とは同相になり、他相は120度位相差となる。

この関係は継電器設置点では多少変わってくるので、他相不動作の条件を付加させて図3.2のように両者の位相差が進み、または遅れの任意の範囲内であれば検出できるようにしてある。

この継電器は高速度誘導環形方向要素3個を主要素として HXS-2 形用のものでは内部に第二段電圧降下補償器が付加されている。この継電器の外観を図3.3に示す。

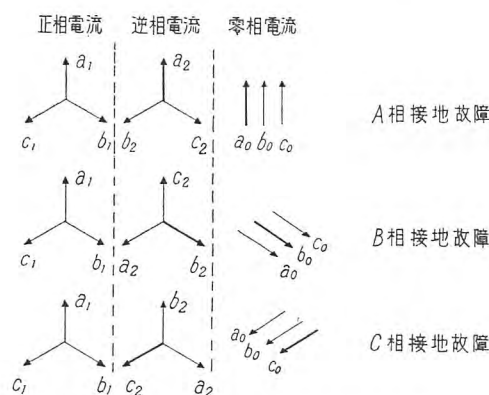


図 3.1 1線地絡時の各相相電流関係図

Fig. 3.1 Sequence current relations of each phase at one phase ground fault.

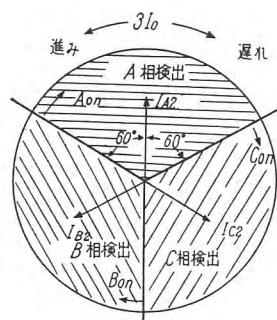


図 3.2

HPS リレー動作特性

Fig. 3.2

Operating characteristic of the type HPS relay.

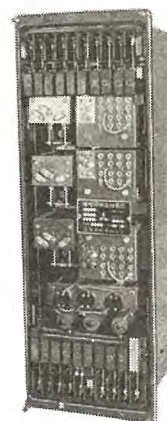


図 3.3 HPS-2 形接地相検出継電器

Fig. 3.3 Type HPS-2 phase selector relay for use with the HPS-2 reactance relay.



図 3.4 逆相分ロハ器

Fig. 3.4 Negative sequence current filter for use with the HPS-2 phase selector relay.

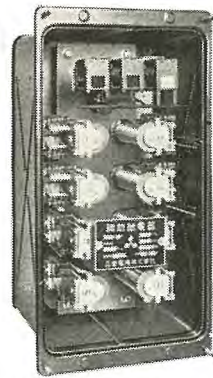


図 3.5 TA-8A 形補助継電器

Fig. 3.5 Type TA-8A auxiliary relay for use with the HPS-2 phase selector relay.

なお、この継電器の付属として逆相分ロハ器(図 3.4)および TA-8A 形補助継電器(図 3.5)がある。

TA-8A 形補助継電器は HPS-2 リレーの動作を置換するものでテレホンリレーより成り、その接点によってリアクタンス要素、方向要素の電圧印加相を定めている。なおこのリレーには HPS-2 リレーの動作相を表示する動作表示器が 3 個はいつている。

4. 継電器の特長

4.1 リアクタンス要素

二重誘導環形リアクタンス要素の動作原理に関しては 2.3 節で詳述した次第であるが、この要素を使ったことによる長短は次の諸点である。

- (a) 回転トルクは電源周波数の時間的变化に影響されない、非脈動回転力となる。
- (b) 過渡直流分の影響を受けにくい。
- (c) よりよいリアクタンス特性が得られる。
- (d) 復帰特性がきわめてよくなる。
- (e) 耐震性がいくぶん弱くなる。
- (f) 動作スピードが平衡桿より若干遅くなる。

製品テストの結果では(e)(f)の短所は実用上さしつかえない程度にし得、(a)(b)(c)の効果は十分認められた。

4.2 2 線地絡時ロックの方法

接地距離継電器は 1 線接地事故の場合だけ正動作し、2 線地絡事故ではその動作を短絡継電器にゆだね、自らは動作しないものでなくてはならない。HXS-2 形接地リアクタンスリレーにおいては方向要素との組み合わせによってこのことに成功している。

3 章において、接地相検出要素が零相電流と逆相電流とが同相であることを見つけて動作すること、そしてそ

の関係は 1 線接地事故時の故障相において成立することを述べたが、同じ関係が「2 線地絡時、健全相の零相と逆相とにおいて成立する」のである。

すなわち A, B 相地絡が発生した時、C 相を検出する。

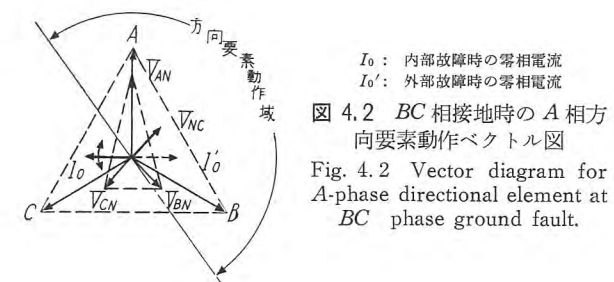
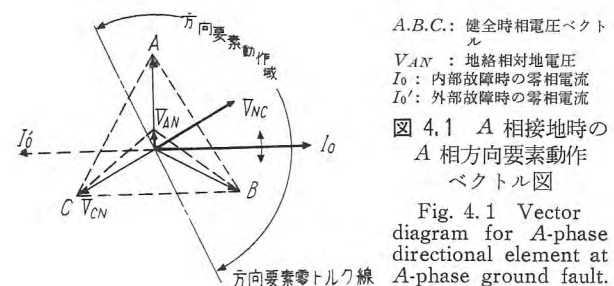
B, C	"	A	"
A, C	"	B	"

という事態を生ずる。

このため、リアクタンス要素は健全相の距離測定を行なうこととなり、望ましくない結果を生ずることとなる。

今、接地相判別リレーが A 相を検出したとすると、この時は A 相だけに接地事故が発生したか、または BC 相が地絡事故を起したか、いずれかである。ここでかりに「A 相が働いた時、リアクタンス要素電圧コイルには A 相対地電圧 V_{AN} を、方向要素電圧コイルには逆極性の C 相対地電圧 V_{NC} を印加したとする」と A 相接地時には図 4.1 のベクトル図に見るように方向要素は正しく動作域にはいるが、BC 相接地のため A 相を検出したのであれば、図 4.2 のベクトル図に見るように方向要素は動作域にはいることはない。また外部故障の 2 線接地の時は方向要素が動作することとなるがこの場合は式 (2.3) の $-Z'(I_1 + I_2)$ の補償が和に働くため、リアクタンス要素は動作することは考えられない。このように方向要素との接点協調によって 2 線接地事故時の誤選択の問題を解決しうる。

模擬回路によってテストした結果でも、図 4.1, 4.2 と大差ないベクトル図をうることができ、この方式の正しいことが明らかにされた。



4.3 VA 表示法

1 章にも述べてあるように、この継電器改良に際して「CT 負担をいかに小さくするか」という点に大なる考慮を払った。たとえば、零相分離 CT を巻鉄心形構造のものにしたり、整定トランス、電圧降下補償器を再設計したりして現在の整定においては 30 VA 程度にまで下げることが成功している。

なお、この継電器の VA 表示法は通常の継電器と相違するので図によって明らかにして置く。

図 4.3 は常時の電流分布状態を示し、

図 4.4 は 1 線地絡事故時 CT 二次に故障電流 5 A 流れた時のものを示す。

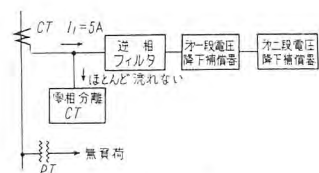


図 4.3 常時の電流電圧分布状況

Fig. 4.3 Current and voltage distribution of type HXS-2 relay at normal conditions.

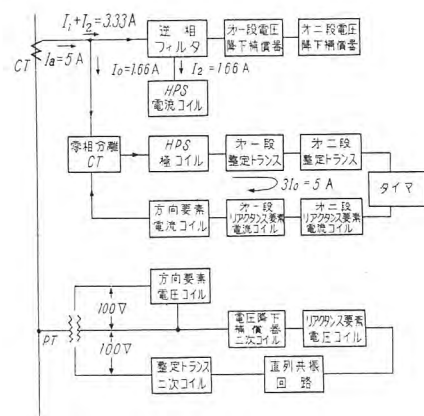


図 4.4 1 線接地時の電流電圧分布

Fig. 4.4 Current and voltage distribution of type HXS-2 relay at one phase ground fault.

5. 特性値および保証値

この継電器の諸特性および保証値は以下のようである*。

* 注 以下の値はいずれもリレー印加の電圧、電流値およびリレー換算インピーダンス値で表わしてある。

5.1 リアクタンス特性

その一つの例を図 5.1 に示す。

保証値としては $3I_0=3A$ 以上、 $\sqrt{X_0'}I_0=2V$ 以上
では 距離測定誤差…………… $\pm 10\%$ 以下
位相特性の傾き角…………… ± 5 度 以下

HXS-2 形接地リアクタンス継電器・古谷

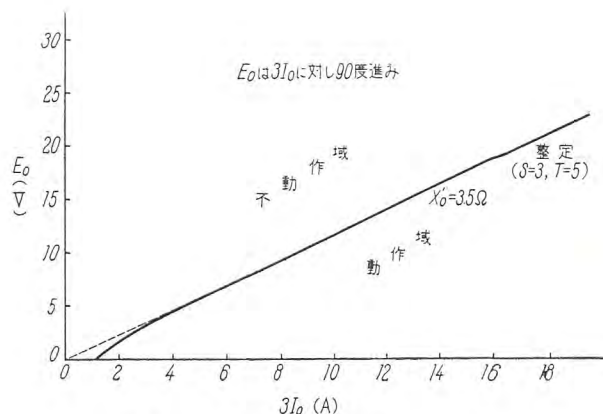


図 5.1 HXS リレーリアクタンス特性

Fig. 5.1 Typical reactance characteristic of type HXS-2 reactance relay.

5.2 周波数特性

電源周波数が増えた時の位相特性の実測例を図 5.2 に示す。

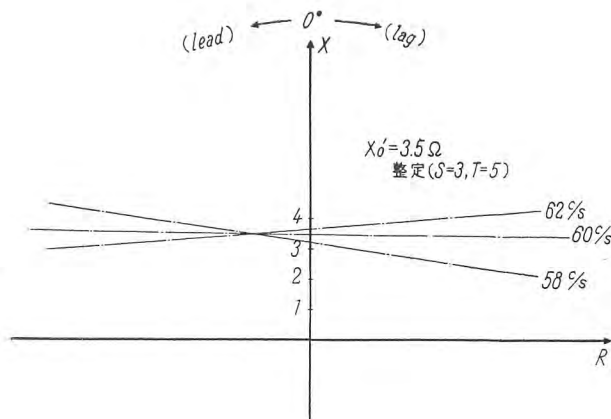


図 5.2 HXS-2 リレーの周波数特性

Fig. 5.2 Typical frequency characteristic of type HXS-2 reactance relay.

5.3 復帰インピーダンス特性

動作値の 97~98% で復帰。

5.4 接地相検出要素位相特性

$3I_0$ と I_2 との位相関係 ± 40 度以内。

5.5 最低動作電流値

タイマおよび接地相検出要素の最低動作値は

$3I_0=2A$ である。

5.6 組合わせ位相特性

電圧降下補償器と組合わせた状態での E_a と $3I_0$ との関係を示す位相特性はリレーの動作を予想するに便利である。その一例を図 5.3 に示す。ここで円内は不動作域となる。

5.7 動作スピード

このリレーの動作状況を示すオシロを図 5.4 に示す。

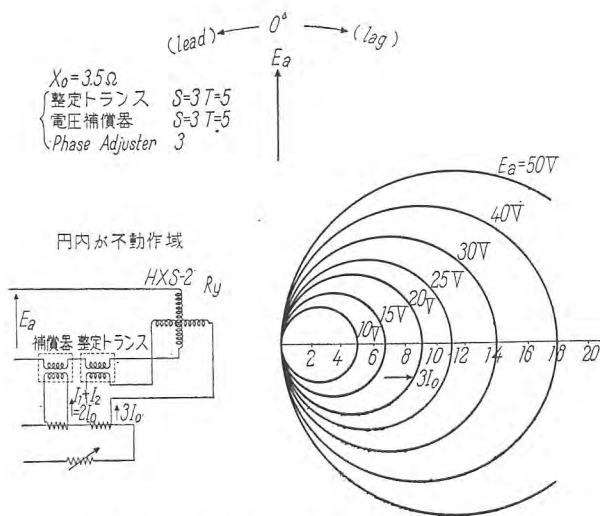


図 5.3 HXS-2 リレー E_a-3I_0 位相特性
Fig. 5.3 Typical E_a-3I_0 phase characteristic of type HXS-2 relay.

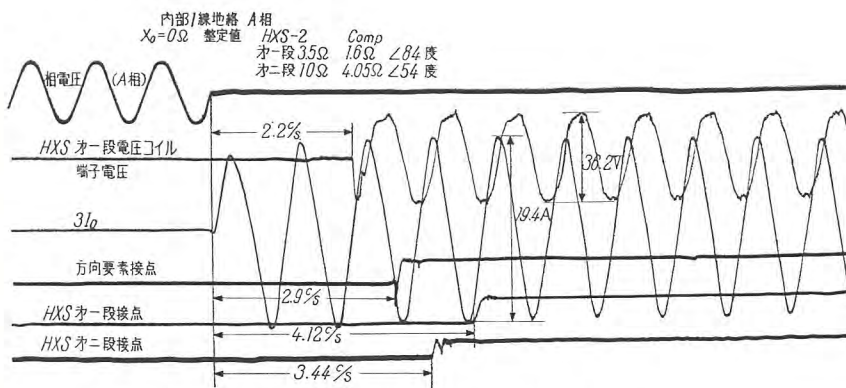


図 5.4 HXS-2 継電器動作オシロ
Fig. 5.4 Oscillogram of test results of relaying.

このリレーの動作スピードの保証値は以下のようなものである。

接地相判別動作完了後	1.5~2 c/s
リアクタンス要素動作時間 (入力 500% 以上)	1.8~3.5 c/s

5.8 CT, PT 負担

図 4.3, 4.4 の電流分布状態においての実測例を表 5.1 に示す。

表 5.1 HXS-2 リレー VA 表

	CT	PT
常時	25 VA	0
故障時	35 VA	12 VA

5.9 接点容量

補助接触器付きで DC 110 V 30 A まで閉路可能。

6. 適用上の注意

電圧補償式接地距離継電器の動作原理について 2.1 節に詳述したが、この原理を使った場合当然次の 2 点より適用上の制約を受けることが考えられる。すなわち、

- (1) 大きな負荷電流が故障電流と反対方向にある時、電圧補償の効果が問題となる。
- (2) 故障点と継電器設置点との間に分岐点を有する時は距離測定に誤差を生ずる。

このことを少し詳しく考えてみることにする。

6.1 リアクタンス要素が正常動作をするための条件式

接地故障が整定内に起きた場合の継電器電圧 E_R は

$$\begin{aligned} E_R &= Z_0 I_0 - (Z_1' - Z_1)(I_1 + I_2) \\ &= Z_0 I_0 - \alpha Z_1'(I_1 + I_2) \quad \dots\dots\dots (6.1) \end{aligned}$$

で表わされる。

$$\text{ここで } \alpha = \frac{l' - l}{l'} = \frac{X_0' - X_0}{X_0'} > 0 \quad \dots\dots\dots (6.2)$$

l' : 継電器設置点より整定点までの距離

l : " より故障点 "

今、 I_0 を基準ベクトルとして

$$I_1 + I_2 = A + jB \quad \dots\dots\dots (6.3)$$

$$\text{また } Z_0 = r_0 + jX_0 \quad \dots\dots\dots (6.4)$$

$$Z_1' = r_1' + jX_1' \quad \dots\dots\dots (6.5)$$

とすれば

式 (6.1) に式 (6.2)~(6.5) を代入すると

$$\begin{aligned} E_R &= (r_0 I_0 - \alpha r_1' A - X_1' B) \\ &\quad + j(X_0 I_0 - \alpha X_1' A + r_1' B) \quad \dots\dots\dots (6.6) \end{aligned}$$

となる。さらに式 (6.6) を式 (2.7)

に代入し、虚数部だけを比較すると、

$$X_0 I_0 - \alpha(X_1' A + r_1' B) < X_0' I_0 \quad \dots\dots\dots (6.7)$$

となる。式 (6.7) に式 (6.2) を代入すれば

$$X_0' I_0 + X_1' A + r_1' B > 0 \quad \dots\dots\dots (6.8)$$

をうる。すなわち式 (6.8) が成立するならば、リアクタンス要素は正常動作をすることとなる。

6.2 負荷電流による使用限界

式 (6.8) にしたがって負荷電流の影響を調べてみる。

(1) 式 (6.8) を変化して次式を作る。

$$\frac{A}{I_0} + \frac{r_1'}{X_1'} \cdot \frac{B}{I_0} > -\frac{X_0'}{X_1'} \quad \dots\dots\dots (6.9)$$

上式において r_1' , X_1' , X_0' は送電線の定数で

$$\frac{r_1'}{X_1'} \div 0.1 \sim 0.3; \quad -\frac{X_0'}{X_1'} \div -3$$

程度と考えられる。

ゆえに式 (6.9) が成立しなくなるのは A および B が負の場合だけである。すなわち、

(a) A は故障電流中の正相電流と負荷電流の和であ

るから、大きな負荷電流が故障電流の反対方向に流れる時 A が負になることが考えられる。

- (b) B が負になる。すなわち $I_1 + I_2$ が I_0 より遅れるに従って動作条件式が満足されない傾向が助長される。しかし $\frac{r_1'}{X_1} \div 0.1 \sim 0.3$ よりこの影響は 1 項に比しほとんど問題とならない。

したがって、無負荷時や、設置点がつねに送電端にあり A, B が正である時にはまったく問題ないこととなる。

結局 (a) の現象が起りうる場合、すなわち、系統潮流受電端設置の場合だけを考えれば十分である。

- (2) つぎに故障電流と 180 度位相差の負荷電流 I_L がどのくらいまで流れたら動作条件を満足しなくなるかを求めている。

受電端設置のリレーを流れる正相電流 I_1 は

$$I_1 = I_{1F} - I_L \quad \dots\dots\dots (6.10)$$

I_{1F} : 故障電流の正相分

1 線接地事故時には

$$I_{1F} = I_0 = I_2$$

$$\therefore A = I_{1F} - I_L + I_2 = 2I_0 - I_L \quad \dots\dots\dots (6.11)$$

また $B = 0$ と考えると、

式 (6.9) は

$$2 - \frac{I_L}{I_0} > -3$$

$$\therefore 5I_0 > I_L \quad \dots\dots\dots (6.12)$$

すなわち、故障電流を $3I_0$ として、負荷電流が故障電流の 3/5 倍以上である時は、動作条件を満たさないこととなる。このような可能性が考えられるのは、抵抗接地系の場合が多く、その場合には十分な零相分電流も期待できないため 5 章の保証値を満足しないことともなる。ゆえに抵抗接地系の受電端にこのリレーを設置する場合には式 (6.9) による吟味を必要とする。

6.3 分岐点誤差の影響

保護系統中に変圧器を通して分岐線がある時には、その接地箇所を通して故障電流が供給されることとなり、継電器設置点での故障電流はそれらがなく場合より小さくなる。すなわち、分岐点誤差を考慮せず整定を行なうと保護区間内の故障でも動作しないことが起りうる。

今、図 6.1 において

$X_{0l1}, X_{0l2} \dots\dots$ 各分岐接地点間送電線零相リアクタンス値

$I_{0g1}, I_{0g2} \dots\dots$ 各分岐接地点間零相故障電流

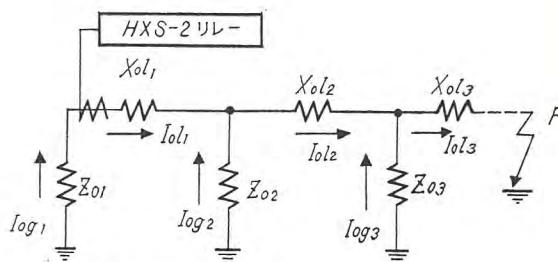


図 6.1 分岐点ある時の故障電流分布状況
Fig. 6.1 Fault current distribution of the line having several branches at one phase ground fault.

$Z_{01}, Z_{02} \dots\dots$ 各分岐接地点零相接地インピーダンス

$I_{0g1}, I_{0g2} \dots\dots$ 各分岐接地点零相故障電流

とすると、

リレーの見るリアクタンス値は F 点の故障に対し

$$\begin{aligned} & X_{0l1} + \frac{I_{0l2}}{I_{0l1}} X_{0l2} + \frac{I_{0l3}}{I_{0l1}} X_{0l3} + \dots\dots \\ & = X_{0l1} + \left(1 + \frac{I_{0g2}}{I_{0l1}}\right) X_{0l2} + \left(1 + \frac{I_{0g3}}{I_{0l1}}\right) X_{0l3} + \dots\dots \end{aligned} \quad \dots\dots\dots (6.13)$$

となる。

以上のことから分岐点のある系統にこのリレーを適用する時はその誤差分を考慮してその分だけを大きい整定をする必要がある。

7. 整 定 法

7.1 整 定 個 所

この継電器は次の 5 個所の整定個所を有する。

右に整定の対象とするものを記す。

- (a) 整定トランス……………零相リアクタンス X_0'
- (b) 電圧降下補償器……………正相リアクタンス X_1'
- (c) 位相調整用抵抗……………線路の力率角 ϕ
- (d) タイマ……………第二段(第三段)の時限
- (e) 接地相検出要素の始動値……………零相電流感度 $3I_0$

7.2 整定トランスの整定

整定トランスは線路の零相リアクタンス値 X_{l0} に応じた整定を行なうためのもので、種々の場合に適するよう表 7.1 のように各種のものが用意されている。

表 7.1 整定トランス標準表

形 名	$X_0'(\Omega)$	K_1
MTc1	0.3 ~ 1.2	2/3
MTc2	0.6 ~ 2.4	1/3
MTc3	1.2 ~ 4.8	1/6
MTc4	1.5 ~ 6.0	2/15
MTc5	3.0 ~ 12.0	1/15
MTc6	6.0 ~ 24.0	1/30
MTc7	12.0 ~ 48.0	1/60

ここで X_0' : リレー換算の零相リアクタンス値(Ω)は

$$X_0' = X_{l0} \times \frac{\text{CT 比}}{\text{PT 比}} \times K_2 \dots\dots\dots (7.1)$$

で算出するものである。

X_{l0} : 保護区間零相リアクタンス値(Ω)

K_2 : 整定% 通常 第一段 0.8
第二段 0.5

K_1 : 整定トランス定数

こうして求めた X_0' の値より使用する整定トランスの形を決め、常数 K_1 を知って式 (7.2) よりタップ (T.S) 値を求める。さらに表 7.2 より使用タップを定めればよい。

$$\text{タップ (T.S)} = K_1 X_0' \dots\dots\dots (7.2)$$

表 7.2 整定トランスタップ整定表

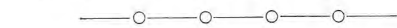
	S1	S2	S3	S4	S5	S6
T1	0.2	0.3	0.4	0.5	0.6	0.7
T2	0.217	0.317	0.417	0.517	0.617	0.717
T3	0.233	0.333	0.433	0.533	0.633	0.733
T4	0.250	0.350	0.450	0.550	0.650	0.750
T5	0.267	0.367	0.467	0.567	0.667	0.767
T6	0.283	0.383	0.483	0.583	0.683	0.783

整定例

[Case 1] CT 比 150/5, PT 比 110 kV/110 V

保護区間零相リアクタンス 10% at 93 kV; 10,000 kVA

Base の場合につき整定タップを決めてみる。



$$X_{0l} (\Omega) = \frac{10 \times E^2}{\text{kVA}} \times (\% \Omega) = \frac{10 \times 93^2}{10,000} \times 10 = 86.5 \Omega$$

$$X_0' = 86.5 \times \frac{150/5}{110,000/110} \times 0.8 = 2.08 \Omega$$

表 7.1 より MTC4 を使用することとする。

$$\therefore \text{タップ (T.S)} = 2/15 \times 2.08 = 0.277$$

表 7.2 より使用タップは $S_1 T_6$ となる。

7.3 電圧降下補償器および位相調整抵抗の整定

線路の正相分電圧降下に応じた補償を行なうため X_0' に応じた X_1' および力率角を知って電圧降下補償器および位相調整抵抗を整定する。

式 (7.1) と同様にリレー換算の正相リアクタンス値 X_1' を保護区間正相リアクタンス値 X_{l1} より求める。

$$X_1' = X_{l1} \times \frac{\text{CT 比}}{\text{PT 比}} \times K_2 \dots\dots\dots (7.3)$$

つぎに正相インピーダンス力率角 ϕ より常数 N を求める。

$$N = \cot \phi = \frac{r}{X} \dots\dots\dots (7.4)$$

r : 保護区間線路抵抗

X : 保護区間線路正相リアクタンス

N と ϕ との関係を表にしたものを表 7.3 に示す。

表 7.3 ϕ - N 対照表

ϕ (度)	84	78	72	66	60	54
N	0.1051	0.2126	0.3249	0.4452	0.5774	0.7265

表 7.4 電圧降下補償器標準表

	型	X_m	N^*
第一区間用	A	0.1 ~ 1.0	0.485
	B	0.3 ~ 3.0	0.305
	C	0.6 ~ 6.0	0.237
第二区間用	D	0.3 ~ 6.0	0.187

* 実測により多少変ることあり。

表 7.5 形 A 電圧降下補償器タップ整定表

二次	一次	S1	S2	S3	S4	S5
T1		0.100	0.167	0.250	0.400	0.650
T2		0.110	0.183	0.275	0.440	0.715
T3		0.120	0.200	0.300	0.480	0.780
T4		0.130	0.217	0.325	0.520	0.845
T5		0.140	0.233	0.350	0.560	0.910
T6		0.150	0.250	0.375	0.600	0.975

表 7.6 形 B 電圧降下補償器タップ整定表

二次	一次	S1	S2	S3	S4	S5
T1		0.300	0.480	0.750	1.20	1.95
T2		0.330	0.528	0.825	1.32	2.14
T3		0.360	0.576	0.900	1.44	2.34
T4		0.390	0.624	0.975	1.56	2.535
T5		0.420	0.672	1.050	1.68	2.73
T6		0.450	0.720	1.125	1.80	2.93

表 7.7 形 C 電圧降下補償器タップ整定表

二次	一次	S1	S2	S3	S4	S5
T1		0.60	1.00	1.60	2.50	3.85
T2		0.66	1.10	1.76	2.75	4.24
T3		0.72	1.20	1.92	3.00	4.62
T4		0.78	1.30	2.08	3.25	5.00
T5		0.84	1.40	2.24	3.60	5.40
T6		0.90	1.50	2.40	3.75	5.77

表 7.8 形 D 電圧降下補償器タップ整定表

二次	一次	S1	S2	S3	S4	S5
T1		0.300	0.550	1.00	1.80	3.30
T2		0.324	0.594	1.08	1.94	3.56
T3		0.348	0.636	1.16	2.09	3.83
T4		0.372	0.687	1.24	2.23	4.08
T5		0.396	0.726	1.32	2.38	4.36
T6		0.420	0.770	1.40	2.52	4.62
T7		0.444	0.814	1.48	2.66	4.88
T8		0.468	0.859	1.56	2.81	5.14
T9		0.492	0.902	1.64	2.95	5.42
T10		0.516	0.946	1.72	3.10	5.67
T11		0.540	0.990	1.80	3.24	5.94
T12		0.564	1.033	1.88	3.38	6.20
T13		0.588	1.078	1.96	3.52	6.46
T14		0.612	1.122	2.04	3.67	6.73
T15		0.636	1.167	2.12	3.82	6.98
T16		0.66	1.210	2.20	3.96	7.26

この X_1' , N の値を知って、式 (7.5) および表 7.4, 7.5, 7.6, 7.7, 7.8 より使用タップおよび形名を決定する。

$$\text{タップ (T.S)} = X_m = X_1' \frac{1+N^2}{1-NN'} \dots\dots (7.5)$$

N' : 補償器特有の常数

補償器には 3 種の第一段用と 1 種の第二段用がある。その標準表を表 7.4 に示す。

つぎにそれぞれのタップ整定表を表 7.5, 7.6, 7.7, 7.8

に示す。

一方、位相調整抵抗は、第一段の場合は表 7.9 によって補助調整盤上のタップを変えることにより、また第二段の場合はスライド抵抗のタップ引出し位置を変えることによって表 7.10 により整定タップを定める。

表 7.9 第一段位相調整抵抗タップ整定表

ϕ (度)	54	60	66	72	78	84
タップ位置	1	2	3	4	5	6

表 7.10 第二段位相調整抵抗タップ整定表

ϕ (度)	54	60	66	72	78	84
抵抗値 (Ω)	140	182	243	340	530	1,100

整定例

Case 1 の系統で保護区間正相インピーダンス

1.6+j3.6% の場合につき整定を決めてみる。

$$X_{11}(\Omega) = \frac{10 \times E^2}{kVA} \times (\% \Omega) = \frac{10 \times 93^2}{10,000} \times 3.6 = 31.2 \Omega$$

$$X_1' = 31.2 \times \frac{150/5}{110,000/110} \times 0.8 = 0.75 \Omega$$

$$N = \frac{1.6}{3.6} = 0.445$$

$$\phi = 66 \text{ 度}$$

今、形 C を使用するものとすれば

表 7.4 より $N' = 0.237$

$$\text{式 (7.5) より } X_m = 0.75 \frac{1 + 0.445^2}{1 - 0.445 \times 0.237} = 1.00$$

ゆえに表 7.7 より使用タップは $[S_2, T_1]$ とする。

また、位相調整抵抗タップ位置は表 7.9 より 3 とする。

7.4 タイマの时限整定

0~180 c/s 間任意に選定可能

7.5 接地相検出要素の整定

零相電流 ($3I_0$) は系統の種類によって相当広範囲に変化する。使用にあたって相当程度の地絡抵抗故障まで検出を希望すると最低動作値は低いほうが望ましい訳であるが、必要以上に小さく選ぶと故障電流の大きいところで要素が飽和し、リレー動作に不都合をきたすことがある。

ゆえに最低動作値は最大故障電流の 1/10 程度に選ぶことが望ましい。

なお、この整定は表 7.11 より HPS 形継電器の外部端子の接続を変えて得られるものである。

表 7.11 接地相検出要素整定表

外部端子接続	最低動作保証値*
A-2, 1-4, 3-B	$3I_0 = 2 \text{ A}$
A-2, 1-B	3
A-4, 3-B	4
A-2, 1-3, 4-B	5

* この値は逆相コイルに極コイルの 1/3 の同相電流を通すようにした場合の要素の最低動作保証値を表わす $3I_0$ である

8. む す び

以上、HXS-2 形接地リアクタンス継電器について動作原理、特性値、整定法および適用の際の注意事項などを記した次第である。本文が直接接地系統の保護方式検討の際参考となれば幸いである。

終りに、この継電器の現地試験に際し多大の御便宜を賜った四国電力関係者各位に深甚の謝意を表す次第である。

次号予定 三菱電機 Vol. 33 No. 3

- 放射線励起による CdS 単結晶の伝導性
- 距離継電器と将来の動向
- 特急“あさかぜ”冷暖房装置
- 特急“あさかぜ”用電熱器
- 京都市交通局トロリ・バス用新形主電動機および制御装置
- 7.2 kV 共通タンク形油シャ断器
- 電気式水位調整器

- 2,500 Mc 帯 SS-FM 方式多重無線通信装置
- 三菱 SM 形安全ブレーカ
- 交流低圧架空ネットワーク方式
- 配電線用放出形避雷器の動作記録
- 東京タワー向エレベータ
- 高性能水銀拡散ポンプ
- 技術解説：ボイラの自動燃焼制御装置 (A.C.C.)

水素冷却発電機における水素純度の考察

研究所 白井 万次郎*

Consideration of Hydrogen Purity With Hydrogen-Cooled Generators

Engineering Laboratory Manjirō SHIRAI

To keep the hydrogen purity high is very essential in the prevention of explosion for the hydrogen-cooled generator which is now increasingly employed in high capacity installations. The purity of hydrogen inside the machine and also in the defoamer is made the subject of study with various factors taken into account; they are the passage of gas through the oil in the shaft seal, the convection and diffusion of gas between the defoamer and the inside of the machine, the leakage of gas from the defoamer and the stator case and the supply of hydrogen from a bomb. The hydrogen purity changes as the reciprocal of exponential function with the elapse of time. In a long hour operation, it will reach an equilibrium value determined under given operation regardless of an initial condition. This consideration qualitatively coincides with the past experience.

1. ま え が き

近年わが国においても大容量のタービン発電機は水素冷却を行なうことが普通となっている。水素冷却機は使用する水素の純度を高度に保つことが、爆発事故を防ぐためにきわめて大切である。発電機はその軸が固定子ワクを貫いてでるから、軸貫通部分において油圧による密封を採用している。密封油は真空処理装置を用いて脱気して循環させるか、あるいは空気側と水素側の油をべつべつに循環する。真空処理装置を用いる場合は、脱気が不完全な場合か、あるいは真空処理装置が故障して補給油回路によって運転する場合には、油に溶解している空気がまずあわ取箱に放出されてあわ取箱の水素純度が低下する。これが油切りを通して機内の水素純度を低下する。空気側と水素側の油をべつべつに循環する場合も密封部で多少なりとも油が混り合えば、やはり空気があわ取箱にはいる。これらによる水素純度の低下と発電機の運転条件の関係を知っておくことは、発電機の製作者の立場からも使用者の立場からもきわめて大切なことと思われる。本報は真空処理装置をもつ発電機において、通常運転である真空処理回路で長時間運転した時の機内およびあわ取箱の水素純度はどういうところへ落ちつくか、また補給油回路になった場合比較的短い時間にあわ取箱の水素純度がどう変化するかを中心に理論的考察を行なったものである。

2. 発電機密封部の構造の要点

考察の対象とした発電機密封部の構造の要点は図 2.1 に示す。真空処理装置により脱気された密封油は軸の二つの密封部へ流れ、油は軸にそって空気側と水素側にわかれる。水素側の油はあわ取箱にはいり、このあわ取箱は油切りの狭い間ゲキにより機内と連結している。あわ取箱と空気側の油はともに真空処理装置で脱気され、ふたたび密封部へ送られる。真空処理回路に故障が生じた場合には主軸受の油が密封部へ流れるようになっており、これを補給油回路による運転と称している。

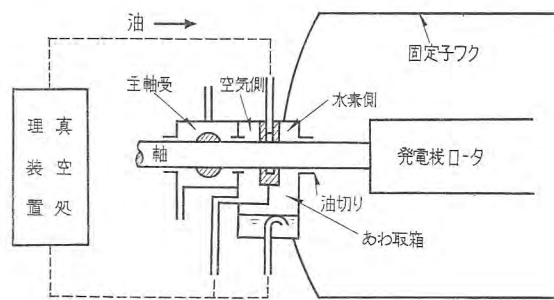


図 2.1 水素冷却発電機密封部構造の要点

Fig. 2.1 Sketch of shaft sealing apparatus of hydrogen cooled generator.

3. 記 号

本報に用いるおもな記号を一括してつぎに説明する。

t ; 時間 (sec)

Z_s ; あわ取箱の任意の時刻における水素純度 (容

量 %)

$Z_{S0}, Z_{S\infty}$; それぞれ $t=0, t=\infty$ における Z_S

Z_G ; 機内の任意の時刻における水素純度

$Z_{G0}, Z_{G\infty}$; それぞれ $t=0, t=\infty$ における Z_G

Z_B ; 補給水素ポンベの水素純度

ΔZ ; 短い時間 Δt の後の水素純度の変化

P ; 機内およびあわ取箱のガス圧 (絶対気圧)

P_A, P_H ; それぞれあわ取箱内の空気および水素の分圧

V_S ; あわ取箱の油上の空間容積 (cc)

V_G ; 機内の空間容積 (cc)

α_A ; 油上の空気の圧力を 1 気圧とした場合の油中への空気の飽和溶解度 (油量に対する容量%, ガスの容積はすべて 1 気圧における容積)

α_H ; 同じく油上の水素の圧力を 1 気圧とした場合の油中への水素の飽和溶解度

α_A', α_H' ; それぞれ脱気されて密封部へくる油に残っている空気および水素の溶解度

K ; 運転時の油のガスの放出および吸収の係数

U_0 ; あわ取箱へくる油の流入速度 (cc/sec)

U_c, U_d ; それぞれ油切りにおけるガスの対流速度および拡散速度

U_{sl}, U_{gl} ; それぞれあわ取箱および固定子ワクのガスの漏洩速度

D ; 1 気圧における空気中の水素の拡散係数 (cm²/sec)

k ; $k=aD/l$ (a ; 油切りの間ゲキの面積, l ; 同じくその長さ)

4. 油切りにおけるガスの対流と拡散

ヘンリーの法則により油に溶解するガス量はその油と接触するガスの分圧に比例するから、空気を含んでいる密封油が密封部の水素側で水素純度が 100% に近いガスと混合すると、空気は油から放出され水素がかわりに油に溶解する。そのため水素純度の低下があわ取箱の空間におこる。空気は酸素、窒素の混合物であるが、ここでは水素純度だけを問題にするので空気は 1 成分であるとみなし、ガスは水素および空気の 2 成分であるとする。ガスの分圧は全圧にその純度をかけたものに等しいから、あわ取箱の空間における、水素および空気の分圧はつぎのようになる。

$$\begin{cases} P_H = PZ_S & \dots\dots\dots (4.1) \\ P_A = P(1-Z_S) & \dots\dots\dots (4.2) \end{cases}$$

いま油切りで機内とあわ取箱の間にガスの流通が行な
水素冷却発電機における水素純度の考察・白井

われないとすると、油からのガスの放出、吸収のため水素、空気の分圧が変化し、全圧も変化する。短い時間 Δt の後、 P_A, P_H がそれぞれ P_A', P_H' に変化したとすると、水素について平衡状態でつぎの関係が成立する。

$$P_H V_S + \alpha_H' U_0 \Delta t - U_{sl} Z_S \Delta t = P_H' (V_S + \alpha_H U_0 \Delta t) \dots (4.3)$$

これははじめあわ取箱に水素が $P_H V_S$ だけあったところへ、 $\alpha_H' U_0 \Delta t$ だけ水素をもった油が流入し、 V_S の空間にあった水素の一部を溶解するため、 $\alpha_H U_0 \Delta t$ だけ水素の占める空間が広がったことを意味する。 V_S は構造上つねに一定になるように作られている。 $U_{sl} Z_S \Delta t$ はこの間に漏洩によってあわ取箱から失われる水素である。温度は油もガスも一定で等しく変化はないものとして考察する。

式 (4.1) を式 (4.3) に入れると、水素の分圧は

$$P_H' = (PZ_S V_S + \alpha_H' U_0 \Delta t - U_{sl} Z_S \Delta t) / (V_S + \alpha_H U_0 \Delta t) \dots (4.4)$$

同様に空気の分圧は

$$P_A' = \{P(1-Z_S) V_S + \alpha_A' U_0 \Delta t - U_{sl} (1-Z_S) \Delta t\} / (V_S + \alpha_A U_0 \Delta t) \dots (4.5)$$

全圧の変化 ΔP は

$$\begin{aligned} \Delta P &= P - (P_A' + P_H') \\ &= \{P(1-Z_S) \alpha_A U_0 + PZ_S \alpha_H U_0 \\ &\quad - (\alpha_A' + \alpha_H') U_0 + U_{sl} \Delta t\} / V_S \dots\dots\dots (4.6) \end{aligned}$$

しかるに実際は油切りで機内とあわ取箱のガスは流通し、圧力はともに等しいのであるから、油切りでガスの対流がおこる。対流速度 U_c は式 (4.6) の圧力差を打消すものでなければならないから、次式のようになる。

$$U_c = \{P(1-Z_S) \alpha_A + PZ_S \alpha_H - (\alpha_A' + \alpha_H')\} U_0 + U_{sl} \dots\dots\dots (4.7)$$

U_c が正であるならば機内からあわ取箱へガスが流れ、機内はそれだけガスを失うことになるが、これは補給水素ポンベより水素が補給されて圧力が一定に保たれるのである。式 (4.7) はまたつぎのようにかける。

$$\begin{aligned} U_c &= \{(P\alpha_H - \alpha_H' - \alpha_A') \\ &\quad + P(1-Z_S)(\alpha_A - \alpha_H)\} U_0 + U_{sl} \dots\dots\dots (4.8) \end{aligned}$$

すなわち対流速度はあわ取箱の水素純度 Z_S により変化する。

図 4.1 は 2 種の密封油中への空気と水素の飽和溶解度を油上のガス圧を 1 気圧として測定したものである。密封油中の空気の飽和溶解度 α_A は水素の飽和溶解度 α_H より大きいから、水素純度の低下とともに対流速度は増加してゆくのである。

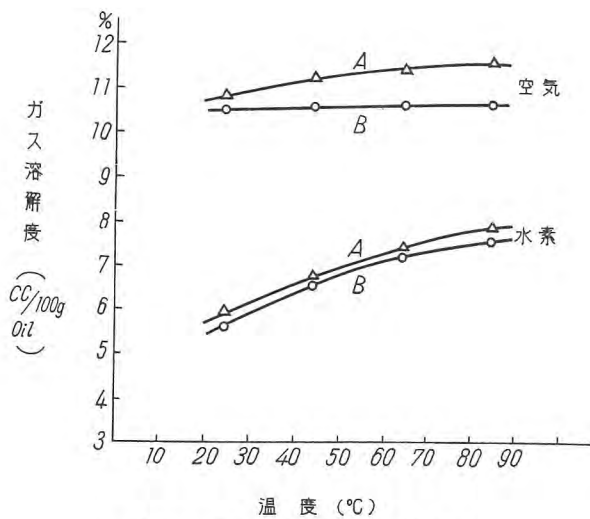


図 4.1 密封油中へのガスの溶解度
Fig. 4.1 Solubility of gases in sealing oil.

真空処理回路の運転では α_A', α_H' は α_A, α_H の 1/10 ないし 1/100 となるから、 P が 1 以上の場合対流速度はつねに正となって、対流は機内からあわ取箱へ流れる。

補給油回路運転では $\alpha_A' = \alpha_A, \alpha_H' = 0$ となるから、あわ取箱の漏洩はないものとする

$$P = \alpha_A / \{ \alpha_H + (1 - Z_S)(\alpha_A - \alpha_H) \} \quad \cdots (4.9)$$

で $U_c = 0$ となる。 Z_S が 1 に近い場合は $P = \alpha_A / \alpha_H$ で、 $\alpha_A = 0.11, \alpha_H = 0.07$ とすれば、これは約 1.6 気圧である。 P がこれ以下で運転されている場合はあわ取箱から機内へガスが流れることになる。しかしこの場合も水素純度が低くなると、 $U_c = 0$ となる圧力が次第に小さくなるから、ある運転圧力の場合には U_c が負から正にかわることがある。対流の方向を考えるのは水素純度の変化を考えるのにきわめて重要であるが、現在では 2 気圧以上のガス圧で運転される場合が多いから、補給油回路でも対流は機内からあわ取箱へ流れる場合が多い。

対流のほかあわ取箱と機内の水素純度に差があると、油切りで拡散によるガス成分の移動が考えられる。対流では二つのガスの成分が同じ方向に流れるが、拡散の場合は水素と空気は逆方向に流れ、その速度は等しいからあわ取箱と機内のおおので全ガス量の増減はおこらない。機内よりあわ取箱への水素の拡散速度は次式で与えられる。

$$U_d = (a/l)D(Z_G - Z_S) \\ = k(Z_G - Z_S) \quad \cdots (4.10)$$

同じ速度で空気は水素と逆の方向に流れる。対流がある場合には対流速度と拡散速度の和が成分ガスの流速となる。たとえば機内よりあわ取箱へ流れる水素の流速が

$(U_c + U_d)$ とすれば、同じ方向の空気の流速は $(U_c - U_d)$ となる。 $U_c > U_d$ の場合には空気は実際に逆方向に流れないけれど、空気の流速が水素の流速より小となり、拡散速度が水素純度に影響を与えることとなる。

ここで拡散係数 D は圧力により変化する値で、1 気圧における値を D とすれば、 P 気圧では D/P で与えられる。しかしこの場合の容積は P 気圧の容積であり、1 気圧になおす場合は P 倍することになるから、 k の値は a/l が一定ならば圧力に関係なく一定ということになる。

以上は油切りで軸が静止していると考えたが、実際には軸は高速度で回転している。摩擦のためガスは回転運動をおこすが、この力は軸方向に直角に働くから軸方向の速度に影響を与えない。結局、式 (4.8), (4.10) で与えられた U_c, U_d は軸が回転している場合にもそのままあてはまると考える。

5. あわ取箱の水素純度の変化

あわ取箱の水素純度は油切りにおける対流が機内からあわ取箱に向かうか ($U_c > 0$)、その逆であるか ($U_c < 0$) によって異なってくるが、前節で明らかにしたように、真空処理回路の運転では使用圧力がかなり低い場合でも $U_c > 0$ となるし、補給油回路の運転でも現在普通に行なわれるような 2 気圧以上の運転では $U_c > 0$ となるから、ここではおもに $U_c > 0$ の場合について考察する。

この場合短い時間 Δt 中の水素純度の変化については、平衡状態でつぎの関係が成立する。

$$PZ_S V_S + (\alpha_H' U_0 + Z_G U_c + U_d - U_{SL} Z_S) \Delta t \\ = P(Z_S + \Delta Z_S)(V_S + \alpha_H U_0 \Delta t) \quad \cdots (5.1)$$

式 (5.1) 中で左辺の $Z_G U_c \Delta t$ は対流により $U_c \Delta t$ のガスが機内からあわ取箱へ流れこむので、その中に含まれる水素の量をあらわし、 $U_{SL} Z_S \Delta t$ は漏洩によりあわ取箱から失われる水素の量をあらわす。漏洩個所においても拡散が考えられる訳であるが、内外の圧力差が大きい時は対流による漏洩に比して小さいから省略する。式 (4.8) から

$$Z_G U_c = Z_G \{ U_0 (P \alpha_H - \alpha_H' - \alpha_A') \\ + P(1 - Z_S)(\alpha_A - \alpha_H) U_0 + U_{SL} \} \\ = Z_G (P \alpha_H - \alpha_H' - \alpha_A') U_0 + P(1 - Z_S)(\alpha_A - \alpha_H) U_0 \\ - (1 - Z_G)(1 - Z_S) P(\alpha_A - \alpha_H) + U_{SL} Z_G$$

このうち $(1 - Z_G)(1 - Z_S)P(\alpha_A - \alpha_H)$ の項は Z_G, Z_S はともに 1 にきわめて近い数であるから、後の計算を簡単にするために省略すると

$$Z_G U_c \doteq Z_G (P\alpha_H - \alpha_H' - \alpha_A') U_0 + P(1 - Z_S)(\alpha_A - \alpha_H) U_0 + U_{Sl} Z_G \dots \dots \dots (5.2)$$

式(4.10), (5.2)を式(5.1)に入れて, ΔZ , Δt を微分記号であらわすと

$$dZ_S/dt = \{(\alpha_H' - P\alpha_H Z_S) U_0 + Z_G (P\alpha_H - \alpha_H' - \alpha_A') U_0 + P(1 - Z_S)(\alpha_A - \alpha_H) U_0 + (U_{Sl} + k)(Z_G - Z_S)\} / PV_S \dots \dots \dots (5.3)$$

この場合空気の濃度の変化としてはつぎの関係がある.

$$P(1 - Z_S) V_S + \{\alpha_A' U_0 + (1 - Z_G) U_c - U_d - U_{Sl} (1 - Z_S)\} \Delta t = P\{1 - (Z_S + \Delta Z_S)\} (V_S + \alpha_A U_0 \Delta t) \dots \dots \dots (5.4)$$

これよりも dZ_S/dt が求められるが, これは式(5.3)と同じ式となり, 水素純度の変化を考えても空気の濃度の変化を考えても同じことであることがわかる.

式(5.3)では Z_S , Z_G はともに変数であるから, この式だけでは解くことができない. Z_G の変化を機内の水素純度の変化より求める必要がある.

6. 機内の水素純度の変化

機内の水素純度の変化はつぎの式で与えられる.

$$PZ_G V_G + (U_B Z_B - 2U_c Z_G - U_{Gl} Z_G - 2U_d) \Delta t = P(Z_G + \Delta Z_G) V_G \dots \dots \dots (6.1)$$

密封部は2個あるので, U_c , U_d は2倍となる. 機内の圧力が一定であるためには, 対流と漏洩により失われるガス量とポンベからの補給水素の量が等しくなければならない.

$$U_B = 2U_c + U_{Gl} \dots \dots \dots (6.2)$$

式(5.2)と同様な省略を行なって

$$Z_B U_c \doteq Z_B (P\alpha_H - \alpha_H' - \alpha_A') U_0 + P(1 - Z_S)(\alpha_A - \alpha_H) U_0 + U_{Sl} Z_B \dots \dots \dots (6.3)$$

式(6.2), (6.3), (4.3)を式(6.1)に入れ

$$dZ_G/dt = \{2(P\alpha_H - \alpha_H' - \alpha_A') U_0 + 2U_{Sl} + U_{Gl}\} (Z_B - Z_G) - 2k(Z_G - Z_S) / PV_G \dots \dots \dots (6.4)$$

式(5.3), (6.4)を連立微分方程式として解くことにより, Z_G , Z_S が求められる.

7. 長時間運転した場合の水素純度

式(5.3), (6.4)はつぎのようにおくことができる.

$$\begin{cases} dZ_S/dt = AZ_G - BZ_S + C \dots \dots \dots (7.1) \\ dZ_G/dt = -A'Z_G + B'Z_S + C' \dots \dots \dots (7.2) \end{cases}$$

ここで $A = \{(P\alpha_H - \alpha_H' - \alpha_A') U_0 + U_{Sl} + k\} / PV_S$

$$B = (P\alpha_A U_0 + U_{Sl} + k) / PV_S$$

水素冷却発電機における水素純度の考察・白井

$$C = \{\alpha_H' U_0 + P(\alpha_A - \alpha_H) U_0\} / PV_S$$

$$A' = \{2(P\alpha_H - \alpha_H' - \alpha_A') U_0 + 2U_{Sl} + 2k + U_{Gl}\} / PV_G$$

$$B' = 2k / PV_G$$

$$C' = \{2(P\alpha_H - \alpha_H' - \alpha_A') U_0 + 2U_{Sl} + U_{Gl}\} Z_B / PV_G$$

A , B , C , A' , B' , C' はいずれも正数となる.

式(7.1), (7.2)より

$$d^2 Z_G / dt^2 + (A' + B) dZ_G / dt + (A'B - AB') Z_G = (CB' + C'B) \dots \dots \dots (7.3)$$

$$d^2 Z_S / dt^2 + (A' + B) dZ_S / dt + (A'B - AB') Z_S = (A'C + AC') \dots \dots \dots (7.4)$$

式(7.3), (7.4)の解はつぎの式で示される.

$$Z_G = C_1 e^{\beta_1 t} + C_2 e^{\beta_2 t} + (CB' + C'B) / (A'B - AB') \dots (7.5)$$

$$Z_S = C_3 e^{\beta_1 t} + C_4 e^{\beta_2 t} + (A'C + AC') / (A'B - AB') \dots (7.6)$$

ここで β_1 , β_2 は

$$\beta^2 + (A' + B)\beta + (A'B - AB') = 0 \dots \dots \dots (7.7)$$

の2根であり, C_1 , C_2 , C_3 , C_4 は初期条件によって定まる積分常数である.

ここで,

$$A' + B > 0$$

$$(A' + B)^2 - 4(A'B - AB') = (A' - B)^2 + 4AB' > 0$$

$$A'B - AB' = (P\alpha_A U_0 + U_{Sl}) \{2(P\alpha_H - \alpha_H' - \alpha_A') U_0 + 2(U_{Sl} + k) + U_{Gl}\} / P^2 V_G V_S + U_{Gl} k > 0$$

になるから式(7.7)の二つの根はともに負の実数となる. ゆえに長時間運転後の機内およびあわ取箱の水素純度は式(7.5), (7.6)右辺の第1項, 第2項は消えて, 初期条件のいかににかかわらずつぎの値となる.

$$Z_{G\infty} = (CB' + C'B) / (A'B - AB') \dots (7.8)$$

$$Z_{S\infty} = (A'C + AC') / (A'B - AB') \dots (7.9)$$

機内およびあわ取箱の水素純度が長時間運転の後一定の値をとることがわかっていれば, 式(7.1), (7.2)の $dZ_G/dt = 0$, $dZ_S/dt = 0$ においても $Z_{G\infty}$, $Z_{S\infty}$ を求めることができる. これは式(7.8), (7.9)と同じ結果をうる.

式(7.8)より

$$Z_{G\infty} = 1 - [2\alpha_A' k + (1 - Z_B)(P\alpha_A U_0 + U_{Sl} + k) \times \{2(P\alpha_H - \alpha_H' - \alpha_A') U_0 + 2U_{Sl} + U_{Gl}\}] / X \dots (7.10)$$

$$\text{ただし } X = (P\alpha_A U_0 + U_{Sl}) \{2(P\alpha_H - \alpha_H' - \alpha_A') U_0 + 2(U_{Sl} + k) + U_{Gl}\} + U_{Gl} k$$

これより真空処理が十分で α_A' が小さいほど, また補給ポンベの水素純度が1に近いほど, $Z_{G\infty}$ はよくなることわかる.

式(7.10)をかきかえると

$$Z_{G\infty} = Z_B - 2k[\alpha_A' - (1 - Z_B)\{P(\alpha_A - \alpha_H) + (\alpha_H' + \alpha_A')\}] U_0 / X \dots \dots \dots (7.11)$$

同様に

$$Z_{S\infty} = Z_B - \{2(P\alpha_H - \alpha_H' - \alpha_A')U_0 + 2(U_{Sl} + k) + U_{Gl}\} \\ \times [\alpha_A' - (1 - Z_B)\{P(\alpha_A - \alpha_H) \\ + (\alpha_H' + \alpha_A')\}]U_0/X \dots\dots\dots (7.12)$$

$$Z_{G\infty} - Z_{S\infty} = \{2(P\alpha_H - \alpha_H' - \alpha_A')U_0 + 2U_{Sl} + U_{Gl}\} \\ \times [\alpha_A' - (1 - Z_B)\{P(\alpha_A - \alpha_H) \\ + (\alpha_H' + \alpha_A')\}]U_0/X \dots\dots\dots (7.13)$$

補給ポンベの水素純度が高く Z_B が十分 1 に近ければ、

$$\alpha_A' > (1 - Z_B)\{P(\alpha_A - \alpha_H) + (\alpha_H' + \alpha_A')\} \dots (7.14)$$

この場合には $Z_{G\infty}$, $Z_{S\infty}$ はともに Z_B よりわるくなり、 $Z_{G\infty} > Z_{S\infty}$ である。これは長時間発電機を運転していると水素純度は一定の値におちつき、あわ取箱の水素純度は機内の水素純度よりいくぶん悪い値となるという、これまでの運転経験と一致する。しかしポンベの水素純度がわるく、式 (7.14) の関係が逆になるような場合には $Z_{G\infty}$, $Z_{S\infty}$ は Z_B よりかえってよくなり、 $Z_{S\infty} > Z_{G\infty}$ となる。

前者の場合で機内とあわ取箱の水素純度の差が大きい場合は、ポンベの水素純度を一定とすると、油の真空処理効果が不十分なことを示している。

また Z_B や α_A' が一定で式 (7.14) の関係がみたされる場合には、圧力 P や漏洩 U_{Sl} , U_{Gl} の大きいほうが機内の水素純度はよくなる。これらの値の増すことは水素の消費量を増すことになるので漏洩はなるべく小になるように努力されているが、機内の水素純度の観点からは漏洩があってポンベより水素の補給が多いほうがよいのである。

いま一例として実際の発電機の運転条件に近い条件を与えて、 $Z_{G\infty}$, $Z_{S\infty}$ を計算してみよう。

$$a/l = 9 \text{ (cm)}, D = 0.84 \text{ (cm}^2/\text{sec)}$$

$$\text{これから } k = 7.56 \text{ (cc/sec)}$$

$$\alpha_A = 0.11, \alpha_H = 0.07 \text{ (図 4.1 から)}$$

$$\alpha_A' = 0.011, \alpha_H' = 0.007 \text{ (真空処理により } \alpha_A, \alpha_H \text{ の } 1/10 \text{ になったとして)}$$

$$P = 2 \text{ (気圧)}, U_0 = 42 \text{ (cc/sec)}, U_{Sl} = 0, U_{Gl} = 30 \text{ (cc/sec) とする。}$$

$$Z_B = 0.99 \text{ の場合}$$

$$Z_{G\infty} = 0.99 - 0.009 = 0.981, Z_{S\infty} = 0.99 - 0.032 = 0.958$$

$$Z_B = 0.85 \text{ の場合があるとすれば}$$

$$Z_{G\infty} = 0.85 + 0.003 = 0.853, Z_{S\infty} = 0.85 + 0.013 = 0.863$$

同じ条件で補給油回路運転にはいったとすれば、 $\alpha_A' = \alpha_A$, $\alpha_H' = 0$ となり、 $Z_B = 0.99$ の場合

$$Z_{G\infty} = 0.99 - 0.103 = 0.887, Z_{S\infty} = 0.99 - 0.324 = 0.666$$

この場合 $Z_{S\infty}$ はあきらかに水素純度として危険状態である。

8. 補給油回路で短時間運転した場合の水素純度の変化

真空処理回路が故障した場合は補給油回路の運転にはいるが、この場合は油は空気で飽和しているから、比較的短い時間に水素純度の変化がおこる。この変化をあらかじめ知っておくことは補給油回路運転をする場合に必要なのである。

この変化は式 (7.5), (7.6) より求めることができるが、比較的短い時間の間はつぎの近似式を用いることができる。機内の水素純度の変化は式 (7.5) から

$$Z_G - Z_{G0} = c_1(e^{\beta_1 t} - 1) + c_2(e^{\beta_2 t} - 1) \dots (8.1)$$

$\beta_1 t, \beta_2 t \ll 1$ である比較的短い時間の間は近似として指数関数の高次の項を省略して

$$Z_G \doteq Z_{G0} + (c_1\beta_1 + c_2\beta_2)t \dots\dots\dots (8.2)$$

式 (7.2), (7.5) から

$$dZ_G/dt = c_1\beta_1 e^{\beta_1 t} + c_2\beta_2 e^{\beta_2 t} = -A'Z_G + B'Z_S + C' \dots (8.3)$$

$$t=0 \text{ では } c_1\beta_1 + c_2\beta_2 = -A'Z_{G0} + B'Z_{S0} + C' \dots (8.4)$$

式 (8.2), (8.4) から

$$Z_G \doteq Z_{G0} + \{2(P\alpha_H - \alpha_H' - \alpha_A')U_0 \\ + 2U_{Sl} + U_{Gl}\}(Z_B - Z_{G0}) - 2k(Z_{G0} \\ - Z_{S0})\}t/PV_G \dots\dots\dots (8.5)$$

同様に

$$Z_S \doteq Z_{S0} + \{-\alpha_A'U_0 + (1 - Z_{G0})(\alpha_A' + \alpha_H')U_0 \\ + P(1 - Z_{S0})(\alpha_A - \alpha_H)U_0 \\ + (P\alpha_H + U_{Sl} + k)(Z_{G0} - Z_{S0})\}t/PV_S \dots (8.6)$$

水素純度の変化は比較的短時間では時間に対して直線的に変化する。機内の空間の容積 V_G はあわ取箱の空間の容積 V_S よりはるかに大きく数百倍であるから、あわ取箱に水素純度の変化があらわれても、機内の水素純度はあまり変化しない。

補給油回路運転では $\alpha_A' = \alpha_A$ となるから、 Z_{G0} , Z_{S0} が 1 に近い時はかつて内の第 2 項以下を省略して、あわ取箱の水素純度は簡単に次式で示される。

$$Z_S \doteq Z_{S0} - \alpha_A U_0 t / PV_S \dots\dots\dots (8.7)$$

9. 油からのガスの放出、吸収が平衡に達しない場合

以上の考察は密封部で密封油があわ取箱のガスと十分

に混合して平衡に達し、ガスの吸収と放出がヘンリーの法則に従うとした。軸は高速度で回転しているからガスと油の混合はかなりよく行なわれるものと思うが、完全な平衡には達しないかも知れない。ガスの放出と吸収が同じ割合で行なわれ、また水素と空気が同じ割合で放出、吸収を行なうとすれば、すべての α に 1 より小さい係数 K をかければ、これまでの議論はすべてあてはまる。 α はいつも U_0 とともに現われるから、油の流速を KU_0 とし、この油は完全に平衡に達するものと考えてもよい。この場合式 (8.7) は

$$Z_s \doteq Z_{s0} - K\alpha_A U_0 t / PV_s \dots\dots\dots (9.1)$$

となる。この関係を用いて K の値を評価することができる。真空処理回路で Z_s, Z_g を十分に 1 に近い状態で運転しておき、補給油回路運転に切りかえれば、水素純度は時間とともに直線的に低下する。その直線の傾斜を求めて、これと $\alpha_A U_0 / PV_s$ の値より K の値を求めうる。 K の値は軸の回転数、圧力、油の流速、温度などの運転条件によって異なるであろうから、実際の運転記録より評価されるべきである。

10. あわ取箱から機内へ対流のある場合

これまで油切りの対流 $U_c > 0$ であって、機内よりあわ取箱へ対流がある場合だけを考えたが、補給油回路運転で圧力が低い時は $U_c < 0$ となる場合があり、対流はあわ取箱から機内へ流れる。 $U_c < 0$ の場合はあわ取箱から $Z_s U_c \Delta t$ の水素が機内へ流れるから、式(5.1), (6.1) のかわりに次の式を用いる。

$$\begin{aligned} & PZ_s V_s + (\alpha_H' U_0 + Z_s U_c + U_d - U_{sl} Z_s) \Delta t \\ & = P(Z_s + \Delta Z_s)(V_s + \alpha_H U_0 \Delta t) \dots\dots\dots (10.1) \end{aligned}$$

$$\begin{aligned} & PZ_g V_g + (U_B Z_B - 2U_c Z_s - U_{gl} Z_g - 2U_d) \Delta t \\ & = P(Z_g + \Delta Z_g) V_g \dots\dots\dots (10.2) \end{aligned}$$

補給油回路運転では $\alpha_A' = \alpha_A$, $\alpha_H' = 0$ で、 $U_{sl} = 0$ とすれば、短時間における水素純度の変化は

$$\begin{aligned} Z_s \doteq Z_{s0} + [-\alpha_A U_0 + (1 - Z_{s0})\{P(\alpha_A - \alpha_H) + \alpha_A\}U_0 \\ + k(Z_{g0} - Z_{s0})t / PV_s] \dots\dots\dots (10.3) \end{aligned}$$

この場合機内の漏洩 U_{gl} が $2U_c$ より大きくないと、機内の圧力は次第に高くなり安定した運転は得られない。

11. む す び

水素冷却発電機のあわ取箱および機内の水素純度を、密封部における油からのガスの出入、油切りにおけるガスの対流、拡散、あわ取箱および固定子ワクのガスの漏洩、ポンベからの水素の補給などを考慮に入れて考察した。水素純度は指数関数の逆数として時間とともに変化し、長時間運転した場合には一定の平衡値に到達することを示した。これらの関係は定性的には発電機の運転におけるこれまでの経験とよく一致する。定量的関係の実験的証明はまだ行なう機会を得ていないが、発電機中の水素純度を問題にする場合に、この報告がなんらかの参考になれば幸いである。

終りにこの問題を考察するにあたり、懇切なご指導をいただいた長崎製作所今北参事ならびに遠藤技師に深く感謝する次第である。

参 考 文 献

- (1) C. W. Rice: G. E. Rev. (1927) P. 516
- (2) D. S. Snell & L. P. Grobel: AIEE. T. 69, Pt II (1950) P. 1625



ボイラの自動燃焼制御装置 (A.C.C.) (2)

1. まえがき

世界における power plant の発達はいまめぐるしく、まったく日進月歩の勢であり、米国ではすでに super critical pressure plant の 45 万 kW 級が昨年運転にはいっている状態にある。わが国においてもますます大容量の plant が計画実現されつつあることは衆知のとおりである。

したがって当然 A.C.C. もこれらと歩調をそろえてますます新新化され、計画された plant の動特性を満足するようなものを選択されなければならない。要はいかに単独機器としては優秀な A.C.C. が造られても、その A.C.C. が計画された plant の特性に最適であるかどうかということが問題である。すでにできている A.C.C. を計画 plant に apply して、いかに使いこなすかということもまた残された問題である。

Power plant として一括輸入される以外のものはわが国では現在のところどうしても、user なり boiler maker なりが、適当な A.C.C. を選択しなければならない。

幸にして自動制御理論の進歩発達は、analog computer の普及、process の数値解析を容易にさせたので、A.C.C. についてもその plant の性格に応じて制御系統の検討、形式の選択、感度、比例帯、積分、微分時間の決定に至るまで非常に容易になったので逐次国内の power plant のものも先進国に劣らないようにもっともその plant に適した優秀なものが選択されつつあると思われる。

以下今までに当社製の boiler に装備されたもの、装備されるために計画されたもの、あるいはまた現在欧米で製作されているもので当所にその資料の入手されたものについて、その形式、系統、種類など主として装置の arrangement を紹介説明してご参考にした。

2. 近時の A.C.C. の動向

ごく最近 A.C.C. で輸入されたものには Leads & Northrup の空気圧—電気式のもの、Bailey, Republic, Hagan の空気圧式のものおよび Siemens の電気式のものなどがある。

中には power plant といっしょに中央制御 system として consulting engineer によって計画されてその plant の動特性を十分満足するものとして輸入されたものもあり、あるいはまた A.C.C. 単独に user または Boiler maker の仕様に基づいて輸入されるものもある。

またこれらのほかにも Askania の油圧式、Brawn の電気—空気圧式などがある。欧州のものは電気式、油圧式がその基本であり米国のは空気圧式を基本としているように見受けられる。

とくに最近の動向としてはいずれの maker のものも極力制御系のむだ時間と遅れを少なくするように努め制御系統はもち

ろんのこと検出早さと操作速度に意を用いている。

従来 boiler 負荷の検出はもっぱら superheater 出口の圧力を検出して master signal としていたが、ごく最近では boiler の大容量化に伴い、缶水缶胴および加熱管の熱容量が大きくなるに従って superheater 出口圧力を直接 boiler 負荷と見るのは制御遅れなどの件から正当でないとして、直接 steam flow を master signal と見なすべきで圧力は従属的なものとすべきだとする意見もあるようである。いずれにしても steam flow を master signal に取入れようとしている傾向が強い。

Plant の動特性によって proportional band, reset rate, rate time, の決定、選択もまた最近重視され検討されつつある問題の一つである。要するに自動制御理論の発達は plant の特性に応じてその種類のいかんを問わず A.C.C. のあり方を決定づけるに至ったといえよう。

3. A.C.C. の種類

ここに A.C.C. の種類というのは検出部で被測定物の変化を測定し測定された値を途中で制御する値に変換して操作部の調節端まで送達する媒介物の種類によって区別したものであったたとえば流体の温度を電気抵抗で測定し、測定値を空気圧に変換して信号空気圧となし operator に送達して fan の vane control をする場合はこれを電気—空気圧式と呼び、また油圧式であれば流体の温度を測定するのに鋼と石英との温度による伸び差を利用して温度変化を油圧に変換し、伝えられた信号油圧に従って operator で fan の vane control をするような形式のもの、すなわち検出部から調節端までの信号伝達の媒介物が終始油圧であるから油圧式といわれる。

当社で取扱っているものの種類を列挙すれば、

(1) 空気圧式

- a. Republic 空気圧式
- b. Bailey 空気圧式
- c. Hagan 空気圧式

(2) 油圧式

(3) 電気—空気圧式

- a. Brawn 電気—空気圧式
- b. Siemens 電気—空気圧式

(4) 空気圧—電気式

(5) 電気式

ここに列挙したのは上記の種類別によったものである。しかし種類のいかんにかかわらず、要は A.C.C. は汽缶の負荷の変化に応じて燃料と空気の量を自動的に増減させ、発生蒸気圧力を一定に保つと同時に最適な空気過剰率を保持させるのがその目的であるからして、この目的を満足させるために各 maker が上記の種類別の形式を採用していかなる制御方式で目的を達

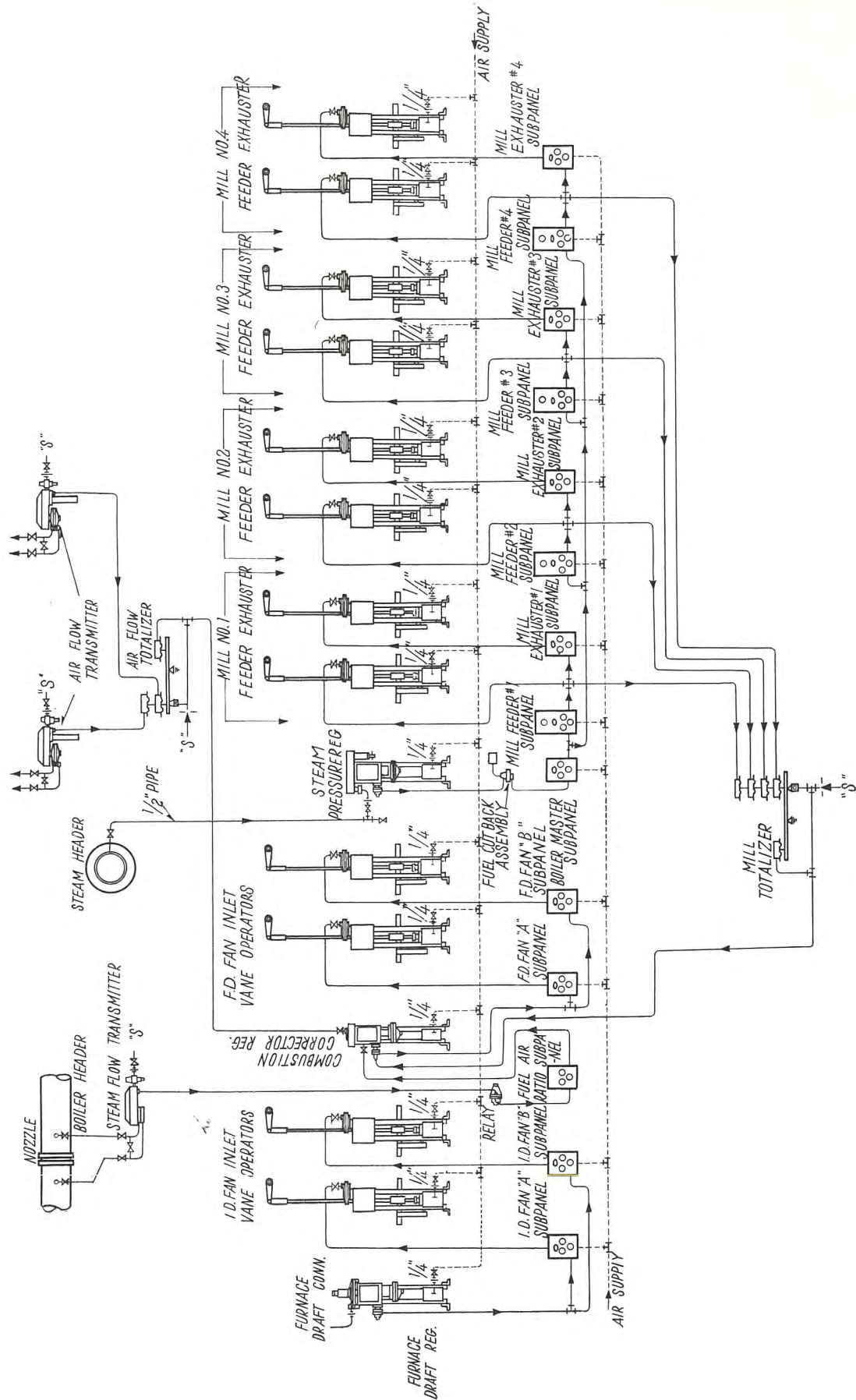


図 4.1 リバプリック空気圧式自動制御系統図

しているかを検討するのは興味ある問題である。

以下に各種類別に記載の系統図によって概略説明を試みることにする。

4. 空気圧式

4.1 Republic 空気圧式

スムート式として早くから知られた形式である。スムート氏などが考案された当初は空気—油圧式であったようである。その後 Republic は空気式のものを作って今日に至ったと聞いているが、ごく最近では電気式のものも作っているようである。

図 4.1 に空気圧式の系統図を示す。

この装置では master regulator に蒸気圧力を測定検出してこれに比例した信号空気圧に変換して燃料調節信号を発信する。

この燃料調節信号は途中で分岐され、同時に燃焼修正 regulator に送達される。この regulator では燃料調節信号が空気要求信号に変更されて、空気量を control する調節端へ発信される。

この燃焼修正 regulator には別途に測定検出された蒸気流量の signal と空気流量の signal が導かれていて蒸気流量と空気流量とが一定の比率を保つように空気要求信号が修正されて発信されるようになっている。いい変えと蒸気流量と空気流量の比率が或る一定比率である間は燃料調節信号はこの regulator でそのまま空気要求信号として変換されて発信されるがもし万一蒸気流量と空気流量の比率が一定比率を保てない場合はこの比率が正常になるまで空気要求信号が修正されて発信されることになる。

この場合の蒸気流量は燃料の供給量の代りに測定検出されるものである。炉内圧力を一定圧に保つために炉内圧を直接測定検出して信号空気圧を発信して F.D.F. の vane control をしている。

この装置では master regulator だけに P.I.D. 動作のできる機構を装備している。

各 operator にはカム機構を設備してあって蒸気圧力を測定して負荷の検出量としたことの修正ができるようにしてある。

蒸気流量および空気流量の測定は差圧計測式であるが、これらの transmitter に平方根開方機構を装備して流量の検出ができるようになっている。

4.2 Bailey 空気圧式

空気圧式としては国内でも広く知られている A.C.C. でその系統図を図 4.2 に示す。

この装置では mini-line 方式が採用されていて各検出部で測定検出された値が transmitter で信号空気圧に変換され、各 standatrol, relay, totalizer を経て control drive に送達されて、被制御体を調節する。

同じ形式の controller がその用途によって standatrol, relay, totalizer あるいはまた ratio controller としてよく使い分けられているのはこの装置の特長である。

この controller には P.I.D. 動作のできる全機構が装備されていて、容易に目的によって一部の部品を交換して P.I.D. 動作のすべてあるいは必要な動作の機構が選択使用できるようにになっている。

なお計器にも特長があって記録計が 4 組で 1 個の計器にコン

バクトに組立てられている。この記録計のうち 1 組が積算計の場合は記録計 2 組と積算計 1 組計 3 組で 1 個の計器として組立てられている。

これらの計器はいずれも transmitter からの信号空気圧で指示、記録、積算されるようになっている。

制御系統としては図 4.2 に示されているように蒸気圧力を検出して書換えされた信号空気圧で燃料と空気量とを並行に調節するようになっている。空気量は I.D. Fan の vane で control されるが、master からの signal は別途に蒸気流量とガス流量とが測定検出され ratio controller で制御され、発信された ratio signal と totalizer で混合修正され、蒸気流量と一定の比率を保持した信号空気圧となって control drive へ送達されている。

この装置中に使用されている ratio controller はとくに遠方操作の adjustor を中央操作室の制御盤に取付けて容易に差圧を検出して流量を測定するものにはその transmitter の booster-unit に平方根開方の機構が装備されていて流量が測定できるようになっている。

被制御体に直接接続される control drive には positioning cam が装置されていて loading signal と操作量との調整ができるようになっている。

炉内圧力を一定に保持するために炉内圧を検出測定して F.D. Fan の vane を調節している。

なおこの装置は各 controller, driver などがそれぞれ比率を調整できるような機構になっているので現場での細々した調整が容易である。

4.3 Hagan 空気圧式

空気圧式で非常に簡潔な装置である。その系統図を図 4.3 に示す。この装置は他の空気圧式に比して、現場で細かく調整するところが少ない。燃料の質とか負荷などがあまり大きく変動しない plant には好まれる。

制御の系統は図 4.3 に示されるとおりであるが master sender で蒸気圧力を検出測定して信号空気圧に変換し、air fuel ratio totalizer へ送達される。この totalizer では master からの上記の signal と fuel regulator からの feed back signal との合成によって空気量調節用の信号空気圧を発信し、F.D. Fan の damper を調節する。Fuel regulator では上記の方法で制御された空気の炉内へ送達される実際の量を burner 通過時の差圧によって測定検出してこれを燃料要求信号として燃料調節端へ発信する。

またこの空気圧信号は燃料調節端へ送達されるのと並行して上記の air fuel ratio totalizer へ feed back されて空気量調節信号発信の element となる。

結局この装置では蒸気圧力を master sender で測定検出して空気圧信号に換え空気量を制御し、この空気量に応じて燃料要求信号を Fuel regulator で発信し同時にこの燃料要求信号が master sender からの空気圧信号に feed back して空気量制御信号を適切にさせている。すなわち air fuel ratio totalizer では蒸気圧力に比例した空気量になるように空気圧信号が発信されるが他方 fuel の要求信号も導入して air と fuel の比率を保持させるように制御している。

Fuel regulator にはカム機構を装備してあって平方根開方が

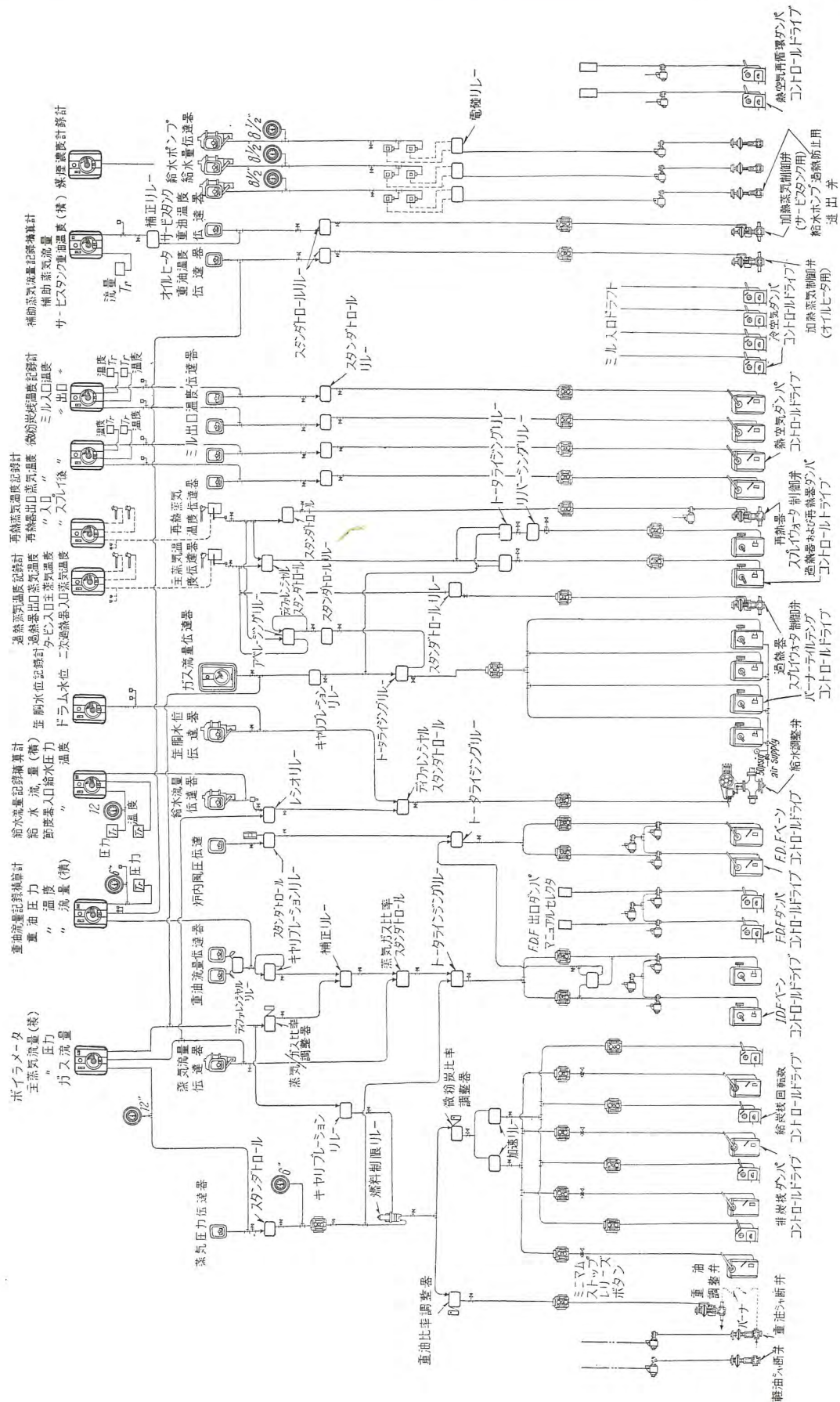


図 4.2 ベーレー空気圧式自動制御系統図

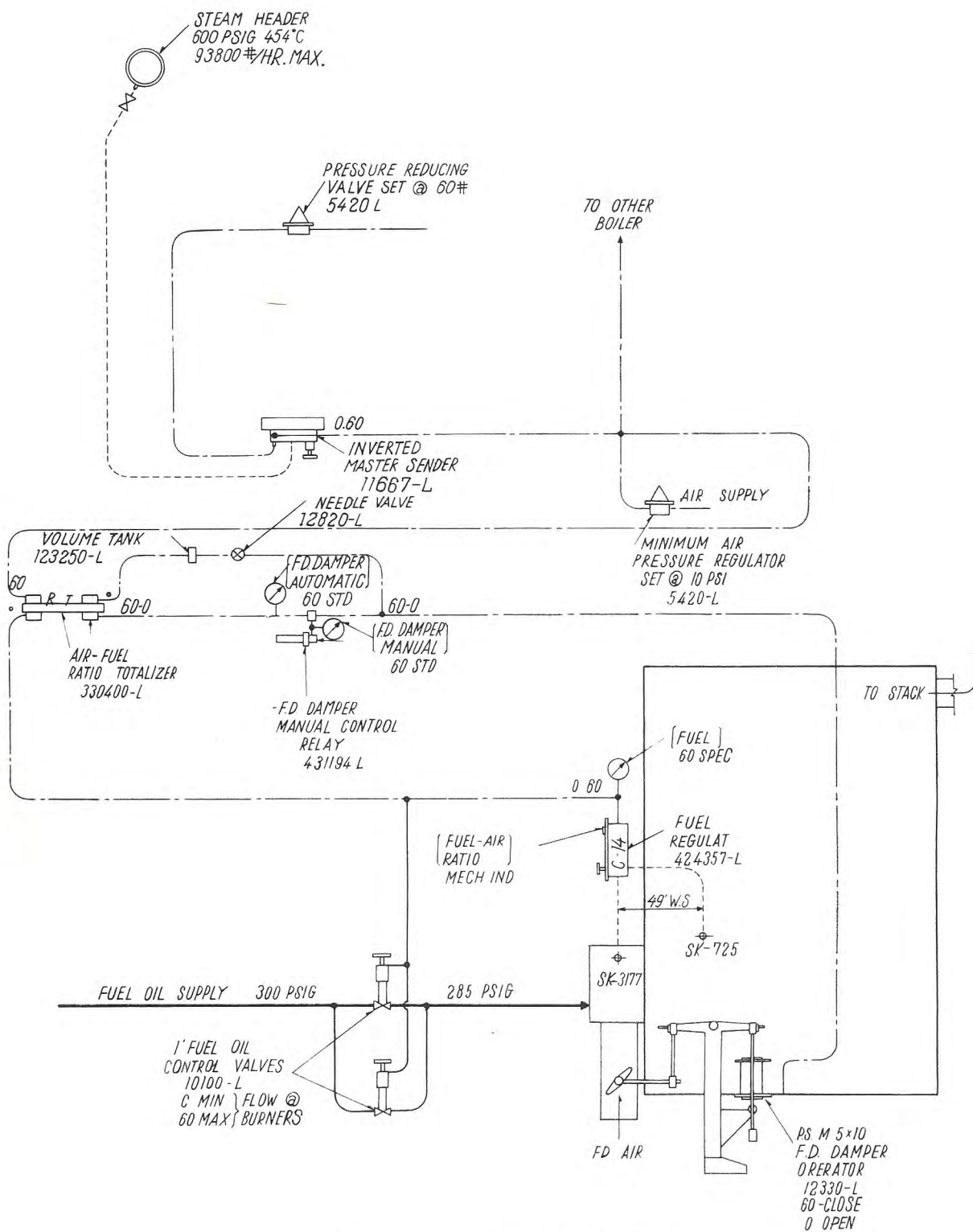


図 4.3 ヘーガン式自動制御系統図

なされている。また totalizer には P.I.D. 動作のできる機構を付着できるようになっている。

5. 油圧式

Askania 油圧式が代表的な装置であってその装置の系統図を図 5.1 に示す。この装置では master 変換機の diaphragm に蒸気圧力を受けて、diaphragm の動きで噴射油管を変位させ、噴射油を加減して、油圧信号として発信して燃料と空気量との両方を同時に調節する。すなわち一方は燃料調節機に他方は空気量調節機へ制御信号を送達する。

燃料調節機では master からの信号油圧と調節端からの feed back 信号油圧との合成により噴射管の変位に基づき操作信号油圧を発信し、調節端では燃料油調節弁の開度あるいはまた微粉炭の場合は給炭機の回転を調節して燃料の供給量を加減する。

燃料油調節弁の場合はその開度の自乗を給炭機の場合はその回転の自乗にあたる付属の測定 fan の風圧をそれぞれ油圧信号に換えて燃料調節機に feed back して、master signal とバラ

ンスさせる。

また空気量調節機では master からの油圧信号と調節端からの feed back 信号油圧との合成により噴射管の変位に基づいて、操作信号油圧を発信し、F.D. fan の vane を調節する。F.D. fan の出口側で差圧を測定検出し、これを油圧信号に換え空気量調節機へ feed back して、master signal とバランスさせる。

この Askania 油圧式では蒸気圧力は負荷の自乗に比例するものとして制御をなし調節端での被制御量の自乗を feed back している。

調節端は power piston で操作されるのでこの形式は motor で駆動されるのと同じように I 動作がその基本となるので、比例位置動作をとくに必要とするところには剛性復元機構を付属させている。

弁の開度の自乗値を検出するためにはカム機構を使用している。

炉内の圧力を一定に保持するために炉内圧力を測定検出して I.D. fan の vane を調節している。(長崎造船所 東 洋行)

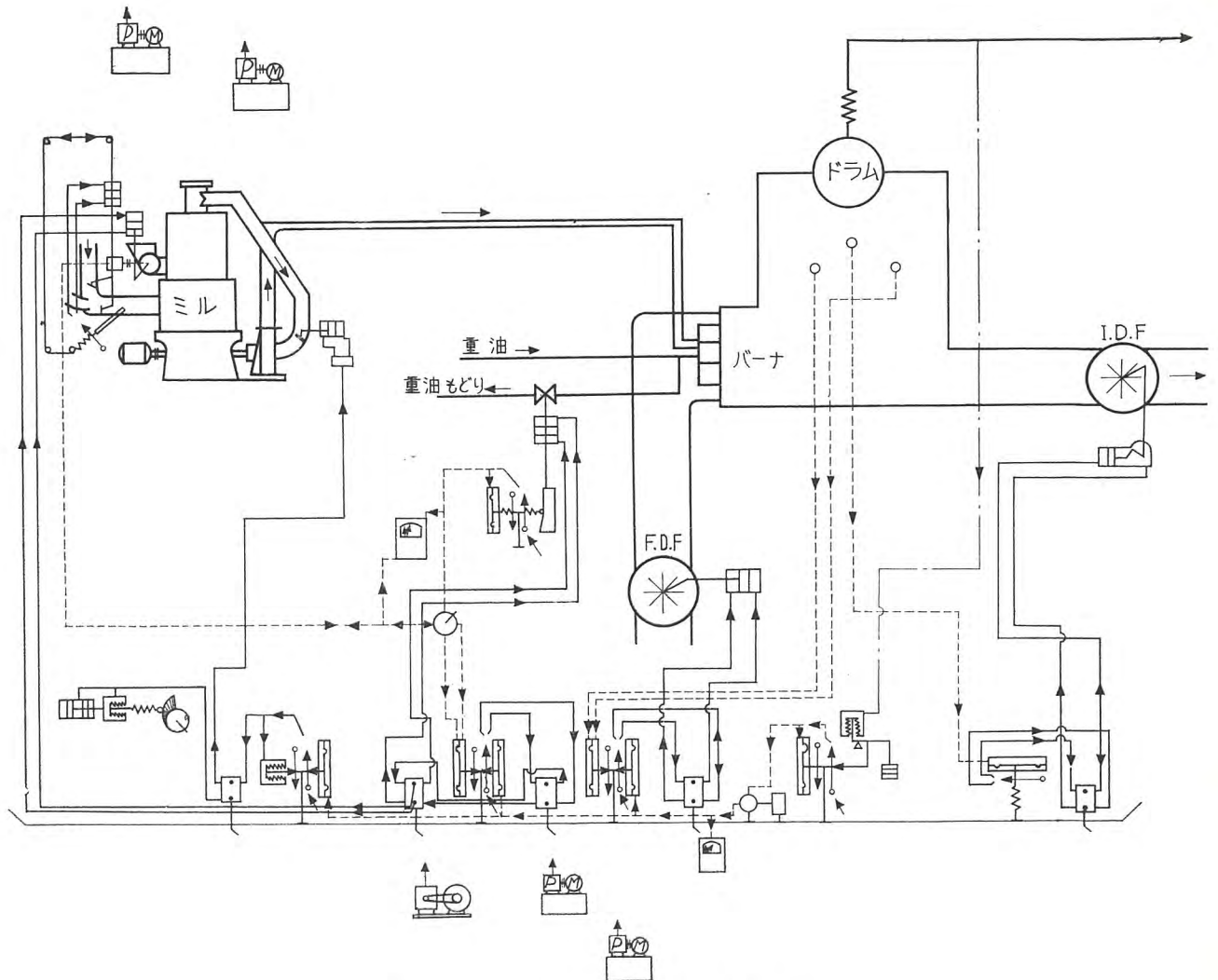


図 5.1 アスカニヤ式自動制御系統図

半 導 体 の 単 結 晶 か ら 装 置 ま で

L. L. Friend: "Semiconductors...from crystals to devices" (Westinghouse Engineer, Vol. 18, No. 4, July, 1958, P. 116~119)

半導体を応用した装置は工業部門にますます使用されつつある現状である。本文は W 社において稼働中の半導体製造工場の製作内容と単結晶から半導体装置までの完成工程の概要を記述したものである。

製作内容で記述されているものは次の 9 作業工程である。

単結晶引上げ作業

これはゲルマニウム、シリコンの多結晶材料を使い、インナートガス炉または真空炉内で単結晶形に引上げる作業である。前者の炉ではアルゴンガスを使って N 形の単結晶が作られるのが普通である。シリコン単結晶引上げ作業の実例では 1 回に 90 グラムのシリコンが使用され、るつばは平底、円筒形石英製でこれが支持物は 1 分間に 10~30 回転のわりで反時計式に回転される。るつばはスパイラル形で水冷式高周波銅製コイルをもっている。水冷式引上げ棒は 5.1 cm 長の種をもち垂直取付られており、時計式に 4~100 回転/min. 上下に 3.8~15.2 cm/h, 動かすことができる。

単結晶を製作するにはシリコンでは 1,450°C, ゲルマニウムでは 950°C に上記の炉内をし、温度制御を 0.1°C 以内におさえて規定の引上速度で引上げ棒を動作させる。

P 形の単結晶の製作には真空炉が使われる。

単結晶の薄片切り作業

棒状の単結晶は長さの方向にその電気的特性がことなるため抵抗値を測定して記入する。それからダイヤモンドカッターで 0.25 mm の厚さに切断される。普通上記シリコンの直径は 3.18 から 19.05 mm の範囲であり、超音波研磨され、溶剤で洗浄し、乾燥されて試験される。

合金形シリコンダイオード

接合体はモリブデンベースと接合金とシリコンと対向電極接合金とモリブデン薄片とからなりたっており、以上の 5 要素はグラファイト製溶融ボートの円孔に入れられ、不銹鋼の小オモリをおいて水平管に入れて真空炉に挿入する。溶融すべき部分は所定の温度に急速に加熱され、さらに急冷される。かくてできた接合体は上記ボートから取出して正および逆方向特性を測定する。

小容量シリコンダイオード (1.27 mm)

小容量としては 307, 320, と TV およびラジオ用の 3 種類がある。はじめの二つは P.I.V の値が 50~1,000 V の範囲のものである。溶融してできた接合体はまず 150°C で逆電流を検査し、スプリングが溶接され、"top hat" 溶接機で工作される。ガラスシールがほどこされて漏洩検査を受ける。"vacuum-flushing" 操作とよばれる工作を経て完全密封されてダイオードとなる。各ダイオードは電気的試験を行ない、加熱 (150°C)、冷却 (25°C) の試験を経て各種の電圧別に区分される。

中容量整流器

この種のものは P.I.V の値が 50~600 V; 最大逆電流値は 10~20 mA で 4 種類の標準がある。これは 1.27 mm シリコンダイオードの製作と似ている。ヘッドとスプリングの取付からはじまり、ろう付作業は透明なバイレックスガラス内に窒素と水素の混合ガスいれで行なわれる。ユニット全数が漏洩試験をふり出しに上記と類似の試験がいろいろ行なわれ、区分される。

大容量シリコンダイオード

この種のものには P.I.V の値は 50~500 V; 最大逆電流値は 40~50 mA で 5 種類作られている。標準として 12.7 と 15.9 mm ダイオードが使用され、その製法は密封、乾燥箱内製法法であってほしい中容量のダイオードと同一である。

ブリッジ結線整流器

各種のブリッジ結線整流器容量がダイオードの組合せで作られている。そのため特定の分野では多量生産されているが人手作業で組立てられている。代表例としては単相のバッテリー充電用、三相溶接用、電動発電機にかわる三相ブリッジなどがある。

低周波トランジスタ

現在製作されようとしており、各製作場とも細部にわたって改善が行なわれている。密閉、乾燥室内で高洗浄条件下で製作される。設備と試験から出荷までの工作工程が述べてある。

高純度シリコン金属の製法

最近純度は向上しつつあるがなお十分とはいえない。在来材料で大容量のシリコンダイオードを作れば P.I.V 500 V までのものができる。しかし高純度シリコンがシーメンス法でできるように W 社も協力して所望の純度のものが製造され、P.I.V の値が 1,000 V のシリコンダイオードが製作されるにいたった。かくて直流電源利用の分野の変流機器は大巾に変化されるであろう。

(伊丹製作所 加藤又彦訳)

トランジスタを用いた新しい電力線搬送装置

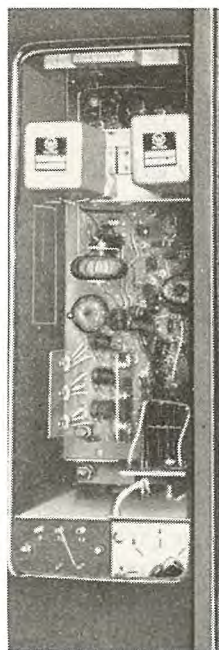
E.E. Scheneman: Modernizing Power-Line Carrier With Transistors (Westinghouse Engineer Vol. 18, No. July, 1958, p. 98~101)

電力供給事業においては、需要家に間断なく所要の電力を供給することが、もっとも重要な課題である。保護継電器と電力線搬送装置とを組合わせた搬送保護継電装置が不断の電力供給サービスに果たす役割はきわめて大きい。最近開発された KR 形搬送装置は、真空管の代りにトランジスタを用い、搬送継電装置の信頼度を一段と向上させた。

トランジスタはそれ自体、寿命がいちじるしく長く、小形で、電力消費が少ないから、電力線搬送に適用するいくつかの利点を得られる。すなわち保守費は節減され、装置は継電器箱におさめて配電盤に直接とりつけられるので、すえ付床面積は不要となり、また継電器盤と同一盤内にとりつけられれば外部接続はい



この装置のカバーは通話付加装置を使用する場合には容易にとりはずすことができる。



プリント配線、プラグイン式フィルタ、水晶発振子、そして継電器箱に収容した点がこの装置の特長である。



試験調整に際しては通話付加装置をプラグインすれば容易に通話できる。

この装置は 1952 年に研究が開始され、それ以来試作機によって実系統における試験が長期間行なわれた。この試験に用いられた数チャンネルの装置において発生した装置の故障は送信出力トランジスタの線路サージによる故障と、当初の装置で発振器に使用していた点接触形トランジスタの故障だけであり、前者は送信フィルタと保安器の取り付けにより、また後者はこれを接合形トランジスタにおきかえることにより解決された。現在の装置ではもちろん接合形トランジスタだけが使用してある。こうした対策を施した 1956 年 1 月以降、この装置にはまったく故障がおきていない。

トランジスタはそれ自身のすぐれた性質によって、長寿命、小形化、低消費電力を約束したが、長期にわたる現地試験の結果はそれを明確に実証している。

(無線機製作所 竜田直紀訳)

ちじるしく簡単化される。さらに電力消費が少ないから、電池およびその充電装置の容量も少なくてすむ。

新しく開発された KR 形搬送装置は、方向比較搬送継電装置に用いられる。この装置の搬送周波数は 30~200 kc のうちの任意の周波数を用いることができ、1 周波によって 1 回線の保護が可能であり、またこのチャンネル周波数はプラグイン式の受信フィルタ、送信用水晶発振子の交換と、送信フィルタの再調整によって容易に変更できる。標準状態 (129 V DC, 120 kc) における送信出力は 1.2 W、受信感度は 40 mV である。多数のチャンネルを密接して配置しうるように、この装置では動作時間の許す範囲で帯域巾を従来のものより狭くしてある。受信回路は通過帯域が ± 250 c/s で、中心周波数から 1 kc はなれて約 50 db の減衰を与える。この装置の消費電力は 129 V DC で約 25 W であり、発電電所の所内電池で直接動作させることができる。

この装置のすえ付保守に際して必要な通話を確保するため、通話付加装置があり、これを装置のソケットに挿入すれば容易にプレストークの通話も可能である。またこの装置はテレメータ、遠方監視制御の信号伝送回線としても使用できる。これらの二次的機能は系統事故に際しては優先回路によって搬送保護継電回線に切換えられる。

トランジスタは本質的に温度の影響を受けやすいが、この装置の送受信機の出力段にはシリコントランジスタを用い、かつ安定化回路の併用によって $-20^{\circ}\sim+50^{\circ}\text{C}$ の温度範囲で安定に動作する。

コンピュータによる電圧調整器の解析

H. L. Prescott: Computer Analyzed Voltage-Regulator Performance (Westinghouse Engineer, Vol. 18, No. 3, May, 1958)

電圧調整器の特性については、今まで各種研究がなされてきたのであるが、その数値的な取扱いはなかなか困難であり不可能視されてきた。

これがコンピュータを使用することによりいかなるリレーを、いかなる組合わせによりセットするのが最善であるのかということが解析可能となってきた。

本稿では A, B 二つの特性の異なる電圧調整器に対してその解析法と両者の優劣が述べられているのであるが、筆者はまず電圧調整器特性とその優劣の判定規準は何かを指摘し、さらに試験に供された二つの電圧調整器の具体的な紹介と、いかなる電圧変動に対して試験されたかが述べられている。なお文末にはコンピュータの組み方について簡単な説明がなされている。

電圧調整器特性の判定規準

電圧調整器の判定規準については次の二つのことがいえる。

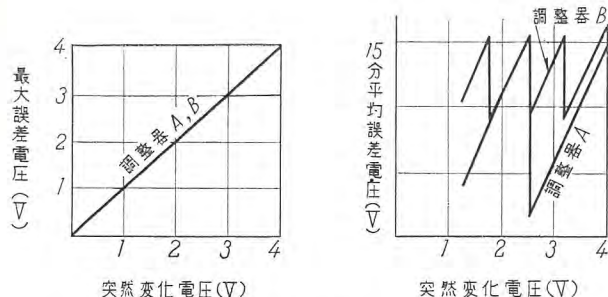


図1 電圧の突然変化による平均時延整定にした場合の最大誤差電圧(左)と平均誤差電圧(右)

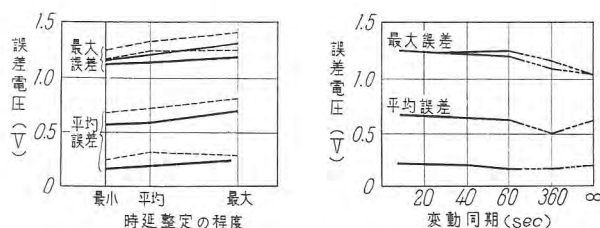


図2 平均変動周期における時延整定による誤差電圧(左)平均時延整定における変動周期による誤差電圧(右)
調整器 A 2V/h—8V/h-----
B 2V/h—8V/h-----

(1) 規定電圧よりの誤差が少ないこと。

誤差の種類としては最大誤差、平均誤差を対象とする。

(2) 動作ひん度の少ないこと。

試験に供された電圧調整器

調整器A	電圧リレー	誘導円板形
	タップチェンジャー	1 1/2 ボルトタップ
	切換時間	連続切換の場合約1秒
調整器B	電圧リレー	平衡桿形+時限リレー (15, 30, 60 秒)
	タップチェンジャー	3/4 ボルトタップ
	切換時間	連続切換の場合約7秒

電圧変動の種類

実際の電圧変動の種類は実に多様にわたっているが、これを分析してみるとだいたい3種の分けられると考えられ、ここではこの3種の変動についてだけ試験されている。

(1) 急激なる電圧変動

系統の開閉、急激なる負荷変動に起因して起るものであるが、実系統では大体4ボルトをこえることはない。

(2) 緩慢なる電圧変動

負荷を徐々に増減する場合に相当し、1時間あたりの変動値としては2, 8ボルトを採用している。

(3) 電圧のフリッカ

溶接機、アーク炉の起動時間問題となる変動である。

以上三つの基本変動を模擬しそれらについて、両調整器出力電圧の平均誤差、最大誤差、積分誤差、動作ひん度などをグラフより求めその優劣を比較している。

結論

(1) 最大電圧誤差

Aは0.08ボルトだけBよりも小さい

(2) 平均電圧誤差

Aは0.40ボルトだけBよりも小さい

(3) 動作ひん度

AはBの半分である。

(4) 急激なる電圧変動に対するA, Bの最大電圧誤差は同等である。(図1)

(5) 種々の電圧変動に対してすべての点でAのほうがすぐれていることが確認された。

本文では単に二つの電圧調整器の優劣を比較したにとどまっているが、今後さらに種々の変数たとえばタップ電圧の値、時限の問題、その他調整器の特性がより深く研究される必要があり、そうすることによりより優秀な電圧調整器が作られて行くであろうことが述べられている。(神戸製作所 長町恒資氏)

サイパックを使用した安全インターロック

What's New in Engineering: Cypak Safety Interlock (Westinghouse Engineer, Vol. 18, No. 5, Sept. 1958, p. 144)

新しくサイパックを応用した“安全インターロック”が開発された。この新方式の安全インターロックは新設または既設のプレスの制御回路にとくに適しており、可動部分がなく、コンパクトで、しかも誤動作の恐れがまったくないものである。

機械を動作させるためには、二つの押しボタンを閉じる必要があり、もしどちらかの押しボタンを開くと機械はただちに停止し両方の押しボタンを開いてふたたび二つの押しボタンを閉じなければ運転を開始することができないようになっている。

そのために作業者が押しボタンに誤って触れても危険にさらされることはない。制御に必要な要素は鉄板ケースの中にレジコンで封入してあるので作業者が勝手に回路を変更して誤動作を起させるようなことはない。

入力側 60 c/s 117 V 出力は 6.5 V 250 mA (半波整流) で 6 V DC コイル使用の標準リレーを動作させることができる。

(神戸製作所 小川裕三氏)

■ インドの超高圧大形変圧器 7 台受注

インドパンジャブ州では目下建設中のパークラダムの電力をデリーに送電するため、途中の発電所に設置する超高圧変圧器の国際入札を行なったが、当社ではこれの受注のため、ただちに技術者を現地に派遣し、技術説明および具体的折衝に当らせた結果、全台受注という輝かしい成果をあげることができた。

受注した変圧器の定格はつぎのとおりである。

ガングワール発電所	90,000 kVA	220/132 kV	三相 50 サイクル送油水冷式単巻変圧器 2 台
グルコット変電所	60,000 kVA	220/66 kV	三相 50 サイクル油入風冷式 1 台
パニバット変電所	同	上	2 台
デリー変電所	112,500 kVA	220/66—33/11 kV	三相 50 サイクル油入風冷式 2 台

なお 90,000 kVA 変圧器は単巻変圧器としてわが国最大容量であり、112,500 kVA 変圧器はインドにおける最大の記録品である。

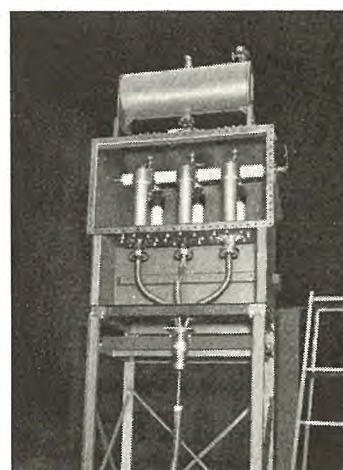
このような大形機器の大量入札が同時に行なわれたのは前例のないことであるが、これに三菱、東芝、日立の 3 社をはじめとして、ウエスチングハウス (米) G.E (米) イングリッシュエレクトリック (英) シーメンス (独) A.E.G (独) B.B.C (スイス) など世界有力メーカ二十数社が国際入札に応札した結果、三菱一社で全台独占受注したことはまして例のない画期的なことであって、当社技術が高く評価されたものといえよう。

■ 断路器付エレファント変圧器試作完成

都心の屋内変電所や山間の地下発電所などで変圧器と高圧地下ケーブルを連携するばあい、変圧器と高圧ケーブルを直結する“エレファント変圧器”を実用化する気運が高まっている。当社でもかねてより住友電工株式会社、古河電工株式会社と共同研究を行ってきたが、今回試作を完成したものはわが国で初めての油中断路器付のものである。

すなわち従来行なわれたのは変圧器ブッシングと高圧ケーブルヘッドを空中で接続するため(図 1)、ぼう大な敷地面積を要するが、エレファント形では変圧器とケーブルを直結し導電部が露出しないので安全でかつ敷地面積の縮小が可能となり、さらに塩じん害などの影響を受けないので海岸、鉱山、化学工場用にも利用できるものである。

エレファント変圧器で変圧器とケーブルの結合を行なうばあい、直接ケーブルを変圧器内に挿入する方式も可能であるが(図 2)、現地施工、試験、修理時の分離や責任分界上の必要から、油中用にとくに小形に設計されたブッシングとケーブルヘッドを別個の結合箱内油中で接続する間接式(図 3)がわが国では主として採用され、当社ではさらに油中断路器をブッシングとケ



断路器付エレファント変圧器
70 kV 三心 80 mm² OF ケーブル結合
(三相 70 kV 20,000 kVA 相当)

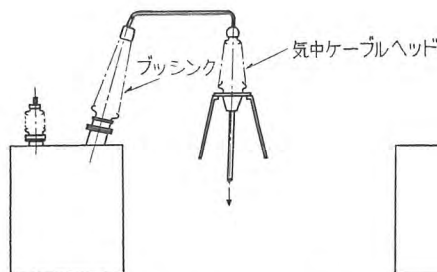


図 1 通常の結合法

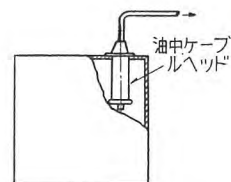


図 2 エレファント形直接式

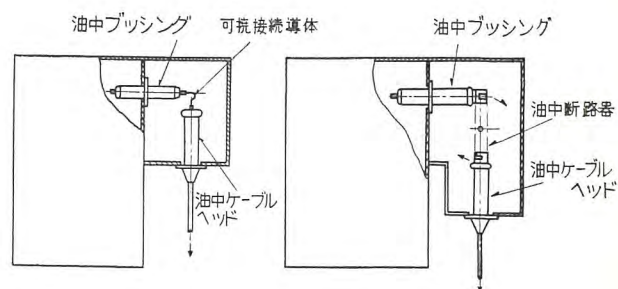


図 3 エレファント形間接式 図 4 エレファント形断路器付

ケーブルヘッドの間に挿入して(図 4)、変圧器とケーブルの分離の便や気中断路器の省略など、いっそう実用性能の向上を計ったものであり、もちろんわが国で初めての試みである。

今回試作したのは 70 kV 80 mm² 三心(古河電工製写真参照) 600 mm² 単心 3 本(住友電工)であり、耐圧試験のほか、26,000 A (3,500 MVA 相当)の短絡電流試験も施行し、設計上施工上の有益な資料を得た。

当社では直接式、間接式、断路器付いずれも製作可能で 60 kV 以上 200 kV までの標準を完備し、いつでも受注可能態勢にある。図は各種エレファント形変圧器の形式を示す。

■ 300 kVA 耐圧防爆形乾式変圧器

炭坑における機械化の進展とともに、油入変圧器に代り H 種絶縁乾式変圧器の使用はいちじるしく増加してきた。ことに最近の傾向として採炭機械の大形化にともない変圧器出力も次第に大きくなってきた。

太平洋炭砒では合理化の一端として Continuous Miner を輸入したが、当社は 300 kVA 乾式変圧器を含む電機品 1 式を納入し好成績を納め、引続き 2 号機用電機品を納入した。

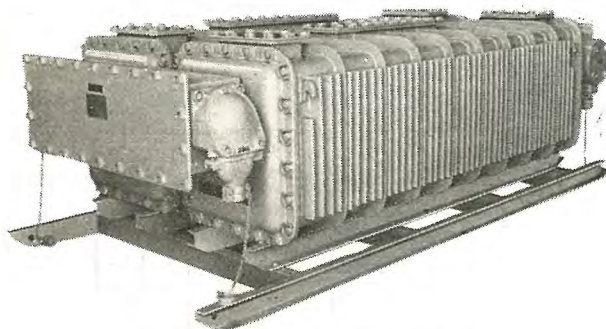
電源用変圧器は 300 kVA であり、坑内使用に便利なように 150 kVA 三相 2 台を一体に組合わせ、高サ、巾を極力制限し、必要に応じ 2 分割し 150 kVA 三相 2 台分として使用できるようになっている。

この変圧器は今後の坑内用防爆形変圧器の形態の一つとして注目されてよい。

一次電圧 3,450 3,300 3,150 3,000 2,850 V

二次電圧 440 V

製品重量 2,800 kg



300 kVA 防爆形 3φ 乾式変圧器
(太平洋炭砒株式会社釧路炭業所納)

■ 地上変電所用シリコン整流器完成!

地上変電所用として国鉄大井町変電所へ納入して運転実績を研究することになっている 1,000 kW 1,500 V 667 A E 種定格の風冷式シリコン整流器ならびに 500 kW 600 V 834 A 重負荷公称定格、近鉄向けシリコン整流器がこのほど工場試験を完了し、発送されて現地耐久試験をうける段階にはいった。国鉄大井町変電所へ納入するシリコン整流器の仕様ならびに特長は次のとおりである。

1. シリコン整流器

1,000 kW 1,500 V 667 A E 種定格

2.2 kW 220 V 冷却扇 4 台

外形寸法 3,490×1,415×3,700 (H)

2. シリコン整流器用変圧器

屋外形 1,160 kVA 三相 50 c/s

22—21—20—19 kV, 154 V×8 段

外形寸法 900×1,200×2,200 (H)

全重量 7,500 kg

3. 保護装置 1 式

(a) サージ吸収装置 1 式

(b) 非直線形抵抗器 1 式

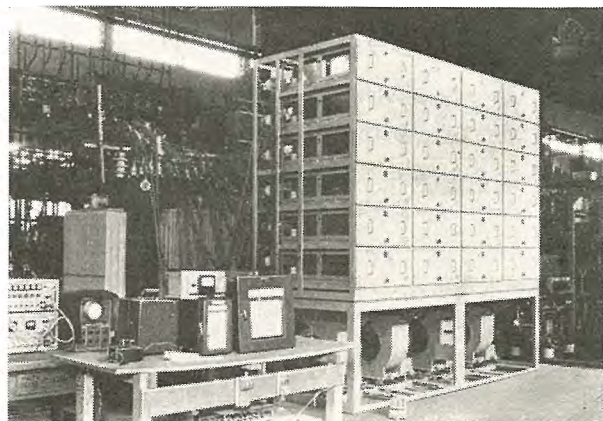
特長

(a) シリコン整流器用変圧器は二次巻線を 8 段に電圧分割し、その各段に 2 個直列のシリコン整流体を接続して電圧をそれぞれ適当に分割した。

(b) 1,500 V 回路に低圧のヒューズを直列に接続してシリコンダイオードの保護を実施している。

(c) シリコン整流器用変圧器の一次一二次間にシャヘイ板を挿入してサージ電圧の移行を防止した。

(d) 直流側からのサージ電圧の侵入を防止すべく C—R 吸収装置を設けた。



1,000 kW 1,500 V 667 A E 種定格
風冷式シリコン整流器の試験状況
(国鉄大井町変電所納)

■ プログラムコントロールカーの誕生

“ドアが閉じると、すべるがごとくスタートし、みるみるうちにスピードを増し、気がついたらつぎの駅に着いてドアが開いていた”というたい文句そのままの乗心地のよい電車を生み出す新装置ができたというわけである。各駅停車の表定速度を増すためには当然高加速、高減速が必要で、しかもラッシュアワーの満員通勤電車でも閑散時の比較的すいた電車でもいつも同じ高加減速運転をすることが必要である。一方高加減速となると乗客は不快感を受けるのが普通であるが、これは加減速度の絶対値によるだけでなく、時間的変化特性によって大きく左右されるものであることが最近明らかになった。そこで、加減速の立上り、減少特性を理想的な曲線とする標準プログラムを発生させ、このプログラムに追従制御させるというまったく新規な構想の装置を試作して現車試験を行なったわけである。この自動制御装置は小田急電鉄の絶大なご支援を得て、約2週間にわたり詳細な現車試験が行なわれ、関係者の乗心地アンケート調査も行なわれたが、まさに快的な乗心地であり居眠り乗越客続出を懸念されるという予期どおりの成果を収め、実用化への確信を深めるに至った。名付けてプログラムコントロールカーと称するが、試作試験に供されたこの装置の概要はつぎのとおりで、詳細は本誌に後報される予定である。なおさらにこの制御装置の特長をあげれば次のようである。

- (a) 可変荷重機構が不要
- (b) 主抵抗器短絡カムスイッチドラムは、リレーによるオンオフ制御でなく、磁気増巾器による速度制御を行なうから、無接点でしかも精密制御が可能である。
- (c) 多段制御を行なっているから乗心地のよい加減速度制御が可能なのはもちろん空転の危険性はいちじるしく減少し、また主電動機の整流はいちじるしく改善される。

要目

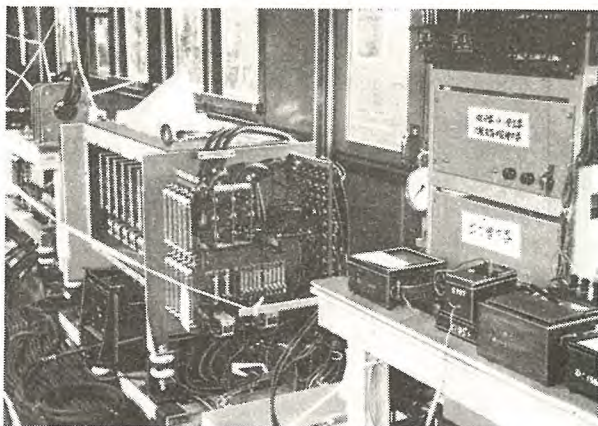
試験車

小田急電鉄 1101 号車 主電動機 MB-64C×4

制御方式

直巻式主電動機 永久並列ツナギ

主抵抗器多段制御 (44 段)



Program control car 試験装置の一部

ニュース フラッシュ

加減速度検出器および静止形パターン発生器による電気式加減速度プログラム制御

ダ行時磁気増巾器式スポッティング方式

発電制動新鮮電流制動併用方式

発電制動空気制動併用方式

■ 新発売 5P-510 形小形ラジオ

2 バンド5球スーパーとして最高の性能と斬新なデザインを有する本機は、スピーカに定評ある P-52R 形を採用しているので、レコードプレーヤの併用により LP のファイハイトーンを十分楽しむことができる。またキャビネットの前面に短波・中波・電蓄の三段切換ツマミおよび2個口のイヤホンソケットを配置して、取扱いを容易にする考慮をはらうなど、充実した小形ホームラジオとして推奨できる。

性能および仕様

受信周波数	535~1,605 kc 38~12 Mc
中間周波数	455 kc
出力	無歪 1 W 最大 1.5 W
消費電力	22 VA
スピーカ	ダイアトーン P-52R 形 12 cm パーマネントスピーカ
使用真空管	12BE6 周波数変換管 12BA6 中間周波増巾管 12AV6 第2検波 AVC 兼低周波増巾管 35C5 電力増巾管 25MK15 半波流整管
形状	巾 325 mm 高サ 136 mm 奥行 131 mm
重量	2.3 kg



5P-510 形 小形ラジオ



発 電 制 御 方 式

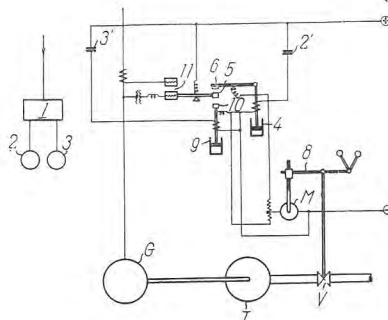
発明者 尾 畑 喜 行

複数の発電所が接続されている電力系統の周波数、電力などを、一中央指令所からの指令信号により共通に制御する場合、各発電所の電力調整速度がその発電所の原動機の性質、立地条件によって異なっているから、指令所から各発電所に同一形式の指令信号を送っても、それに基づき調整電力変化の割合は各発電所ごとに差異が生ずることは明らかである。したがって中央指令所からの指令信号は同一であっても、各発電所の速度を考慮して各発電所の最大出力に対する負担率を等しくするような制御方法を必要とする。

この発明はこのような要望に沿ってなされたもので、図面によりその一例を説明する。中央指令所からの出力増加指令信号パルスが受信装置(1)により受信されれば、出力増加信号応動継電器(2)が動作し接点(2')を閉成する。接点(2')の閉成により継電器(4)が付勢されるが、この継電器は限時継電器であるため接点(5)と(6)はすぐには閉成されず暫時の後閉成する。接点(5)(6)が閉成すれば電動機Mが回転し調速機構(7)の衡桿(8)の左端を下方に移動し、水車Tの調整弁Vの開度を増し発電機Gの出力を増加する。同様に受信装置(1)が中央指令所からの出力減少指令信号パルスを受信した場合は継電器(3)限時継電器(9)が動作し接点(5)と(10)とを閉成し、電動機Mを発電機Gの出力が減少する方向に回転させる。このとき接点(5)は発電機Gの出力電流、電圧により付勢される電力要素(11)によって動かされ、発電機出力が大なる時は下方に、小なる時は上方に位置されるから、出力増加信号により限時継電器(4)が付勢されてから

接点(5)(6)が閉成するまでの時間は、発電機出力が大なるほど長く小なるほど短い。逆に出力減少指令信号により限時継電器(9)が付勢されてから接点(5)(10)が閉成するまでの時間は、発電機出力が大なるほど短かく小なるほど長い。すなわち1回の指令パルスにより一定時間継電器(15)あるいは(16)が付勢される間に電動機Mを駆動する時間は、増加指令に対しては発電機出力が大なるほど短かく、減少指令に対しては発電機出力が大なるほど長くなる。したがって増加制御量は発電機出力に反比例し、減少制御量は発電機出力に比例することとなる。このように各発電設備の出力を、中央指令所からの出力増加指令信号に対しては発電機出力の全負荷に対する割合に反比例して増加させ、出力減少指令信号に対しては上記発電機出力割合に正比例して減少させ、各発電所の負担率を等しくすることができる。(特許第 237328 号)

(葛野記)



原 子 炉

発明者 弘田実弥・明石克寛

原子炉中に冷却剤を導入しその冷却熱を利用する動力用原子炉において、緩速剤と冷却剤とを分離し冷却剤を燃料棒の周囲に循環させる方式は従来より行なわれてきた。しかしこのような方式においても緩速剤の温度上昇は免れ得ず、緩速剤の温度上昇は連鎖反応を維持するための燃料の最低必要量を増加させる。したがって緩速剤の温度はなるべく低く、冷

却剤の温度はなるべく高くなるようにする必要がある。

このような目的のため、この発明では冷却剤の通路と緩速剤との間に熱絶縁用の減圧空間を設けようとするものである。図1において(1)はコンクリートシャヘイ材、(2)はグラファイト反射材、(3)は器槽、(4)は重水緩速剤、(5)は不活性ガス充填空間、(6)は燃料棒で図2で示すように中心にウラン燃料棒(7)を充填する金属管(8)、その周囲にたとえば重水からなる冷却剤(9)を循環させる圧力管(10)、さらにその周囲に極度に排気された減圧空間(11)を構成させる金属外筒(12)をそれぞれ設けたものである。なお圧力管(10)の端部(14)は熱膨張を吸収するためにベロー構造となっている。(15)(16)は圧力管(10)の、(17)は金属外筒(12)の管寄せで管(18)(19)および(20)により外部の熱交換器、冷却剤ポンプおよび真空ポンプにそれぞれ連結されている。(21)は熱シャヘイ材、(22)は制御板である。このように冷却剤通路を構成する圧力管(10)と緩速剤(4)間に減圧空間(11)を設けたため、冷却剤(9)が高温となってもこれより緩速剤(4)に移向する熱がシャ断され緩速剤(9)の温度上昇はほとんどない。したがって原子炉を小形で高効率に運転することができる。

(特許第 237330 号) (葛野記)

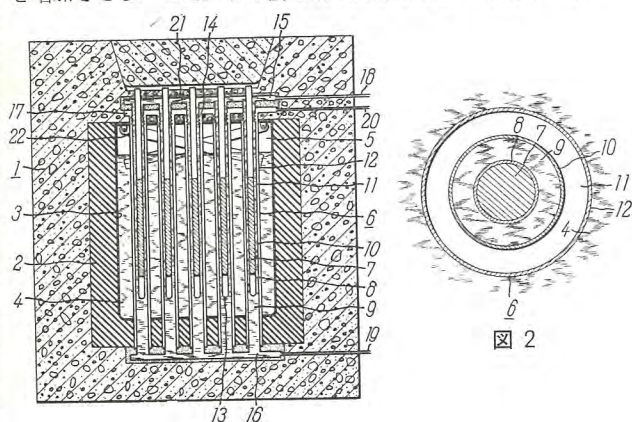
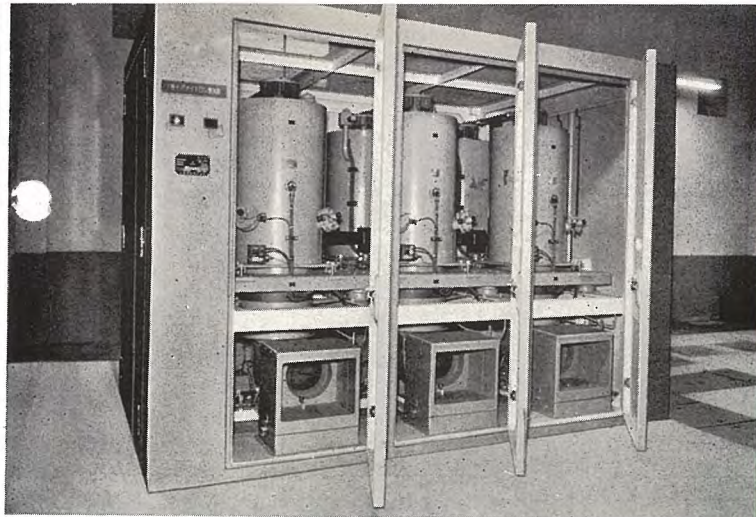


図 2

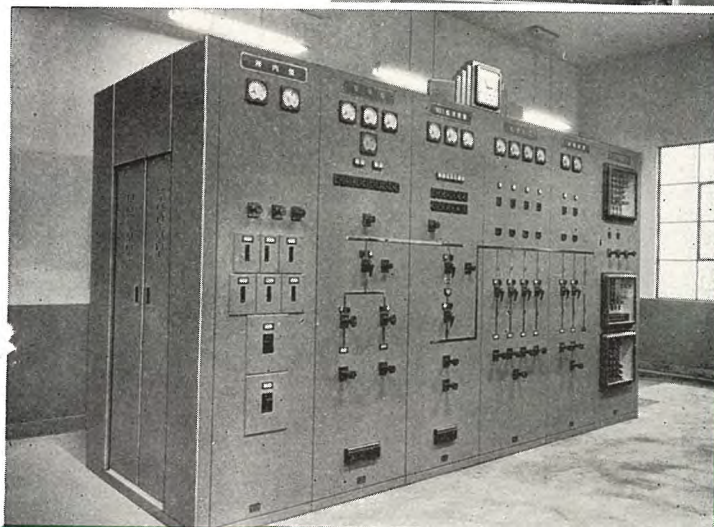
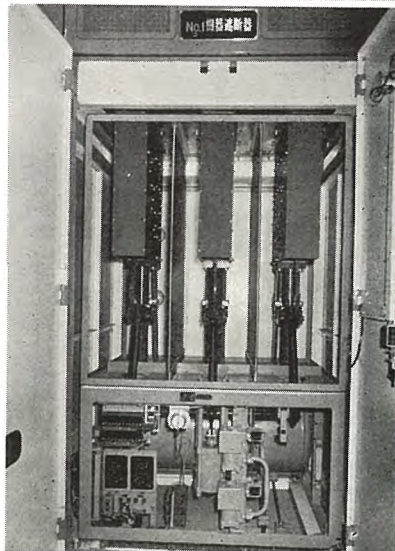
図 1



1,000 kW 600V イグナイトロン整流器

20-C-100A 形空気シャ断器

主配電盤



東京都交通局

亀戸変電所完成

この変電所は 制御所：両国変電所（距離 3.5km）から遠方制御し、全機器をキュービクルに収納した完全無人変電所であります。

納入機器概要

- (1) イグナイトロン整流器 1 組（6 タンク）
1,000kW 600V 密封形風冷式、D 種定格
- (2) 整流器用主変圧器 1 台
1,150/1,620 kVA 3/6φ 50c/s
CR 形 22 kV/560 V、相間リアクトル内蔵
- (3) 特高キュービクル 1 組（6 面）
 - i. 受電キュービクル
 - ii. 受電シャ断器キュービクル
 - iii. 計器用変成器キュービクル
 - iv. No. 1 機器シャ断器キュービクル
 - v. 制御変圧器キュービクル
 - vi. 所内変圧器キュービクル
- (4) 20-C-100 A 形空気シャ断器 2 台
- (5) 直流高速度シャ断器 7 台
- (6) 給電線用キュービクル 1 組（6 面）
- (7) 配電盤 1 式
- (8) 遠方監視制御装置 1 式
- (9) 蓄電池 1 式

昭和 34 年 2 月 10 日 印刷

昭和 34 年 2 月 15 日 発行

「禁無断転載」 定価 1 部 金 100 円（送料別）

雑誌「三菱電機」編集委員会

委員長 船橋正信
 常任委員 浅井徳次郎
 " 荒井安潔
 " 市村宗明
 " 木村武雄
 " 小堀富次雄
 " 高井得一郎
 " 中野光雄
 " 馬場文夫
 " 松田新市

常任委員 宗村平一
 " 山田栄一元
 委員 新井正二
 " 岡屋精和
 " 進藤貞一
 " 竹内真一
 " 津村隆一
 " 津田準三
 " 豊田又一
 " 松尾善一
 幹事 渡辺善一郎
 " 井上八郎

編集兼
 発行責任者

東京都千代田区丸の内2丁目3番地

渡辺善一

印刷所

東京都新宿区市谷加賀町1丁目

大日本印刷株式会社

印刷者

東京都新宿区市谷加賀町1丁目

長久保慶一

発行所

三菱電機株式会社内「三菱電機」編集部

電話 和田倉 (20) 1631

日本出版協会会員番号 213013

発売元

東京都千代田区神田錦町3の1

株式会社オーム社書店

電話 (29) 0915・0916 振替東京 20018

(以上 50 音順)