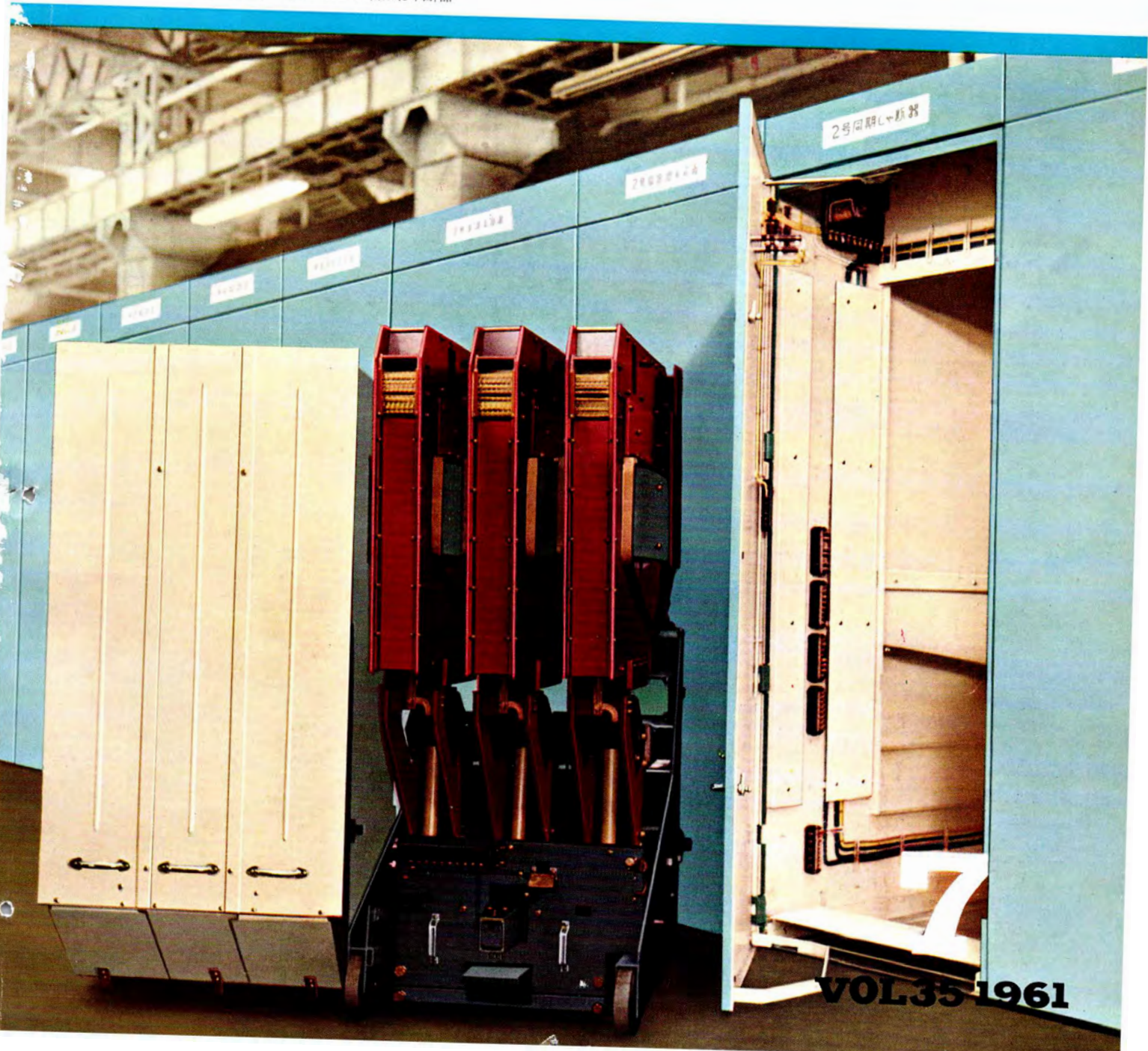


MITSUBISHI DENKI

三菱電機

10-DHM-100 形 12 kV 1,000 MVA 磁気シヤ断器



VOL.35 1961



関西電力株式会社納め / CSP形変圧器

CSP 形変圧器とは配電用変圧器に

- (1) 過負荷がかかった場合これを示す 過負荷表示ランプ
- (2) 過負荷または二次側短絡による故障から変圧器を保護する 低圧側シヤ断器
- (3) 変圧器内部で巻線その他が故障した場合故障が配電線へ波及することを防ぐ高圧ヒューズ
- (4) 高圧側線路に異常電圧が発生した場合変圧器を保護する避雷器

などの保護装置を取り付けたものであり、変圧器容量を有効かつ安全に使用することができる。

CSP 形変圧器は数年前から輸出用として製作しているが国内電力会社向けとしては今回はじめて関西電力で採用され同社にこのほど 50 kVA 2 台および 75 kVA 1 台 CSP 形変圧器を完成納入した。今後関西電力においては 50 kVA 以上の配電用変圧器には CSP 形を採用される模様であり、他の電力会社においてもおいおい CSP 形変圧器を採用する傾向にある。

仕 様

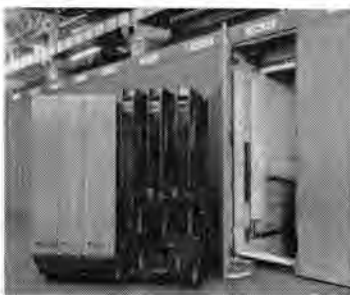
定格	单相	60 c/s	50 kVA	75 kVA
電圧	一次	6900 F-6600 R-6300 V		
	二次	210-105 V		
保護装置	過負荷表示器、過負荷シヤ断器、 高圧ヒューズ、避雷器、放電キヤップ			



单相 50 kVA



单相 75 kVA



表紙説明

10-DHM-100 形 12 kV
1,000 MVA 磁気シ断器
磁気シ断器では わが国最大の容量
を誇るもので、センタ・ブローアウト式消
弧室にモレ磁束抑制コイルをつけて磁
束をより強力にし、消弧板には2組
のミジを設けてアークが2本に分か
れるように工夫されている。おもな
定格はつぎのとおりである。

定格電圧	12 kV
定格投入電流	131.3 kA
定格電流	3,000 A
定格シ断時間	5 サイクル
定格短時間電流	48.1 kA



三菱電機

昭和 36 年 第 35 卷 第 7 号

目 次

電弧炉による電力動揺およびフリッカの統計的解析	林 重雄	2
読書第二発電所 80,000 kVA 発電機用推力軸受の研究試験	田附和夫	9
KB形離相母線	亀山三平・左近一郎	16
電信電話公社納め 2,000 kVA 自動交流発電機	武藤 哲・東海林恵二郎	22
5,800 kW 二極巻線形誘導電動機	片山仁八郎・甘粕忠男	29
DB-75, DB-100形低圧気中シ断器	勝田久登・竹内孝治	34
静止レオナードによる直流電動機の可逆運転	細野 勇・城塚慎一	43
低圧配電線用柱上電圧調整器 (ポールレグ)	亀山三平・早瀬通明・青木俊之	51
航空機用アクチュエータ	小島敏男・飯田幸雄・久慈陽一	57
MELCOM EA-8302 形繰返形アナログ計算機 (非線形)	大鳥羽幸太郎・和田 宏	65
直列2進計数形電子計算機における インデックスレジスタ の一方式 (MELCOM-LD1 の インデックスレジスタ)	中塚正三郎・壺井芳昭	69
超高真空用質量分析計	後藤正之・藤永 敦・甲斐潤二郎・佐々木益男	77
ケイ素鋼帯の磁気特性自動記録装置	野口英男・土屋英司	83
《技 術 解 説》		
将来の電力源 (2)	明石克寛・秦 卓也・今村 元	92
火力発電シリーズ続編 (3): 超臨界圧力タービン	津田鉄弥	102
《文 献 抄 訳》		
記録を更新する 3,600 rpm タービン発電機・製鉄工業における自動制御・TE と MHD の研究・高温トランジスタ・電動機の進歩		107
《ニュース・フラッシュ》		
12 kV, 1,000 MVA, 3,000 A 磁気シ断器 の完成・溶接アルミニウム母線・20 t 消火車けん引用交流電気機関車・14 形トランジスタテレビジョン 14P-117 形・単相コンデンサモートル SL-R, SL-RT 形 100 W 200 W 4 P の開発完了・焼結形 CdS 光導電セル量産開始・水冷三極送信管 8T15・自動制御用アナログ演算機の受注盛ん・わが国最初のシリコン整流器式移動変電所を阪神電鉄から受注		109
《特 許 と 新 案》		
(新) 超音波探傷器・(新) 回転電機ブラシ揚装置		113
《最近登録された当社の実用新案》		33
《最近における当社の社外寄稿一覧》		42, 76, 101
《表 紙》		
2. 関西電力株式会社納め CSP 形変圧器		
3. 460 kV エレファントブッシング		
4. 扇風機		

電弧炉による電力動揺およびフリッカの統計的解析

研 究 所 林 重 雄*

Stochastic Analysis of Power Swing and Voltage Flicker due to Electric Arc Furnaces

Research Laboratory Shigeo HAYASHI

Electric arc furnaces in the steel industry are on the increase in numbers and capacities of late. Voltage fluctuation caused by these apparatus, however, are to be suppressed to the permissible range; the following two methods are now in practice. One is to use a synchronous condenser and a buffer reactor. The other is the employment of a series condenser. The first method calls for study in application to find whether the system is stable or not against repeated load changes. The load fluctuation is so irregular that a stochastic process is the only key to solve the problem of stability analysis. The author has been successful in this matter by the use of power spectrum and has made description herein on the following points.

- (1) Power spectrum of load fluctuation due to arc furnaces.
- (2) Mean and variance of power swing of synchronous condensers.
- (3) Probability of internal phase angle of synchronous condenser exceeding the critical value.
- (4) Optimum value of buffer reactor.

1. ま え が き

製鋼用電弧炉に起因する電圧フリッカの防止対策としては、いろいろな方法が考えられている⁽¹⁾⁽²⁾。これらのうちのいずれをもちいるかは技術的、経済的両面より検討しなければならない。このうちの一つに同期調相機と緩衝リアクタを併用する方法があるが、この方法では負荷変動に対する同期機の安定度が問題となる。負荷変動が非常に苛酷なチャンス（同期調相機の固有振動と共振）で連続しておれば、かならず不安定となるが、このような事態のおこる確率は小さいと考えられる。

負荷変動が不規則であるため安定度の判定は便宜上つぎの方法によっている。すなわち、もっとも苛酷なチャンスで変動が2サイクルつづいておこったときに安定であるかどうかにより判定する。しかし、この判定法は確固たる根拠にもとづいたものではない。

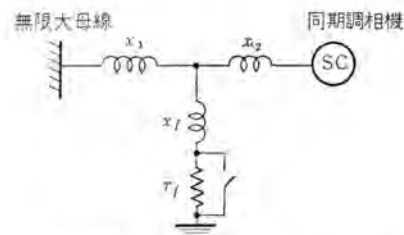
この問題を確率論をもちいて解析し、安定度判定および電圧フリッカの値を求めた。

2. 電弧炉動揺の式

電弧炉を含む系統を、図2.1の等価回路で表わしたとき同期調相機の電力動揺は下記の式で与えられる⁽¹⁾。

$$\left. \begin{aligned} \frac{d^2\theta}{dt^2} &= -F_1(\theta) & \text{state I} \\ &= -F_2(\theta) & \text{state II} \end{aligned} \right\} \quad (2.1)$$

$$\left. \begin{aligned} F_1(\theta) &= -\frac{\pi_f}{H} \left[k_1 \{ \sin(\theta + \beta') + \sin(\theta_0' - \beta') \} + T_d \frac{d\theta}{dt} \right] \\ F_2(\theta) &= -\frac{\pi_f}{H} \left[k_2 \{ \sin(\theta + \beta) + \sin(\theta_0 - \beta) \} + T_d \frac{d\theta}{dt} \right] \end{aligned} \right\} \quad (2.2)$$



$x_1 = x_1 + x_2 + x_3$
 x_1 : 系統リアクタンス
 x_2 : 緩衝リアクタ
 x_3 : 同期機リアクタンス
 x_f : 減流リアクタ
 r_f : 電弧等価抵抗
 x_l : 線路リアクタンス

図 2.1 電弧炉電力動揺等価回路

Fig. 2.1 Equivalent circuit of arc furnace.

ここで

$$k = e_4 e_c \sqrt{\left[\left(x_1 + x_2 + x_1 x_2 \frac{x_f}{r_f^2 + x_f^2} \right)^2 + \left(x_1 x_2 \frac{x_f}{r_f^2 + x_f^2} \right)^2 \right]^{1/2}}$$

$$\sin \theta_0 = \frac{r_f}{r_f^2 + x_f^2} x_1$$

$$\tan \beta = \frac{x_1 x_2 \frac{r_f}{r_f^2 + x_f^2}}{x_1 + x_2 + x_1 x_2 \frac{x_f}{r_f^2 + x_f^2}}$$

$$\theta_0' = \theta_0 (1 - L)$$

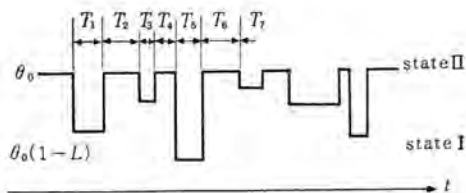
$$\beta' = \beta (1 - L)$$

$$k = k_{10}, k_2 = k_{20} + (k_{10} - k_{20})(1 - L)$$

$$k_{10} = [k]_{r_f=0}, k_{20} = [k]_{r_f=R}$$

state I にある時間 T_1 , state II にある時間 T_2 は不規則であってそれぞれある確率分布 $P_1(T)$, $P_2(T)$ にしたがう。負荷変動の大きさ L も不規則であり、その大きさは確率分布 $P(L)$ にしたがう。

方程式 (2.1), (2.2) は非線形であるが、変動が比較的小さいと仮定し、線形化すれば、



T_{2n-1} は $P_1(T)$ なる確率分布にしたがう
 T_{2n} は $P_2(T)$ " "
 L は $P_L(L)$ " "
 各 state は互いに独立である

図 2.2 負荷変動 $\theta_0(t)$

Fig. 2.2 Load fluctuation.

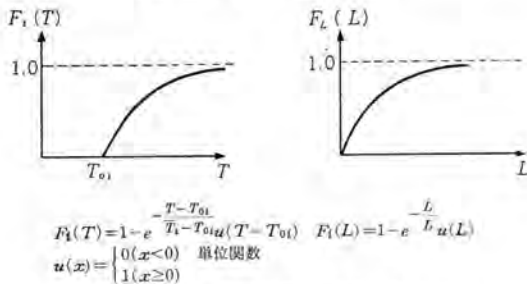


図 2.3 負荷変動の累積分布

Fig. 2.3 Distribution function of load fluctuation.

$$F_1(\theta) = -\frac{\pi_f}{H} \left[k_1(\theta + \theta_0') + T \frac{d\theta}{dt} \right]$$

$$F_2(\theta) = -\frac{\pi_f}{H} \left[k_2(\theta + \theta_0) + T \frac{d\theta}{dt} \right]$$

となる。また実系統においては一般に、 $k_1 \cong k_2$ であるから、強制項 θ_0', θ_0 を一つにまとめ、 $\theta_0(t)$ とあらわせば、

$$\frac{H}{\pi_f} \frac{d^2\theta}{dt^2} + T \frac{d\theta}{dt} + k\theta = -k\theta_0(t) \quad (2.3)$$

となる。ただし、 $\theta_0(t)$ は図 2.2 に示す関数である。

実測結果⁽⁵⁾によれば、 T_1, T_2, L の累積分布はつぎの形をとっている。

$$F_1(t) = \int_0^T P_1(T) dT = 1 - e^{-\frac{T-T_{01}}{T_1-T_{01}}} u(T-T_{01})$$

$$(i=1, 2)$$

$$F_L(L) = \int_0^L P_L(L) dL = 1 - e^{-\frac{L}{L}} u(L)$$

$$u(x) = \begin{cases} 0 & x < 0 \\ 1 & x \geq 0 \end{cases} \quad \text{単位関数}$$

これらは、Poisson 分布である。

3. 系統的方法による解析

線形の系においては、重ね合せの理 (the principle of super position) が成立するから、定常不規則信号を平均値 (直流分) とそのまわりの変動分とに分けて論じることができる。

入力信号 $\theta_0(t)$ のスペクトル密度を $X_0(\omega)$ とし、

$$\theta_0(t) = \theta_{av}(t) + \bar{\theta}_0$$

$$X_0(\omega) = X(\omega) + 2\bar{\theta}_0\delta(\omega)^*$$

* $\delta(x)$: インパルス関数 (Dirac's delta function)

$$\delta(x) = \begin{cases} 0 & \text{for } x \neq 0 \\ \infty & x = 0 \end{cases}$$

$$\int_0^\infty \delta(x) dx = \int_{-\infty}^0 \delta(x) dx = \frac{1}{2}$$

出力信号 $\theta(t)$ のスペクトル密度を $Y_0(\omega)$ 、線形伝達関数の周波数特性を $F(\omega)$ とすれば、

$$\theta(t) = \theta_0(t) + \bar{\theta}$$

$$Y_0(\omega) = Y(\omega) + 2\bar{\theta}^2\delta(\omega)$$

$$Y(\omega) + 2\bar{\theta}^2\delta(\omega) = |F(\omega)|^2 [X(\omega) + 2\bar{\theta}_0\delta(\omega)]$$

$$\dots\dots\dots (3.1)$$

となる。(付録 1 参照) 式 (3.1) から出力の平均値は

$$\bar{\theta} = \frac{1}{|F(0)|} \theta_0$$

分散 (variation) σ は、

$$\sigma^2 = \int_0^\infty Y(\omega) d\omega = \int_0^\infty |F(\omega)|^2 X(\omega) d\omega$$

として求めることができる。

入力、すなわち変動負荷のスペクトル密度は付録の計算により次式のようになる。

$$\theta_0 = \theta_0 \left(1 - \frac{T_1}{T_1 + T_2} \bar{L} \right)$$

$$X(\omega) = \frac{2}{T_1 + T_2} \frac{(\theta_0 \bar{L})^2}{\pi \omega^2} \left[1 + R \left\{ \frac{2\chi_1(\omega)\chi_2(\omega) - \chi_1(\omega) - \chi_2(\omega)}{1 - \chi_1(\omega)\chi_2(\omega)} \right\} + \varepsilon^2(1 - R\{\chi_1(\omega)\}) \right] \quad (3.2)$$

式 (3.2) において、

$$\bar{T}_1 = \int_0^\infty T P_1(T) dT: \text{state I にある時間の平均値}$$

$$\bar{T}_2 = \int_0^\infty T P_2(T) dT: \text{state II "}$$

$$\bar{L} = \int_0^\infty L P_L(L) dL: \text{負荷変動分の平均値}$$

$$\bar{L}^2 \varepsilon^2 = \bar{L}^2 - \bar{L}^2 \left(\bar{L}^2 = \int_0^\infty L^2 P_L(L) dL \right): \text{負荷変動の分散の自乗}$$

$$\chi_1(\omega) = \int_0^\infty P_1(T) e^{j\omega T} dT = \frac{e^{-j\omega(T_1-T_{01})}}{1 + j\omega(T_1-T_{01})}$$

$$\chi_2(\omega) = \int_0^\infty P_2(T) e^{j\omega T} dT = \frac{e^{-j\omega(T_2-T_{02})}}{1 + j\omega(T_2-T_{02})}$$

$R\{ \}$ は $\{ \}$ 内の実数部

同期調相機の動揺の式 (2.3) を式 (3.3) のように書きかえておく。

$$\left[\left(\frac{s}{\omega_0} \right)^2 + 2\zeta \left(\frac{s}{\omega_0} \right) + 1 \right] \theta(s) = -\theta_0(s) \quad (3.3)$$

$$\omega_0 = \sqrt{\frac{\pi_f k}{H}}, \quad \zeta = \frac{\tau_d}{2\omega_0}$$

$$\tau_d = \frac{\omega_0^2 T_d}{k} = \frac{\pi_f T_d}{H}$$

$$|F(\omega)|^2 = \frac{1}{\left[1 - \left(\frac{\omega}{\omega_0} \right)^2 \right]^2 + 4\zeta^2 \left(\frac{\omega}{\omega_0} \right)^2} \quad (3.4)$$

出力、すなわち、同期調相機内部位相角 $\theta(t)$ のスペクトル密度は、式 (3.1) により求まり、平均値および分散は

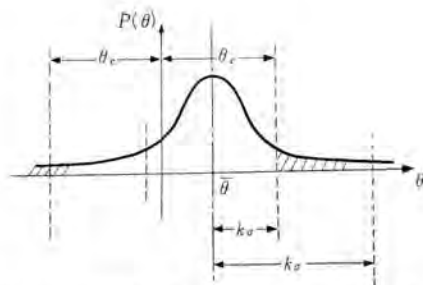


図 3.1 同期調相機内部位相角の動揺確率分布
Fig. 3.1 Probability distribution of internal phase angle of synchronous condenser.

つぎのようになる。

$$\bar{\theta} = \bar{\theta}_0$$

$$\sigma^2 = \int_0^\infty \frac{X(\omega)}{\left[1 - \left(\frac{\omega}{\omega_0}\right)^2\right]^2 + 4\zeta^2 \left(\frac{\omega}{\omega_0}\right)^2} d\omega \quad (3.5)$$

$\zeta \ll 1$ なるときには

$$\sigma^2 \cong \frac{\pi}{4\zeta} \omega_0 X(\omega_0) \quad (3.6)$$

である⁽³⁾。

式 (3.6) を簡単な場合について考えてみる。

$$\bar{T}_1 = \bar{T}_2, \quad T_{10} = T_{20} = 0$$

$$P_L(L) = \begin{cases} \frac{1}{2} & L=1, -1 \\ 0 & L \neq 1, -1 \end{cases}$$

すなわち、付録 2-(1) に示す入力に対しては、

$$X_0(\omega) = \frac{\bar{T}}{\pi} \frac{1}{1 + \left(\frac{\omega \bar{T}}{2}\right)^2}$$

したがって、

$$\sigma^2 \cong \frac{1}{4\zeta} \frac{\omega_0 \bar{T}}{1 + \left(\frac{\omega_0 \bar{T}}{2}\right)^2}$$

σ^2 は $\frac{\omega_0 \bar{T}}{2} = 1$ のときに最大となる。

一般に不規則な信号は伝達関数(多くの場合低域フィルタ)を通るたびにだんだん正規分布に近づいていくと予想される^{*}。あとでのべる実験例では、入力信号は、

^{*} これはあくまでも推定であって、たしかな根拠があるのではない。

Poisson 分布にしたがっているが、出力(同期機内部位

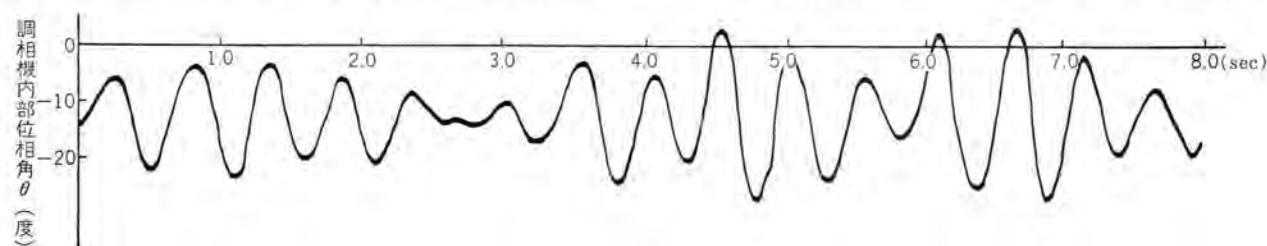


図 4.1 同期調相機内部位相角の動揺
Fig. 4.1 Power swing of synchronous condenser.

相角の大きさ θ) は正規分布にしたがっている。

θ が正規分布にしたがうものとすれば、

$$\theta = \bar{\theta} + \frac{1}{\sigma\sqrt{2\pi}} e^{-\frac{(\theta-\bar{\theta})^2}{2\sigma^2}}$$

$\theta - \bar{\theta}$ の大きさが $k\sigma$ をこえる確率は、

$$P[|\theta - \bar{\theta}| \geq k\sigma] \cong \frac{e^{-\frac{1}{2}k^2}}{k\sqrt{2\pi}} \quad \text{for } k \gg 1 \quad (3.7)$$

θ が θ_c をこえる確率は、

$$P[|\theta| > \theta_c] = \frac{1}{2} \{P[|\theta - \bar{\theta}| \geq k\sigma] + P[|\theta - \bar{\theta}| \geq h\sigma]\} \quad (3.8)$$

である。

4. 計算例

4.1 負荷変動実測データ

電弧炉動揺の実測データ⁽³⁾を整理した結果によると、負荷変動の継続時間および大きさは、つぎの確率分布にしたがっている。

state I にある時間

$$\bar{T}_1 = 0.22, \quad T_{10} = 0.14 \text{ (sec)}$$

$$P_1(T) = \frac{1}{0.08} e^{-\frac{T-0.14}{0.08}} u(T-0.14)$$

$u(x)$: 単位関数 (unit step function)

state II にある時間

$$\bar{T}_2 = 0.16, \quad T_{20} = 0.04 \text{ (sec)}$$

$$P_2(T) = \frac{1}{0.12} e^{-\frac{T-0.04}{0.12}} u(T-0.04)$$

変動負荷の大きさ

$$\bar{L} = 0.23$$

$$P_L(L) = \frac{1}{0.23} e^{-\frac{L}{0.23}}$$

$$\bar{\varepsilon}_2 = \left(\frac{\theta_0(L-\bar{L})}{\theta_0 \bar{L}}\right)^2 = 1$$

4.2 数値計算による実験例(Monte Carlo 法の応用)

電弧炉が動揺した場合に、調相機の内部位相角の変動がどの程度であるかは、動揺の方程式を線形化した場合に 3 節に示すような方法にしたがって、解析的にとくことができる。系統の数学的モデルが複雑な場合(たとえば電力動揺が非常に大きく系の非線形性を考慮しなければならない場合、あるいは AVR の影響を考慮しなければならない場合)には解析的に解くことはむずかしい。このようなときには系の統計的な特性 (Stochastic

Characteristics) をその特性に合致した乱数 (Random Number) によって表わして、系統を模擬 (Simulate) する方法をとるのがよい。この場合の計算は、ディジタル計算機でおこなうことができる。

前節のような統計的な特性をもったものについて計算した結果を示せば、図 4.1 のとおりである。計算は下記のようにしておこなった。

(1) 電力動揺方程式 (2.1), (2.2) は、Runge-Kutta 法でといた。

計算にもちいた時間間隔は、

$$t < 0.1 \text{ sec ならば } \Delta t = \frac{t}{2}$$

$$0.1 \leq t < 0.25 \text{ sec ならば } \Delta t = \frac{t}{5}$$

$$0.25 \leq t \text{ ならば } \Delta t = \frac{t}{10}$$

(2) 系統の定数は

$$x_1/x_f = 0.25, 0.5, 0.75, 1.0$$

$$x_2/x_f = 0.8$$

$$\theta_0 = \sin^{-1} \frac{r_f}{r_f^2 + x_f^2} x_f$$

$$\frac{\pi_f k_2}{H} = 160$$

$$T_d = \frac{4}{4\pi_f}, H = 1.75$$

負荷変動については、4.1 参照。

図 4.1 をもとにして同期調相機内部位相角の動揺の累積分布をとった結果を図 4.2 に示す。入力信号 (負荷変動) は Poisson 分布にしたがっているが、出力信号 (内部位相角の大きさ) は正規分布をしている。

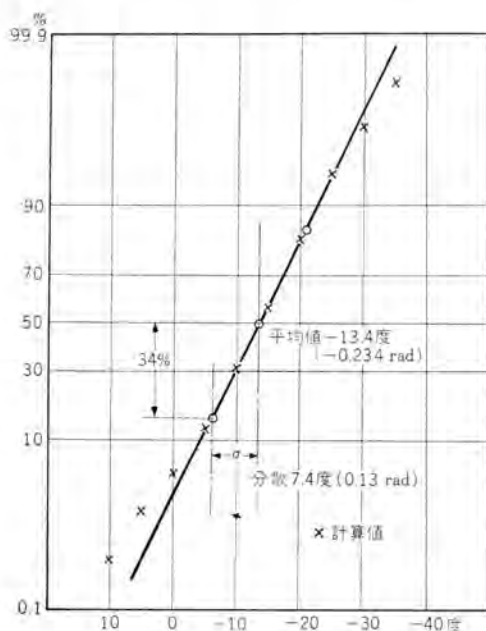


図 4.2 同期調相機内部位相角動揺の累積分布
Fig. 4.2 Distribution function of internal phase angle of synchronous condenser.

4.3 理論値と実験値との比較

理論式 (3.5), (3.6) によって、 θ の平均値と分散とを求めてみる。

$$\omega_0 = 12.7$$

$$\tau_d = 1.27 (\zeta = 0.05)$$

であるから、それぞれつぎのようになる。

$$\begin{aligned} \text{平均値 } \bar{\theta} &= \bar{\theta}_0 = \theta_0 \left(1 - \frac{T_1}{T_1 - T_2} \bar{L} \right) \\ &= -0.226 \text{ rad } (-13.0 \text{ 度}) \end{aligned}$$

分散

$$\sigma^2 = \frac{\pi}{4\zeta} \omega_0 X(\omega_0) = 0.0175$$

$$\sigma = 0.132 \text{ rad } (7.6 \text{ 度})$$

これらの値を実験値 (4.2) でおこなった数値計算値のことである) と比較すれば、表 4.1 に示すとおりである。

表 4.1 調相機内部位相角の平均値と分散

	理論値 (度)	実験値 (度)
平均値 $\bar{\theta}$	-13.0	-13.4
分散 σ	7.6	7.4

実験値とは 4.2 項でおこなった数値計算値のことである

5. 緩衝リアクタの適正值

文献 (1) にも示したように、 x_f を大きくしてゆくと静的に考えれば (同期調相機の電力動揺はないということ) X_{mn} はますます小さくなって、フリッカ防止上都合がよいようであるが、前節にも示したように実際は調相機は相当な動揺をみせる。このようなときには、 x_f を大きくしてゆくとかえってフリッカは増す。

X_{mn} にもとづく電圧変動

$$\Delta V_1 \approx j X_{mn} \Delta i_q$$

$$X_{mn} = x_s \alpha / (\alpha + \gamma) \quad \alpha = x_2/x_f \quad \gamma = x_1/x_f$$

と、 $\Delta \theta$ にもとづく変動分

$$\Delta V_2 \approx j x_s \Delta i_{sq}$$

$$\Delta i_{sq} \approx -j E_c \sin \bar{\theta} \cdot \Delta \theta / x_f (\alpha + \gamma + \alpha \gamma)$$

の和

$$\Delta V = \Delta V_1 + \Delta V_2$$

が臨界母線における電圧変動である。これを各 x_f について求め、その最小をとればよい。いまの場合では、図 5.1 のようにほぼ $x_1/x_f = 0.5 \sim 0.6$ ぐらいが最適である。

安定度に関しては 3 節式 (3.8) から判断できるが、こ

(ΔV) に比例する量

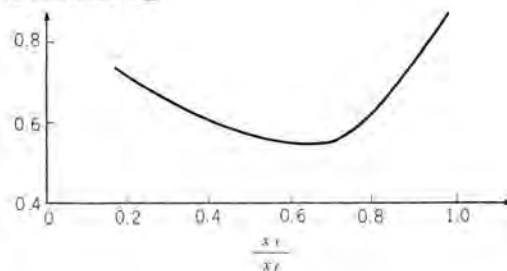


図 5.1 フリッカ電圧と緩衝リアクタ容量

Fig. 5.1 Flicker voltage vs buffer reactor capacity.

れより求まる x_i の許容値は多くの場合電圧変動の面よりきまる値より大きい。

6. む す び

電弧炉の動揺など、不規則に変化する現象は統計的な方法で解析する必要がある。電弧炉の安定度を判定するため、スペクトル密度 をもちいて解析する方法をとり、安定度判定の根拠を得ることに成功した。

- (1) 電弧炉の変動負荷のスペクトル密度は、式 (3.2) により与えられる。
- (2) 同期調相機内部位相角の動揺の大きさは、式 (3.5) により平均値を、式 (3.6) により分散を求めることができる。
- (3) 同期調相機内部位相角の動揺の大きさが正規分布にしたがうとすれば (実験例では正規分布になっている) θ がある値 θ_0 をこえる確率は式 (3.

7), (3.8) によって与えられる。

- (4) 緩衝リアクタの適正值は $(x_s + x_l + x_b)/x_f = 0.5 \sim 0.6$ となるような値である。

なお同期調相機の動揺を小さくするためには、式 (3.6) からわかるように ξ を大きくするのが効果的である。
(昭 36-4-7 受付)

参 考 文 献

- (1) 馬場：電弧炉による電圧変動とその防止法、「三菱電機」, 32, No. 2, p. 59 (昭 33)。
- (2) 電学会シンポジウム：変動負荷に関する諸問題。
- (3) H. S. Tsien: Engineering Cybernetics. Book McGraw-Hill Co. (1954)。
- (4) 西原：自動制御に関する統計的方法, 自動制御, 2, No. 2。
- (5) 関西電力技術研究所：姫路支店管内電気炉負荷による電圧フリッカ測定試験報告書。

付録 1 定常不規則信号の取扱い

不規則な変化というのは、ある現象が、その状態にある確率が状態変数 y と時間変数 t との関数として与えられるような現象で、例としてよく引合いに出されるものに、ブラウン運動などがある。

工学上よく取扱われるものに定常不規則変化があるが、これはつぎの性質を有するものである。

- (1) 時間の原点をずらせても基本的性質 (たとえば自己相関関数 $R(\tau)$ など) が変化しない。
- (2) 時間平均と集合平均とが等しい。

このような性質を有する信号についてつぎに示す諸公式が与えられている⁽³⁾⁽⁴⁾。

自己相関関数 (auto-correlation function)

$$\left. \begin{aligned} R(\tau) &= \overline{y(t)y(t+\tau)} \\ R(0) &= \overline{y^2} \end{aligned} \right\} \dots\dots\dots (付 1)$$

スペクトル密度 (power spectrum)

$$\Phi(\omega) = \lim_{\theta \rightarrow \infty} \frac{1}{\pi\theta} \left| \int_{-\frac{\theta}{2}}^{\frac{\theta}{2}} y(t) e^{-j\omega t} dt \right|^2 \dots\dots\dots (付 2)$$

Winer-khintchine の関係式

$$\left. \begin{aligned} R(\tau) &= \int_0^\infty \Phi(\omega) \cos \omega\tau d\omega \\ \Phi(\omega) &= \frac{2}{\pi} \int_0^\infty R(\tau) \cos \omega\tau d\tau \end{aligned} \right\} \dots\dots\dots (付 3)$$

自乗平均と標準偏差

$$\left. \begin{aligned} \overline{y^2} &= R(0) = \int_0^\infty \Phi(\omega) d\omega \\ \sigma^2 &= \overline{y^2} - \overline{y}^2 \end{aligned} \right\} \dots\dots\dots (付 4)$$

線形系の応答

$$\begin{aligned} y(t) &= F(D)x(t) \quad D = \frac{d}{dt} : \text{微分演算子に対応して} \\ Y(\omega) &= |F(\omega)|^2 X(\omega) \dots\dots\dots (付 5) \\ X(\omega) &: x(t) \text{ のスペクトル密度} \\ Y(\omega) &: y(t) \text{ のスペクトル密度} \end{aligned}$$

付録 2 電弧炉変動負荷スペクトル密度の計算

図 2.2 に示した関数 $\theta_0(t)$ のスペクトル密度を直接求めるのはむずかしいので、簡単なものから順次計算していく。

- (1) 付図 1 に示す関数のスペクトル密度

この場合の計算は文献 (2) chap. 9 に記されているが簡単に写しておく。

$$\begin{aligned} A(\omega) &\triangleq \frac{1}{2\pi} \int_0^\infty y(t) e^{-j\omega t} dt \\ &= \frac{1}{2\pi} \frac{1}{j\omega} \sum_{k=1}^N (-1)^k (e^{-j\omega t_k} - e^{-j\omega t_{k-1}}) \end{aligned}$$

$$= \frac{1}{\pi} \frac{1}{j\omega} \sum_{k=1}^N (-1)^k e^{-j\omega t_k} - \frac{1}{2\pi} \frac{1}{j\omega} [e^{-j\omega t_0} + (-1)^N e^{-j\omega t_N}]$$

$$\Phi(\omega) = \frac{4}{\pi T \omega^2} \lim_{N \rightarrow \infty} \frac{1}{N} \sum_{k=1}^N \sum_{k'=1}^N (-1)^{k+k'} e^{-j\omega(t_k - t_{k'})}$$

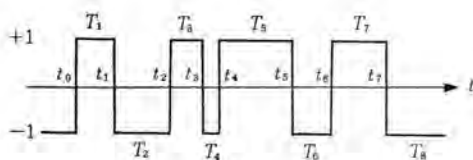
$k > k'$ のとき、 $k = k' + m$ とおくと、

$$(-1)^{k+k'} e^{-j\omega(t_k - t_{k'})} = (-1)^m e^{-j\omega T k'} e^{-j\omega T k' + 1} \dots e^{-j\omega T k' + m}$$

$k = k'$ の Case は N 個、したがって、

$$X(\omega) = \int_0^\infty P(t) e^{-j\omega t} dt$$

とおけば、



T_k は $P(T)$ なる確率分布をもつ $\bar{T} = \int_0^\infty TP(T)dT$
各 state は互いに独立

付図 1 $y(t)$

$$\Phi(\omega) = \frac{4}{\pi T \omega^2} \left[1 + 2R \sum_{m=1}^{\infty} (-1)^m [\chi(\omega)]^m \right]$$

$$= \frac{4}{\pi T \omega^2} \left[1 - 2R \left\{ \frac{\chi(\omega)}{1 + \chi(\omega)} \right\} \right] \dots\dots (付 6)$$

T の分布が, Poisson 分布, すなわち,

$$P(T) = \frac{1}{T} e^{-\frac{T}{\bar{T}}}$$

であれば,

$$\chi(\omega) = \frac{1}{1 + j\omega \bar{T}}$$

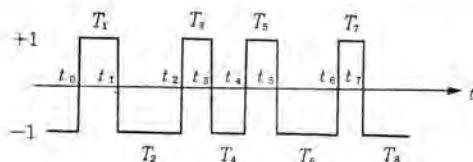
したがって,

$$\Phi(\omega) = \frac{\bar{T}}{\pi} \frac{1}{1 + \left(\frac{\omega \bar{T}}{2}\right)^2} \dots\dots (付 7)$$

となる.

(2) 付図 2 に示す関数のスペクトル密度.

$T_{2n-1} + T_{2n} = \tau (n=1, 2, \dots)$ の確率密度は,



T_{2n-1} は $P_1(T)$ なる確率分布をもつ $\bar{T}_1 = \int_0^\infty TP_1(T)dT$
 T_{2n} は $P_2(T)$ " $\bar{T}_2 = \int_0^\infty TP_2(T)dT$
各 state は互いに独立

付図 2 $y(t)$

$$P\{T_{2n-1} + T_{2n} = \tau\} = \int_0^\tau P\{T_{2n-1} = \theta\} P\{T_{2n} = \tau - \theta\} d\theta$$

$$= \int_0^\tau P_1(\theta) P_2(\tau - \theta) d\theta \triangleq P_0(\tau)$$

$P_1(T), P_2(T)$ が Poisson 分布であるときには,

$$\bar{T}_0 = \int_0^\infty TP_0(T)dT = \bar{T}_1 + \bar{T}_2$$

である.

$$A(\omega) \triangleq \frac{1}{2\pi} \int_0^{N\bar{T}_0} y(t) e^{-j\omega t} dt$$

$$= \frac{1}{2\pi} \frac{1}{j\omega} \sum_{r=1}^N [(e^{-j\omega t_{2r-1}} - e^{-j\omega t_{2r}}) - (e^{-j\omega t_{2r}} - e^{-j\omega t_{2r+1}})]$$

$$= \frac{1}{2\pi} \frac{1}{j\omega} \sum_{r=1}^N (e^{-j\omega t_{2r-1}} - e^{-j\omega t_{2r}}) + \frac{1}{2\pi} \frac{1}{j\omega} (e^{-j\omega t_0} - e^{-j\omega t_{2N}})$$

$$= \frac{1}{\pi} \frac{1}{j\omega} \sum_{k=1}^{2N} (-1)^k e^{-j\omega t_k} + \frac{1}{2\pi} \frac{1}{j\omega} (e^{-j\omega t_0} - e^{-j\omega t_{2N}})$$

$$\Phi(\omega) \triangleq 4\pi \lim_{N \rightarrow \infty} \frac{1}{NT_0} A(\omega) A^*(\omega)$$

$$= \frac{4\pi}{T_0} \frac{1}{(\pi\omega)^2} \lim_{N \rightarrow \infty} \frac{1}{N} \sum_{k=1}^N \sum_{k'=1}^N (-1)^{k+k'} e^{-j\omega(t_k - t_{k'})}$$

$k > k'$ のとき $k = k' + m$ とおく

$$(-1)^{k+k'} e^{-j\omega(t_k - t_{k'})} = (-1)^m e^{-j\omega T_{k'+1}} e^{-j\omega T_{k'+2}} \dots e^{-j\omega T_{k'+m}}$$

$$\chi_1(\omega) = \int_0^\infty P_1(T) e^{-j\omega T} dT, \chi_2(\omega) = \int_0^\infty P_2(T) e^{-j\omega T} dT \text{ と}$$

おく

$$\sum_{k'=even}^m -\chi_1 \quad \chi_1 \chi_2 \quad -\chi_1^2 \chi_2 \dots -\chi_1^r \chi_2^{r-1} \quad \chi_1^r \chi_2^r \dots$$

$$\sum_{k'=odd}^m -\chi_2 \quad \chi_1 \chi_2 \quad -\chi_1 \chi_2^2 \dots -\chi_1^{r-1} \chi_2^r \quad \chi_1^r \chi_2^r \dots$$

$k = k'$ の Case は $2N$ 個, $k < k'$ の場合も考慮に入れると,

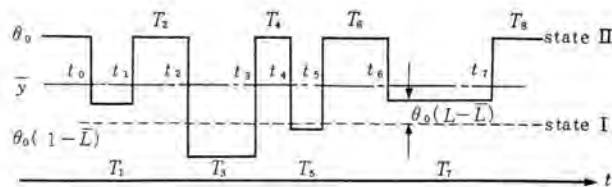
$$\lim_{N \rightarrow \infty} \frac{1}{N} \sum \sum = 2 + 2R \left\{ -\chi_1 \sum_{r=0}^{\infty} (\chi_1 \chi_2)^r - \chi_2 \sum_{r=0}^{\infty} (\chi_1 \chi_2)^r \right.$$

$$\left. + 2\chi_1 \chi_2 \sum_{r=0}^{\infty} (\chi_1 \chi_2)^r \right\}$$

$$= 2 + 2R \left\{ \frac{2\chi_1 \chi_2 - \chi_1 - \chi_2}{1 - \chi_1 \chi_2} \right\}$$

ゆえに

$$\Phi(\omega) = \frac{2}{T_0} \frac{4}{T\omega^2} \left[1 + R \left\{ \frac{2\chi_1 \chi_2 - \chi_1 - \chi_2}{1 - \chi_1 \chi_2} \right\} \right] \dots (付 8)$$



T_{2n-1} は $P_1(T)$ なる確率分布をもつ $\bar{T}_1 = \int_0^\infty TP_1(T)dT$

T_{2n} は $P_2(T)$ " $\bar{T}_2 = \int_0^\infty TP_2(T)dT$

L は $P(L)$ " $\bar{L} = \int_0^\infty LP(L)dL$

各 state は互いに独立

付図 3 $y(t)$

(3) 付図 3 に示す関数のスペクトル密度.

$\omega \neq 0$ に対して,

$$A(\omega) \triangleq \frac{1}{2\pi} \int_0^{N\bar{T}_0} y(t) e^{-j\omega t} dt$$

$$= \frac{1}{2\pi} \sum_{r=1}^N \left[\int_{t_{2r-1}}^{t_{2r}} \theta_0 (1 - L_{2r-1}) e^{-j\omega t} dt + \int_{t_{2r}}^{t_{2r+1}} \theta_0 e^{-j\omega t} dt \right]$$

$$= \frac{1}{2\pi} \frac{\theta_0}{j\omega} \sum_{r=1}^N [(1 - L_{2r-1}) (e^{-j\omega t_{2r-1}} - e^{-j\omega t_{2r}}) + (e^{-j\omega t_{2r}} - e^{-j\omega t_{2r+1}})]$$

$$= \frac{1}{2\pi} \frac{\theta_0}{j\omega} \sum_{r=1}^N L_{2r-1} (e^{-j\omega t_{2r-1}} - e^{-j\omega t_{2r}})$$

$$+ \frac{1}{2\pi} \frac{\theta_0}{j\omega} [(1 + L_{2N-1}) e^{-j\omega t_{2N-1}} - (1 + L_1) e^{-j\omega t_0}]$$

$k = 2r - 1, 2r - 2$ とおき, k に L_{2r-1} が対応するものとする.

$$\Phi(\omega) \triangleq 4\pi \lim_{N \rightarrow \infty} \frac{1}{NT_0} A(\omega) A^*(\omega)$$

$$= \frac{4\pi}{T_0} \frac{\theta_0^2}{(2\pi\omega)^2} \lim_{N \rightarrow \infty} \frac{1}{N} \sum_{k=1}^N \sum_{k'=1}^N (-1)^{k+k'} L_{2r-1} L_{2r-1} e^{-j\omega(t_k - t_{k'})}$$

ここで、 $L_{2r-1} = \bar{L}(1 - x_{2r-1})$, $x_{2r-1} = \frac{\bar{L} - L_{2r-1}}{\bar{L}}$ とおけば

$$\begin{aligned} & (-1)^{k+k'} L_{2r-1} L_{2r-1} e^{-j\omega(t_k - t_{k'})} \\ &= (-1)^{k+k'} \bar{L}^2 [1 - (x_{2r-1} + x_{2r-1}) + x_{2r-1} + x_{2r-1}] e^{-j\omega(t_k - t_{k'})} \end{aligned}$$

第1項: (2) の Case と同じ

$$N \rightarrow \infty \text{ のとき } 2 + 2R \left\{ \frac{2X_1 X_2 - X_1 - X_2}{1 - X_1 X_2} \right\}$$

第2項: $\bar{x}=0$ であるから

$$N \rightarrow \infty \text{ のとき } 0$$

第3項:

$$\frac{1}{N} \sum_{k=1}^{2N} \sum_{k'=1}^{2N} (-1)^{k+k'} x_{2r-1} x_{2r-1} e^{-j\omega(t_k - t_{k'})}$$

x_{2r-1} は互いに独立であるから、

$$\begin{array}{cc} k=2r-2 & k'=2r-2 \\ 2r-1 & 2r-1 \\ 2r-1 & 2r-2 \\ 2r-2 & 2r-1 \end{array}$$

以外の組合せの項は、 $N \rightarrow \infty$ のとき 0 となる。 $k=2r-2$, $k'=2r-2$ のとき、

$$\frac{1}{N} \sum_{r=1}^N x_{2r-2}^2 \rightarrow \bar{x}^2 = \frac{\bar{L}^2}{L^2}$$

$k=2r-1$, $k'=2r-1$ のとき

$$\frac{1}{N} \sum_{r=1}^N x_{2r-2}^2 \rightarrow \bar{x}^2$$

$k=2r-1$, $k'=2r-2$ のとき

$$-\frac{1}{N} \sum_{r=1}^N x_{2r-1}^2 e^{-j\omega T_{2r-1}} \rightarrow -\bar{x}^2 X_1(\omega)$$

$$X_1(\omega) \triangleq \int_0^\infty P_1(T) e^{-j\omega T} dT$$

$k=2r-2$, $k'=2r-1$ のとき

$$-\frac{1}{N} \sum_{r=1}^N x_{2r-1}^2 e^{-j\omega T_{2r-1}} \rightarrow -\bar{x}^2 X_1^*(\omega)$$

ゆえに

$$\lim_{N \rightarrow \infty} \frac{1}{N} \sum \sum = \bar{L}^2 \left(2 + 2R \left\{ \frac{2X_1 X_2 - X_1 - X_2}{1 - X_1 X_2} \right\} \right) + \bar{L}^2 (2 - 2R\{x_1\})$$

$\omega=0$ に対しては、

$$\bar{y}(t) = \frac{\theta_0 T_2 + \theta_0 (1 - \bar{L}) \bar{T}_1}{T_1 + T_2} = \theta_0 \left(1 - \bar{L} \frac{\bar{T}_1}{T_1 + T_2} \right)$$

であることを考慮して

$$\phi(\omega) = 2 \bar{y}^2 \delta(\omega) = 2 \theta_0^2 \left(1 - \bar{L} \frac{\bar{T}_1}{T_1 + T_2} \right)^2 \delta(\omega)$$

したがって、求める スペクトル密度は、

$$\begin{aligned} \phi(\omega) &= \theta_0^2 \left(1 - \bar{L} \frac{\bar{T}_1}{T_1 + T_2} \right)^2 2 \delta(\omega) + \theta_0^2 \bar{L}^2 \frac{2}{T_0} \frac{1}{\pi \omega^2} \\ &\quad \left(1 + R \left\{ \frac{2X_1 X_2 - X_1 - X_2}{1 - X_1 X_2} \right\} \right) + \frac{\bar{L}^2}{L^2} (1 - R\{x_1\}) \end{aligned} \quad \dots\dots\dots (\text{付 9})$$

である。

$$P_1(T) = \frac{1}{T_1 - T_{10}} e^{-\frac{T - T_{10}}{T_1 - T_{10}}} u(T - T_{10})$$

$$P_2(T) = \frac{1}{T_2 - T_{20}} e^{-\frac{T - T_{20}}{T_2 - T_{20}}} u(T - T_{20})$$

のときには、

$$X_1(\omega) = \frac{e^{-j\omega T_{10}}}{1 + j\omega(T_1 - T_{10})}$$

$$X_2(\omega) = \frac{e^{-j\omega T_{20}}}{1 + j\omega(T_2 - T_{20})}$$

$$\bar{T}_0 = \bar{T}_1 + \bar{T}_2$$

$$P(L) = \frac{1}{L} e^{-\frac{L}{L}}$$

のときには、

$$\bar{L}^2 = L^2$$

である。

読書第二発電所 80,000 kVA 発電機用 推力軸受の研究試験

神戸製作所 田 附 和 夫*

Experimental Study on Thrust Bearing for 80,000 kVA Generator of Yomikaki No. 2 Power Station

Kobe Works Kazuo TAZUKI

The thrust bearing is a key element of the large vertical water wheel generator, operating under severe conditions. However, little has been known about the distortion of the bearing pads and the state of the oil film during the operation. The report made herein is a result of experimental study on a thrust bearing of a 80,000 kVA water wheel generator at the factory. The subjects of study involves measurements of oil film thickness, oil film pressure distribution, pad surface temperatures, pad-thickness thermal gradients, and oil flow velocity in the oil bath. Through these data are discussed normal speed heat run, running at 10 rpm, restarting, running with no cooling water of a large thrust bearing and a bearing state during, acceleration, deceleration and after coming to halt. Bearing characteristics when speed, load, cooling water volume, water temperature and pad supporting methods were changed are also described.

1. ま え が き

立テ軸水車発電機用推力軸受は発電機、水車および励磁機の回転部重量に加えて、水車の水圧推力をも受けるので荷重が大きく、しかも定格運転時に近い大荷重を受けたまま起動する必要がある場合があり、とくにピーク負荷発電所などでいったん解列停止後指令によりただちに再起動する場合もあって、きわめて苛酷な使用条件にさらされている。にもかかわらず実物についての研究試験は従来少なく、模型試験や、工場および現地の商用試験成績に頼っている実情であるが、軸受が大形になり、またパッドの変形をも考える場合には模型試験結果の利用にも限度がある。

今回関西電力読書第二発電所納め水車発電機の工場試験に際し、その推力軸受について詳細な研究試験を実施する機会を得たので、ここにその結果を報告する。

米国 Grand Coulee および Chief Joseph Dam の現地における研究試験結果が最近発表されたが⁽¹⁾、これをさらに拡大して低速や再起動の条件、パッド支持点変化の影響、油そう内の油流やフィン付冷却管の冷却効

果など広範囲の試験を実施した。

2. 試 験 装 置

2.1 試験推力軸受

本機は関西電力読書第二発電所納め 80,000 kVA 立テ軸 カサ 形 フランシス 水車発電機で、定格回転数は 200 rpm である。

推力軸受は平均直径 1,650 mm の キングスベリ 形で、図 2.1 に示すように各パッドの荷重分担の調整を容易にする

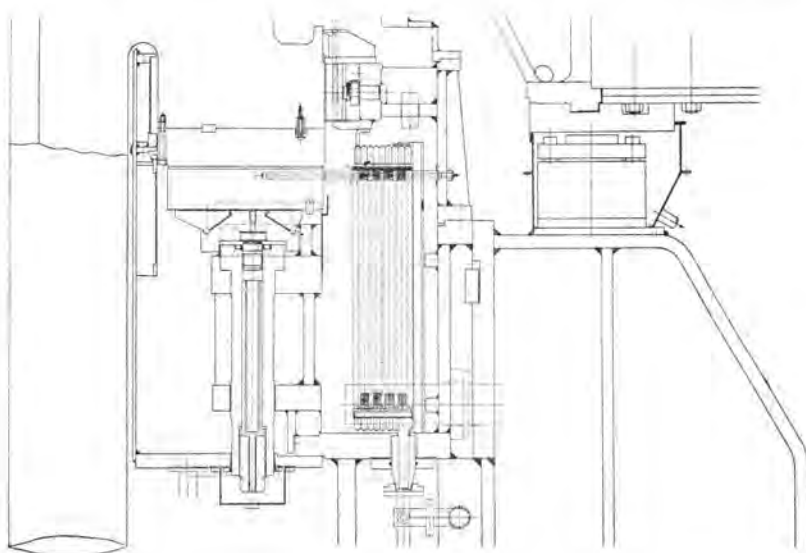


図 2.1 推力軸受部分

Fig. 2.1 Thrust bearing assembly.



図 2.2 推力軸受外観

Fig. 2.2 Appearance of thrust bearing pads.



図 2.3 支持金具

Fig. 2.3 Bearing supports.

ため圧縮管を使用した構造⁽²⁾ (実用新案公告昭 35—2108) である。ランナ周速が高いため案内軸受部分に後述の発ほう防止装置を取りつけ、また油冷却器には顧客の要求によりフィン付銅管を使用した。図 2.2 に外観を示すが、パッドの形がやや細長くなるので、荷重や加熱によるパッドの半径方向の変形を減少するために四線支持方式⁽²⁾ (特許登録 265779) を採用した。2 種類の支持金具を作り、図 2.3 の右側のは支持線を内周および外周側に張り出し、支持位置の影響を試験した。この金具の下面を球面頭の支持棒により偏心支持している。研究試験にはパッド全数のうち 2 枚を試験パッドとし、測定装置をとりつけた。なお案内軸受もセグメンタルである。工場試験では水車回転部および水圧推力の代わりに駆動用直流電動機の回転部重量がかかるので、軸受荷重は現地の約半分で軸受平均面圧は約 14kg/cm^2 である。

油は JIS タービン油 2 号 (≒ 140) を使用した。

2.2 測定装置

(1) 油膜厚さの測定

図 2.4 の電磁石を図 2.5 の 1, 2 ないし 9 の 9 点で 1 枚の試験用パッドに埋め込み、ランナとの間の油膜の厚さ変化による直流電流の変化をマイクロアンメータで読みとる方式で、図 2.6 はその回路である。過渡状態ではペンシロにより測定した。電流値は校正曲線に温度補正を施して厚さに換算される。

(2) パッド表面温度および温度コウ配

銅-コンスタンタンサーモカップルを図 2.5 の A, B, C, D, E の位置に、図 2.7 のようにパッドの厚さ方向にも 4 点ずつ埋め込んだ。これは (1) 項と同じパッドを使用し、その外観は図 2.8 である。

(3) 油膜圧力

もう 1 枚の試験用パッドに図 2.9 の測定器を図 2.10 の

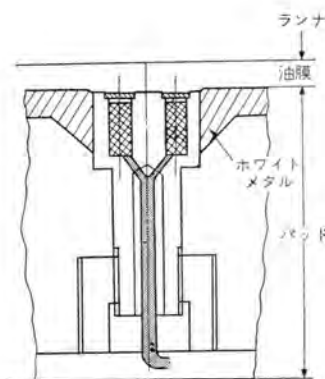


図 2.4 油膜厚さ測定器

Fig. 2.4 Oil-film thickness gauge.

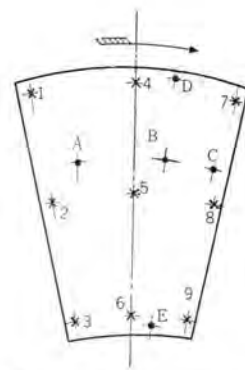


図 2.5 油膜厚さおよび温度測定点

Fig. 2.5 Location of film thickness gauges and thermocouples.

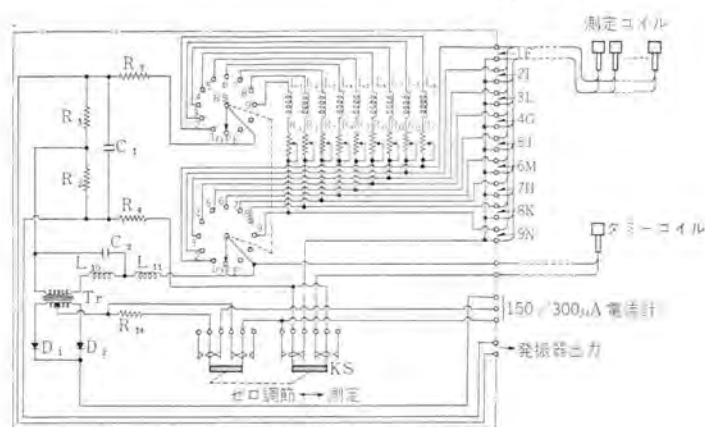


図 2.6 油膜厚さ測定回路図

Fig. 2.6 Film thickness measuring circuit.

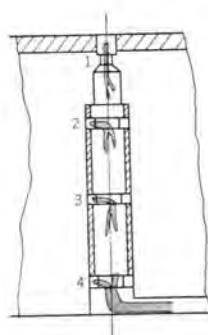


図 2.7 温度コウ配測定器
Fig. 2.7 Imbedded thermocouples for thermal gradient measurement.



図 2.8 油膜厚さおよび温度測定用パッド
Fig. 2.8 Test pad for film thickness and temperature measurement.

位置に 19 点埋め込んだ。測定器はパッド表面の小穴から油圧を取り入れ、圧力による肉内筒部分のヒズミをストレインゲージで測定する方式で、過渡状態ではペンシロによった。

(4) 油流速

運転中油そう内の油の流動を調査するため適当な位置に図 2.11 の測定器を取り付けた。油流により羽根に力がかかり取り付けパネルがヒズミのをストレインゲージで読みとり、校正曲線により油の速度を求めた。取り付けの際

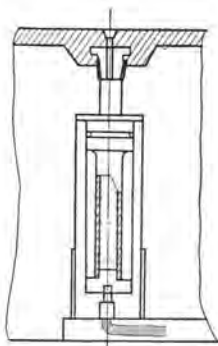


図 2.9 油膜圧力測定器
Fig. 2.9 Oil-film pressure gauge.

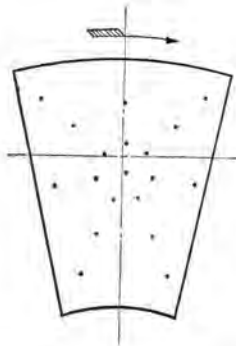


図 2.10 油膜圧力測定点
Fig. 2.10 Location of oil film pressure measurement.

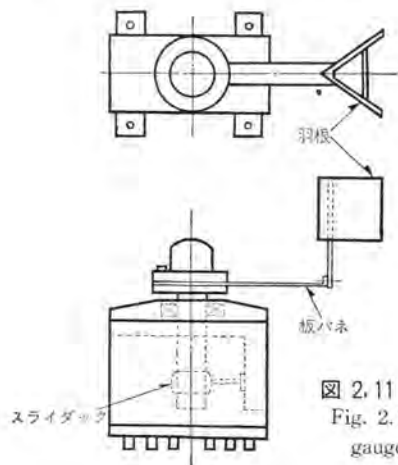


図 2.11 油流速測定器
Fig. 2.11 Oil velocity gauge.

油流方向を適確に予想しにくいので、羽根の回転角度をスライダックとブラシにより電流の変化に置換して回転方向の測定もできるようにしてある。

(5) その他

油そう内各部の油温は多数のサーモカップルにより測定した。出入口の水温は 0.1°C 目盛の棒状温度計で、冷却水量はオリフィスにより測定する。試験用以外の推力軸受パッドおよび案内軸受の滑動面から少し離れた位置の穴には、サーコイルおよび丸形温度計がおのおの数個そう入されている。(図 3.4 参照)

3. 定格速度運転中の状態

200 rpm で数時間連続運転を行ない温度が飽和した状態について述べる。

3.1 油膜厚さおよびパッドの変形

油膜厚さの測定値には当然 ランナの熱変形量も含まれるが、本機よりやや大きい Grand Coulee Dam の現地運転中のランナの熱歪は約 5μ にすぎず⁽¹⁾、本機ではさらに小さいと考えられるのでランナのヒズミは無視して平たんと考え、油膜厚さからパッドの変形を求めることとする。

図 2.5 の 1, 2 ないし 9 の油膜厚さ測定値の代表的なものを図 3.1 に示す。外周縁付近以外はパッドは回転方向にも半径方向にも球面状に変形し、滑動面が凸面にな

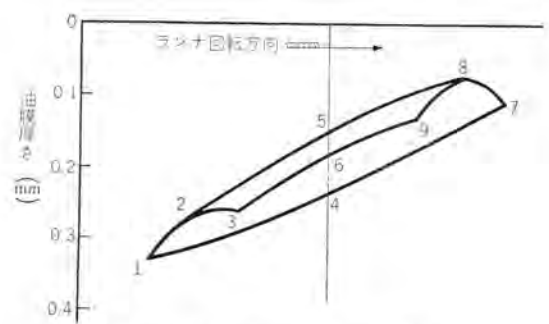


図 3.1 200 rpm 定常時の油膜厚さ
Fig. 3.1 Oil film thickness at normal speed heat run.

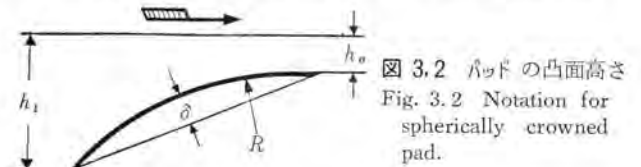


図 3.2 パッドの凸面高さ
Fig. 3.2 Notation for spherically crowned pad.

った状態で傾斜してクサビ形油膜を形成していることがわかる。この図はパッドの大きさに比べ油膜厚さを拡大しているので傾斜および凸変が誇張されていることに注意を要する。すなわち図 3.2 の凸面高さ δ はパッドの中央において回転方向および半径方向にそれぞれ約 35μ および 90μ の程度であって、球面と考えるとその曲率半径は約 500 mm に相当する。パッド入口縁と出口縁での平均油膜厚さをそれぞれ h_1, h_0 とすると h_1/h_0 は約 3.3 である。

パッドはその上部のホワイトメタル面で加熱され、下面は比較的冷たい油に接して、その垂直方向の温度コウ配により上面が凸面に変形する傾向をもつが、ホワイトメタルと真金との熱膨脹率の差がさらにこの傾向を強めるものである。

最小油膜厚さは約 70μ であって、平たんパッド、一定粘度の理論⁽³⁾による計算値よりはかなり減少する。これはパッド出口側での高温と、曲面のため油膜からの油の逃げの増加の二つによるものと考えられる。

パッドを回転方向に対し中央で支持する場合、回転方向の凸面高さが最小油膜厚さの約半分のときに軸受性能がよいといわれているが⁽¹⁾、この試験は偏心支持ながら δ/h_0 は $1/2$ になっている。

3.2 パッド温度および温度コウ配

パッドに埋め込んだサーモカップルにより測定したパッドの

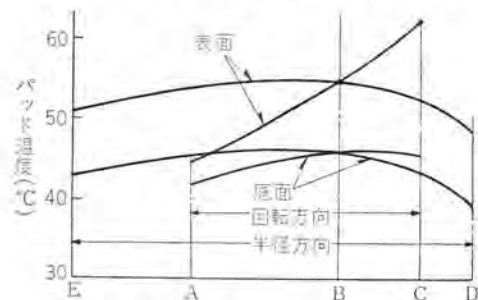


図 3.3 200 rpm 定常時のパッド温度
Fig. 3.3 Pad temperature at normal speed heat run.

表面および底面の温度を図3.3に示す。横軸に図2.5の測定点を示しているから、回転方向および半径方向の温度および温度コウ配の変化がわかる。

半径方向では凸面のためにパッドの半径方向長さの中央からやや外周よりにかけての温度が最高であるが、温度コウ配の変化は少ない。外周は周速が高いため温度コウ配も内周側より大きいはずであるが、この試験では支持および変形の関係で外周側の油膜厚さが内周より大きくなったために、周速の影響が打ち消されたものと考えられる。

回転方向では表面温度はパッド出口側に近づくにしたがってほぼ直線的に上昇し、温度コウ配の増加もいじむしい。この状態は米国の現地試験結果¹¹⁾に比べ増加率が大きい。この軸受は偏心支持でパッドの傾きがより大きいためと考えられる。

軸受温度は後述のように冷却水温に左右されるが、この軸受では入口水温 25°C のときでもパッド表面の最高温度は約 67°C であって、これは欧米の同種軸受にくらべ

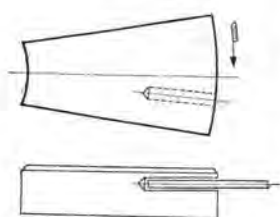


図 3.4 挿入温度計

Fig. 3.4 Inserted thermometers.

てはるかに低く、油の劣化やホワイトメタルの性質から考えて十分安全な温度である。商用試験および現地運転で使用されるサーチコイルおよび丸形（角形）温度計は図3.4のように、パッド表面から若干距離の穴にそう入されているが、穴と温度計の間には当然多少のギャップがあり、据付ぐあいによって温度計が穴の上下左右どの面に当たっているか、また穴の中央にあるかなどの差のために温度計の指示には数度のバツキがあるが、この温度はパッド表面最高温度より 10°C 前後低い値であった。また測定値から曲面パッドの表面を多数の小部分に区分して表面の平均温度を求めると、そう入温度計の指示よりさらに低いことがわかる。

パッドは熱変形により凸変し、またこの軸受のような四線支持の場合垂直荷重によって逆に凹変し、あらわれた形としては両者の合成となるが¹²⁾、現地運転では水車の水压推力のため軸受荷重は2倍近くなり凹変成分は増加する。またパッドの凸変は局部的加熱をひきおこすためさらに凸変を強めるという相乗作用があり、一方軸受損に対する回転数の影響とくらべて荷重の影響が小さいことを考えあわせると、現地運転温度が工場運転より上昇する程度はわずかであると推察される。

3.3 油膜圧力分布

パッド表面の油膜圧力の代表的な分布を図3.5に示す。最高圧力点はパッド入口側から回転方向長さの約2/3の半径BB上にあり、半径方向には中央からやや外周より現われ、その値は軸受平均面圧の約3倍に相当する。パッドの凸変が減少すればこの倍率も減少すると考えら

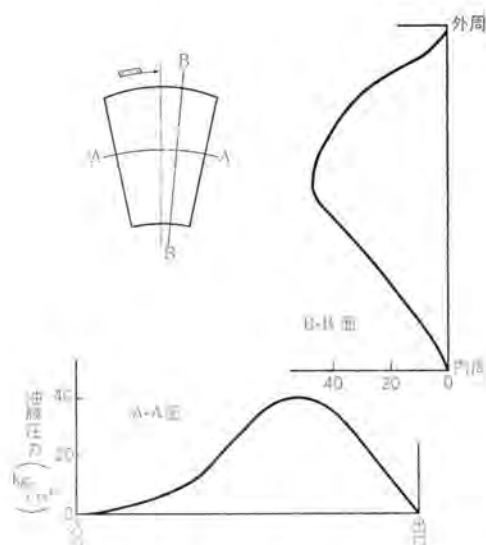


図 3.5 200 rpm 定常時、油膜圧力分布

Fig. 3.5 Film pressure distribution at normal speed heat run.

れる。

3.4 油そう内の状態

油そう内の油温は内外周上下、パッドの下方などいずれもほとんど等しく、かくはんが十分行なわれていることがわかる。

油はランナの回転にともない粘性と遠心力によって流動を生ずるので、当然油そう上部にくらべて底部では流速がきわめておそくなるが、さらに油冷却器の抵抗により各部の流速の間にはかなり大きな差が認められる。全般的に油流速度は予想よりも低く、平均 0.5 ないし 0.8 m/sec の程度であった。

ランナ周速の速い機械では油そう内周からの空気の吸込や、案内軸受部の油のかく乱によって油があわだつ現象があるが、油そう内のあわが軸受油膜にかみこまれると油膜厚さの減少と同等の影響がありとくに起動時などに焼付の危険を増すといわれている¹³⁾。またあわだちが激しい場合、冷却器の表面があわでおおわれて冷却性能を悪化させたり、油の容積が増加して油そうの油堰や軸シール部分から油漏れをひきおこすのできわめて有害である。この軸受では油堰部分だけでなく、案内軸受部分にも発ぼう防止装置を設けている。これは案内軸受を密閉し、ランナの回転を利用した粘性ポンプによりこの部分に油圧をたて、油がここから層流状態で流出するようにしてかく乱や空気の吸込を防ぐ方式のものである。この装置の効果はすでにほかの発電所でも確認されていたが、今回のものもランナ周速 23 m/sec 以上という高速にもかかわらずあわだちは絶無であった。

油そう内の油冷却器には顧客の要望もありアイトロン・ハイフィン管を使用した。これは米国のWolverinや英国のIntegronと同様の、管とフィン部とが一体に作り出された銅管であって、この種軸受への使用は初めての試みである。水が吸収した熱量から計算により求めた熱貫

流率を従来の平滑銅管と比較すると、同じスペースに対し約40%上回ることがわかった。推力軸受が大形になり油そうは輸送限界などなるべく小さくしたい場合に利用して有効である。

3.5 案内軸受温度

ホワイト表面温度は測定せずパッドの穴にそう入したサーチコイルおよび丸形温度計により測定しているの、数個のパッドの間で測定値にバラツキがあるが、その最高温度はスラストパッド表面最高温度より11ないし13°C低い値である。

4. 定速運転中の特性

軸受特性に影響する要素は多いが、そのおのおのを变化した場合の影響を連続定常運転状態において比較した。水量および入口水温は同じとした。

4.1 回転数

定格速度の50% (100 rpm) および110% (220 rpm) に变化した。その結果を表4.1に示す。表面最高温度は図2.5のC1点の測定値の200 rpmからの上下を示す。

表 4.1 回転数の変化

rpm	項目	表面最高温度 (°C)	温度コウ配 (%)
220		+ 2.5	110
200		0	100
100		- 12.5	75

また温度コウ配は図2.5のA, B, C, D, Eの5点での温度コウ配の平均値を200 rpmのときと比較して示した。

パッドの凸変高さ δ は、回転方向には図2.5の2および8の油膜厚さの平均値と5点の厚さとの差として求め、半径方向は同様に4, 5, 6から求めると、100rpmの δ は回転方向、半径方向にそれぞれ200rpmのときの約75%および40%となった。速度低下の場合に温度コウ配および凸変が減少する状態が明らかである。

最小油膜厚さはどの場合も等しく70 μ であり、回転数の低下による油膜厚さの減少と、温度低下したがつて粘度増加による油膜厚さの増加とが互いに打ち消しあったものと考えられる。

4.2 軸受荷重

発電機回転子なしで軸受平均面圧約2kg/cm²の場合、案内軸受温度(そう入)が推力軸受パッド表面より約10°C高い。垂直荷重が大幅に変化すると、ブラケットの変形により案内軸受すき間も変化するがその量はごくわずかであつて、案内軸受損はおもに油の粘度に左右される。したがつて垂直荷重が減少すると推力軸受側の損失の減少によつて油の温度が下がり、案内軸受損はかえつて増加することになる。すなわち荷重増減によつて、全軸

表 4.2 入口水温の変化

項目 入口水温 (°C)	スラストパッド温度 (°C)		案内軸受温度 (°C)		スラストパッド温度コウ配 (%)	
	表面最高	挿入最高	挿入最高	平均	最大	
15	- 2.5	- 2.5	- 2.0	106	104	
20	0	0	0	100	100	
25	+ 2.0	+ 1.5	+ 2.9	100	92	

受損のうち推力軸受および案内軸受損の占める割合が变化するのである。工場試験時に案内軸受温度が推力軸受よりやや高くても、現地運転では逆に推力軸受温度のほうが高くなることはときどき経験するところである。

4.3 冷却水温

冷却水量は一定として冷却器への入口水温を5°Cずつ变化した結果を表4.2に示す。入口水温が上昇しても推力軸受および案内軸受の温度は、水温上昇値の1/2程度高くなるにすぎない。これは水温上昇により軸受温度を高める効果が、油粘度の減少すなわち軸受損の減少によつて弱められるためであつて従来の経験に合致する。

またパッドの垂直方向の温度コウ配は入口水温が高いほどかえつて少ないことがわかった。油そう内油温と水温との差は全軸受損に比例するが、水温上昇にともなう軸受損の減少は比較的少ないため、水温が高いと油温は軸受温度より敏感に上昇するので、軸受表面温度と油温との差は入口水温の上昇によつて減少すると考えられる。これがパッド表面と底面との温度差(温度コウ配に比例する。)を減少させる理由である。

4.4 冷却水量

入口水温を一定に保ち、冷却水量を計画値の83%および55%に減少した結果、パッド表面最高温度はそれぞれ+1°Cおよび+2.5°Cとなった。これは水量減少により水の出入口温度差が大きくなり、したがつて平均水温が上昇する効果と、熱貫流率の減少により油温と水温の差が増大する効果とが重なるためである。水量変化にともなう冷却器熱貫流率の変化の割合は、図4.1に示すように実測値は理論値とよく一致している。

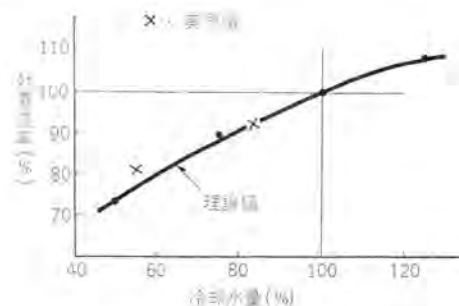


図 4.1 水量と熱貫流率の関係

Fig. 4.1 Effect of cooling water volume on cooling capacity.

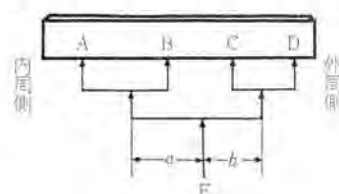


図 4.2 四線支持方式
Fig. 4.2 Equalizing beam supports.

表 4.3 パッド支持位置の変化

支点位置 (%)		スラストパッド 表面最高温度 (°C)	平均温度コウ配 (%)	パッド凸変高さ (%)	最高油膜圧力 軸受面圧 (%)
a	b				
100	100	0	100	100	100
115	107	- 1.3	90	84	87

4.5 パッド支持位置

図2.1および図2.3のパッド四線支持方式を単純化すると図4.2のようになる。Eは調整ネジ部分に相当する。支点A, B, C, Dを外方に張り出しaおよびbを大きくすると、垂直荷重によるパッド表面の凹変成分が強くなり、また熱歪による凸変は減少する⁽⁵⁾。2組の支持金具の1組を他よりa, bそれぞれ約15%および7%増加して比較した結果を表4.3に示す。パッド表面の油膜圧力分布は、中央の高圧部は13ないし10%低下し、周辺部の圧力は逆に上昇して分布曲線は平坦化する。測定値はどれもパッド支持位置の張り出しによってパッド凸変が緩和されたことを証するものである。

パッド凸変が大きいと油膜油の側面からの逃げが増加し、油膜最小厚さが減少し、したがって軸受損は増加する。そしてパッド表面の局部加熱のために軸受温度が高くなるなど種々の有害な影響があるので、推力軸受の設計では表面上の荷重分布やパッド垂直方向の温度コウ配を正しく推定し、運転状態でパッド表面がなるべく平坦になるようにパッド支持方法を決定することが肝要である。

4.6 断水試験

定格速度で連続運転を行ない飽和に達した後15分間冷却水を止めて運転を行なった。断水による温度上昇はパッド表面温度、案内軸受（そう入）最高温度および油温でそれぞれ4°C、6.5°Cおよび11°Cであった。冷却水の有無に直接的関係のあるのは油温であり、油温変化に敏感な点では案内軸受が推力軸受よりまさっていることがこの温度上昇の差として現われたものと考えられる。このことは通水を開始すると油温および案内軸受温度は間もなく降下しはじめるのに対し、推力軸受温度には時間の遅れがあり、通水開始後約5分までは上昇を続けその後のはじめて降下に移ることからもわかる。

油膜最小厚さは断水により60μに減少した。

5. 低速運転

200 rpmで連続運転後ただちに10 rpmに減速して軸受温度の高い状態で実施した高温低速運転と、長時間の休止後10 rpmで回転した低温低速運転とを、200 rpm定

表 5.1 低速 10 rpm 運転

条 件	項 目	パッド表面 最高温度 (°C)	温度コウ配 (%)	最大油 膜圧力 (kg/cm ²)	軸受 面圧 (kg/cm ²)	最小油膜厚 (μ)
200 rpm 定 常		62.5	100	—	100	70
高温 10 rpm	直 後	46	19	—	—	30
	30min後	44	9	—	77	40
低温 10 rpm	30min後	24	7	—	65	60

常運転と比較すると表5.1になる。10 rpm運転時間は30分間である。

高温低速の場合は、10 rpmに達した直後から30分経過する間に温度は下がり、温度コウ配も急速に減少し、これにともなって油膜厚さも次第に増加する。油膜厚さ

測定値を分析すると、この30分間にパッドの凸面高さも半減している。したがってこのような高温低速運転で焼付に危険なのは低速にうつり変わる時点である。

低温低速運転は温度もコウ配も低く、この研究試験全体を通じて平坦なパッドにもっとも近い運転であり、パッド表面が平坦なほど油膜圧力分布も平均化し、最高油膜圧力と軸受平均面圧との比は2以下に下がる。

どの場合も温度コウ配は200 rpmに比べはるかに小さく、また現地運転ではこの試験より減速度が小さいのでコウ配もさらに小さく安全側と考えられるが、軸受保守の上からは高温後40 rpm程度以下の低速での運転はなるべく避けることが望ましい。

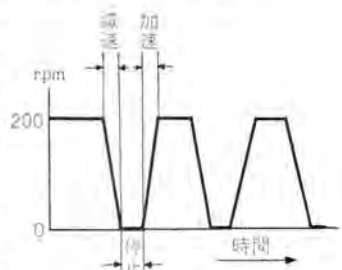


図 6.1 再起動サイクル
Fig. 6.1 Restarting cycle.

6. 再起動試験

200 rpmで温度飽和後、再起動試験を数回行なった。図6.1のサイクルで減速時間は6ないし8分、加速は11~14分、停止期間は6~9分、そして200 rpm運転時間は10~27分であった。また起動は直流電動機容量の関係でいったんジョッキで回転子を持ちあげた後降ろしてただちに起動した。

この程度のサイクルの場合、再起動後200 rpmでの運転時間が約20分以上となると、軸受温度は飽和温度にほぼ等しくなる。しかしパッド温度コウ配は200 rpm飽和時よりわずかに高目となる。これは回転数のひん繁な変化により加熱と冷却の平衡を保ち得ないためと考えられる。

ごく短時間の停止後ただちに再起動するこの試験の条件は、停止時間を約30分おいてから起動する場合にくらべ苛酷であり、この両者を比較すると表6.1になる。

表 6.1 高温再起動

条 件	項 目	表面最高温度(°C)	温度コウ配 (%)
200 rpm 連続、停止後 30 min		44.5	100
高 温 再 起 動		48	300
高 温 10 rpm 直 後		46	170

前項の高温10 rpm直後の値を比較のためつけ加えた。

この表は200 rpmから停止まで電気制動により10分以下で急減速の場合である。水車発電機の現地運転では普通30%速度まで自然減速、その後機械ブレーキをかけるので減速時間はさらに長く、温度コウ配も小さくなると考えられる。しかし高温再起動という運転条件は、軸受温度も高くパッドの温度コウ配したがって凸変も大きい状態で大きな荷重を受けつつ、油膜のきわめてうすい起動を行なうのであるから、軸受面の焼付や荒れの点から危険の多い条件といえる。ピーク負荷発電所などでもい

ったん停止後 10 分以内に 給電指令によって再起動する
ような事態はなるべく避け、少なくとも停止期間 30 分を
おくことが軸受保守上望ましい。

7. 油膜厚さの変化

7.1 起動後加速中の状態

直流電動機容量不足のためジャッキで回転子をもち上げ
た後降ろしてすぐに起動し、また 200 rpm まで 11~14
分の加速であって現地とやや異なるが、回転開始後 1~
2 秒後にはすでに油膜が発生し、パッドはすでに傾斜して
いる。パッドの傾斜および油膜厚さは図 7.1 のように速度
上昇につれて次第に増加し、定格速度近くからは温度
上昇と凸変の増加のために最小油膜厚さが 10~20 μ 減
少して飽和に達する。

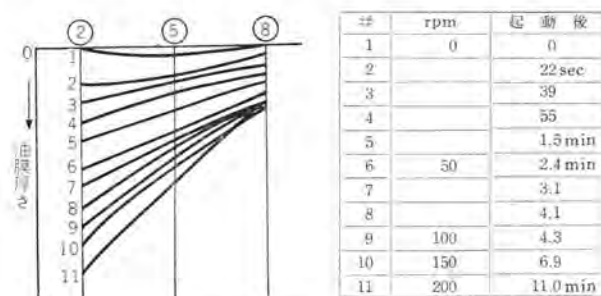


図 7.1 加速時の状態

Fig. 7.1 Oil film build-up during the starting period.

図 7.1 には図 2.5 の 2, 5, 8 点の油膜厚さにより回転
方向の油膜の形を描いた。パッドの凸変は起動後 40 秒な
いし 1 分で現われはじめその後次第に増加し、定格速度
に達したときには飽和時に近い値まで凸変している。油
膜圧力は起動後 1 秒以内に飽和時の値ちかくまで立ちあ
がる。

7.2 減速中の状態

200 rpm から停止まで電気制動により 7~14 分程度
の減速であるが、その間のパッドの傾斜および油膜厚さ
の変化は図 7.2 のように速度低下とともに次第に減少し、
停止時の最小油膜厚さは 10 μ 以下となる。

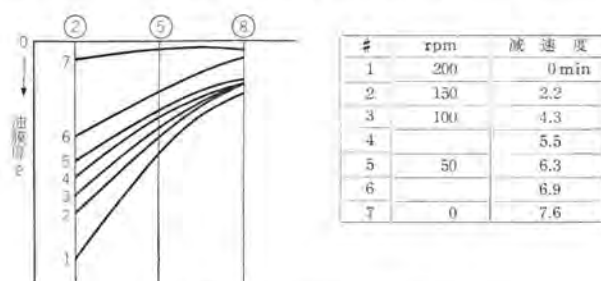


図 7.2 減速時の状態

Fig. 7.2 Oil film change during a shut-down.

パッドの凸面高さも減速中 50 rpm 付近では 200rpm の
ときの 1/2 程度に減少し、停止時には 10 μ 以下である。

7.3 停止後の状態

200 rpm 連続運転後減速し、完全停止後の最小油膜厚

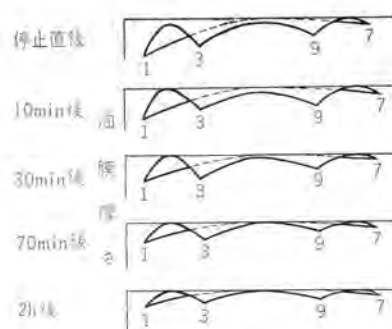


図 7.3 停止後の状態

Fig. 7.3 Change of rod deformation after stop.

さの変化は測定できなかったが、パッド変形の回復状態を
図 7.3 に示す。停止後 1 分もすると、パッドの半径方向
および回転方向の中央線 (図 2.5 の 2, 5, 8 線および 4,
5, 6 線) 上では平たんに近く四すみが垂れ下がった形で
ある。その後時間の経過とともに四すみの垂下は減少し
平たん部分の面積が次第に拡大するが、停止後 2 時間経
過しても四すみの垂下は 10~20 μ 残っている。

8. む す び

以上記述したように油膜厚さ、表面温度および温度コ
ウ配、油膜圧力、油流速度などの測定を通じ、実物推力
軸受の種々の運転条件における挙動を量的にはあくする
ことができたことは、今後の問題解明の指針となりうる
ものである。

この軸受は多くの苛酷な試験を実施したにもかかわらず、
試験終了後解放しパッド表面を点検した結果、面の
あたりが均一できわめて満足すべき状態であった、なお
この水車発電機はすでに現地において好調に営業運転を
続けているのであるが、現地負荷試験時の丸形温度計指
示は入口水温 12°C のときに推力軸受 53.8°C、案内軸受
50°C であって、水温が上昇したときでもちょうど適正
な温度であると考ええる。

おわりにこの研究試験の実施にあたり種々ご協力いた
だいた関西電力株式会社の関係各位に対し、あつくお礼
申し上げる次第である。

参 考 文 献

- (1) Performance of large water-wheel generator pivoted pad thrust bearing determined by tests under normal operating conditions, A.I.E.E. Transaction Paper, 59-119.
- (2) 「三菱電機」, 33 No. 9 (昭 34) (田子倉発電所特集号).
- (3) The theory of film lubrication, R. O. Boswell Longman Green & Company, London & New York, 1928.
- (4) The influence of surface profile on the load capacity of thrust bearings with centrally pivoted pads; Trans. A.S.M.E. (April 1955).
- (5) Influence of load and thermal distortion on the design of large thrust bearings, Trans. A.S.M.E., p. 807 (May 1958).
- (6) Oil seals to provide positive lubrication on large or high-speed thrust bearings, Trans. A.S.M.E., p. 819 (May 1958).

KB 形 離 相 母 線

伊丹製作所 亀山三平*・左近一郎*

Type KB Isolated Phase Buses

Itami Works Sanpei KAMEYAMA・Ichirō SAKON

With the development of large capacity thermal power plants, isolated phase buses have come into use in almost all new installations as a highly reliable connecting method of generators with transformers for these years. This trend is also found with the equipment of water power stations of high capacity and with that of several thousand kVA of private generating plants. Under the circumstances, Mitsubishi has developed a type KB isolated phase bus—an improvement over old types PB and HB. The writers believe in that this new product will dominate over old types with its features of a theory of “Zero force line.” Forced air cooling is studied and analyzed. Aluminium used for bus material is also one of the talking points, promising to become standard in this country from economical viewpoint.

1. ま え が き

大容量火力発電機の開発にしたがい、発電機と変圧器との信頼度の高い接続方式として数年前から離相母線がほとんどすべての新鋭火力発電所に使われている。水力発電所でも大容量発電機ではほとんどが離相母線を使用し、最近では数万キロボルトアンペア程度のいわゆる自家発電所でも離相母線は一般化しつつある。当社でも早くから PB 形離相母線を製作し⁽¹⁾、その後改良を加えて HB 形を、さらに昨年より KB 形を開発し、数多くの実績を積んできた。

KB 形については、その信頼性はもちろん、輸送の簡便さ、組立の容易さなどによりひろく好評を博しているが、ここにその概要を説明し、さらに強制冷却、短絡強度などについても述べる。

2. KB 形離相母線の構造

2.1 一点支持構造

図 2.1 の写真は関西電力株式会社読書第二発電所納めの KB 形離相母線の外形である。図 2.2 は断面を示している。また図 2.3 は側面を示す。耐食アルミニウム合金板からなる円筒内に突き出た 2 個の支持脚の上部に弾性板があり、その上に 1 個の支持ガイシが取り付けられ、これにチャネル形 1 個 または 2 個あるいはパイプ形の母線が取り付けられる。したがって母線箱内外間にボルトが貫通するようなことがなく、漏水などの危険性がない。

各相の支持円筒には耳がついており相間の接地ツナギによって各相支持部の接地を行なうと同時に、母線短絡時、離相母線箱間にかかる強大な機械力に対して支持脚と円筒との間にかかる力を合理的に受けもち、支持脚の溶接部に力がかからず、機械力につよい円筒形の離相母線箱とともに安全性を増している。

支持ビームと支持脚との間には接地母線側の相以外の相は耐候性の良い絶縁板がはさんであり、取付ボルトも



図 2.1 KB 形離相母線 関西電力株式会社読書第二発電所納め

Fig. 2.1 Type KB isolated phase bus.

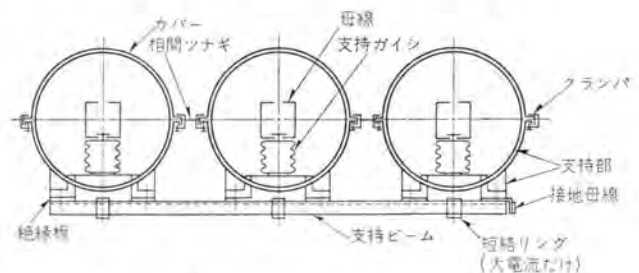


図 2.2 KB 形離相母線断面図

Fig. 2.2 Sectional view of type KB isolated phase bus.

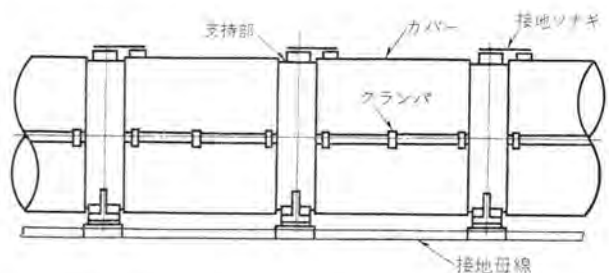


図 2.3 KB 形離相母線側面図

Fig. 2.3 Side view of type KB isolated phase bus.

絶縁してあって接地回路に ループ ができないよう考えられている。

2.2 ユニット式構造

図 2.3 から明らかなように KB 形離相母線は支持部とカバーからなっている。支持部は標準化されているので、互換性があり据付が楽であるばかりでなく輸送単位が小さく取扱いがたやすい。こん包時のスペース・ファクタが非常によいことは建設工事場での作業前、作業中の保管スペースが小さくてよいことを意味し、実際の建設ではかなり大きな意味がある。またユニット式であるので図 2.4 のように ループ回路 を作らないための接地方式がき

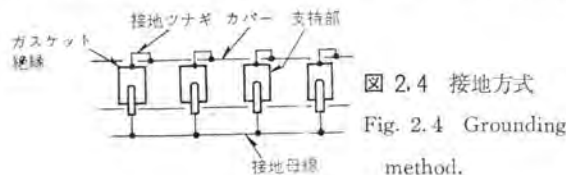


図 2.4 接地方式
Fig. 2.4 Grounding method.

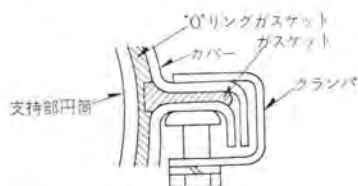
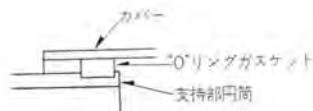


図 2.5 ガスケット方式
Fig. 2.5 Gasketing.



わめて簡潔である。すなわち 2 個所の支持部が一体となっているときにはその一方と支持部との間を絶縁することはもちろん、箱間機械力に対する補強としての相間ツナギも絶縁物を用いなければならない。そのときには、その絶縁物には引張りがかかることを考えれば、ユニット式で金属によって相間を接続できることは非常に大きな利点といえよう。

2.3 支持ガイシ

離相母線においては支持ガイシはできる限り高さの低いことが重要であることはいうまでもない。したがって一般の支持ガイシを用いることは得策でなく、三菱離相母線においては両端金具埋込み式のとくにひだの深い支持ガイシを使用している。

またその埋込金具と支持ガイシとはホワイトメタルによる接着を行なっている。セメントづけの場合は最高 100°C まででこの近辺の温度から長期間には劣化の危険性がある。現在の NEMA 規格でも最高 90°C であるが、IEC ではシャ断器の気中接続部で銀接触 105°C を採用し、断器でも屋内の銀接触は 105°C を採用している。JEC-145 のシャ断器規格でも将来の値としてこの 105°C を規定しさらに導体自体の温度を規定することは無意味であるとしている。また米国でも 105°C の最高温度の母線としてとくに経済性を主張している製品も出て来ている

KB 形離相母線・亀山・左近

ので、わが国でも接触部（銀接触）105°C で製作されることは近い将来当然のことと考えられ、この際はホワイトメタルづけガイシにせざるを得ないと思われる。

2.4 カバー

カバーは耐食アルミ合金製の半円筒であって、支持部円筒との間には“O”リングガスケット、二つの半円筒間には軸方向のガスケットがはいってダイカスト製のクランプによって、これらは定寸法に圧縮されて完全な水密構造、耐震構造となっている。クランプ締付構造であるのでボルト締めに比してはるかに組立、解体がたやすく、特別な点検窓を設ける必要がないので、とくに要求がない限りは一般に点検窓を設けない。また必要の場合には図 2.6 のような点検窓を設ける。図 2.7 は垂直部用のクランプでスベリ止めのピン付のものである。カバーは一端で支

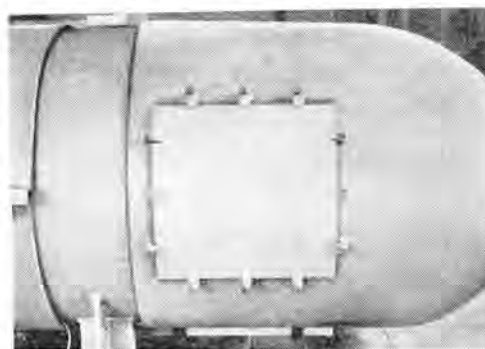


図 2.6 点検窓
Fig. 2.6 Inspection cover.

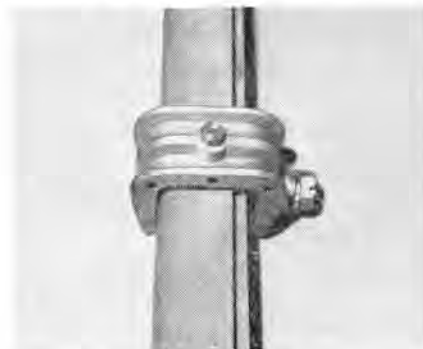


図 2.7 垂直部のクランプ取り付け
Fig. 2.7 Clamper.

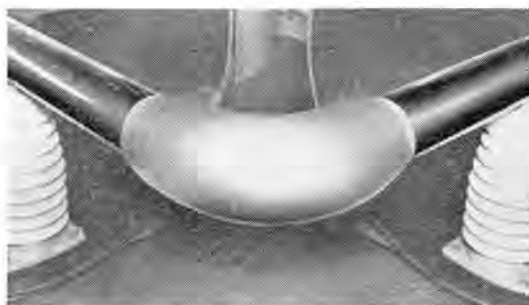
持部ユニットに接地されているが、接地回路にループができていないかどうかの絶縁測定のさいにはこの接地ツナギをはずすことによって簡単に測定ができる。ユニット式でない場合はこの測定が不能である。

2.5 母線

母線として主回路用は表皮効果⁽¹⁾のためまたは所内分岐回路用としては短絡時の強大な機械力のためチャネル形が一般に使用されているが、とくに電流が大きい範囲では表皮効果のためパイプ形を使用する必要がある。またとくに電圧の高い離相母線では電界強度を下げるためにパイプ母線を使用する。図 2.8 (a) は 70 kV (インパルス耐圧 400 kV) の離相母線の外形で (b) はエルボ部の母線

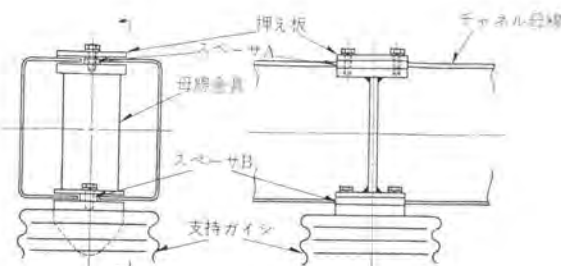


(a) 外観

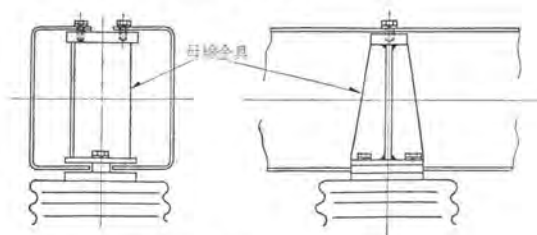


(b) 母線のエルボ部

図 2.8 70 kV 離相母線
Fig. 2.8 70 kV Isolated phase bus.



(a) 母線をスライドさせる場合



(b) 母線を固定する場合

図 2.9 母線支持方法

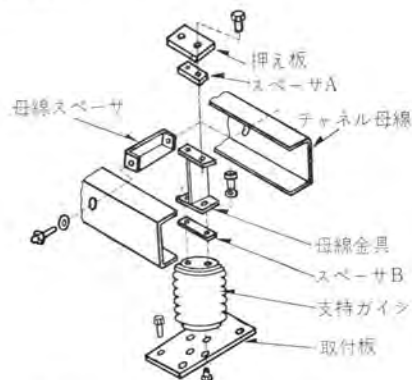
Fig. 2.9 Bus support details.

を示している。これはパイプ母線を使用しさらに彎曲部にシールドをかぶせているわけである。

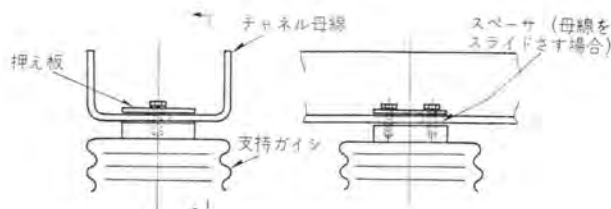
一般のチャンネル母線の場合のガイシへの取り付けは図 2.9 (a) (b) (c) (d) に示されているとおり固定部ではガイシに母線金具を通じて固定され、膨張・収縮に対してはスペーサを介して締め付けてあるのですべることができる。2 個のチャンネル間には大きな圧縮力が働くので母線スペーサを入れてある。

(1) 母線材料

母線材料としては従来は銅が圧倒的に主役を演じてきたが近年に至って、アルミニウム の表面処理方法の確立と溶接技術の発達により十分な信頼性ができてきた結果、アルミニウムの経済性からアルミ母線が時代の脚光を浴びてきた。米国では離相母線の 50% がすでにアルミニウムを採用されているが、当社でもアルミニウムの溶接、処理の豊富な経験を生かし数年前から実験を重ね、わが国で初めてのアルミニウム離相母線を製作、電源開発株式会社滝発電所に納入した。今後アルミニウムが母線の主体となってくることは、その軽いこと、安価で価格が比較的安定していることなどを考えれば自然のなりゆきであろう。



(c) 母線支持構造展開図



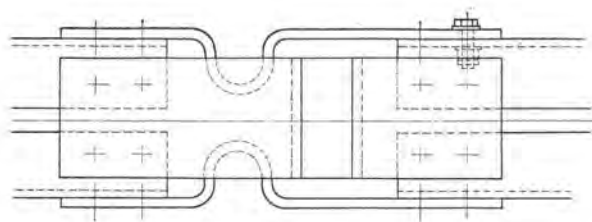
(d) チャンネル母線 1 個の場合

(2) 母線の接続

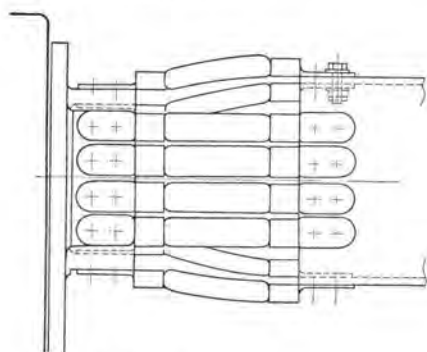
母線の接続には (1) 固定接続 (2) 積層接続 (3) 耐振接続の 3 種類があり、固定接続は素材の長さに限度があったり、組立の必要上とか運転の必要上切放しを必要とする箇所、たとえば発電機点検の際に変圧器と断路するためのリムーバブルリンクなどの場合に用いられ、積層板接続は母線の膨張収縮を逃がすために用いられる。耐振接続は発電機基礎台と建物との間で発電機の振動が建物に伝わるのを防ぐとか、変圧器と母線との間に地震などの際に変圧器の振動によってブッシングに無理のかからぬようにするためとかに使用される。KB 形離相母線では積層板接続として図 2.10 (a) を、また耐振接続としては可撓銅ヨリ線の AMP 端子付を標準としている。(図 2.10 (b) 参照)。

ボルト接続の場合、比較的大きな電流に対してはアームスプロングボルトを使用し、そのほかは炭素鋼ボルトを用い、トルクレンチによる規定値での締め付けを行なうとともにパルナット締め付けにより安定なボルト締めとしている。図 2.11 はボルト締めの構造である。

母線ではボルト締め部が一つの弱点であることは明らかでとくに長い場合には細心の注意を必要とするが、最



(a) 積層ツナギ



(b) 可撓ツナギ

図 2.10 母線接続方法
Fig. 2.10 Bus joining.



図 2.12 積層ツナギ
Fig. 2.12 Welded laminate joint.

近では銅・アルミニウムとも、現地での溶接が比較的容易にできるようになった結果、全溶接母線の製作が可能となり、ますますその信頼度が高くなってきた。

KB 形離相母線は機器接続部を除いてすべて溶接接続を採用しているが、関西電力株式会社読書第二発電所では全長約 250 m にわたって銅の現地溶接を採用した電源開発株式会社滝発電所ではアルミニウムの現地溶接を採用しているが、いずれも主回路離相母線の全溶接として画期的なものである。図 2.12 は銅の積層板溶接接続である。

2.6 構成

離相母線には 発電機シールオフブッシング、壁貫通ブッシング、変圧器耐振ジョイント、あるいは軸方向に動く離相母線用の テレスコープ式断路器 などのほか、発電機回路の PT、サージアブソーパキュービクル など各種のものが接続される。これらについては文献 (1) を参照されたい。

3. KB 形離相母線の特性

3.1 絶縁耐力

KB 形離相母線・亀山・左近

表 3.1 離相母線の絶縁耐力と発電機電圧

母線絶縁耐力		使用する発電機電圧 (kV)
衝撃波耐電圧 (kV)	商用周波耐電圧 (1分) (kV)	
90	28	10~12.4
110	36	12.5~13.8
120	39	12.5~18
125	39	12.5~18
150	50	18.1~24

110 kV は AIEE の数値であり 120 kV は現在の JEC の数値で将来は 125 kV に統一される形勢にある。

発電機の定格電圧は最経済設計という至上命令の結果、送配電圧から定められている。したがって発電機回路の母線のインパルス耐圧についてもわが国においてはまだ規格化されていない現状である。このような混乱から同一発電機電圧であり、同一特性のサージアブソーバが付属しているにもかかわらず、離相母線としては異なったインパルス耐圧値のものが接続されるという矛盾がおきている。現在当社で製作している離相母線はインパルス耐圧 90 kV, 110 kV, 120 kV,

125 kV, 150 kV (350 kV, 400 kV) であるが発電機インパルス耐圧に関する JEC 推奨案から考えて、表 3.1 の値を標準として推奨している。

3.2 温度上昇

自然冷却についてはすでにその考え方と実験について詳細に発表した⁽¹⁾ので今回は強制冷却についての実験について記すこととする。

(1) 強制冷却の実験設備

図 3.1 は実験のモデルを示すもので左端に 2 本のブッシングがあり変圧器と接続され、写真では取はずしてあるがファン、水冷却器、イオンバリタが左端 T 分岐に取り付けられ 2 本の離相母線間の空気を循環させた。ファンにはシャッターを取り付けて風量を変化し、各電流に対し各部の流速、静圧を測定して風量と冷却効果の関係および各部の風量と圧力損との関係を求めた。もちろんモデル母線であるのでこの実験データそのまま使用できるわけではなく、基本的な考え方の導入と現実の母線についての技術的定数を求めることができた。なお母線はア



図 3.1 強制冷却の実験用母線設備
Fig. 3.1 Forced air cooled bus for testing.

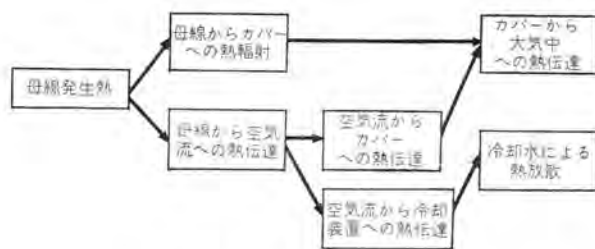


図 3.2 強制冷却の熱平衡
Fig. 3.2 Heat balance for forced air cooling.

表 3.2 強制冷却母線の実験結果と計算値

電流値 (A)	空気量 (m ³ /min)	空気温度 (ターフ出口)		母線温度		平均水温 (°C)	周囲温度 (°C)
		実測値 (°C)	計算値 (°C)	実測値 (°C)	計算値 (°C)		
10,000	77	42	51	53	56	18	8
"	59	42	56	53	61	"	"
8,000	77	37	37.5	42	42.5	"	"
"	59	37	37	43	43.5	"	"

ルミ母線を使用し各種の接続方法を各部につくり、それらの特性についても検討したがいずれの方法も満足すべき結果を得た。

(2) 強制冷却の考え方

強制冷却の熱平衡はおもに図 3.2 のようなものである。すなわち母線発生熱は最終的にはカバーから外気への熱放散と冷却水への熱交換器を通じての放散となる。精密にはカバー中のシース電流による発生熱とか、支持物への熱伝導による損失などもあるが、現実の問題としてはこれを省いてもかまわないと考える。

(3) 実験結果と計算値

実験結果と計算値は表 3.2 のとおりで、10 kA の場合には空気温度で計算値のほうがかなり高く出ているが、乱流状態での空気温度の測定自体が困難であるためであろう。母線温度でも 10 kA の実験の結果から空気を循環させるだけで、20 % 程度の容量の増加は容易であり、冷却器をつければ、30 % 以上の容量増加が期待できる。これに要する設備が離相母線の価格の 10 % 程度に納まるものであれば強制冷却は経済的には有利であるかも知れない。しかし離相母線の本来の高信頼度、無保守ということを考えれば、自然冷却を第一とし、万やむをえぬ場合にだけ強制冷却を採用すべきであろう。

3.3 短絡電流強度

離相母線は導電性のカバーによっておおわれているので他相の電流による磁束がこのカバーを貫通することにより、その磁束を打ち消すようにカバー内にシース電流が流れて、内部の導体と交わる磁束が低減されることはすでに文献⁽¹⁾中に詳細に述べてある。実用的な範囲のカバーの場合にはこのシールド効果で磁束は約 25~35 % に減少し、したがって母線自体にかかる力はカバーのない場合の 25~35 % となるわけである。一方カバー内にある母線の変位による復帰力については、角形箱内の角形母線の一例については文献⁽²⁾中に発表されているように中心からの変位に比例すると考えられている。いま、丸形について考察してみよう。

(1) 丸形箱内の母線変位による復帰力

いま母線を半径 a の導体とし半径 r の母線カバーは抵抗 0 の導電材料できていると仮定すれば、中心にある導体の単位長当たり自己インダクタンスは次式で示される。

$$L = \frac{1}{2} \mu' + 2 \mu \log \frac{R}{a} \quad (3.1)$$

ただし、第 1 項は導体内の磁束によるもの、第 2 項は導体外の磁束によるもの、 R は帰路までの距離で $R \gg r$ とする

導体が中心から X だけ変位したときを考えると、導体を中心とする磁束はカバーを貫通する。この貫通する磁束に対してカバー内には誘導電流が流れてカバーの抵抗 0 という仮定によりこの磁束が完全に打ち消され磁力線

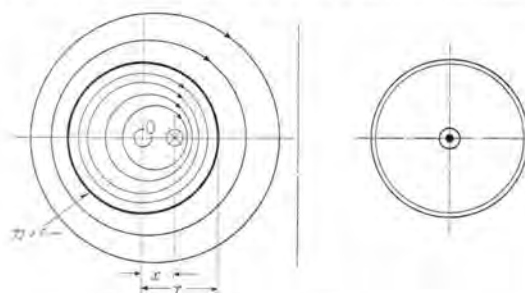


図 3.3 母線の変位による磁力線
Fig. 3.3 Magnetic flux paths for long sheath of round cross section with displaced bus.

はカバー周辺に完全に一致する。したがって円筒内の磁束は図 3.3 のようになり、ちょうど磁力線が円筒と一致するような位置に来るように帰路がある場合と円筒内では同一である。ゆえに円筒内磁束による単位長当たりの自己インダクタンスは

$$L' = \frac{1}{2} \mu' + 2 \mu \log \frac{r-x}{a}$$

円筒外を考えると円筒周辺では円筒中心 O を中心とした磁力線となり無限大の地点では導体中心を中心とする円となる。すなわち、円筒外の磁束によるものは、

$$L'' = 2 \mu \log \frac{R}{r+x}$$

ゆえに全体のインダクタンス L_1 は、

$$L_1 = \frac{1}{2} \mu' + 2 \mu \log \frac{r-x}{a} + 2 \mu \log \frac{R}{r+x} \quad (3.2)$$

また、 $\frac{dL_1}{dx} = 2 \mu \frac{-2r}{r^2 - x^2}$ となる。

復帰力は $F = \frac{I^2}{2} \frac{dL_1}{dx}$ であらわされる。

一方導体にかかる力は $F' = CF^2$ であるから、

$$\frac{dL'}{dx} = 2C \quad (3.3)$$

なる x の値に対しては電流値に無関係に母線にかかる力は零となる。これがいわゆる零力線と呼ばれる位置である。図 3.4 の a 曲線は dL'/dx と x との関係を示すものでもし $2c < 4\mu/r$ なる関係がなりたてば母線の中

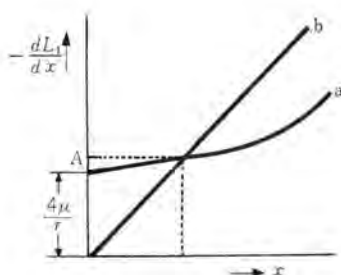


図 3.4 変位とインダクタンスの変化量の関係
Fig. 3.4 Relations between bus displacement and inductance variation.

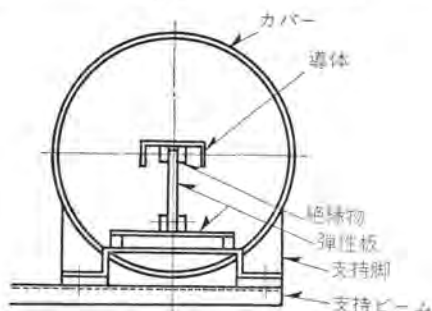


図 3.5 実験用モデル母線断面図

Fig. 3.5 Sectional view of model bus for testing.

心からまったく動かない。実用的なシールド効果の範囲ではほとんど上記の関係が成立し、零力線は常に中心にあることとなる。角形箱の場合には図 3.4b の直線となるので⁽³⁾、つねになにがしかの変位を必要とする。

以上はカバー材料を理想化してあるが実際には抵抗を有するので円筒を貫通する磁束が残るはずであり、この割合はシールド効果とほぼ同様に考えることができる。したがって式 (3.1), (3.2) から次式が誘導される。ただし K は文献 (1) に示されたシールド効果である。

$$L_1' = \frac{1}{2} \mu' + 2 \mu \left\{ \log \frac{r-x}{a} + K \log \frac{r+x}{r-x} + \log \frac{R}{r+x} \right\}$$

$$\frac{dL_1'}{dx} = 2 \mu \frac{-2r(1-K)}{r^2 - x^2}$$

この場合は K が小さければ中心と零力線は一致するが K が実用範囲内でも大きい場合には零力線は中心からずれる。この場合には図 3.4 からわかるように曲線 a はねているので式 (3.3) $2C$ が A を越す場合には角形箱の場合よりも零力線の変位がかなり大きくなる。一例として 22% 大きくなった例が報告されている。⁽⁴⁾

(2) 実験結果

図 3.5 に示すのは実験用のモデルバスで、アルミニウム円筒内に図のような薄いパネ板で母線導体をささえたものである。このモデルの種々の短絡電流に対する変位を測定し、各変位に対するパネ板と復帰力と、上記インダクタンス変化による復帰力との和と母線間にかかる電磁力の平衡とを検討した結果、上記の計算がかなり良く合致することを認めた。

4. KB 形離相母線の特長

4.1 高い信頼度

- (1) 離相形で相间短絡が直接おこることがない。
- (2) 円筒形であるので短絡事故が万一おこっても外

箱間にかかる強大な力に対して強い。

- (3) 支持ガイシにはセメント付がなく温度による劣化の問題がなく高い母線温度を採用できる。
- (4) 一点支持ガイシ形であるのでガイシ数が少なくガイシ破損による事故の機会が少ない。
- (5) 円筒箱であるので母線の中心から初めの微量の移動の際に大きな復帰力を持っているので角形箱のように母線の変位を大きく考える必要がなく、したがって弾性支持はかなり硬くてよいので母線の振動も少なく、また横向、逆向取付の場合や角部分に対しても十分高い信頼度を期待できる。
- (6) ガasket部が入念にできていてごみや水分に対して安全である。
- (7) 母線の形状はパイプまたはチャンネルを用い機械的に強い。
- (8) 露発生の状態でも高い絶縁耐力を持っている。

4.2 容易な保守、点検、組立

- (1) カバーは全部クランプで締めてあるので点検、保守、組立がきわめて簡単であり、特別な点検窓を必要としない。
- (2) ユニット式であるので持ち運び単位重量が軽く、支持部、カバーともひとりで簡単に持ち運べ、支持部、カバー、母線といずれも重ね合わせて小さくこん包ができ、現地でのスペースも少なくすむ。
- (3) ユニット式であるので建家寸法誤差に対して調整が容易である。

4.3 経済的な構造

- (1) 特殊ガイシを用いているので円筒内径も小さく、円筒であるので材料は最少である。
- (2) 1点支持形でガイシ個数も少ない。
- (3) 円筒形であるので複雑な弾性構造を必要としない。
- (4) ユニット式で輸送費、据付費が安い。

5. む す び

離相母線はすでに発電所母線としての標準となってきたが今後はさらに海岸地帯の大工場の発展にとともに、60 kV, 70 kV のケーブル受電の変電所用としてもキュービクルとともに耐塩害、耐薬品設備として離相母線形式が広く使われてくるものと思われる。今回アルミニウム母線の完成をみたが、近くその経済性からもアルミニウム母線がわが国でも標準となるであろう。円筒形離相母線としての KB 形の“零力線”の角形との相違を解析し、その有利性を述べ、また強制冷却についての考え方の解析についても述べた。強制冷却については、経済性と本来の信頼度との兼ね合いとしてその採否を決めるべきである。

参 考 文 献

- (1) 亀山：離相母線，「三菱電機」，31，No. 10，p. 10 (昭 32)。
- (2) K. T. Ashdown 他：“Cantilever loaded insulator for isolated phase bus” A.I.E.E. Transaction, p. 376 (April 1954)。
- (3) W. R. Wilson 他：“Short circuit forces in isolated phase bus” A.I.E.E. Transaction, p. 382 (April, 1952)。
- (4) “Power tests prove single insulator isolated phase bus” Powell & Swerdlow A.I.E.E. conference CP-58-245。

電信電話公社納め 2,000 kVA 自励交流発電機

神戸製作所 武 藤 哲*・東海林恵二郎*

2,000 kVA Self excited AC Generator for Telegraph and Telephone Public Corporation

Kobe Works Satoshi MUTO・Keijirō SHOJI

In the past the terminal voltage of an AC generator used to be maintained constant by the combined use of a rotating exciter and an automatic voltage regulator. But a time constant of the rotating exciter delays the recovery time of instantaneous voltage drop or rise at a sudden load change, besides the maintenance of the commutator giving not a little troubles. If a self excited system is employed, these drawbacks are done away with and furthermore higher reliability results because of a static apparatus. It is also one advantage that the exciting device can be set up at any desired place so as to economize the space. These features make a number of privately owned AC generators employing this self exciting system. One of the latest examples, one 2,000 kVA machine of this type delivered to the Japanese Telegraph and Telephone Public Corporation, is described herein to manifest wide applicability of the self excited machine.

1. ま え が き

交流発電機の端子電圧を一定に保持する方式として、従来より回転励磁機を使用し、これに各種の自動電圧調整器を併用する方式を採用してきたが、回転励磁機の時定数はある値以下に小さくすることはできないために、変動の激しい負荷に使用する発電機では、回転励磁機の瞬時電圧降下値（または上昇値）および回復時間が相当大きくなる欠点があった。また励磁機の整流子の保守が相当めんどうで、とくに高速機などではいろいろやっかいな問題が生じやすい。自励交流発電機は回転励磁機を有せず、励磁電源は発電機主回路から電圧要素およびリアクトルを介して与え、電流要素および変流器より与え、これらの要素をベクトル的に合成し、セレン、シリコンなどの半導体整流器によって整流を行ない、発電機界磁に供給する複巻特性を有する交流発電機で、特長としては

- (1) 負荷急変時の電圧回復時間が短い。その結果として瞬時電圧降下（または上昇）値も小さくなる。
- (2) 励磁装置はすべて静止形となるため保守が容易で信頼度が高くなり、回転励磁機に生じやすい整流子火花による誘導障害の心配がない。
- (3) 励磁装置は任意の場所に設置できるので空間を有効に利用できる。

自家発電用交流発電機も以上のような特長を生かして自励式を採用することが多い。今度電電公社に 2,000 kVA ディーゼル交流発電機を AVR 付自励式で製作納入したので、その概要と特長を記述し、また自家発電用自励交流発電機に現在当社で採用している自励諸方式の概要および特長などを記述する。

2. 発 電 機

2.1 主 要 目

(1) ディーゼル 機関

形式 三菱神戸 4 サイクル 単動 トラップピストン V 形、排気タービン 過給機付

機関名称	JB 16 VA 形
燃焼方式	直接噴射式
シリンダ数	16
シリンダ配列	45 度 V 形
シリンダ 径×行程	275 mm×400 mm
回転数	500 rpm
定格軸馬力	2,400 PSe
正味平均有効圧力	11.35 kg/cm ²
燃料消費量	164 g/PSe/h
燃料油種類	A 重油
起動方式	圧縮空気
潤滑方式	歯車ポンプによる循環冷却
過給機	TCH 37 形×2 (空気冷却 2 個付)

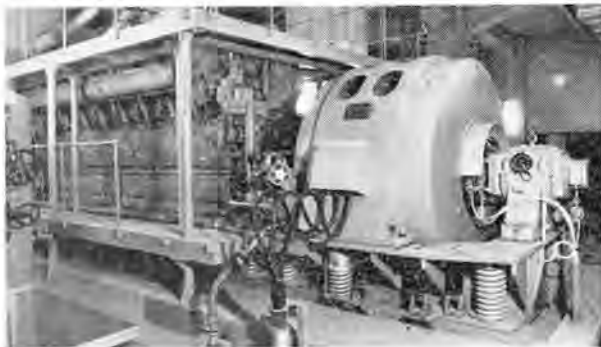


図 2.1 2,000 kVA ディーゼル機関駆動自励交流発電機
Fig. 2.1 2,000 kVA diesel engine driven self excited AC generator.

燐料油そう容積 { 重油そう 1,500 l
軽油そう 100 l

(2) 交流発電機

形式 SFS 開放 自己通風形
容量 2,000 kVA
電圧 3,300 V
周波数 50 c/s
回転数 500 rpm
極数 12
相数 3 (星形結線)
力率 80 %遅れ
絶縁階級 A 種
励磁方式 自動電圧調整器を有する自励式
起動 自動起動

2.2 構造

(1) 構造の概要

固定子は鋼板溶接構造の固定子ワックに、ウニス処理を施し、扇形に打抜いたケイ素鋼板を積重ねた構造で、回転子は鍛鋼の軸に厚鋼板積みのスパイダを焼ばめ、残留電圧を考慮した材料の薄鋼板を積重ねた磁極をダブテルによってスパイダに取付けている。固定子コイルは二重綿巻銅線を使用し、ターン間にはマイカテープで十分に絶縁を施し、回転子コイルは裸平角銅線を使用しターン間絶縁物として良質のアスベスト系絶縁物を用いており、防湿を考慮して合成樹脂系のサーモセット B 種 ウニス で処理を行なっている。

(2) 制動巻線

原動機が内燃機関のような脈動トルクを有するとき、しばしば容量、回転数が異なる発電機間の並行運転は困難なることがある。このようなときは低抵抗の制動巻線をもうければ、制動巻線が振動エネルギーを吸収し、円滑に並行運転が可能となる。同一定格の発電機の並行運転でも並列投入時の電氣的振動を急速に減衰せしめる、そのほかに安定度の点から、また不平衡負荷が印加された際の逆相分の吸収作用と電圧波形ヒズミを少なくする意味でディーゼル発電機には制動巻線をもうけることが望ましい。この発電機も将来の増設による並行運転が考えられるので強力な制動巻線をもうけている。

この発電機は図2.2のような構造の制動巻線をそなえ、断面がZ形構造の短絡片を採用し、一端はポールクラッパに

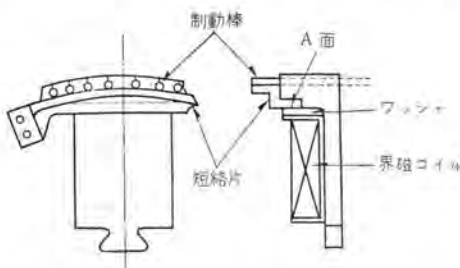


図 2.2 ダンパーセグメント

Fig. 2.2 Damper segment.

はまりこんでいるので、機械的にかんじょうで、図2.2のA面(短絡片とファシヤ間)に若干の空隙を持たせてあるので、熱による制動棒の伸びに対して短絡片が軸方向に自由に移動でき、制動棒に内部熱応力が加わることがない。

(3) 軸受

軸受の潤滑にはエンジンから潤滑油の供給を受ける強制給油方式を採用した。強制給油方式の採用は軸受寸法を小さくするのに役立ち、視油器および警報接点付の丸形温度計をもうけて保守点検にも十分の留意を払っている。また軸電流防止のために軸受台には絶縁ライナ、絶縁ボルト、絶縁リーマボルトを使用し、給排油管フランジも絶縁フランジを採用している。(図2.3、2.4参照)据付けの際、この絶縁に十分留意しないと数カ月で軸受メタルが軸電流のために破損してしまうことがあるので注意を要する。

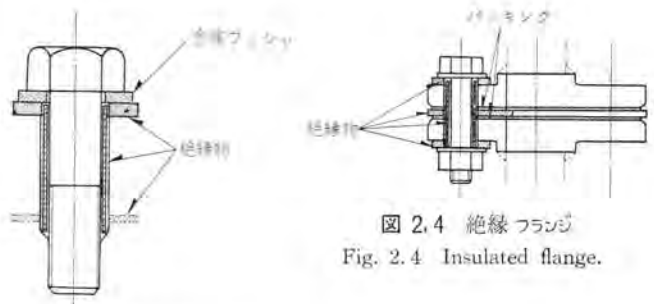


図 2.3 絶縁据付ボルト

Fig. 2.3 Insulated holding-down bolt.

(4) ベッド (新三菱神戸製)

この発電機セットは、ビルディングの地下室に設置されるので建物に有害な振動を伝えないために、スプリングを使用した防振形を採用した。(図2.1参照)電電公社の標準仕様書では発電機セットの基礎およびその近傍の振動は1/100 mm以下に指定されているが、据付け後の実測結果では基礎および近傍の振動はほとんど存在しなかった。

3. 励磁装置

電電公社に納めた2,000 kVA自励交流発電機は、つぎのような特長をもっている。

- (1) 利得の小さい簡単な磁気増幅器式 AVR を併用することにより、整定電圧変動率を±1.5 %以内に納めることができる。
- (2) 直流励磁式可飽和変圧器に電圧巻線を施すことにより、発電機出力回路(高圧)と界磁回路とを完全に絶縁している。
- (3) AVR に周波数補償回路を採用しているため、駆動原動機の手動変動による端子電圧の変動がきわめてわずかである。
- (4) 端子電圧の値を±10 %程度任意に可変調整する

(6) 他機との並行運転が容易である.

図 3.1 にこの装置の結線を示す。図において L は三相アクトル, SPT は直流励磁式可飽和変圧器, CT は三相



Fig. 3.1 Connection diagram of self-excited AC generator.

変流器、REC₁は三相全波 セン 整流器、AVRは微細電圧調整用自動電圧調整器、PT₁はSPTの直流励磁コイル用電源変圧器、PT₂は端子電圧検出用変圧器、CSはAVRを使用するか手動回路で運転するかによって切換えるための自動—手動切換開閉器、REC₂は手動回路の際使用する単相全波 セン 整流器、VAD₁およびVAD₂は自動または手動回路において発電機電圧を任意に調整するための設定電圧調整器、CT₁、C. C. CおよびSWは並行運転を行なう場合の横流補償器である。REC₃、Rおよび31は、エンジン起動により確実に発電機電圧を確立するための初期励磁回路用直流阻止セン、抵抗器および電磁接触器接触子である。



Fig. 3.2 Static exciter panel.

図3.2は励磁装置1式を取付けた励磁器盤の外観写真である。

図 3.3～図 3.6 は現在当社で採用しているおもな方式を単線図で示した参考図で、各方式はいずれも自励式としての共通した特長を有するが、細部において若干異なり、使用目的や客先指定の仕様に応じて適宜選定している、各方式のおもな特長と相違点をあげると、

(1) 図 3.3 は回路がもつ



Fig. 3.3 Block diagram of self-excited AC generator.

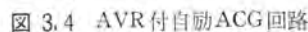


Fig. 3.4 Block diagram of self-excited AC generator with AVR.

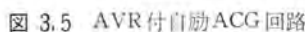


Fig. 3.5 Block diagram of self-excited AC generator with AVR.



Fig. 3.6 Block diagram of large capacity self-excited AC generator.

とも簡単に励磁装置の部品数も最少である。過渡特性は他の方式に比べもっともすぐれているが、整定電圧変動率の保証値は $\pm 3\%$ である。この方式は主として船用など小形発電機に採用されているが、単独負荷でしかも外部特性の異なる他の発電機と並行運転を行なわないような使用目的のものであれば、陸上用としても十分使用され特長をいかに発揮することができる。

(2) 図3.4はCTに直流励磁コイルを施し、矩形ヒステリシス特性の巻鉄心形可飽和リアクトルを用いた簡易AVRを使用し、整定電圧変動率 $\pm 1.5\%$ を保証できるものである。ただし広範囲な周波数変動に対しては $\pm 1.5\%$ を保証できない。

(3) 図3.5は図3.4の場合と同一原理によるものであるが、SCT 内部に絶縁コイルを施すことにより出力回路と界磁回路を絶縁するとともに、巻数比を適当に選ぶことによりリアクトル容量を減少できる利点がある。このためとくに高電圧発電機の場合に有利であり、整定電圧変動率は周波数変動に無関係に $\pm 1.5\%$ を保証できる。

(4) 図 3.6 はここで述べる 2,000 kVA 発電機に採用している方式で、図 3.1 に示す結線図の主要励磁部を単線図で示したものである。原理は図 3.4 および図 3.5 と同一であるが、交流発電機の励磁容量は回転数が同一の場合はほぼ発電機容量に比例するから、大容量機の励磁装置はかなり大きなものになる。したがって設計値と製品との相違を SCT や L の γ で調整する場合、電線寸法や構造に制限され、小中容量機で行なうように簡単に細かな γ を設けることが困難となる場合が多い。そこで大容量機の場合は図 3.6 に示すように変流器 CT を別に設け、その二次出力電流を可飽和変圧器 SPT の電流コイルに供給し、SPT 内でリアクトルより供給される電圧要素とベクトル合成し、その二次コイルより電流

電圧要素の合成された出力を取出し界磁回路に供給している。

特性その他は図3.5に示すものと同一である。なお、図3.5および図3.6の方式で発電機電圧が3,300 V以上の高圧の場合にはSPTの電流コイルおよび電圧コイルと二次出力コイルの間に高圧絶縁を施すほか、さらに高低圧混触防止のためアースシールド用銅板（または相当品）を挿入して接地し、危険防止をしている。これは出力側よりのサージが界磁コイルへ進入するのを防止するためにも役だつものと考えられる。

以上4方式についてどのような使いわけをするかはもちろん使用に当たり各方式の特長を十分に生かし、しかも要求される仕様を満足すべき方式とすることが第一であるが、それ以外に発電機容量によって使いわけるとすれば、図3.3および図3.4の方式は低圧発電機で大体1,000 kVA程度までの小中容量機に採用するのが望ましく、図3.5は高圧、小中容量機、図3.6は高圧大容量機の場合に採用するのがよい。

3.2 原理および動作

この方式は無負荷端子電圧を誘起するに必要な界磁電流を発電機出力より三相リアクトルLおよびセレン整流器REC₁を通して界磁回路に与える。すなわち直流機の自動分巻発電機とまったく同じことで、リアクトルはその界磁抵抗器に相当するものである。この場合リアクトルより直接セレン整流器を介して界磁電流を供給してもさしつかえないが、界磁電流に比例した交流がそのままリアクトルを流れるため、大容量機になるに従って大きな容量のリアクトルが必要となる。そこでリアクトル電流を減じ容量を小さくするため、リアクトルよりいったん電圧降下変圧器を介して界磁電流を供給する方式を採用している。これは前に述べたように発電機出力回路と界磁回路を絶縁することにもなり有利である。

また負荷電流によって生ずる発電機内部電圧降下を補償するに必要な電圧要素を三相変流器CTの二次コイルより取出し界磁回路へ供給する。この場合もCT二次コイルを直接界磁回路へ接続してもさしつかえないが、電圧要素を取出す場合と同様に、発電機容量が大きくなるに従って必要な電圧要素も大きくなり、CT二次コイルの電線も大きくせざるを得ない。これは調整タップを取出す場合に不都合を生じ、細かなタップを設けられなくなることが多い。このため図3.6に示すようにCT二次コイルよりの出力電流をいったんSPTの電流コイルに供給し、SPT内部でLより供給される電圧要素と磁気的にベクトル合成し、SPTの二次出力コイルより必要な界磁電流を得ている。図3.7は上記原理をわかりやすく説明するため、図3.6を書きなおしたものである。図において、いま電圧要素を供給するリアクトル回路について考えると、PT₁の巻数比を $\frac{n_2}{n_1}$ とし無負荷励磁電流を供給すべき交流電流を I_{R0} とすれば、リアクトルを流れる電流 I_{R0}' は $I_{R0}' = \frac{n_2}{n_1} I_{R0}$ となり、 $n_1 > n_2$ に選べば当然 $I_{R0}' < I_{R0}$ と

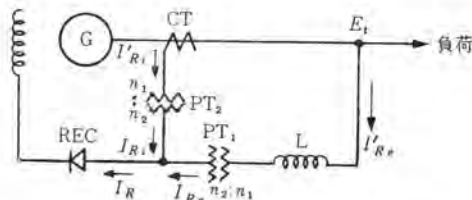


図 3.7 大容量自励 AC 基本回路説明図
Fig. 3.7 Block diagram of fundamental circuit of large capacity self-excited AC generator.

なり PT₁ を使用しない場合よりリアクトル容量を小さくすることができる。ただしここで界磁コイルの抵抗はLの有するインダクタンスに比し無視される程度のものであった。

つぎに電圧要素を供給するCT回路について考えると、PT₂の巻数比を $\frac{n_2}{n_1}$ とし、負荷時CTより界磁コイルに供給すべき交流電流を I_{R0} 、PT₂の一次電流を I_{R1}' とすれば、PT₂の一次および二次コイル電流の関係は $I_{R1}' n_1 = I_{R0} n_2$ となる。したがってPT₂の巻数を $n_1 > n_2$ に選べば $I_{R1}' < I_{R0}$ となり、CT二次コイル電流を小さくし細かな調整タップを容易に取出すことができる。

上記リアクトルおよびCT二次コイル電流はPT₁、PT₂を使用せず界磁コイルの巻数を多くして界磁電流を小さくしても同一効果を得ることができるが、界磁電圧が高くなり整流器や界磁コイルの絶縁上不利となり、また初期励磁を与えず自動的に電圧確立させる必要のある場合は整流器の直列枚数が増すため電圧確立特性も悪くなり好ましくない。

図3.7に示す回路をそのまま採用すれば、リアクトル容量およびCT二次電流を減少できるかわりに変圧器PT₁、PT₂が必要となるが、実際には図3.6に示すようにSPTの同一鉄心内にPT₁、PT₂の一次コイルを巻き、各二次コイルを1個にまとめて共用し、二次コイルよりは電圧、電圧要素のベクトル合成された出力を得るようにすることによって変圧器を別々に設ける場合よりはるかに容量を小さくすることができる。

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

$$\Delta \dot{E} = -jX_s I \quad (3.1)$$

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

$$\dot{E}_d = \dot{E}_t + jX_s I \quad (3.2)$$

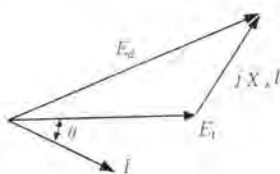


図 3.8 交流発電機ベクトル図
Fig. 3.8 Vector diagram of AC generator.

となり、図 3.8 にそのベクトル図を示す。

誘起電圧は界磁 アンペアターン に比例するから、界磁 コイルの巻数を N_R 、界磁電流を I_R とし、かつ発電機によって決まる定数を k とすれば

$$E_g = k I_R N_R \quad (3.3)$$

式(3.2)、(3.3)より負荷電流による内部電圧降下を補償し、端子電圧を一定に保つためには端子電圧に比例した電流と、負荷電流に比例した電流をベクトル的に合成し、これを整流して界磁コイルに与えればよいことがわかる。無負荷端子電圧を発生するのに必要な界磁電流(交流値)を I_{Re} 、負荷電流に比例した CT 二次電流を I_{Ri} 、力率 θ 、合成電流を I_R として上記の関係をベクトル図にかけば図 3.9 のとおりである。図 3.3 がこの要求を満足するための基本回路で、図 3.4～図 3.6 もこの基本回路にもとづ

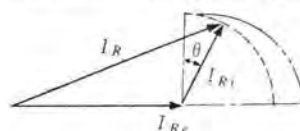


図 3.9 発電機界磁ベクトル図
Fig. 3.9 Vector diagram of AC generator field.

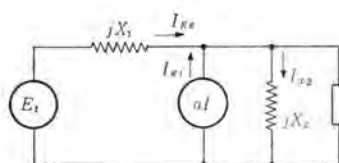


図 3.10 図 3.4～図 3.6 の等価回路
Fig. 3.10 Single-phase equivalent circuit
Fig. 3.4～Fig. 3.6.

いた変形にすぎない。これらの等価回路を示すと図 3.10 のようになる。図中 I_R が実際の界磁電流に対応するもので、この図からもわかるように I_R は端子電圧 E_t により供給される I_{Re} と、負荷電流により CT より供給される I_{Ri} のベクトル和である。したがってリアクトル X_1 の値と変流器の変流比 α とを適当に選ぶことによって、負荷の大小や力率のいかんを問わずねに端子電圧を一定に保つことができる。ここで jX_2 は SPT の励磁リアクタンスを示すが、図 3.3 の基本回路ではこの値は非常に大きく I_{Ri} はほとんど無視できるが、図 3.4～図 3.6 の方式ではあらかじめ I_{Re} および I_{Ri} を基本回路方式で必要とする値よりも大きく選び、SPT に直流励磁電流を与えて X_2 をある程度小さくし I_{Re} 、 I_{Ri} の合成電流の一部を適当量 SPT の励磁電流として分流し、かつ AVR により直流励磁電流を変えて X_2 、すなわち分流電流 I_{R2} を変化させることによって端子電圧の値をもっとも定格値に近づけるべき I_R を得るようにしている。基本回路方式では発電機の飽和を無視しているが、実際には完全に無視することはできず、したがって基本回路方式では整定電圧変動率を有する負荷条件について小さくすることはほとんど不可能である。しかし AVR を用いて分流電流 I_{R2} を制御すれば I_R をつねに必要な値に保つことができ整定電圧変動率をよくしうることがわかる。

3.3 自動電圧調整器

AVR はすべて静止器より構成され、電圧検出部と誤差信号電圧の増幅部に分れている。電圧検出部は矩形ヒステリシス特性を有する巻鉄心使用の飽和変圧器 SPT₁ よ

り得られる基準電圧と、コンデンサ C_1 によってえられる被制御電圧をそれぞれ整流して比較回路に供給し誤差信号電圧をえている。信号電圧は一段の磁気増幅器によって増幅され、出力を SPT の直流励磁コイルに供給している。検出回路に上記 SPT₁ と C_1 を使用しているため、周波数の変動に対しては変動の割合に応じて基準電圧、被制御電圧がほとんど同じ割合で変化するため検出回路よりえられる差電圧は発電機端子電圧が一定である限り周波数変動による影響をうけない特長がある。図 3.11 は AVR の結線図で、図中 VAD は設定電圧調整用しゅう動変圧器で、普通発電機盤に取付けている。図 3.12 は検出部基準電圧および被制御電圧の入力-出力特性で、点線および破線は周波数が変動した場合の状況を示している。

万一 AVR が故障した場合は図 3.1 に示す自動-手動切換開閉器 CS を手動回路に切換えて使用できるが、この回路は同図で明らかのように、単なる整流器と抵抗器だけで構成されるためまったく増幅作用を行なわない。しかし一応 SPT の直流励磁コイルを介して閉ループを形成するため利得の小さい一種の AVR と考えてもさしつかえない。この回路のかわりにまったく閉ループを形

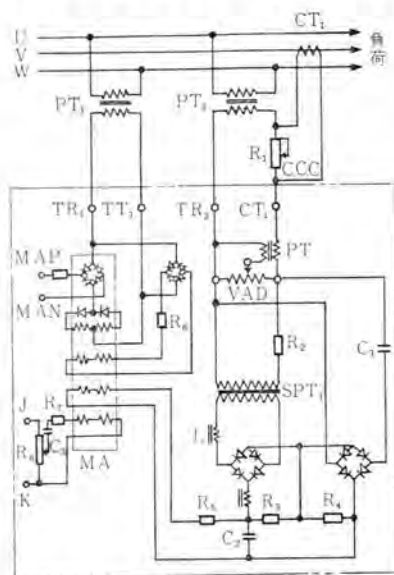


図 3.11 AVR 結線図
Fig. 3.11 Connection diagram of AVR.

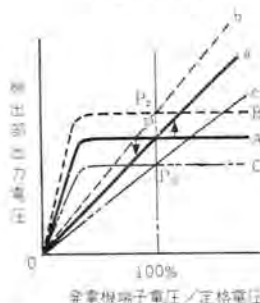


図 3.12 検出部特性曲線
Fig. 3.12 Characteristic curve of voltage detector.

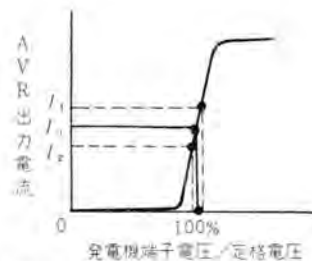


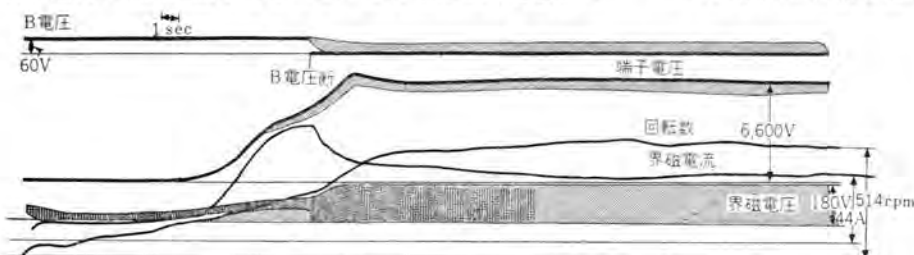
図 3.13 AVR 入力-出力特性曲線
Fig. 3.13 Input-output characteristic curve of AVR.

成しないで、他の直流電源より SPT の直流励磁 コイルを励磁することも考えられるが、この場合は発電機の特性によってはきわめて不安定な現象となることが考えられ好ましくない。

4. 特 性

4.1 電圧確立

初期の電圧確立は直流発電機の場合と同様に駆動原動機を起動し、一定回転数に達すれば発電機の残留電圧によって自動的に確立されるわけであるが、自励交流発電機の場合には界磁回路に非直線抵抗をもつ整流器や CT の励磁リアクタンスが界磁コイルに並列に接続された形となっているため、電圧の自己確立は直流機よりは困難となる。このため磁極には残留磁気が大きくかつ経年変化の少ない鉄心を使用し、残留電圧を大きくするように設計製作することもできるが、非常用電源ではいかなる場合も確実に電圧確立させることが必要のため、図 3.1 に



20-1600 電電公社 1,000 kVA 停止→定格 rpm の時間特性 (自動のとき) 初期励磁をあたえた。

図 4.1 自励交流発電機の電圧確立試験

Fig. 4.1 Voltage build-up test of self excited AC generator.

示す初期励磁回路を設けている。この方式ではエンジン起動と同時に接点 31 を閉じて初期励磁を与え、発電機電圧が一定値以上に起き上がれば、補助リレーにより自動的に初期励磁回路をシャ断するようにしている。初期励磁により端子電圧が一定値以上となれば、あとは自己励磁により容易に電圧を確立することができる。図 4.1 は 1,000 kVA ディーゼル駆動の自励交流発電機の電圧確立状況を示す。なお、自動起動式自励発電機の電圧確立特性を示す一例である。

4.2 電圧変動率

(1) 漸変電圧変動率

一般に自励交流発電機は理想的に考えれば負荷力率や負荷の大小にかかわらず端子電圧を一定に保つことが可能である。しかし、磁気飽和の影響や、設計値と製品値との違いなどを補正するために SCT やリアクタにタップをつけて調整する必要がある。並列運転する発電機や、普通の運転状態で考えられるいかなる力率でも精度の高い電圧変動率 (たとえば $\pm 1.5\%$ 以下) が

必要な場合は AVR を付属せしめる。

(2) 瞬時電圧変動率

中小形自励交流発電機の長所の一つは、誘導電動機などの突発負荷が印加された際の電圧変動の回復時間が短いということである。これは発電機の時定数から考えても小形機ほどいちじるしく、大形機になるにしたがってこの効果が少なくなってくる。中小形機に急激に負荷電流が流れると、界磁回路の時定数が比較的小さいので強制励磁がすみやかに行なわれるので、急速に電圧が回復する。電圧回復時間が短いので、その結果として瞬時電圧降下値も小さくなる。このことを図 4.2 に示す。曲線 a は一定励磁のもとにおける発電機本体の端子電圧降下曲線、b は励磁回路から強制励磁された場合の端子電圧上昇曲線でその合成が自励発電機の電圧変動曲線 d となる。回転励磁機付の場合はそれぞれ曲線 c, d で示してある。自家発電用として使用される発電機の容量 (2,000 kVA 以下) の自励交流発電機の瞬時電圧降下値はその容

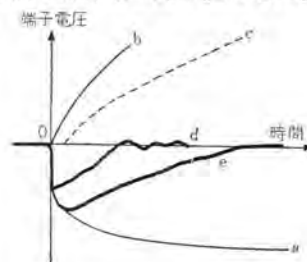


図 4.2 電圧回復曲線

Fig. 4.2 Voltage recovering curve.

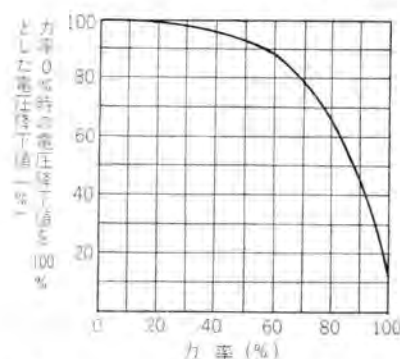
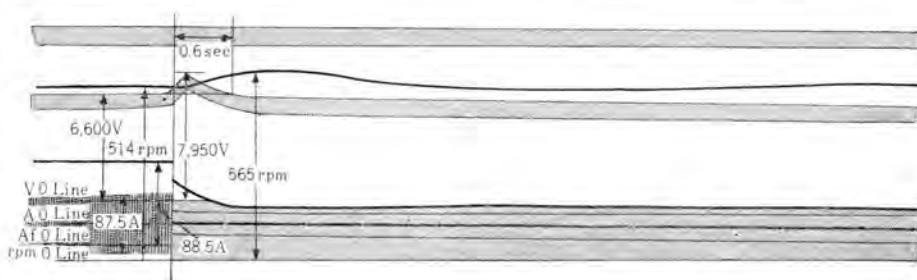


図 4.3 力率による電圧降下値補正曲線

Fig. 4.3 Voltage drop amending curve by power factor.



20-1600 電電公社 1,000 kVA ACG No.16249 瞬時電圧変動特性試験 PF 0.8 全負荷シャ断

図 4.4 瞬時電圧変動特性試験 PF 0.8 全負荷シャ断

Fig. 4.4 Instantaneous voltage variation test 0.8 PF full load off.

量や励磁回路の設計によっても異なるが、およそ過渡リアクタンス x_d' によって規制されると見られる。すなわち誘導電動機の起動電流を発電機容量の % インピーダンス z_f で表わすと 電圧降下 % = $\left(1 - \frac{z_f}{z_f + x_d'}\right) \times 100$ で表わすことができる。負荷印加時の力率が 0 % から 45 % くらいまでは上の式が適用できるが、力率がそれ以上になれば図 4.3 を用い補正を行なうとよい。また回転励磁機付の瞬時電圧降下値を考える場合は、初期負荷によってその値は左右されるが自励発電機では回復時間が早いために運転中の誘導電動機のようなある程度の時間遅れをもつような初期負荷の影響は考慮しなくてもよい。

一例として図 4.4 に 1,000 kVA ディーゼル 自励発電機的全負荷 シェ断 時の オシロ を示す。

4.3 並行運転

並行運転は横流補償器を用い、従来一般に使用されている回転励磁機による交流発電機の並行運転とまったく同一要領で行なうことができ、AVR を用いない自励交流発電機において使用される界磁接続用均圧線などはまったく不要である。なお AVR なし方式では特性のよく合った発電機でないと並行運転が困難であるのに対し、AVR 付のこの方式ではそのような制限をうけることがない。

4.4 等価試験

自励交流発電機は前に述べたように負荷電流に応ずる電流要素と端子電圧に応じた電圧要素とのベクトル合成によって界磁電流を供給するわけであるから、その外部特性は負荷をかけた状態でないと正しい測定を行なうことができない。もちろん設計に当たって適当な電流要素を決定することはできるが、実際にでき上がった発電機と設計値の誤差を皆無にすることはほとんど不可能に近い。したがって大容量機においては工場試験で実負荷のかけられない場合、現地負荷試験によるほかないが、この場合はなかなか思うような負荷をかけて特性試験を行なえないのが普通である。したがって可能な範囲で工場における等価試験を行なうことが望ましいと考える。

図 4.5 は等価試験回路の一例を示したものである。図

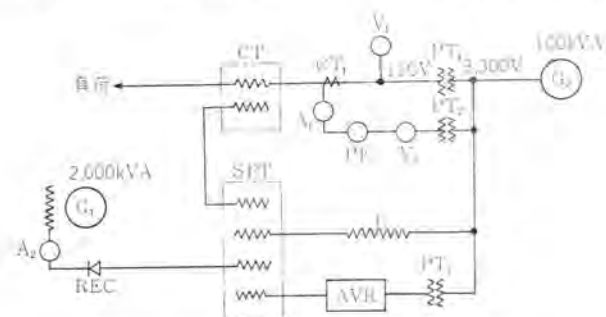


図 4.5 大容量自励 ACG 等価負荷試験回路図

Fig. 4.5 Equivalent load test circuit of large capacity self-excited AC generator.

において G_1 は被試験発電機、 G_2 は試験用交流電源発電機、CT、SPT、L、REC および AVR は励磁装置、他は補助変圧器および測定計器類を示す。 G_2 の容量はほぼ G_1 の励磁容量に応じた小容量機でよく、 PT_1 は負荷に応じて供給すべき G_1 の励磁容量に相当する容量でよく、二次電圧を低くするほど PT_1 、 G_2 とも容量を減ずることができる。図 4.1 に示す程度の値とすれば 2,000 kVA 交流発電機に対し、ほぼ 100 kVA 程度の試験用電源で全負荷等価試験を行なうことができる。JEC-114 によって求めた所要界磁電流にできるだけ合致させるべく、CT 二次タップまたは SPT の電流 コイルタップ を調整し負荷特性を推定することができる。

電電公社納めとして製作納入した主題 2,000 kVA および 1,000 kVA 6,600 V 三相 60 c/s 機については、上記等価試験法によって決定した CT タップ のまま実負荷試験を行なった結果、いずれもなら再調整することなく 整定電圧変動率を $\pm 1.0\%$ 以内に納めることができた。

5. む す び

以上電電公社納め 2,000 kVA 自励交流発電機を主体に記述したが、今後ビルその他設備拡充ならびにその高度化にともない、自励式の特性や保守の容易さを生かし自家発、非常用電源などとして各方面に使用されるものと思われる。もともと自励発電機は船用発電機などのように、発電機容量に比し比較的大きな瞬時電流の流れる誘導電動機などの起動時に、電圧降下を少なくしかも電圧の回復時間を短くするという要求によって発展してきたもので、漸変電圧変動特性よりも主として過渡特性に大きな特長を有するものである。したがってそのように負荷変動の大きいものに対する電源として用いてこそ本来の特長をきかしうるものであるが、一方化学工場などガスの影響が大きいような場所には、回転励磁機のような整流子を有しない静止励磁装置は、その特性とあいまって保守の容易なこの方式の効果がより以上発揮されるものと思う。

自励式は理論上水車発電機のような数万あるいは 10 数万 kVA といった大容量機にも適用できるが、発電機界磁時定数が大きくなるほど変流器の容量を大きくしなければ過渡特性をよくすることができず、一方変流器容量を大きくすれば短絡事故などの際における界磁整流器の安全性も同時に関係するので、そのための保護装置などを含んだ外形寸法や経済性を考えると、小中容量機ほど過渡特性に期待がもてないのが現状である。また自励方式は発電機が飽和を有しないものとして電圧、電流要素を合成することがその基本回路となっている関係上、飽和係数のとくに大きなものについてはあらゆる負荷条件を満足させることは困難となる場合があるので注意を要するものと考ええる。

5,800 kW 二極巻線形誘導電動機

長崎製作所 片山 仁八郎*・甘 粕 忠 男**

5,800 kW Two Poles Wound-Rotor Induction Motor

Nagasaki Works Nihachirō KATAYAMA・Tadao AMAKASU

Mitsubishi built a 5,800 kW two poles 11,000V 60 cycle 3,600 rpm wound rotor induction motor in February 1961. This is the largest of the kind in this country and used for oxygen production equipment of a steel mill, being of a totally enclosed inner cooled type. Because of high speed and large capacity, it involves such special designs as single layer full pitch winding rotor and with a retaining ring to insure high reliability in mechanical strength and excellent electrical characteristics. Success in this record product has given the company confidence and informations to build much higher capacity motors.

1. ま え が き

昭和 36 年 2 月に、富士製鉄広畑製鉄所納め、5,800 kW、二極、3,600 rpm の三相誘導電動機を完成し、3 月より好調裏に運転にはいった。この電動機は、二極誘導電動機としてはわが国最大であり、また世界的な記録品である。

大形でかつ高速機であるので、その電氣的設計、機械的構造にはいろいろ特殊なものがあり、複雑な設計計算の一部には計数形電子計算機を用いた。

以下この電動機の構造、特長、特性について簡単に説明する。

2. 定 格

この電動機のおもな仕様は次のとおりである。

出力	: 5,800 kW
電圧	: 11,000 V
周波数	: 60 c/s

極数	: 2
同期回転数	: 3,600 rpm
形式	: 全閉内冷形
回転子形式	: 巻線形回転子
絶縁階級	: B 種 (ダイラスチック)
定格	: 連続

用途は、10,000 m³/min 酸素製造装置のコンプレッサ駆動用であり、負荷は軸両端に直結され、それぞれ 2,900 kW ずつかかる。速度制御はなく、いったん起動した後は、半年ないし 1 年に 1 度しか停止することなく、連続で使用される。速度制御がないため、同期電動機あるいはカゴ形誘導電動機を使用することも考えられたが、この両者では、起動トルクが小さく、起動電流が大きく、電源容量の問題がある。その上、起動中回転子に発生する熱量が大きく、回転子導体の温度上昇によっておこる熱応力が過大となる。このほか、同期電動機またはカゴ形誘導電動機に、起動用の巻線形誘導電動機を用いることも考えられたが、両軸端のために機械の配置が複雑となり、保守上の問題があり、結局短絡装置、電動式ブラシ揚装置を備えた巻線形三相誘導電動機が起動特性、保守の点でもっともすぐれているのでこれを採用した。

3. 構造、特長

高速機であるので、遠心力による機械的応力にはとくに留意してある。遠心力による応力は、回転数の 2 乗に比例するため、高速機になるほど機械的構造的困難さが加わる。同じ二極機であっても 50 c/s 機よりも 60 c/s 機のほうがずっと設計製作上の問題が多い。

3.1 通風方式

電動機は全閉構造として、外気とは完全にシヤ断し、外部の尘埃が電動機内部に浸入し、エアダクトその他の通風路、冷却表面に付着し、通風冷却を悪化させるのを防止している。これは同時に騒音を小さくする上にも

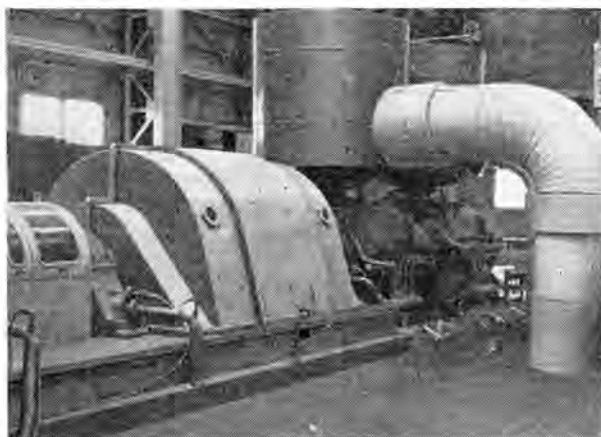


図 2.1 コンプレッサと直結後の 5,800 kW 二極巻線形誘導電動機
Fig. 2.1 5,800 kW induction motor directly coupled with compressor.

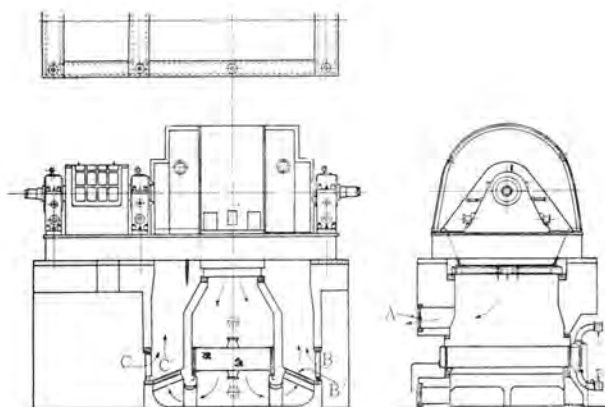


図 3.1 5,800 kW 二極誘導電動機通風説明図

Fig. 3.1 Ventilation of 5,800 kW two poles induction motor.

役だっている。

この構造は、図 3.1 のように水冷式の空気冷却器を、電動機ベッド下のピット内に設け、これによって電動機中央下部から吐出される熱風を冷却する。冷却された空気は、ピット下部で、実線矢印のように、軸方向に二つに別れて上がり、両端エンドカバーよりふたたび電動機に吸込まれて、電動機内部を冷却する。これらの冷却風の循環は、電動機の内部ファンによって行なっている。冷却器は図 3.2 に示すものであり、耐食性の高いアルミニウムブラスを用いた U フイン管を使っており、冷却水は海

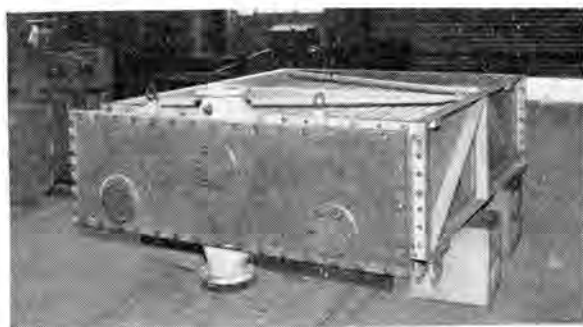


図 3.2 5,800 kW 二極巻線形誘導電動機用空気冷却器

Fig. 3.2 Air cooler for 5,800 kW two poles induction motor.

水である。冷却器の取入れ取はずしは、電動機はそのまま、ピット側面よりおこなえる。冷却器によって冷された風の温度と湿度を検出するように、ピット内部に温度計、湿度計が設けてある。

もし、断水などの事故がおこった場合にも、負荷の性質上電動機を停止することができない。このときには、図 3.1 のダンプ A, B, C を開き、B, C を B' C' の位置に倒しこれらによって冷却器と電動機の冷却風通路を遮断し、電動機は点線の矢印のように B, C 部より外気を吸い込み、熱風を A より吐出し、開放防滴形となって運転を続行できる。

二極機の場合には、低速機に比較して小形となるため、同一損失に対する電動機の冷却表面積が低速機より小さい。その上鉄心長が長く、しかも鉄心は、固定子回

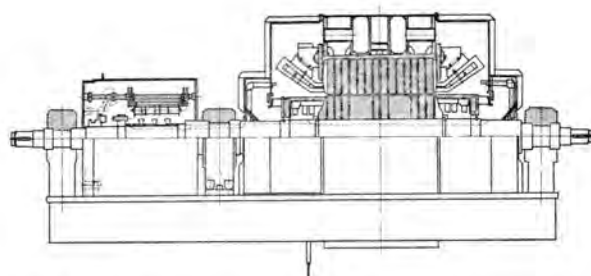


図 3.3 5,800 kW 11,000 V 60 c/s 二極三相誘導電動機組立断面図

Fig. 3.3 Cross section of 5,800 kW 11,000 V 60 cycle two poles three phase induction motor.

転子とも積層鉄心で、軸方向の熱伝導は、半径方向に比べていちじるしく小さく、回転子鉄心内径部を通る冷却風通風面積も狭い。これらの理由により、一般に高速電動機は通風冷却が困難で、軸方向の温度の不均一も大きくなる傾向にある。

この電動機では、上記の点を十分考慮し、固定子部を軸方向に 5 個のセクションに分割し、輻式放射通風を採用し、各部に十分な冷却風を送るとともに、温度の均一化をはかった。その上場所によって固定子鉄心の内径寸法を変え、空隙の通風量の多い所は、空隙長を大にして、通風を良好にしている。

回転子コイルエンドにはリテーニングリングを用い、コイルエンド部の冷却を向上させている (3.3 (3) 参照)。

スリップリング部分は、ブラシ揚装置がついていて、発熱源が少ないため、とくに外部から冷却風を送り込んではいない。

3.2 固定子

固定子フレームは、外板、側壁、内部の仕切板など、いずれも鋼板を溶接した構造としている。また軸中心高さを極力小さくして、運転中の安定を良くするとともに、振動を防止している。

固定子鉄心は、T 級ケイ素鋼板を使用し、セグメントを打ち抜いた後焼なましを行ない、さらに絶縁ウエスの焼付を行なって鉄損の減少をはかっている。

固定子コイルには、ダイラスチック絶縁を採用している。ダイラスチック絶縁とは、ポリエステル樹脂を主成分とする絶縁で、素線には二重ガラス巻線を使用し、この外側に主絶縁を形成するマイカテープをまき、これにダイレジンウエスを真空圧入含浸させた後、重合反応を行なわせたものである。ダイラスチックコイルでは、マイカテープとダイレジンウエスが完全に一体になり内部の空隙を完全に充てんしている。

このコイルは、耐湿性、耐油性、耐アルカリ性にすぐれ、弾性に富み、機械的にじょうぶであり、絶縁耐力、絶縁抵抗が大きく、誘電体力率が低いなどのすぐれた特長を有している。

固定子コイルには 6 個のサーコイルが埋め込んであり、固定子コイルの温度を連続的に測定することができる。

コイルエンド部を保護する固定子のエンドカバーは、鋼板を

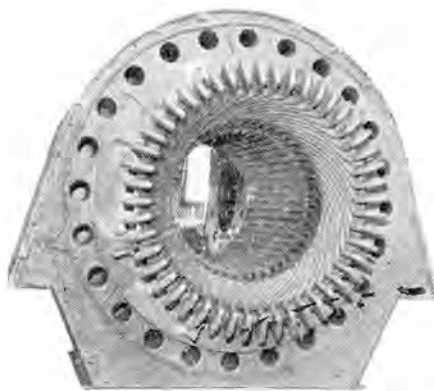


図 3.4 5,800 kW 二極巻線形誘導電動機固定子
Fig. 3.4 Stator of 5,800 kW two poles induction motor.

溶接して製作している。回転子軸がエンドカバーを貫通する部分は、電動機内部の高圧空気を導いて、エアパッキングを施して、外部のジヤイが電動機内部に侵入するのを防いでいる。

3.3 回転子

(1) 回転子鉄心

回転子鉄心は、回転によって大きな遠心力を受けるので、高抗張力のケイ素鋼板を用い円抜きとした。

図 3.6 に回転子鉄心を示す。この図で半径 $r_1 \sim r_2$ の

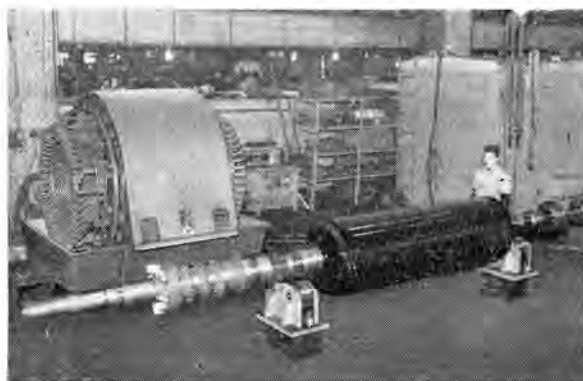


図 3.5 5,800 kW 二極巻線形電動機回転子
Fig. 3.5 Rotor of 5,800 kW two poles induction motor.

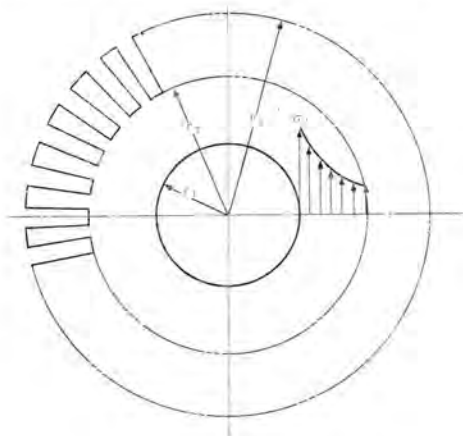


図 3.6 誘導電動機回転子鉄心接線応力分布
Fig. 3.6 Induction motor rotor core and tangential stress distribution.

鉄心背部は、外周に回転子歯およびスロット内導体の遠心力による外圧が働き、内周には軸と鉄心の締め代による内圧が作用する回転円板と考えられる。各部応力の中で、鉄心内周の接線応力が最大となる。電動機運転中、鉄心の温度が軸に比して上がり、両者の熱膨張に差が生じ、さらに遠心力による鉄心の伸びのために、軸と鉄心の締め代が減少する。もし軸と鉄心にゆるみができると必要なトルクの伝達が不能となる上に振動の原因となるので、これらのことを十分考慮して締め代がとってある。図 3.7 には、鉄心と軸との温度差、回転数によって、鉄心内周の接線応力がいかに変動するかを示している。

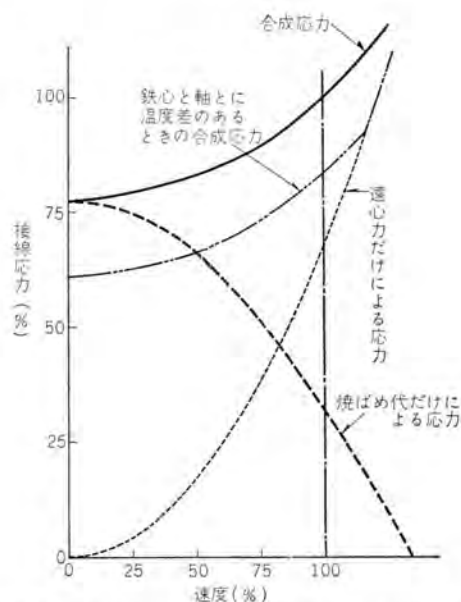


図 3.7 電動機鉄心内周の接線応力と回転速度の関係
Fig. 3.7 Relation between tangential stress of motor core inner periphery and rotating speed.

鉄心の疲労強度、応力集中については、ケイ素鋼板で、モデルを作って実験している。

(2) 回転子コイル

通常二極誘導電動機の回転子コイルには、二層重ね巻短節巻を用いるが、この電動機では、単層全節巻を採用した。当社では単層全節巻を、過去数台の二極誘導電動機に対して用いており、いずれも良好な結果をおさめている。この方式では、回転子コイルは棒状に作り、回転子スロットにそう入後、端部の結線を行ない、接続部をテーピングし、ワニス処理している。コイル間には適当なスペーサを入れ、その上からリテーニングリングを焼バメする。

単層全節巻の特長は次のとおりである。

a. 二層巻に比して、高さ方向の絶縁物の厚さが半減し、スペースファクタが大きくとれ、スロットが小さくて良く、回転子鉄心の安全率が増し、励磁電流が小さくてすむ。

b. コイルエンド部が完全な円筒形に成形しやすく、構造が堅固となって、リテーニングリングの使用に適している。また相隣るコイルの鉄心外直線部間のギャップが広く、通

風冷却効果が良い。(3.3(3)参照)

c. コイルを棒状として作り、鉄心の片側から軸方向にさし込んで組み立てることができるので、回転子溝開口部が狭くてよく、特性がすぐれ、回転子歯やクサビの安全率が高くとれ、作業が容易となる。

一方コイルエンドツナギと、直線部との接続がやや複雑となり、コイルツナギ線の形状種類が多くなる難点がある。しかし信頼性を第一とする大形、高速の誘導電動機の回転子コイルとしては、単層全節巻のほうがすぐれている。

この電動機には、固定子同様回転子コイルにもダイヤラスチック絶縁を採用している。図3.8はリテーニングリング着入前の回転子コイルエンド部である。

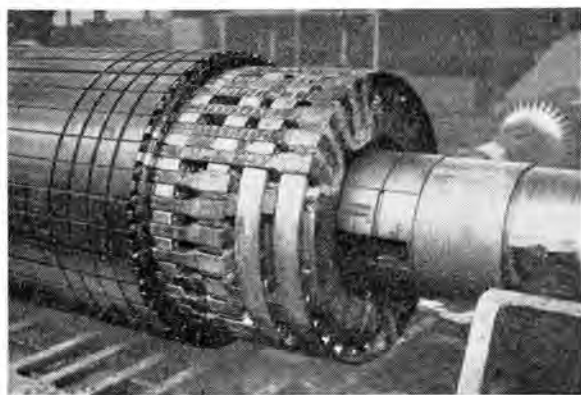


図 3.8 回転子コイルエンド部
Fig. 3.8 Rotor coil end.

(3) リテーニングリング

巻線形誘導電動機では、バインド線 でコイルエンド部を緊縛するのが普通である。しかし大容量の高速電動機になると、コイルエンド部の遠心力が大きくなり、これを押えるにはバインド線の巻回数を非常に多く必要とし、層数が増す。巻回数が増すとバインド線が一様に締まらず、応力の分布が不均一となる。そして、これがゆるみを生ずる原因となることもある。またコイルエンド部をほとんど全面にわたって、バインド線でおおうので、コイルエンド部を半径方向に通り抜け、コイルの側面を冷す通風がほとんど阻止され冷却が悪い。

リテーニングリングを用いると、これらの欠点はすべて解決される。リテーニングリングの材料としては、降伏点、抗張力など機械的強度が高く、伸び、しぼりが良く非磁性で、固有抵抗の高い材料を使っている。この材料はとくに機械的に信頼性が高いことを要求されるので、使用に先だって、リングの両端よりテストピースを切り出し、各種の材料試験を行なったほか、超音波探傷試験と液圧試験を行なっている。液圧試験とは、リテーニングリングの両端面を密閉して、リングを円筒形の容器とし、この内部に高圧油ポンプによって油を押し込み、リング内側から内圧をかけ、回転中実際に応力のかかったときと類似の応力状態でのリテーニングリング材の特性をしらべるものである。図3.9はリテーニングリング液圧試験中の写真である。

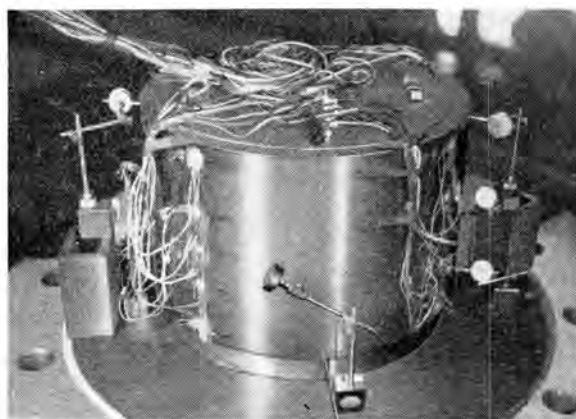


図 3.9 5,800 kW 二極巻線形電動機の リテーニングリングの液圧試験

Fig. 3.9 Oil pressure test on retaining ring of 5,800 kW motor.

リテーニングリングの外周には多数の通風用の穴があけてある。エンドカバー下部から吸い込まれた冷却風は、リテーニングリング側板の切り欠きからリング内にはいり、コイルエンドの下面および側面を冷却し、前記の通風穴から吐出される。このためコイルエンド部の冷却効果はバインド線方式よりも、いちじるしくすぐれている。

(4) スリップリング関係

この電動機は、前述のように、軸の両端に負荷がかかる。それで回転子の口出線は、回転子コイルエンドからスリップリングに至るまでの間、軸中心に穴をあけてその中通すことが困難である。この電動機では、回転子コイルエンドとスリップリング間の口出線は、独特の方法で軸の上をはわせている。

二次電圧、二次電流ともに高く、その上大きな遠心力を受けるので、スリップリング部の構造絶縁には、十分の注意を払った。スリップリングには特殊鋼を使用し、耐磨耗性を持たせてある。リング表面にはスパイラルグルーブを設け、リングおよびブラシの冷却効果を大にしている。速度制御がないので電動式の短絡装置、ブラシ引揚装置を設け、運

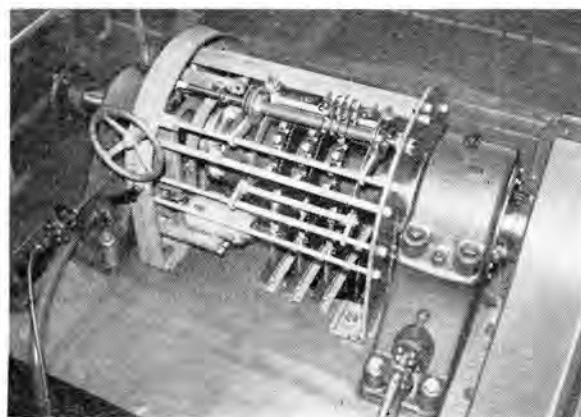


図 3.10 5,800 kW 二極巻線形電動機の スリップリング短絡装置 ブラシ引揚装置

Fig. 3.10 Slip ring short-circuiting device and brush lifting device of 5,800 kW two poles motor.

転中の ブラシ の摩耗を防止している。

3.4 そ の 他

二極の大形巻線形誘導電動機では、一次の危険速度は、運転速度以下になるのが普通であるが、危険速度を運転速度から十分離しているの、起動時、運転時に振動関係の問題はおこらない。この電動機でも、一次、二次の危険速度が、運転速度の上下 40 % 以上離れた点にあるように設計し、運転中の振動を防止している。

回転子の パラッス はとくに慎重に調整しているため、この電動機は、高速機にもかかわらず振動がきわめて小さかった。

軸受は、3-ペデスタル であり、強制給油としており、給油装置は、コンプレッサ と共用である。各軸受には、いずれも警報接点付のダイヤル形温度計 を取り付け、運転中の温度が検出できるようにしてある。

電動機内部には スペースヒータ を設置し、停止中に コイル や鉄心に露を結ぶことのないようにしてある。

4. 試 験

普通の商用試験のほかに、振動試験、過速度試験、軸電圧測定、 $\tan \delta$ 測定、直流吸収試験、等価温度試験による温度上昇測定、風量測定、など各部にわたって綿密な試験を行なっている。

円線図法によって得られた特性曲線は図 4.1 のとおりであり、最大トルク は 222 % であった。

その他試験結果の詳細については紙面の都合で割愛する。

5. む す び

5,800 kW 二極誘導電動機は、世界的な記録品であり、その設計、工作にはとくに慎重を期した。この電動機の完成によって、さらに大形のすぐれた特性を持つ高速度

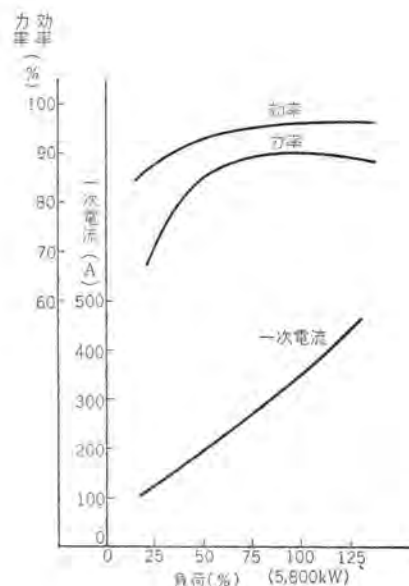


図 4.1 5,800 kW 二極巻線形誘導電動機負荷特性曲線
Fig. 4.1 Load characteristic curve of 5,800 kW induction motor.

誘導電動機を製作する資料と自信とを得た。大形高速度誘導電動機の製作可能限度を左右するおもな因子は、回転子用ケイ素鋼板、リテーニングリング などの主要材料の機械的強度、電気的特性であるが、二極 3,600 rpm 機で 8,000 kW 程度、四極 1,800 rpm 機で 15,000 kW 程度までは製作可能である。これら材質の強度、特性が改善されれば、さらに大容量機も製作可能となるであろう。

最後に、この電動機を作るにあたって、種々ご指導、ご協力いただいた富士製鉄、神戸製鋼はじめ、関係者各位に深甚なる謝意をささげる。

最近登録された当社の実用新案

新 案	戸閉装置	36- 2-16	529613	小原 太 郎・村 田 実	伊 丹
"	制御棒の位置指示装置	36- 2-20	530046	薮 原 智・大 野 栄一	研 究 所
"	パンタグラフ用電磁空気式弁操作装置	36- 2-20	530047	小原 太 郎	伊 丹
"	電気ホイスト	36- 2-20	530048	高松 茂 利	福 岡
"	照光形表示装置	36- 2-27	530534	立石 俊 夫	神 戸
"	限時継電器用オイルダッシュポット	36- 2-27	530535	相良 忠 内	福 山
"	電車電動機の軸受給油装置	36- 2-27	530536	相川一 男・重 浦 淳一	伊 丹
"	電機用集電ブラシ	36- 2-27	530537	内海 権 三・池 田 益 夫	伊 丹
"	ダイヤル指針取付装置	36- 2-27	530538	牟田 克 巳	無 線 機
"	半導体整流器格納箱間電流平衡装置	36- 2-27	530539	加藤 又 彦	伊 丹
"	電動機制御装置	36- 2-27	530540	吉江 高 明・武 田 英 夫	研 究 所 〔長 崎〕

DB-75, DB-100 形 低 圧 気 中 シ ャ 断 器

神戸製作所 勝 田 久 登*・竹 内 孝 治*

Types DB-75 and DB-100 Low Voltage Power Circuit Breakers

Kobe Works Hisato KATSUTA・Takaharu TAKEUCHI

Low-voltage power circuit breakers, types DB-75 and DB-100, have been completed as a result of development of class B insulation mold products which withstand strong mechanical stress, retain high accuracy in dimensions, and possess great arcproof character. These breakers have new ratings and characteristics, which are required for insuring reliable protection and continuity of service on modern low voltage power systems expanding year after year. The sphere of application covers those to station auxiliaries, continuous process plants, commercial buildings and shipboards. The breakers mounted on metal enclosed switchgear have undergone strict shortcircuit interrupting tests to verify their capacity of 75,000 A and 100,000 A at 600 V AC in a laboratory.

1. ま え が き

最近の火力発電所、連続作業生産工場、ビルディング、船舶などにおける交流 600V 以下の低圧給電源設備は次第に大容量となっており、加えて連続給電の要求はいっそう高まっている。これらの回路に使用する低圧気中シヤ断器は、ばくだいな値に達しうる短絡故障電流を確実にシヤ断する信頼性の高いシヤ断性能をもつと同時に、連続給電のための選択シヤ断が可能でなくてはならない。DB-75 形、DB-100 形シヤ断器はこれらの要求を満足させる。先年来 DB-25、DB-50 形シヤ断器をおもにパワーセンタ形式で閉鎖形配電盤に内蔵して多数製作納入し好評を得た。DB-75 形、DB-100 形シヤ断器も、これらの DB 系列のシヤ断器と同様に、閉鎖三段式引出機構をもつ閉鎖形配電盤に内蔵して使用するのを標準とした。この形式にすれば、安全性や点検、保守の容易、据付の簡便さ、通路を含む占有床面積が小さくてすむ点などですぐれており、負荷の中心近くに設置することができる⁽¹⁾。しかしながら通電容量やシヤ断性能の点において開放形据付の場合に比べて、様相を異にする点が当然でてくる。DB-75、DB-100 形を含む DB 系列のシヤ断器の定格電流は、内部空気温度が 55°C 以下に保たれる閉鎖形配電盤あるいは金属箱に内蔵した場合を標準値としており、周囲温度が 40°C を超えることのない開放式据付の場合には、定格電流の最大値は大きくなる。定格シヤ断電流もパワーセンタ形式の引出構造の閉鎖形配電盤に内蔵した状態で厳密な短絡

試験その他を行なって決定したものを標準値としている。表 1.1 にこれらの定格値を示す。定格シヤ断電流は現行の JEC-91 (気中シヤ断器) 規格、ASA (Low Voltage Air Circuit Breakers) 規格、日本海事協会鋼船規格が、非対称値表現をとっているが、シヤ断器適用の便などを考えて交流分で表現し、非対称値も併記する。

一般に給電の連続性を保つための直列過電流引はずし装置には、短限時引はずし要素を与えるが、DB-75、DB-100 形の短限時引はずし要素には、シヤ断器投入時

表 1.1 定格表

形 名	定格電圧 (V) 50/60 c/s	定格電流 の最大値 (A)	定格シヤ断電流 短絡発生後 1/2 サイクル時 における値 (kA)		定格短時間電流 1 sec 間 (kA) 直列過電流引はずし装置を含む	
			交 流 分	非 対 称 値 (rms 3 相平均)	交 流 分	非 対 称 値 (1/2 サイクル時における)
DB-75	600 250	3,000	65 85	75 100	65	75
DB-100	600 250	4,000	85 130	100 150	85	100



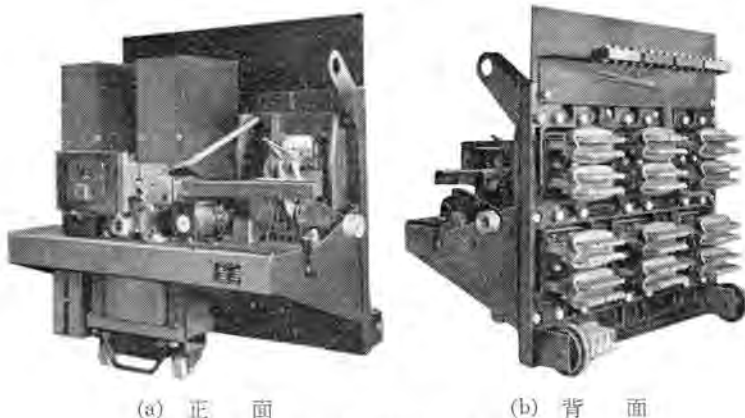
(a) 正 面



(b) 背 面

図 1.1 DB-75 形シヤ断器 (閉鎖三段式引出式)

Fig. 1.1 Type DB-75 circuit breaker. (3 position draw out type)



(a) 正面 (b) 背面

図 1.2 DB-100 形シ断器 (閉鎖三段引出式)

Fig. 1.2 Type DB-100 circuit breaker. (3 position draw out type)

け、弁別装置(Discriminator)により、瞬時引はずしを行なう性能を与え、シ断器が完全引はずし自由(Trip Free in Any Position)の操作機構ならびに投入操作回路をもつ特長を最大限に生かすとともに、連続給電の実質的な効果を保持させるようにした。

DB-75, DB-100 形シ断器は、DB 系列の DB-25, DB-50 形とともに、同系統の低圧給電回路に設置され、いっそう上位(電源側)に位置する場合が多いが、DB 系列の全シ断器の直列過電流引はずし装置は、互いに連続給電のための協調を保ちうる。また N F 形 ノーヒューズシ断器とも協調する⁽²⁾。図 1.1, 1.2 に写真を掲げる。

2. 構造

DB-75, DB-100 形シ断器は相互に通電部、操作機構、引出機構、および付属装置に、ほとんど共通部品が使用できるように設計した。

DB-25 形および DB-50 形シ断器と同様に、DB 系列の一つの特長である固定形から引出形への変換(またはその逆)や、外形寸法を変えることなく、あらゆる付属装置を自由に着脱できるなどの利点は、少しもくずされていない。

つきに各部についての特長を説明する。

2.1 本体および操作機構

図 2.1 に DB-75 形および DB-100 形シ断器の断面図を示す。

通電部、操作機構、および付属装置は、パネルおよびプラットフォームを基体として組み立てられる。パネルは、故障回路投入時における、ばくだいな電磁反発力を、実質的に軽減する(特許第 241030 号)とともに、重量軽減の目的で、機械的、電気的性能のすぐれたアルミ合金鋳物に特殊熱処理を施したものを採用している。クロスバ、投入レバーなどには、抗張力、伸び、寸法精度、ともにすぐれた特性を持ち信頼度の高いノージュ鋳物を使用した。また通電部と操作機構を結ぶ絶縁リンクは、耐衝撃性および耐アーク性を要求されるので、ガラス繊維基材のポリ

エステル系の絶縁物モールドを使用した。数十回にもおよぶ大電流シ断設計試験にも所期の性能を示した。操作機構にはステンレス鋼鋳物、特殊青銅鋳物、およびステンレス鋼材などを使い分けて衝撃、摩耗に対して高性能な構造とした。大電流シ断の際のばくだいな電磁反発力による衝撃の緩和や、跳躍に対処するためさらにつぎのような考慮も払っている。一つは、クロスバでは外側の 2 極と連結させ、中央極はほかのレバーによって運動させ、このレバーとクロスバの係合部には適切な空隙を設けて、この二つの衝突によるエネルギーの消費によってシ断時の跳躍緩和の役目を受けもたせている。また、機構部の横に

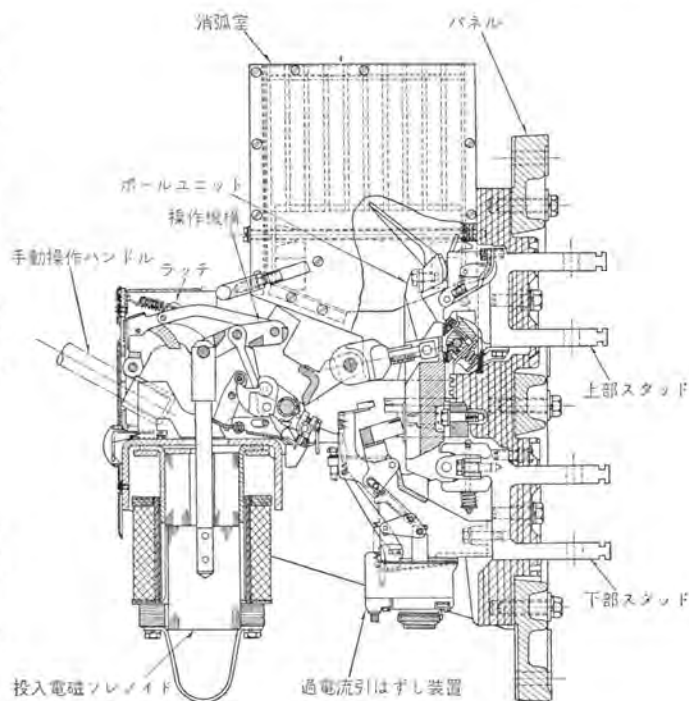


図 2.1 DB-75, DB-100 形断面図

Fig. 2.1 Cross-section view of types DB-75 and DB-100 circuit breakers.

イナーシャラッチを設け可動部の跳躍を小さな値に制限して、大電流シ断時における性能を向上させている。

図 2.2 に、DB-75 形シ断器の開閉速度特性を示す。図中の各曲線はクロスバの運動を描いており、5 kA, 90 kA, の非対称 rms. 3 相平均値を O, および CO 責務で試験した場合の一例である。図において、5 kA と 90 kA の開路曲線を比較すれば明らかなように、全行程の所要時間が 90 kA の場合約 1/2 になっていることや、シ断後のオーバートラベルの量からも、90 kA のときの電磁反発力が相当に大きなものであることを示している。また跳躍を示す部分の曲線の上部が平らになっていることは、さきに述べたイナーシャラッチが非常に有効であることを示している。

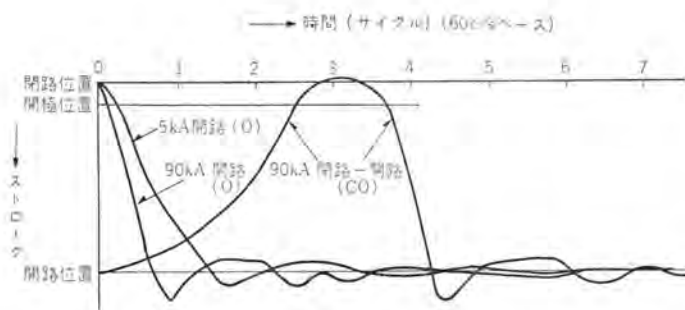


図 2.2 DB-75 形 ACB 開閉速度曲線

Fig. 2.2 Type DB-75 circuit breaker time-stroke curves.

2.2 ポールユニット

通電部は、単極ごとに モールドベースに組み込み ポールユニットを構成している。可動接触子アームは、当社独得の銅クロム合金を使用している。形状は単純で、慣性が少ない。この可動接触子アームには、直接電流を流すが、固定側との接続はヒンジ部分を通じて行なわれ、可撓導体を持たないことも特長の一つである。このヒンジ部分には、当社において研究した高硬度で耐剥離性のすぐれた銀厚メッキを採用しているため、故障電流の通電時にもかえってその接触圧力を増加させる構造にしていることと相まって、高性能を示している。この銀厚メッキは、摩擦係数が少ないのでしゅう動を容易にし、安定した接触を保つ。1万回の操作試験の結果によっても、銀厚メッキ部分の摩耗量はきわめてわずかであり、最大部でも15%をこえておらず、高性能を裏づけている。この銀厚メッキは、固定主接触子などの無発弧接触運動部に採用している。

固定アーク接触子は、数個並列に組み合わせ、その中央のものがほかのものよりも少し前方に突出する構造にして、アークを中心部で発生させる構造としている。また固定アーク接触子は、その行程が小さくてすむ構造にした。これは短絡故障回路の投入の際のばく大な電磁力を生起する電流がほぼ最初の1/2サイクル後に起こり得る最大値に達するため、これ以前に完全にラッチイン相当位置に到達させて、電磁反発力による悪影響を小さくするためである。後に述べる高性能な投入用電磁フレノイド機構の採用と相まって、実際の試験結果では、アーク接触子が接触してからラッチインするまでの時間は図2.2でも示されているとおり90kA(非対称rms3相平均)投入時0.3サイクル程度である。

2.3 過電流引外装置

過電流引はずし装置は各極に装備し、つぎの特性を持たせることができる。

- (1) 長限時および短限時引はずし
- (2) 長限時および瞬時引はずし
- (3) 瞬時引はずし

DB-75、DB-100形の過電流引はずし装置がDB-50、DB-25形のものに対して、とくに異なっている

点は、

(1) 長限時要素と、瞬時または短限時要素の磁気回路が独立して構成されていること。(特許第238320号)

これは相互の磁気干渉をなくし、動作時における目盛値の変動を少なくしている。また瞬時要素は単独に動作する構造であるから、引はずし時間は短くなっている。

(2) 短限時要素のある場合に弁別装置(Discriminator)を装備していること。(特許第247762号)

これは投入時にだけ(投入初期から投入完了後わずかの時間まで)、短限時特性を瞬時特性とするもので、もし回路に故障がなく投入が完了すれば、以後は短限時特性を有せしめる装置である。

図2.3に長限時および短限時引はずし要素を持った過電流引はずし装置の断面図、図2.4にその動作説明図および引はずし特性を示す。図2.4において、可動接触子アームにあまり大きくない範囲の過電流が流れたとき、長限時可動コア(B)は、固定コア(A)の方向に、長限時バルブ(F)から空気室(E)にはいる空気量によって、その速度を制限されながら移動し、ある時限後に引はずしクラック(J)を押し上げて、引はずしフィンガ(K)をけりし断器を引はずす。この動作が長限時特性を与える。この範囲の過電流ではスプリング(C)は圧縮されないの

で考慮する必要はない。つぎに短限時可動コア(M)を吸引するに十分な値の故障電流が流れた場合、投入時以外では(通常の動作時)、ピストン(T)内のスプリングによってレバー(U)とラッチ(V)の係合がはずされているので、コア(M)が吸引されると短限時バルブ(P)を、あらかじめ決められたところまで開き、長限時に比べて非常に短い時限(6~30サイクルの間の決められた値)で引はずすように動作する。

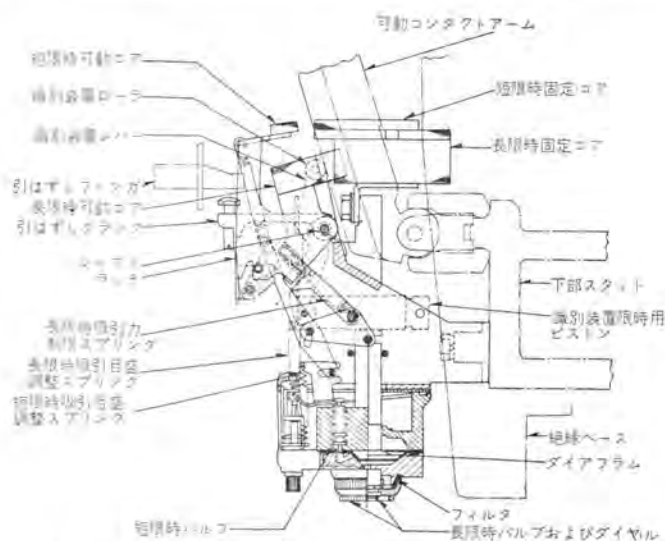


図 2.3 長限時および短限時要素装備の過電流引はずし装置断面図
Fig. 2.3 Cross-sectional view of overcurrent tripping device with long delay and short delay element.

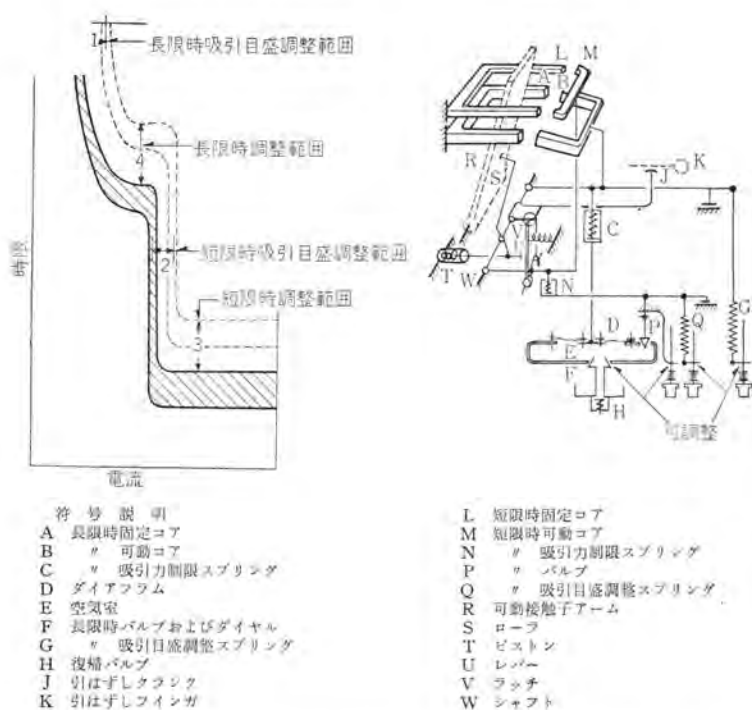


図 2.4 長限時および短限時要素装備の過電流引はずし装置の特性および動作説明図
Fig. 2.4 Time-current characteristics of overcurrent tripping device with long delay and short delay elements.

このとき、長限時可動コア (B) はスプリング (C) を圧縮して、完全に 固定コア (A) に吸着しており、空気室への空気の流入は スプリング (C) の力によってだけ行なわれる。つぎに主回路が、短限時吸引目盛値以上の故障電流を流しうる状態にあるときにこの回路を閉路した場合には、長限時要素の動作および 短限時バルブ などに関係なく瞬時に引はずしを行なう。この原理は弁別装置 (T) が シリスタ、ピストン および スプリング から構成されており、その動作に約 0.5~1 sec の時限を持っていることである。すなわち、シ断器 の投入が行なわれ、可動接触子アーム (R) が運動しても弁別装置 (T) の持つ時限によって、ローラ (S) は 接触子アームの動作に追いつき得ない。したがってレバー (U) とラッチ (V) との係合は保たれ、短限時可動コア (M) の動作で、直接引はずし クラック (J) を押し上げ、瞬時にシ断器を引はずす。もし主回路に故障がなく、シ断器 の投入が完了されれば、弁別装置のもつ時限以後には レバー (U) とラッチ (V) との係合を解く。

この弁別装置による故障回路投入時の瞬時引はずし特性の効果は、故障回路投入時における大電流の無用な時間の通電を防止し、回路および機器を保護しかつ、常時は給電の連続性を失わしめない。また、投入操作機構は機械的引はずしが自由であるから、故障回路投入時における大きな電磁反発力に打ち勝って必ずしもラッチさせる必要がなく、投入装置の苛酷な責務を軽減すると同時に低負荷投入時における衝撃を少なくし、シ断器自体をも保護する。

2.4 投入操作電磁ソレノイド機構、および制御継電器

投入操作方式は取扱いが簡単で、保守点検の容易な 電磁ソレノイド方式 を採用している。鉄心は、とくに成層銅板としている。

制御継電器は 絶縁物モールド を母体にコンパクトに構成されて、投入操作電磁ソレノイド機構の左側に取り付けられる。この継電器は、継電器接点解放装置によって、シ断器投入完了と同時に機械的にその接点を開くような構造をとっており、簡単な制御回路によって電氣的引はずし自由を全うする特長を持つ。

図 2.5 に標準投入操作回路を示す。

シ断器 の操作電源には、現在蓄電池が相

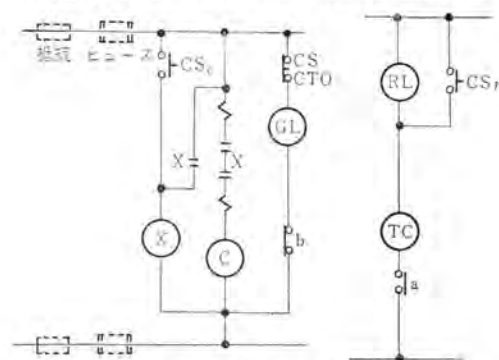


図 2.5 標準投入操作回路
Fig. 2.5 Typical control circuit.

当な比重を占めて使用されているが、交流電源による場合も少なくない。交流操作の場合、これまでは セン整流器を経由させていたが、現在では シリコン整流器 を使用するのを標準として推奨している。投入操作電磁ソレノイド機構の横に簡単に取り付けられる。シリコン整流器を用いた場合の利点は セン整流器 の場合に比べて、シ断器 の外形寸法を変えることなくシ断器に内蔵できるので、据付の スペース を考慮する必要がまったくなく、また損失が非常に少ないので、投入操作電流も約半分ですむ。

2.5 閉鎖三段式引出機構

シ断器 を、閉鎖形配電盤に内蔵させ、引出構造にすると点検、保守、据付に便利であり、安全性の高いことは周知のとおりであるが、DB 形シ断器 はこの引出構造に適するよう最初から設計してある。引出方式の特長を十分に生かした閉鎖三段引出形は、DB-25, DB-50 形シ断器 については、すでに、電力関係および製造工場向けに多数納入している。DB-75, DB-100 形にもこれを適用し、DB 形全系列にわたって閉鎖三段引出構造を完成させた。

閉鎖三段引出構造は、“接続”“試験”“断路”の 3 位置において配電盤の トビラ を閉じておくことができ、点検、保守のためには十分な距離を引き出すことができる。こ

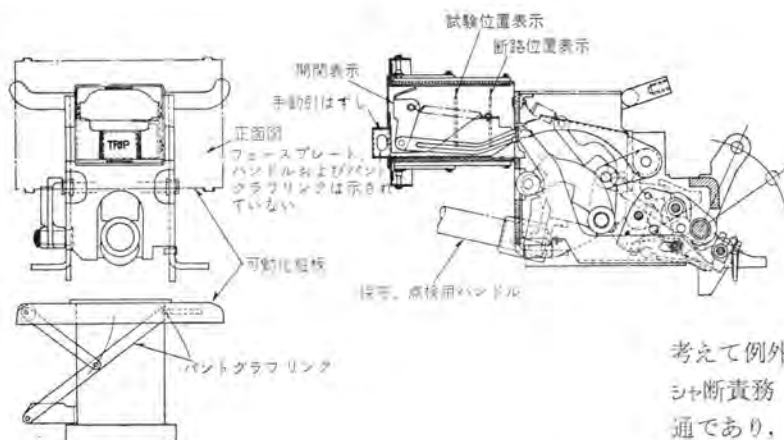


図 2.6 DB-75, DB-100 形開鎖三段式操作機構
Fig. 2.6 Type DB-75 and DB-100 three position operating mechanism.

のことは、操作者に対して十分な安全性を持ち、外部からの障害から、シヤ断器自身を保護し、また狭い通路などにおいては、その特長を十分発揮できる。“試験”“断路”位置においては、操作機構の前につけた角形の部分が位置に応じた量だけトビラより前方に突出するので、遠くからでもシヤ断器の位置を確認することができる。

図 2.6 に操作機構部付近の断面図を示す。

3. 交流定格事項

連続作業生産工場などの低圧電源変圧器の単器容量は 2,500 kVA 程度に達しようとしている。二次定格電圧 460 V、インピーダンス 5.5 %、一次側回路短絡容量を 500 MVA と仮定すると、

変圧器二次連続定格電流……………3,140 A

変圧器二次短絡電流 (交流分)……………約 52.5 kA⁽³⁾

となる。変圧器二次側出口に低圧電源シヤ断器が必要か否かは、一次および二次の回路設計計画のいかんによるわけであるが、一般につきのような場合には必要であると考えられる。

a. 変圧器の一次側保護にヒューズを使用するとき。この場合は低圧電源シヤ断器に対し、一次側デスコはインタロックする必要がある。

b. 一次側シヤ断器が低圧電源変圧器より相当離れた場所に設置されているとき。

c. 二次側が複数個の変圧器により給電されるとき。この場合には母線連絡シヤ断器なども必要となる。

二次側が単一の変圧器により給電され、かつ一次側シヤ断器がこれに接近して設置されているような場合には、変圧器二次電源シヤ断器は必ずしも必要ではなく、いくつかのキ電用シヤ断器を並列に直接設置してよい。一般にキ電用シヤ断器には、変圧器あるいは発電機が供給する短絡電流に負荷中の電動機のバックアップ電流が重畳して流れる。電動機連続定格電流の数倍程度を短絡発生後 1/2 サイクル時のバックアップ電流として考慮する場合が多く⁽⁴⁾⁽⁵⁾実用的概算法として、たとえば変圧器短絡電流

に単純に加算する。前記変圧器の場合、負荷が全部電動機として変圧器定格電流の 4 倍を加算すると⁽⁶⁾、交流分短絡電流は 67 kA となる。

3.1 定格電流

シヤ断器の定格電流は一般に最大値で表現する。発電機、電動機、変圧器などのように過負荷定格あるいは冬期定格は保証しない。シヤ断器にはその責務から

考えて例外的に高い寿命上の信頼度も要求される。またシヤ断責務を遂行後は、連続通電容量が減少するのが普通であり、これらが過負荷定格を設定しない理由である。さきに当社は DB 系列で低圧気中シヤ断器を、コンパクトに設計した引出構造の開鎖形配電盤 (以下キュービクルと称す) に内蔵して使用するのが普通化した。このキュービクル内空気温度は外気温度より 15°C 増以内におさえるようにしている。DB-75, DB-100 形の場合、キュービクル内空気温度は表 1.1 の定格電流を流通させて 8~12°C 増であった。高度の信頼性を要求される主回路通電部に接する絶縁物は、B 種絶縁で構成しており周囲温度 55°C において接触部ならびに通電部の温度上昇規格値 50°C (65°C-15°C JEC) に対しては余裕をもっている。DB-75, DB-100 形の場合表 1.1 の定格電流を流通させて接触部と主回路の温度上昇値は 35~42°C であった。これらのシヤ断器は表 1.1 のシヤ断責務を遂行後も同表の定格電流を連続流通させて規格許容値をこえない。一般に定格容量に近い大電流をシヤ断後などにおいては、ある期間内に接点の点検手入れが行なわれるし、また、点検手入れが行なわれるまでの期間は温度上昇が 10°C 程度規格値を上回っても、寿命上さしたる影響はないと規格上の解釈が行なわれている⁽⁷⁾。これらの意味において表 1.1 の定格電流値には裕度があるわけであるが、これはシヤ断器本来の能力を長期間にわたり保持するための寿命上の裕度である。よって DB 系列のシヤ断器については、ほかのシヤ断器と同様に過負荷定格は保証しない。したがって、たとえば 460 V, 2,500 kVA の変圧器の二次連続定格電流が 3,140 A であるならば、低圧電源シヤ断器の定格電流は、これよりたとえば 25 % 大きい 4,000 A のものが望ましいということになる。

連続作業生産工場などにおいて、比較的長く大きいピーク負荷がかかる場合、直列過電流引はずし装置の長限時吸引電流目盛をシヤ断器定格電流の 160 % などに設定して給電の連続性を保たせることができる。しかし、だいたいにおいて 1 h ないし 2 h の平均負荷は、シヤ断器の定格電流すなわち一般的には、直列過電流引はずし装置の定格電流値をこえないようにするのが望ましい。DB-75, DB-100 形に関しては、このような場合の定格値を、シヤ断器定格電流のいかにかわらず、定格電流の最大値 (キュービクル内蔵で、DB-75 形は 3,000 A, DB-100 形は 4,000 A) にとることができる。

表 3.1 定格表

形 名	定格電圧 (V) 50/60 c/s	定格電流 の最大値 (A)	定格シャ断電流 短絡発生後 1/2 サイクル時 における値 (kA)		定格短時間電流 1 sec 間 (kA) 直列過電流引はずし装置を含む	
			交流分	非対称値 (rms 3 相平均)	交流分	非対称値 (1/2 サイクル時における)
DB-75	600 250	3,500	75 85	90 100	75	90
DB-100	600 250	5,000	100 130	120 150	100	120

(注) 開放据付の場合を示す。

DB-75, DB-100 形を開放式に据付ける場合、すなわち周囲空気温度が 40°C をこえない場合には表 3.1 に示す値で使用する事ができる。

3.2 定格シャ断電流ならびに投入電流

キューピクルに内蔵して使用する場合の DB-75, DB-100 形の定格シャ断電流は表 1.1 に示す交流分数値で保証し、なお 1/2 サイクル時における非対称 rms 値 3 相平均値も併記する。DB 系列のシャ断器は、2,500 kVA に達する大容量低圧電源変圧器においても、 X/R の値がだいたい 6.6 以下であることを考え、交流分数値と非対称値を $X/R \doteq 6.6$ ($\cos \theta \doteq 0.15$) として関連づけた。DB 系列のシャ断器の選定にあたっては、回路短絡電流交流分をはあくし、この値以上の交流分定格シャ断電流のものを表 1.1 から選ぶ。もし短絡回路の X/R が 6.6 を超過するような場合には、1/2 サイクル時の非対称 rms 3 相平均値を次式⁽⁸⁾から計算をし、その値以上の非対称定格シャ断電流のシャ断器を表 1.1 から選ぶのをたてまえとしている。

$$\text{非対称値 (rms 3 相平均)} = K_2 \times \text{交流分 (実効値)} \quad (3.1)$$

$$K_2 = 1/3 \{ \sqrt{1+2 \sin^2(\phi-\theta)} e^{-2\pi R/X} + \sqrt{1+2 \sin^2(\phi+2/3 \pi-\theta)} e^{-2\pi R/X} + \sqrt{1+2 \sin^2(\phi+4/3 \pi-\theta)} e^{-2\pi R/X} \} \quad (3.2)$$

式 (3.2) はつぎの二つの仮定をもつ。

a. 1/2 サイクルの間では回転機のインピーダンスも、その変化を無視でき、したがって交流分は減衰しない。

b. 投入角 ϕ と、力率角 θ の関係において、特定の X/R ($\tan \theta$) の値に対しても、 K_2 は変わるが、1/2 サイクルの間に、直流分が 90% 以下に減衰する大多数の短絡回路では、 K_2 の変化量は小さく無視できる。よって実際の計算は $\phi - \theta = \pi/2$ として行なう。

$X/R=10$ ($\cos \theta \doteq 0.1$) のとき $K_2 \doteq 1.23$ (1.2272~1.2284) となり、たとえば短絡電流交流分 (実効値) が 67 kA であれば、

非対称値 (rms 3 相平均) $\doteq 1.23 \times 67 \text{ kA} = 82.5 \text{ kA}$ となる。

K_2 と $\cos \theta$ の関係を図 3.1 に示す。

DB-75, DB-100 形のように大短絡電流値をもつ回路の投入に引続くシャ断を行なうものでは、電磁力の処理が設計上の重要な問題点の一つになる。このシャ断器は 2 項で述べたように

DB-75, DB-100 形低圧気中シャ断器・勝田・竹内

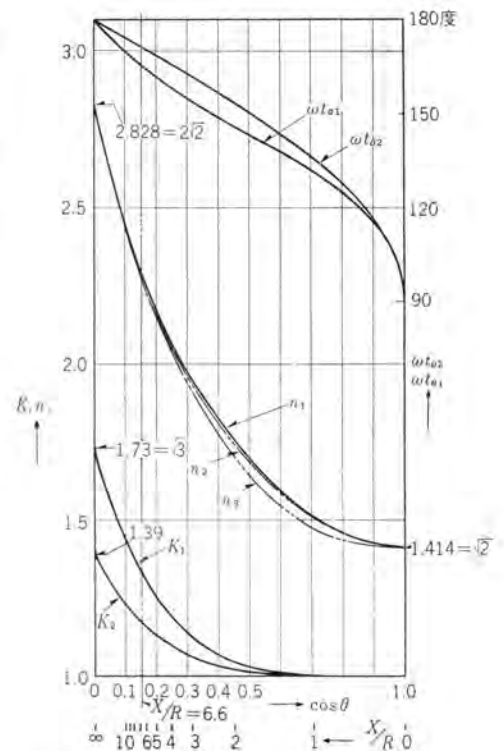


図 3.1 $\cos \theta$ - 非対称係数曲線

Fig. 3.1 $\cos \theta$ vs. asymmetrical factors curves.

a. 電磁反発力最大値発生時期の遅延をはかる構造 (特許第 241030 号)

b. 特定相 (最大可能相) の瞬時値が最大値に達しうる約 1/2 サイクルの時間が経過するまでに ラッチイン相当位置に可動部を到達させるための接触子配列ならびに投入操作機構

c. 電磁力により、開放位置に強力に加速される可動部の跳躍を防ぐ装置

をもっており、余裕をもって CO 責務を完遂する。

一般にシャ断器の投入容量に対する苛酷度は、最大可能値が生じうる相の最初の周波の瞬時最大値の大きさによるが、その生起する時期のわずかの差も無関係ではない。しかしながら、ある一定の交流分の値に対し、最初の周波の瞬時値が大きくあらわれうる短絡力率の小さい回路、すなわち回路の X/R が大きい場合には、短絡発生後 1/2 サイクル経過直前に瞬時最大値が生起する。1/2 サイクルより、より早い時期に瞬時最大値の生起しうる短絡力率の大きい回路では、その値は小さい。結局、1 相に生起しうる瞬時値の可能最大値の大きさが投入容量の苛酷度を示すものと考えてよく、この値の大きい場合が同時に短絡発生後 1/2 サイクルにおける非対称 rms 3 相平均値が大きく、表 1.1 に併記した定格シャ断電流非対称値は間接的に投入容量の大きさを表わす。以下これらの問題に若干ふれる。

抵抗 R , リアクタンス X , なる回路に

$e = \sqrt{2} E \sin(\omega t + \phi)$ なる交流電圧を加えたとき、つぎの電流が流れる。

$$i = \sqrt{2} I \{ \sin(\omega t + \phi - \theta) - \sin(\phi - \theta) e^{-\omega t / \tan \theta} \} \quad (3.3)$$

ここに、 i ……電流瞬時値

I ……電流交流分実効値

t ……時間

ϕ ……投入位相角

θ ……回路力率角 ($\tan \theta = X/R$)

今ある任意の力率の回路において、最初の周波に起こりうる最大波高値 (瞬時最大値) を $i_{\max 1}$ とすると、

$$i_{\max 1} = \sqrt{2} I \{ \sin(\omega t_1 - \theta) + \sin \theta e^{-\omega t_1 / \tan \theta} \} \quad (3.4)$$

このとき常に $\phi = 0$ である。ここに t_1 は最大波高値の生起する時間を示す。 $i_{\max 1}/I = n_1$ とすれば、

$$n_1 = \sqrt{2} \{ \sin(\omega t_1 - \theta) + \sin \theta e^{-\omega t_1 / \tan \theta} \} \quad (3.5)$$

式 (3.4)、(3.5) の ωt_1 と θ の関係は

$$\cos(\omega t_1 - \theta) = \cos \theta e^{-\omega t_1 / \tan \theta} \text{ である。}$$

$\cos \theta$ に対する、 n_1 および ωt_1 の関係を図 3.1 に示す。

図からも、最大波高値は $\cos \theta = 0$ ($X/R = \infty$)、 $\omega t_1 = \pi$ ($t_1 = 1/2$ サイクル)、 $\phi = 0$ 、のときその値がもっとも大きく、 $\cos \theta$ によって n の値および生起時間が変化することがわかる。

つぎに、式 (3.5) の近似式を示す。

式 (3.5) の n_1 、 t_1 に相当するものを n_2 、 t_2 として

$$(\omega t_2 - \theta) = \pi/2 \text{ とすると、}$$

$$n_2 = \sqrt{2} \{ 1 + \sin \theta e^{-(\pi/2 + \theta) / \tan \theta} \} \quad (3.6)$$

を得る。 n_2 および t_2 を図 3.1 に示した。これを先の n_1 、 t_1 と比較すると n_1 、 n_2 はほとんど差を認めない。すなわち ωt_1 を厳密に必要としない場合は、式 (3.6) で十分である。

つぎに生起する時刻を、短絡発生後、 $1/2$ サイクル ($\omega t = \pi$) 時に限定した場合に起こりうる瞬時最大値を求めると、

$\cos(\phi - \theta) = 0$ の関係が生じ、これを式 (3.3) に代入すると、(この時の係数を n_3 とすると)

$$n_3 = \sqrt{2} \{ 1 + e^{-\pi / \tan \theta} \} \quad (3.7)$$

を得る。この n_3 も図 3.1 に示した。

また図 3.1 には相最大非対称 rms 係数 K_1 、非対称 rms 3 相平均係数 K_2 、を示したが、これらは短絡発生後 $1/2$ サイクル時を基準としており、 K_1 は次式で示される。

$$K_1 = \sqrt{1 + 2e^{-2\pi / \tan \theta}} \quad (3.8)$$

K_1 と n_3 との関係は、

$$n_3 = \sqrt{2 + \sqrt{K_1^2 - 1}} \quad (3.9)$$

である。これら、 K_1 あるいは n_3 は、シヤ断器投入容量、ヒューズシヤ断容量、機器ならびに母線などの過電流強度を考察する上に、近似値ではあるが実際的に有用な係数である。

つぎに短絡電流交流分 (実効値) 67 kA における、各値の一計算例を示す。

$\cos \theta$	$n_1 I$	$n_2 I$	$n_3 I$	$K_1 I$	$K_2 I$ (kA)
0.1	164	164	163.8	96.2	82.4
0.15	155	155	153.8	89.2	78.7
0.3	132	131.7	130	75.8	71.4
0.5	113.3	112.9	111	68.9	68.0

この結果から、 $\cos \theta = 0.15$ ($X/R = 6.6$) の回路においては、瞬時最大値は、短絡電流交流分 (実効値) が 67 kA のとき、155 kA にも達しうることがわかる。また、係数として n_1 、 n_2 、 n_3 、いずれを使用しても、その値はきわめて近似である。数値の傾向からも投入の苛酷度は $K_2 I$ (非対称 rms 3 相平均値) をもって、実際的な目安とすることができる。

JEC-145 (交流シヤ断器)、IEC-TC 17 B (Low-voltage Switchgear and Controlgear) 規格で規定している定格投入電流は、上記 nI の値に相当する。

つぎに瞬時最大値が ωt_0 に生起する場合を考察する。

この場合における瞬時最大値を $i_{\max 4}$ 、 $i_{\max 4}/I$ を n_4 とすると、

$$n_4 = \sqrt{2 \{ 1 + e^{-\omega t_0 / \tan \theta} (e^{-\omega t_0 / \tan \theta} - 2 \cos \omega t_0) \}^{1/2}} \quad (3.10)$$

となり、これを図 3.2 に示す。図から明らかなようにいかなる $\cos \theta$ の値に対しても、太線で示す値以上は起こり得ない。

キュービクルのコンパクトな設計を可能にし、かつシヤ断時に発生する高圧力、高温、かつ絶縁耐力の低いガスのおよぼす影響を最小にするためには内蔵するシヤ断器はとくに大電流範囲において、短い電弧時間でシヤ断を完遂する必要がある⁽⁹⁾。キュービクルに内蔵するシヤ断器においては、キュービクル容積、強度、開口度などが操作者に対する安全性に、あるいはシヤ断特性に関連してくるので、総合的な短絡試験により、シヤ断器ならびにキュービクルの定格が決定されるべきである。

DB-75、DB-100 形をパワーセンタ形式の引出構造のキ

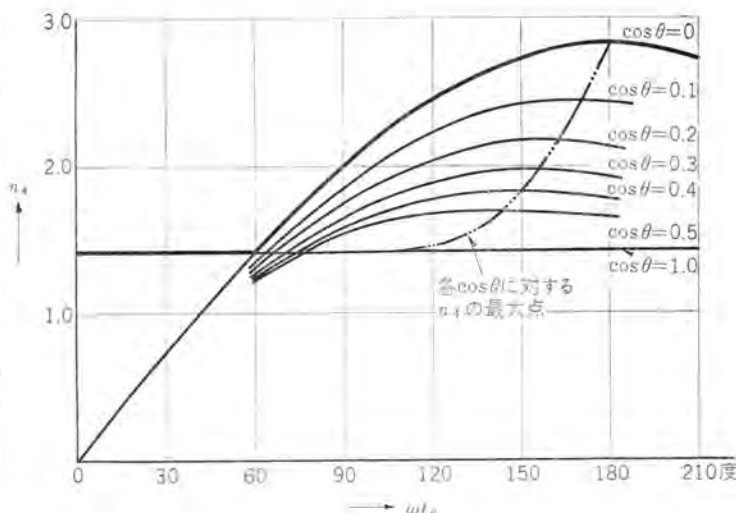


図 3.2 ωt_0 -非対称係数曲線

Fig. 3.2 ωt_0 vs. asymmetrical factor curves.

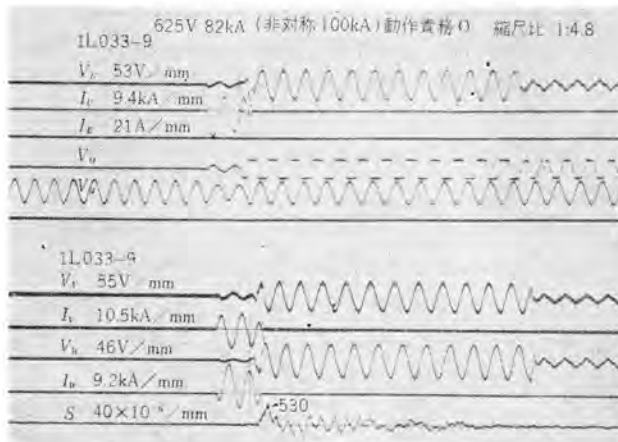


図 3.3 DB-100 形短絡試験オシログラム
Fig. 3.3 Three phase 625 volts 100,000 amperes interrupting test oscillogram of type DB-100 low voltage power circuit breaker.

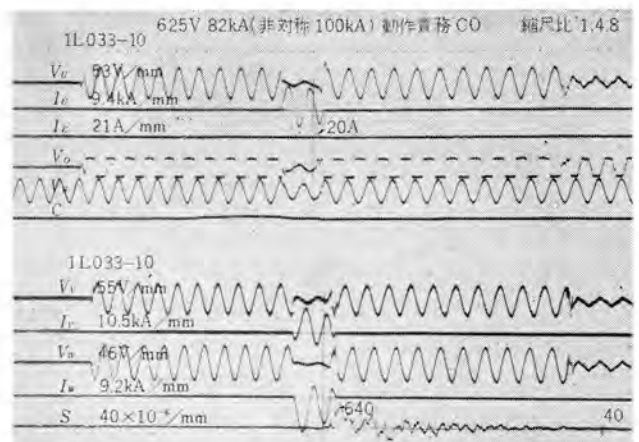


図 3.4 DB-100 形短絡試験オシログラム
Fig. 3.4 Three phase 625 volts 100,000 amperes close-open duty interrupting test oscillogram of type DB-100 low-voltage power circuit breaker.

キュービクルに内蔵して厳密な短絡試験を実施した。図 3.3, 3.4, 3.5 はこの試験における DB-100 形の短絡試験オシログラムの一部であり、数値を表 3.2 にまとめて示す。オシログラムは 0.5~0.6 サイクル程度の電弧時間を示しており、表 1.1 に示した定格値に対しては、キュービクルの変圧度、接地漏れ電流は無視できる程度におさまる。なお給電電圧が 250 V の場合は、電弧時間は定格遮断電流値付近では 0.4 サイクル程度となり、低電圧と相まって遮断時におけるガスの影響はいっそう軽微であった。

図 3.5 ならびに表 3.2 から、DB-100 形で交流分（実効値）で 100 kA（1/2 サイクル時非対称値 rms 3 相平均 125 kA）程度を遮断すると、キュービクルが受ける電磁力やガスの影響は無視できない程度に増大することがわかる。しかしながら、遮断器を電磁力ならびにガスの影響を十分に考慮して設計した開放形のワッ組に組み込んで据付けられるならば、遮断器自体は表 3.1 に示す定格遮断電流をもつ。

3.3 定格短時間電流

直列過電流引はずし装置に瞬時引はずし要素がある場合には、定格短時間電流を考慮に入れることなく、遮断器を選定できる。

DB-75, DB-100 形を含む DB 系列の遮断器は、直

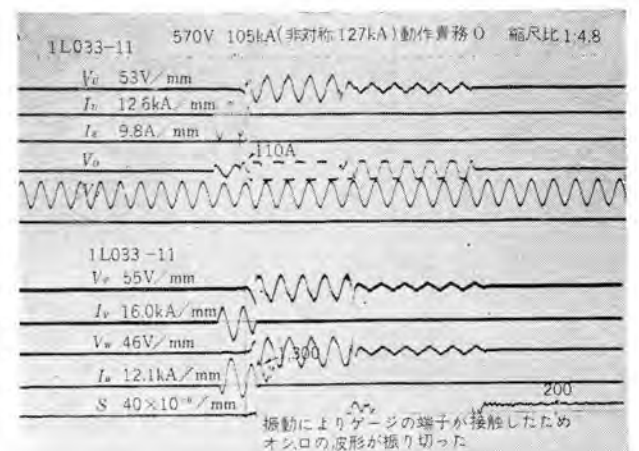


図 3.5 DB-100 形短絡試験オシログラム
Fig. 3.5 Three phase 570 volts 127,000 amperes interrupting test oscillogram of type DB-100 low voltage power circuit breaker.

列過電流引はずし装置に短絡電流範囲で応動する短限時引はずし要素を組み込み、給電の連続性をはかることができる⁽²⁾。短限時引はずし要素の時遅量は最大 0.5sec である。表 1.1 に示す定格短時間電流は、DB-75, DB-100 形に、キュービクル内で短絡試験を実施した後に、引出形

表 3.2 DB-100 形短絡試験結果の一例

オシログラム 番号	動作 責務	回路条件			試験条件					試験結果				
		短絡率	XR	K _s	相	給電電圧 (V)	回復電圧 (%)	遮断電流 (kA)		遮断時間 (サイクル/60 c/s ベース)			キュービクル関係	
								交流分 (実効値)	非対称値 1/2 サイクル における rms 3 相平均	開極 時間	アーク 時間	全遮断 時間	永久ゆがみの有無	接地漏れ電流 (A) × (sec)
IL-033-9	O	0.113	8.8	1.22	U V W	625	98	80 82 80	100	1.60	0.60 0.60 0.60	2.20 2.20 2.20	なし	0
IL-033-10	CO	0.113	8.8	1.22	U V W	625	97	82 83 81	100	1.50	0.50 0.50 0.60	2.20 2.20 2.10	きわめて小	20×0.1
IL-033-11	O	0.122	8.4	1.21	U V W	570	97	105 107 103	127	1.30	0.50 0.60 0.60	1.80 1.90 1.90	あり	110×0.25

主回路接続接触子を含んで1 sec 間流通させ、異常のないことを確めた値である。直列過電流引はずし装置に瞬時引はずし要素がなく、短限時引はずし要素をもつ場合には、定格短時間電流により、定格分断電流の最大値は押えられる。

4. む す び

たとえば、数千アンペアの連続通電電流がもたらす熱的な問題、100 kA に達する3相短絡分断時に発生する高圧力、高温ガスの影響、250 kA の波高値電流の電磁力の問題などに対応させ、総合的に最善の解決をはかる一つとして強い機械的応力に耐え、高度の寸法精度を長年にわたり維持する、耐アーグ性の大きいB種絶縁物モールド製品を開発した。絶縁物モールド製品としては相当大形の部類に属し、その巧妙な形状は、大電流量の主回路導電部などを、単純な方法で堅固に装着させる。このほか、このような斬新で十分に研究された材料と、進歩した工作技術は、DB-75、DB-100形の完成にいちじるしい貢献をした。関係者に深い敬意と謝意を表する。

DB系列の分断器は、汎用低圧交流用としては、DB-75、DB-100形の開発で一応その系列化を完成した。NKK認定はDB-25形(DC、ACとも4種)、DB-50形(DC 5種、AC 500 V 50,000 A)、DB-75形(AC 500 V 75,000 A)につき取得した。

DB系列の直流分断器としては、主界磁そう入用としてDBF-6、DBF-16、DBF-40形をもっており、DBF-6形を残し、開発を完了した。これらは新鋭火力発電所向けに相当台数納入し、運転中である。とくにDBF-40形は、15万kWから30万kWに達する最新鋭内部

冷却タービン発電機の主界磁そう入用として、数台納入運転中であり、なお十数台を製作中である。その苛酷な特殊の分断責務と試験結果の考察に関しては稿を更めたい。このほか汎用直流分断器、艦船用直流分断器にもDB系列として数機種をもっており、系列化をいそいでいる。

直交流とも特殊の付属装置、たとえば低過電流の連続流通に対する警報装置、手動によるパネ操作投入装置も完成した。画期的な性能を提供し、好評を博した直列過電流引はずし装置についても、なおいっそうの性能の向上と、適用を単純化する研究をつづけている。

参 考 文 献

- (1) 横浜 博：閉鎖三段式パワーセンタ、「三菱電機」34, No. 9, p. 84 (昭 35-9)。
- (2) 勝田久登：DB形気中分断器による船舶電気回路の保護、「三菱電機」33, p. 620 (昭 34-5)。
- (3) 勝田久登：DB形低圧気中分断器、「三菱電機」31, No. 3, p. 34 (昭 32-3)。
- (4) IEC-(TC 18)：Electrical Installation in Ships, (1959)。
- (5) NEMA-(SG 3)：Low Voltage Power Circuit Breakers, (1958)。
- (6) ASA-(C 37-13)：Low Voltage Air Circuit Breakers, (1954)。
- (7) JEC-145：交流分断器, (昭 34)。
- (8) 日本電機工業会：艦内短絡電流研究会調査報告書, (昭 34)。
- (9) H. P. CLAIR & OTTO NAFF：Considerations in the Rating and Testing of Power Circuit Breakers, A. I. E. E. Trans. 71, 144 (1952)。

最近における当社の社外寄稿一覧

寄稿年月日	誌 名	題 目	執 筆 者	所属場所
36-2-1	国際航空電子機器委員会 (西独)	Field Test of 24,000Mc Radar at Tokyo International Airport.	樫本俊彦・近藤輝夫	無線機
36-2-4	電気学会誌時報	エネルギー変換法	加藤又彦	伊 丹
36-2-15	エレクトロニクス誌	エレクトロニクスと夢	石黒克巳	研究所
36-2-23	電気学会誌時報	電子励磁器の好運転経験	加藤又彦	伊 丹
36-2-25	電気学会	分断器の残流電流と電流零点近傍における現象(とくにゼロメートル故障について)	潮 恒郎・伊藤利朗	研究所
36-2-27	電気書院「図説電気」	半導体整流器を使用する誘導電動機の変速制御	青木武志	長 崎
36-2-27	電気書院「図説電気」	分解組立の容易なFA形誘導電動機の構造を見る	高 原 洋 介	長 崎
36-2	電気通信学会	広帯域結合多重同調回路の設計公式	北垣成一	無線機

静止レオナードによる直流電動機の可逆運転

伊丹製作所 細野 勇*・城塚 慎一*

Reversible Drive of DC Motors with Static Ward-Leonard System

Itami Works Isamu HOSONO・Shinichi SHIROTSUKA

In spite of its excellent characteristics, the static Ward-Leonard system has been seldom applied to the reversing drive of DC motors in this country. But completion of electric power network and demand for control performance of high grade have given impetus to employ this system in the drive of rolls such as blooming mills before long. To provide for the trend Mitsubishi has started to adapt the static Ward-Leonard system for the control of DC motors driving planers. In the control are used a phase control circuit of a half cycle response working on the principle of the Ramey type magnetic amplifier and control change-over devices provided with non-linear elements. This has brought success in reversing drive for a short reversing period of time close to the theoretical minimum.

1. ま え が き

イグナイトロン整流器などの水銀電力変換装置は、静止器であり保守が容易であること、効率がよいこと、速応性に富み利得は大きく、制御性に富むことなどの理由から近來あらゆる部門でワードレオナード方式にとってかわって、イグナイトロン整流器を電源に用いた静止レオナード方式が採用されるようになった。ホットストリップミル、ワイヤミル、抄紙機などの制御は静止レオナード装置のもっとも得意とするところであり、ほかの方式の追従をゆるさぬすぐれた制御性能を発揮しているが、これらの連続制御だけでなく、分塊圧延機やプレーナなどの逆転運転に用いてもとくにすぐれた制御性を示す。このような静止レオナードによる電動機の逆転運転はつとに外国において研究され、古くから実用に供されているが、わが国では、あまり実用に供されている例を聞かない。それは、このような逆転運転においては直流電動機を前方向、逆方向に何度も

起動、加速、負荷、減速しなければならず、それについてイグナイトロンを順変換装置および逆変換装置の両領域で用いる必要があるうえ、加速および減速時に電流を一定値以下に押える必要があるなど、高度の制御技術を要求せられたためでもあるが、当社では本文で詳述するような速応性の広角度位相制御回路と、独自の非線形制御回路を用いることによってこれらの困難を打破し、プレーナの制御に用いて優秀な制御性を得ることができた。図1.1はこの静止レオナード装置を用いたプレーナの逆転駆動装置の写真である。

2. 駆動方式の概要

静止レオナード装置においては、イグナイトロン変換器に流れる電流の方向は変わらないため、イグナイトロン変換器内でのエネルギーの流れる方向は、電圧の極性によって決定される。そのため回生が必要な直流電動機の逆転駆動に用いる場合には、変換器には一定方向の電流を流し、イグナイトロン変換器に加わる電圧の極性が変わるような回路をもうけてやる必要があり、この方法としては、従来からつぎに示す3種類の方法が用いられている。

- (1) 2組のイグナイトロン変換器を用い、正転運転時と逆転運転時とで別の組のイグナイトロン変換器を用いる方法。
- (2) 1組のイグナイトロン変換器と主回路切換器を用いる方法。
- (3) 1組のイグナイトロン変換器と直流電動機の界磁切換回路を用いる方法。

(1) の2組のイグナイトロン変換器を用いる方法は、その略図を図2.1に示すように十字結線を用いるか、または逆並列に接続した2組のイグナイトロン変換器を用い、たとえば、前方向回転時にはAグループの変換器を用い、これの制動時からは、今度はBグループの変換器に通電

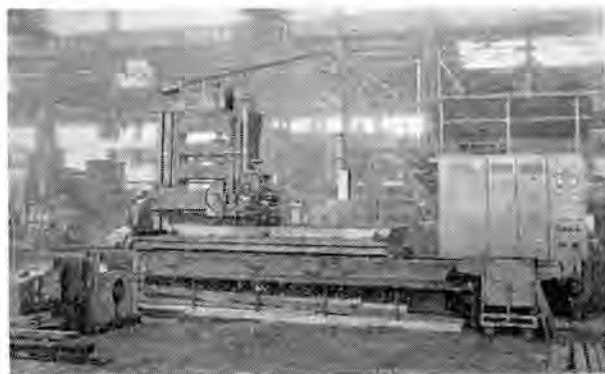
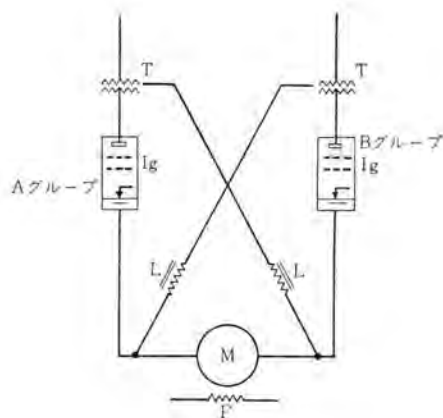


図 1.1 静止レオナードによって駆動されるプレーナ
Fig. 1.1 Planer driven by a static Ward-Leonard system.

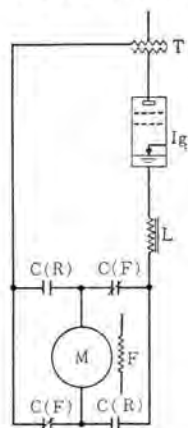


記号	名称
T	変圧器
Ig	イグナイトロン変換器
L	直流リアクトル
M	直流電動機
F	電動機界磁

図 2.1 十字結線方式レオナード装置
Fig. 2.1 Cross connection type static Ward-Leonard device.

を開始して、直流電動機の電流方向を逆転し電力を回生して減速させ、引続いて逆転させる方法であり、逆転に要する時間はもっとも短く、性能はもっとも良好であるが、設備がすべて二重になるため、経済的にはもっとも不利である。

(2)の1組のイグナイトロン変換器を用いる方法は、図 2.2に示すように、直流電動機の電機子回路に主回路切換器 C をもうけ、これによってイグナイトロン変換器に加わる電圧の極性を変換させ回生制動および引続いて逆転を行なわせる方法であり、逆転時間も短く、経済的にももっとも有利である。

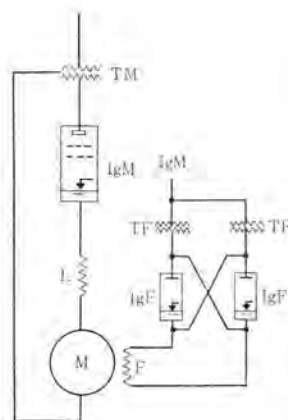


記号	名称
T	変圧器
Ig	イグナイトロン変換器
L	直流リアクトル
M	直流電動機
F	電動機界磁
C	主回路切換開閉器

図 2.2 主回路切換方式静止レオナード
Fig. 2.2 Main circuit change-over type static Ward-Leonard system.

(3)の1組のイグナイトロン変換器と直流電動機の界磁切換を併用した方法は、図 2.3に示すように、直流電動機の界磁電流の極性を変えて電機子電圧を変換させ、回生および逆転を行なわせるものであり、界磁切換中は十分なトルクが発生せず、逆転に要する時間はもっとも長い、経済的には有利であり、また保守も比較的容易であるといえる。

以上の3方式を検討した結果、(2)のイグナイトロン変換器と主回路切換器を用いる方法が、特性上からもまた経済的にも、もっとも有利であると考えられるため、今回は



記号	名称
TM	主回路変圧器
TF	界磁変圧器
IgM	主回路イグナイトロン
IgF	界磁用イグナイトロン
L	直流リアクトル
M	直流電動機
F	電動機界磁

図 2.3 界磁切換方式静止レオナード
Fig. 2.3 Field change-over static Ward-Leonard system.



図 2.4 静止レオナード運転シーケンス
Fig. 2.4 Static Ward-Leonard operation sequence.

(2)の方式を採用して、ブレーナの駆動用の静止レオナード装置を製作した。

この場合には、その動作は上記の図 5.1 のオシロに示すようになるが、これを略記してその標準シーケンスを示すと図 2.4および下記に説明するようになる。すなわち、

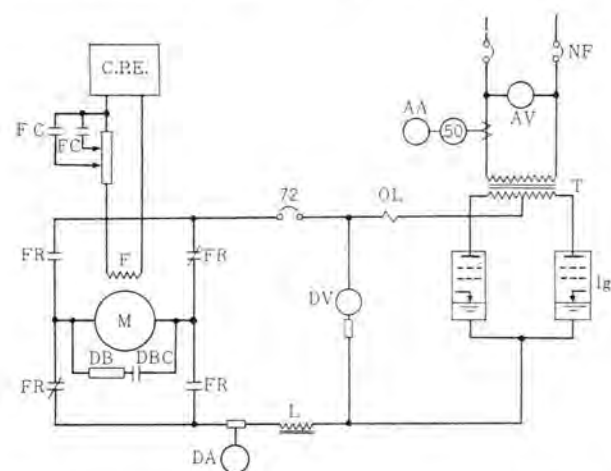
- (i) 時点1において、電動機は正方向に負荷されており、電流はイグナイトロン変換器より図 2.2の接点 C(F) を通って電動機に流れる。
- (ii) 時点2においては、負荷はなくなり、電動機は無負荷で回転する。
- (iii) 時点3においては、位相制御がイグナイトロン変換器の位相角をその最大位相遅れ角までおくらせることにより、イグナイトロン整流器の出力電圧を十分に下げて逆転サイクルが始まる。イグナイトロン変換器の出力電圧が、直流電動機の逆起電圧より小さくなると直流電動機電流の通流は阻止され、主回路切換器は、このとき無電流で切り換えられる。
- (iv) 時点4において主回路切換器の C(F) 接点が開いて、イグナイトロン変換器と直流電動機を切り放し、時点5で C(R) 接点を投入してイグナイトロン変換器に加わる電圧の極性を反転する。このときにはまだイグナイトロン変換器の位相遅れ角が十分に大であるため、その逆起電力で直流電動機の電機子電圧よりも高く、電流はほとんど流れない。
- (v) 時点6よりイグナイトロン変換器の位相角は進みはじめ、直流電動機よりイグナイトロン変換器への回生電流が

流れはじめ、電力の回生が行なわれるとともに、電動機は減速を開始する。

(vi) 時点6から7までの間で、位相角は直流電動機の減速するにつれて定電流制御しながら進められる。時点7において、直流電動機が速度がゼロになると、変換器は整流器として働きはじめ、時点7から8において直流電動機は、やはり定電流制御しながら逆方向に回転を始め、加速してゆく。

(vii) 時点8において直流電動機は逆方向の定格速度に達し、電動機は無負荷で運転を続ける。

プレーナに用いる場合には、このほか、正転時と逆転時で速度を変えるため、直流電動機の界磁電流を切り換える必要がある。ここに製作したプレーナ駆動用の静止レオナード装置の主回路および界磁回路を示すと図2.5のようになる。すなわち単相低圧交流回路からノーヒューズシ



記号	名称	記号	名称
NF	ノーヒューズ遮断器	L	直流リアクトル
AV	交流電圧計	72	直流遮断器
AA	交流電流計	FR	主回路切換閉器
50	高速度継電器	M	直流電動機
T	変圧器	DB	ダイナミックブレーキ
Ig	イグナイトロン	DBC	同上用接触器
OL	過負荷継電器	F	電動機界磁
DV	直流電圧計	FC	界磁切換接触器
DA	直流電流計	CPE	直流定電圧電源

図 2.5 プレーナ駆動用主回路接続図

Fig. 2.5 Main circuit connection diagram for planer driving.

断器を経て、変換器用変圧器の一次側巻線が接続され、イグナイトロンには変換器用変圧器の二次側に単相全波整流回路に接続され、過電流継電器、直流遮断器および主回路切換器を経て直流電動機電機子に接続されている。

直流電動機の界磁回路は直流定電圧電源から、界磁調整器を経て界磁に接続されているが、直流電動機の正転、逆転に応じて電磁接触器 C(F) および C(R) を切り換えて、正転時と逆転時とで直流電動機の速度が変わるようになっている。

また非常用として発電制動用の抵抗 DB および コンタクタ DBC が、直流電動機と並列に接続され、非常用押しボタンを押すことにより、電源を開放するとともに、

静止レオナードによる直流電動機の可逆運転・細野・城塚

DB を投入し、発電制動によっても停止できるようになっている。

3. 主回路機器

この静止レオナード装置によって駆動されるプレーナは唐津製作所製の 1,375×4,125 片持プレーナを寿工業株式会社においてレオナード駆動用に改造したものであり、テーブルおくり速度は切削時には最高 38 m/min、戻り時には最高 42 m/min である。

3.1 直流電動機

直流電動機は他励式、強制通風式であり、 $\frac{\pi}{4}$ でテーブルの駆動部に直結されており、下記のような定格を有している。

定格	30 kW	200 %	1 min
電圧	220 V		
電流	153 A		
回転数	350/900 rpm		
GD ²	62.5 kg·m ²		

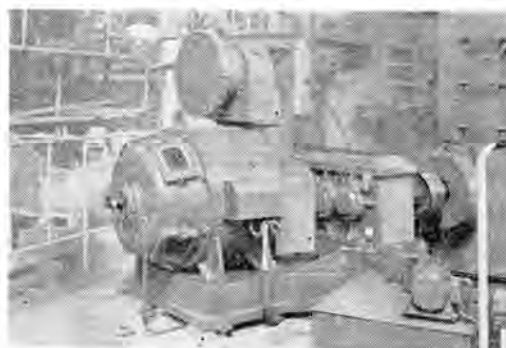


図 3.1 プレーナ駆動用直流電動機

Fig. 3.1 DC motor for planer driving.

基準回転数の設定は電機子電圧によらず、すべて界磁電流の調整によって行なわれる。図 3.1 はこの直流電動機の外形写真である。

3.2 イグナイトロン変換器

このイグナイトロン変換器は整流器およびインバータの両領域で用いられ、イグナイトロンと変換器用変圧器とからなっているが、おのおの下記に示すとりの定格を有している。

(1) 変換器用変圧器	
定格	80 kVA/114 kVA
電圧	220 V/360 V×2
相数	単相
周波数	60 c/s
絶縁	A 種乾式

図 3.2 はこの変換器用変圧器および直流リアクトルの写真であるが、イグナイトロン変換器と同一のキュービクル内に内蔵されている。写真のうち、上部にあるのが直流リアクトルであり、下部にあるのが変換器用変圧器である。

(2) イグナイトロン	
定格	30 kW B 種定格

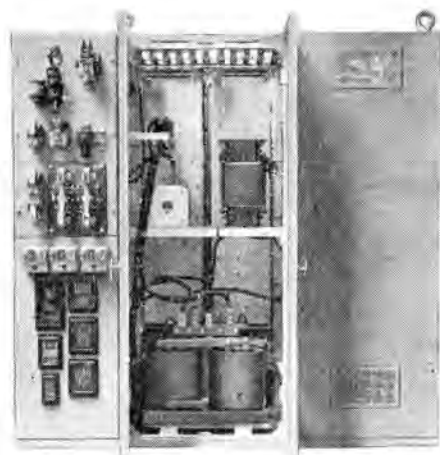


図 3.2 整流器用変圧器およびリアクトル
Fig. 3.2 Transformer and reactor for rectifier.

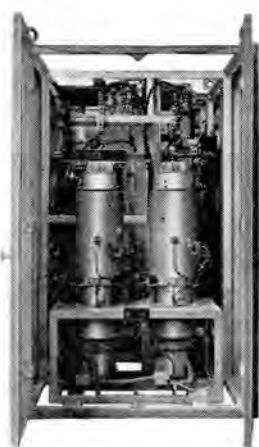


図 3.3 イグナイトロン
Fig. 3.3 Ignitron.

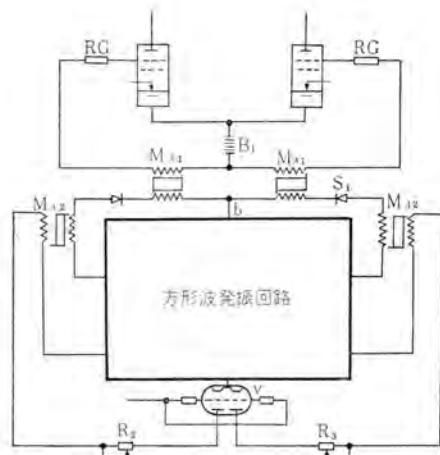


図 4.1 (a) 格子位相制御回路接続図
Fig. 4.1 (a) Connection diagram of grid phase control circuit.

電圧 220 V

形式 GZ-22 形、二重格子 風冷式 密封形

結線 単相全波整流

図 3.3 は キューピクル に内蔵された イグナイトロン変換器である。

3.3 直流リアクトル

直流リアクトル は下記に示すような定格を有するものである。

回路電圧 220 V

電流 DC 250 A

リアクタンス 10 mH

4. 制御方式

4.1 格子制御回路

ブレーナ や分塊圧延機のように、イグナイトロンを整流器およびインバータの両領域で動作させなければならないときには、どうしても 120 度以上の移相範囲を有する位相制御回路を用いなければならない。

ここに用いた位相制御回路は 電圧リセット形 の磁気増幅器の理論を用いた新しい形式の位相制御回路であり、1/2 サイクル応答 というきわめて速い応答速度を有するうえ、任意の幅をもった完全な方形波を、ほぼ 180 度の大幅な範囲に移相することができるという理想的な特性を有するものであり、その基本回路は 図 4.1 (a) に示すとおりである。図において、R, S, T, B などはおおの抵抗、セツト整流器、変圧器および直流電流電源を表わす。このほか、 M_{A1} は飽和変圧器、 M_{A2} は電圧リセット形磁気増幅器、V は三極真空管である。この回路の動作を略述すると、図 4.1 (a) の方形波発振回路によってほぼ方形波に整形された電圧は、電圧リセット形磁気増幅器、 M_{A2} のリセット量の大きさによって定まるある位相 Q まで電圧リセット形磁気増幅器によって吸収され、 Q で急激に磁気増幅器が飽和すると、発振回路の出力電圧は今度は飽和変圧器 M_{A1} に加わり、その二次巻線に急峻な立ち上

がり波形を有する電圧を発生する。この電圧が バイアス電圧 B_1 に重ね合わされて、イグナイトロン整流器の格子に加わり、この点より格子を正にして、イグナイトロンの陽極電流の通流を始めるのであるが、 M_{A1} は飽和変圧器であるため、時間 ΔQ 後には飽和し、この点以後では M_{A1} の二次電圧は消滅して、イグナイトロンの格子にはいかなる位相でも一定波高値および一定幅を有するほぼ完全な方形波電圧が印加されるので、正確な位相で確実に イグナイトロン整流器の格子をピクアップすることができる。この電圧の関係は 図 4.1 (b) に示すとおりであるが、電圧リセッ

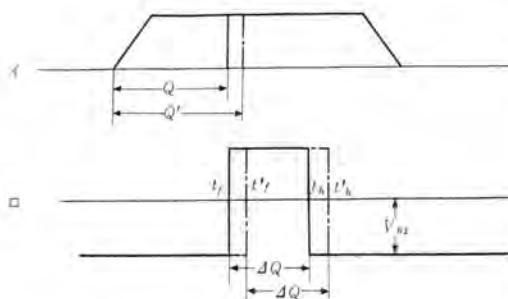


図 4.1 (b) 格子位相制御回路動作説明図

Fig. 4.1 (b) Block diagram of grid phase control circuit.

ト形磁気増幅器のリセット量を変えることにより、飽和変圧器 M_{A1} に電圧の加わる点 Q を Q' のように変えることができる。

電圧リセット形磁気増幅器のリセットは方形波発振回路の出力のうち、電圧リセット形磁気増幅器の負荷巻線に加わる電圧とは逆位相の電圧から真空管 V の内部電圧降下を差し引いた残りの電圧によって磁気増幅器の磁束レベルのリセットする。そのため、真空管 V の格子入力電圧を加えてその内部電圧降下をかえることによって、電圧リセット形磁気増幅器のリセット量を変えることができる。ここに、入力真空管の格子電圧であり、入力電力はほとんどゼロと考えられるため、この回路の電力利得はほぼ無限大である。

上記の動作は出力の半サイクルとリセットの半サイクルがセリ整流器 S_1 および真空管 V によって完全に分離されており、つねに同時に動作することがなく、またリセットの半サイクルの始まる前の磁気増幅器の磁束レベルはつねに飽和点にあるため、前の半サイクルの影響が、つぎの半サイクルにもちこされることはなく、完全な半サイクル応答の特性を有するものである。

この場合の格子入力電圧 e_L に対する出力位相角 θ すなわちこの格子位相制御回路の利得 G は式 4.1 によって表わされる。

$$G = \frac{d\theta}{de_L} = -\mu A \left(\pi - 2 \sin^{-1} \frac{I_m r - r}{B} \right) \dots \dots \dots (4.1)$$

μ : 真空管 V の増幅率

A, B, C : 定数

I_m : 電圧リセット形磁気増幅器の励磁電流

r : 真空管 V の内部抵抗

また、この格子制御回路の真空管格子の入力電圧 e_L 対出力位相角の実測値は図 4.1 (c) に示すとおりであり、この傾斜が利得 G を示すが、計算値と比較的よく一致していることを確認できた。図 4.1 (d) は、この回路の

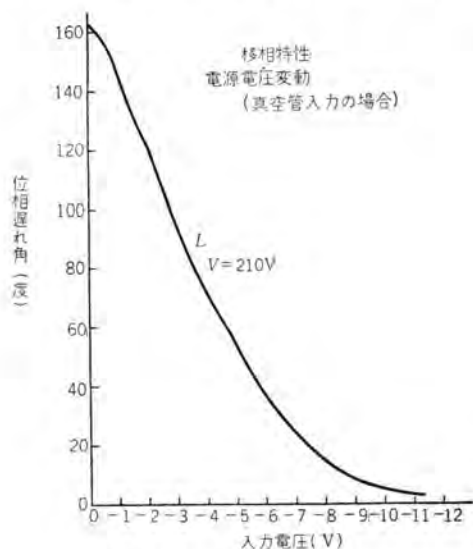


図 4.1 (c) 移相回路特性

Fig. 4.1 (c) Shifting phase circuit characteristic.

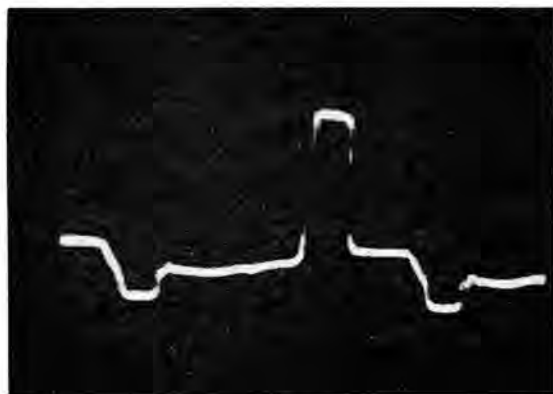


図 4.1 (d) 格子電圧波形

Fig. 4.1 (d) Grid potential wave form.

出力波形、すなわちイグナイトロンの格子をピックアップする波形であるが、ほぼ完全な方形波に近く理想的な波形をしていることを見ることができる。

4.2 速度制御方式

ブレーナなどの逆転運転を行なう駆動方式においては、速度制御系だけでは、速度変更時に非常に大きな過電流が流れ、直流電動機がフラッシュオーバーする恐れがあるので、この過電流を一定値以下に押えるため過電流制限回路をもうける必要がある。それとともにまた、速度変更時には、ゆるされる最大電流を流して最大トルクを利用しながら加減速を行なわなければ逆転時間が長くなるため逆転時における電機子電流は安全範囲内で最大の値を取り、直流電動機を急速に逆転しなければならない。そのため、この速度変更時の過電流制限の設定は、安全限度いっぱいまでできるだけ大きいほうが望ましい。

しかるに、従来行なわれている過電流制限の方法は、図 4.2 (a) に示すように定電圧または速度制御回路と並列に過電流制限回路をもうけ、両方がともに働くようになされていた。このような方式によれば、電圧または

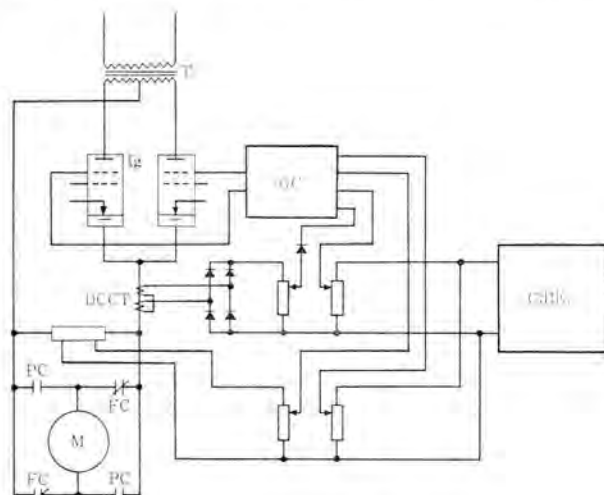


図 4.2 (a) 従来の制御回路結線図

Fig. 4.2 (a) Connection diagram of conventional control circuit.

速度の制御信号と、過電流制限回路の信号は逆転時にはつねに差動的に働くため、過電流制限回路の利得は電圧制御または速度制御回路の利得に対して十分大きくなければならず、またその応答速度も十分速くなければ、電流制御の機能を十分に発揮することはできない。しかるに、水銀整流器によって制御する最高速度は、水銀整流器の Sampling interval すなわち 1/6 サイクル (電源周波数ベース) によって押えられるため、応答速度をやたらに速くすることはできないので、電圧または速度制御回路の利得をおとさなければならず、全体として応答速度のおそい制御系となるうえ、過渡時の電流の over shoot は図 4.2 (b) に示すとおり、どうしても防ぐことができず、この over shoot 時の最大電流値を許容最大電流値に選ぶため、速度変更時に、その最大許容トルクを

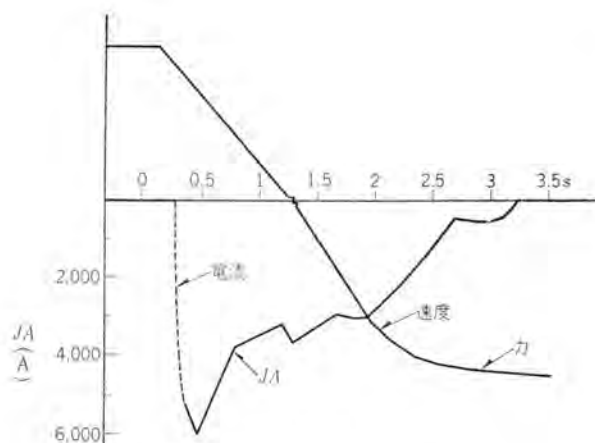


図 4.2 (b) 従来方式による試験オシログラム

Fig. 4.2 (b) Test oscillogram obtained by conventional method.

有効に利用できないくらいがあった。

そのため、ここで従来の方法を採用すれば、直流電動機その他が大形になり不経済であるうえ、せっかくの格子位相制御回路の速応性も殺して使用しなければならず、その優秀性を発揮することもなく、静止レオナード方式を採用する利点がなくなる。

そこで、今回ここに採用した方式は、1 時点に電圧制御または速度制御回路と過電流制限回路のうち、どちらか片方だけしか動作しないようにすることによって、上記のような従来の方法の欠点をすべて除去し、速応性に富むとともに、全然 over shoot することなしで満足に過電流制限を行なうことができるものであり、これを採用することによって、その許容最大トルクを十分に利用して、急速に速度変更を行なわせることを可能にしたものである。

この制御系の回路方式は、図 4.2 (c) に示すとおりであり、その動作は下記に説明するとおりになる。

図 4.2 (c) において T は変換器用変圧器、Ig はイグナイトロンの変換器、DCCT は直流変流器、M は直流電動機、

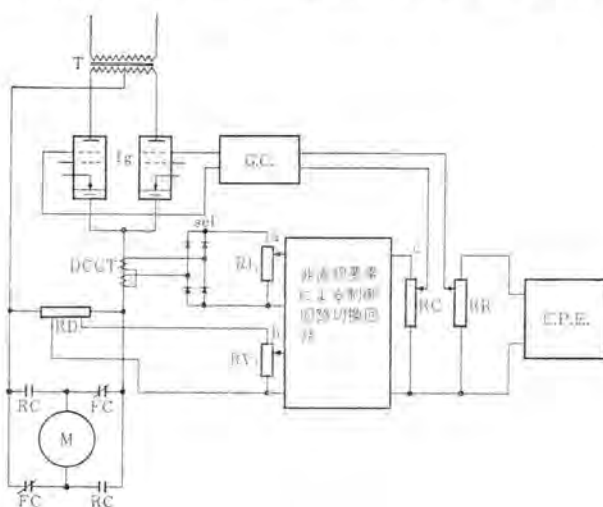


図 4.2 (c) 制御回路接続図

Fig. 4.2 (c) Connection diagram of control circuit.

FC および RC は正転および 逆転用主回路切換コンタクト、CPE は直流定電圧電源、GC は格子位相制御回路、Sel は セル整流器、R は抵抗器、RD は 電圧検出部である。いま、直流電動機が正方向に定速度で運転していたとする。このように定速運転している場合には電流は定格電流をこえることはほとんどない。定格電流時に、DCCT より検出された電流値は、RI で電圧に変えられ、非直線要素による制御回路切換回路において、RD によって検出された電圧値と比較されるが、この場合、定格電流のほぼ 200 % のとき、この両者が等しくなるよう設定されているため、定速運転時には、電圧よりの信号のほうが大きく、これだけが、制御回路に接続され、電流制御回路は切り放されて電圧制御だけが行なわれる。この場合にも、なんらかの理由で電流が定格値の 200 % をこえれば、今度は電流制御回路だけが、制御回路に接続されて、電圧の信号がどのようであっても、電流が 200 % をこえないように制御する。

つぎに プレーナの テーブル が端まで移動して主回路切換器が FC から RC に切り換わると、それによって RD の両端の電圧は逆転するため、今度は電圧の信号がゼロ以下となり、電流の信号のほうが大となり、電流制御回路が接続され、電圧制御回路が切り放されて、電流が 200 % に設定されて、減速およびこれに引続いて逆方向への加速が行なわれる。すなわち、速度変更時には加減速トルク一定の制御または加減速率一定の制御が行なわれるわけである。電動機の端子電圧が新しく設定された設定値に近づくにつれて、加速電流は減少し、電圧は上昇して、電圧が設定値に至れば、今度は電圧制御回路が系に接続され、電流制御回路は切り放される。このようにして速度変更時には、電流制御回路だけが、また、定速運転時には電圧制御回路だけが制御系に接続されるようにすることによって後に述べるように速度変更時の電流の over shoot をなくし、安全にしかも急速に電動機を逆転させることができた。

4.3 主回路切換方式

プレーナなどの逆転駆動に用いる直流電動機の主回路切換開閉器は、頻繁に動作するものであるから、切換時に電流を切れば接点の消耗がはげしくなるために、ここでは切り換えに先だって イグナイトロンの格子位相を十分にしぼり込んで、電源電圧を直流電動機の逆起電力より小さくし、主回路電流をゼロにしてから主回路切換コンタクトを動作させる方法を用いている。

この回路は図 4.3 (a) に示すとおり、プレーナの テーブル がたとえば正方向の端まで移動して リミットスイッチ LSF を動作させると、継電器 RL が動作し、これは格子位相制御回路の入力を短絡して イグナイトロンの出力電圧を低下させ、電流をゼロにする。同時に RL の接点は限時継電器 TD₁ を付勢し、ある時間遅れ（数サイクル）の後この接点によって 主回路切換コンタクト FC または RC を付勢し、主回路を切り換える。このときにはすでに主回

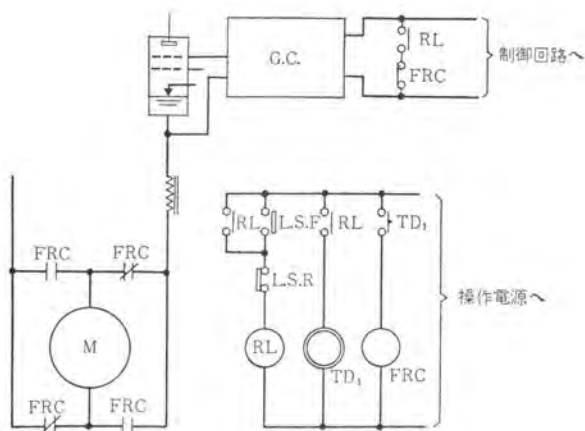


図 4.3 (a) 主回路切換器切換方式

Fig. 4.3 (a) Change-over system of main circuit transfer switch.

路電流はほぼゼロになっている。切換器が切り換わると、その補助接点によって、格子制御回路の入力の短絡回路を開放し、イグナイトロンの定電流制御で電動機の減速、続いて逆方向の加速を始めるのである。

図 4.3 (b) は イグナイトロン変換器、変圧器、リアクトルをはじめ、その制御回路、保護回路などを納めたキュービクルの外形であり、これの入力端子に交流電源を接続し、出力端子に直流電動機を接続するだけで、直流電動機のすべての制御を行なうことができる。



図 4.3 (b) イグナイトロン変換器キュービクル

Fig. 4.3 (b) Ignitron converter cubicle.

5. 試験結果

上記の回路構成によって行なった直流電動機の逆転駆動の試験の結果は、非常に良好な成果をおさめることができた。

図 5.1 はこの逆転期間中における各部の波形の電磁オシロであるが、オシロの上から1段目がイグナイトロン変圧器出力電圧、2段目がイグナイトロンの陽極-陰極間電圧、3段目がイグナイトロンの第2格子電流、最下段がイグナイトロン変換器の出力電流である。このオシロにおいて、まず時点 t_a においてリミットスイッチが働らき、イグナイトロ

静止レオナードによる直流電動機の可逆運転・細野・城塚

ン格子位相制御回路の入力を短絡して格子位相角を十分に遅らせる。それによって主回路電流はほとんど流れなくなり、電圧には直流電動機の逆起電圧が現われる。時点 t_b において、主回路切換コンタクトが開放され、そのため主回路電圧には直流電動機の逆起電力は現われず、ほとんどゼロとなる。時点 t_c において、主回路切換コンタクトの逆方向の接点が閉じ、そのため直流電動機の逆起電力は逆転する。しかしこのときはまだイグナイトロンの格子位相角が十分に遅れているため、電流はほとんど流れない。時点 t_d に至り、格子入力回路の短絡が解かれ、インバータ電流が急速に流れはじめて電動機の減速が始まる。このインバータ電流は、格子位相制御による電流制御のため、一定値をこえることはない。時点 t_e の近辺に至り、ほとんど直流電動機は停止して、これ以後逆方向の加速にうつる。時点 t_f に至ってほぼ逆方向の定格速度に達し、定速運転を継続するのである。

図 5.2 は、この逆転期間中の動作をペン書きオシロによって記録したものである。オシロにおいて、下より直流電動機速度、イグナイトロン格子位相制御回路入力、主回路電流および図 4.2 (c) の a-b 間電圧である。これよりも



図 5.1 逆転時における各部の波形

Fig. 5.1 Wave forms of various points at reversing.

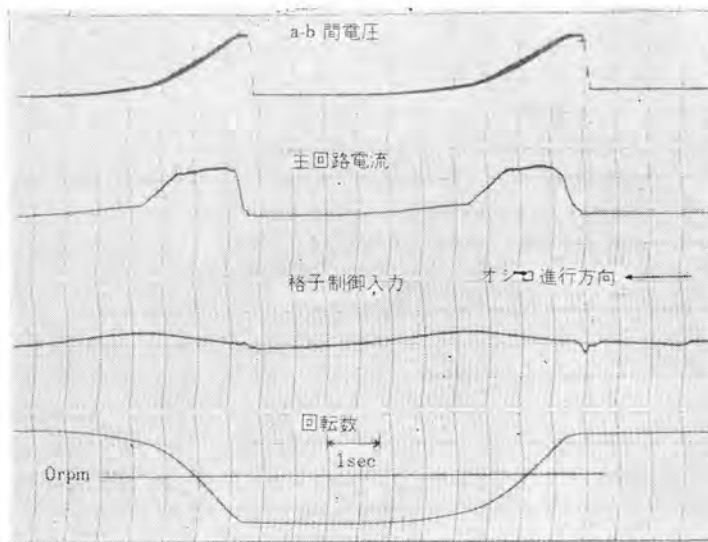


図 5.2 逆転時における各部波形

Fig. 5.2 Wave forms of various points at reversing.

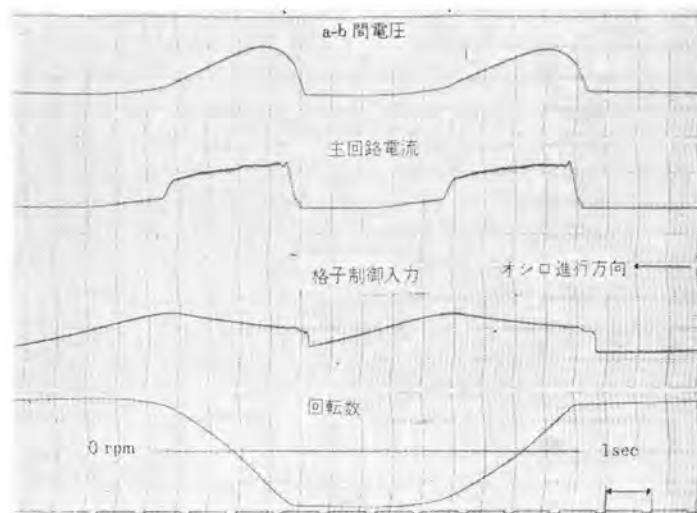


図 5.3 逆転時における各部波形

Fig. 5.3 Wave forms of various points at reversing.

前述の説明図とおりの特性をみることができ、急速な逆転および正確な過電流制御など、その優秀性がうかがい知ることができる。図 5.3 も同様に逆転時のペン書きオシロによる波形であるが、この場合には電流制御の設定値を低くえらんでいるため、逆転時に要する時間は長くなっている。

今回用いた直流電動機は 1 対 3 の field range で用いるため、高速運転時には機械的の時定数が相当大きく、逆転時間そのものはそれほど短くすることはできなかったが、この直流電動機を使用した場合の理論的最少逆転時間に比較すると決して大きくなく、最大許容トルクが十分に利用されていることがわかる。

6. む す び

静止レオナードによる直流電動機の逆転駆動は、制御性の良さ、効率の良さなど、多くの利点があることなどがわかりながら、その制御の特殊さ、むずかしさなどより、わが国においては従来あまり実用に供されていなかった。当社では、新しい位相回路、独特の制御方式を用いることによって、従来困難視されていた制御を良好な特性をもって可能ならしめ、ブレーナ用直流電動機の逆転駆動に用いてきわめて良好な運転を行なっている。

当社ではすでに数年前から、静止レオナード装置による共通母線に接続された数個の直流電動機の回生制動に成功し、現在まで良好な運転を継続しているが、ここにブレーナ用の静止レオナード装置による逆転駆動にも優秀な成績を得ることができ、静止レオナードによる直流電動機の逆転駆動の困難さを完全に克服し得たことを確信している。

終わりにあたり、この装置の製作および試験に際し、種々のご指導、ご協力をいただいた関係者諸兄に深く感謝いたします。

低圧配電線用柱上電圧調整器 (ポールレグ)

伊丹製作所 亀山三平*・早瀬通明*・青木俊之**

Pole Mounting Voltage Regulators for Low Voltage Distribution Lines (POLEREG)

Itami Works Sanpei KAMEYAMA・Michiaki HAYASE・Toshiuki AOKI

As a result of extensive studies of voltage regulation problems on distribution systems, Westinghouse engineers arrived at two conclusions: one is that operation without re-regulation is the most economical, and the other that in case of necessity for re-regulation, the whole voltage is raised and bucked down at the feeder head. For this purpose, self-contained automatic voltage regulators for distribution transformers have been developed and named UNOREG by them. Mitsubishi has followed suit by developing POLEREG, which is of a wide application to distribution transformers irrespective of their primary feeder voltage, type, or kVA rating.

1. ま え が き

電力需要のいちじるしい増加に対して電圧変動の少ない電気を需要家に供給するために、各電力会社では大いに努力されているが、とくに配電系統の電圧調整は複雑で困難な問題である。配電系統の電圧調整方法としては、一般に(1)変電所における電圧調整装置の使用、(2)高圧電線の張り換え、(3)高圧線電圧の格上げ、(4)配電用変圧器のタップの選定、(5)線路用ステップレギュレータの採用、(6)開閉器付分路コンデンサの設置などの方法が用いられているが、それぞれ経済的にまたは技術的に限界がある。

1959年米国のW社(Westinghouse電機会社)で、数千の住宅地供給配電線につきIBM 704デジタルコンピュータを使用して、負荷密度、負荷の種類、需要家分布、および配電方式などを変えて配電系統の設計と総合経費に関する解析を行なった。その結果、(1)高圧側にステップレギュレータを付属させず、(2)変電所の母線電圧補償をさらに大きくして変電所付近の過電圧地域の柱上変圧器二次側に自動電圧調整器を付属させたほうが経済的であることがわかり、商品名をUNOREGという調整容量1.25 kVAと2.5 kVAの低圧用柱上電圧調整器を発表した。これに対して当社でも最近調整容量1.5 kVA、通過容量30 kVA、のものの開発を完了し商品名をポールレグ(POLEREG)と名づけたが、非常に経済的に製作できる見通しがついたので、以下にその構造と性能の概要を説明する。

2. 柱上変圧器の電圧調整方法

電圧調整方法としては次の二つが考えられる。

- (1) 一次側調整方法
- (2) 二次側調整方法

(1)の方法としてはタップ切換方式がもっぱら用いら

れるが、つぎの欠点が考えられる。すなわち、

- a. 各電圧や各容量に対して普通形とタップ切換装置付の2種類が必要となり、貯蔵品が増加する。また6/3 kVの二重定格とするとタップ切換機構が複雑となる。
- b. 取付や取はずしに際しては、柱上変圧器自体を交換することが必要で時間がかかる。
- c. タップ切換機構については、寿命、油の点検、および段階的な電圧調整などの問題がある。

これに対して二次側で調整する(2)の方法としては、経済的な誘導電圧調整器(以下IVRと略す)方式が考えられる。この方式では、

- a. 変圧器の二次端子と低圧線間に接続されるから、変圧器の形、既設や新設、一次電圧のいかにかわらず適用できる。種類も少なく済む。すなわち量産向きである。
- b. IVRは連続調整できるから信頼度が高い。などの利点がある。以上を検討の結果ポールレグには二次側IVR方式を採用し製作に先だて次の点をとくに考慮した。

(1)信頼度を高くするため、機械的接点はリミットスイッチだけに使用を極限し、制御回路にはトランジスタ回路を採用する。

(2)コストを安くするために各部の構造に新しいアイデアを採用し、とくに量産を考えた構造にする。

(3)定格としては、まず調整容量1.5 kVA、通過容量30 kVA、パッド幅3%、調整範囲 $\pm 5\%$ のものを考える。

3. 構造と動作

ポールレグは、特殊な単相IVR、モータおよび制御変圧器からなる本体と、制御回路の二部分からなり、これを小形円筒状タックに収納して電柱に容易に装柱できる構造としてある。図3.1は装柱状況を、図3.2は外観を、



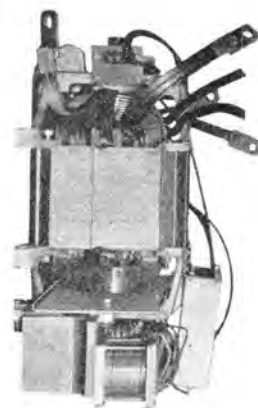
図 3.1 ポールレグ装柱図
Fig. 3.1 Trial installation of POLEREG with 30 kVA transformer.



図 3.2 ポールレグの外観
Fig. 3.2 Appearance of 1.5 kVA POLEREG.



(a) 内部



(b) IVR 本体



(c) 回転子

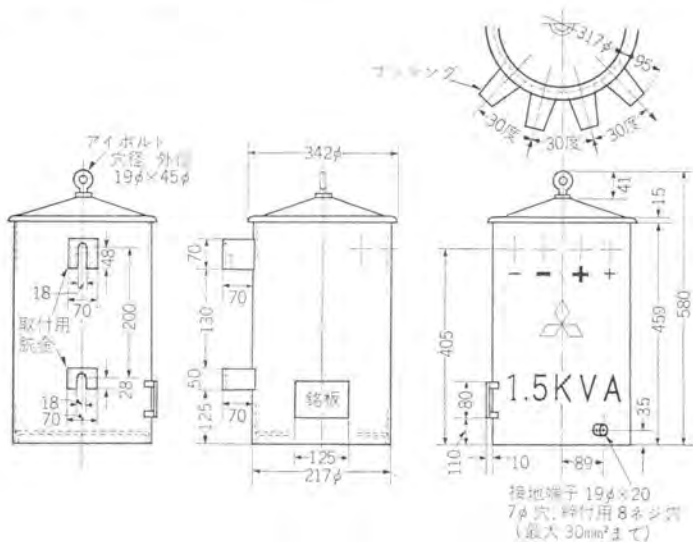


図 3.3 外形図

Fig. 3.3 Outline dimensions of 1.5 kVA POLEREG.

図 3.3 は外形図を、図 3.4 は内部構造を、また図 3.5 は結線図を示す。

3.1 本体

IVR は図 3.5 に示すように回転子に巻かれた分路巻線と、固定子に巻かれた二つの直列巻線よりなり、105/210 V の単相三線式回路に対して バランス した電圧調整を行なう。また入出力のブッシングは耐振装置を付属した構造で、タンク間に 保護用ギャップ がある。回転子は、コアの中心に軸を貫通させずに両側から クランプ する構造とした。したがって軸を通す一般の IVR にくらべて、同一磁束密度に対して軸断面積だけ小形になり、また分路巻線重量も軽減されるうえ、インピーダンスも減少できる。

図 3.6 は普通の単相 IVR の回転子と固定子の構造を、図 3.7 はポールレグのそれを示す。図 3.6 の普通構造のものは、中性点位置のとき、直列分路両巻線軸が一致しないために直列巻線のアンペアターンを打ち消す短絡巻

図 3.4 内部構造

Fig. 3.4 Interior construction.

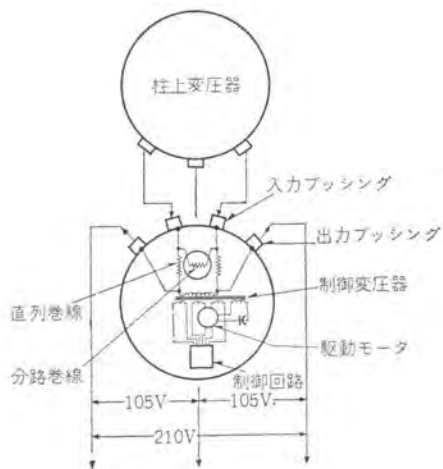


図 3.5 結線図

Fig. 3.5 Connection of POLEREG to distribution transformer and load.

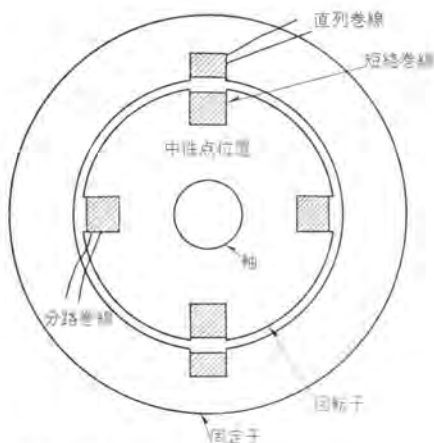


図 3.6 普通の単相 IVR の回転子と固定子
Fig. 3.6 Rotor and stator of ordinary type single phase induction voltage regulator.

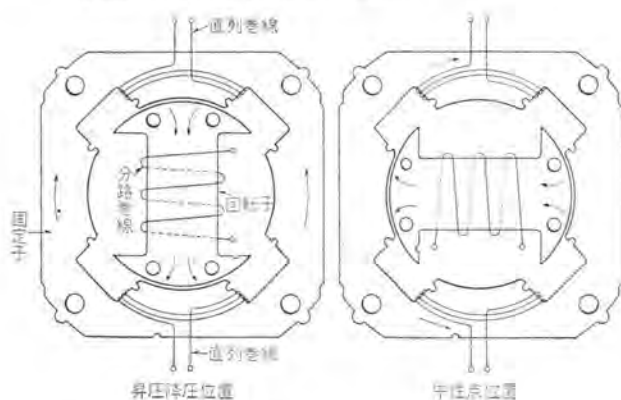


図 3.7 ポールレグ の回転子と固定子
Fig. 3.7 Rotor and stator of POLEREG.

線を必要とする。しかしポールレグは、コアの構造に新しいアイデアを採用し、短絡巻線なしで、普通構造のものと同様に中性点位置のときのインピーダンスを低減できた。すなわちこの位置では、直列巻線アンペアターンを分路巻線は打ち消さないが、直列巻線磁路に大きな空隙（すなわち回転子巻線の占める部分）を作ったためリラクタンスが大きく、インピーダンスを小さくすることができた。したがって回転子は小さくなり、ひいてはポールレグそのものを小形軽量にできた。回転子の支持方法としては、普通の球軸受の代わりにテパナイロン軸受を使用し、つねに上部よりスプリングで押えて摩擦力を与える方法を採用した。したがって回転子軸は回転中は自然に一定の中心軸に保たれて偏心しない。また回転子の交番回転力による振動を抑え、ウォームギヤのチャタリングを防ぐことができた。これらのサイロパリアリングとウォームギヤはすべて油中にあるが、この絶縁油は潤滑剤として好都合である。

回転子の口出しはスリッパリングでなく口出線で引き出した。IVR の下部には小形の分割制御巻線付コンデンサモータが取付けてあって、油中で回す。モータの制動装置を省くため、とくにモータの慣性モーメントを小さくし、また大きなギアレシオを採用して IVR 回転子の回転速度を 1/4 rpm に選んだ。これは 5% 電圧調整に 1 分か

かるが、実系統の電圧動揺に対して十分な値であるうえ、モータ停止後回転子を 0.2 V 以上回転させない。したがって制動装置は不要となった。また IVR 下部には制御変圧器がある。その二次巻線は制御回路用検出巻線、三次巻線はモータ励磁巻線用、四次と五次巻線はモータ制御巻線用である。四次と五次巻線は制御回路にトランジスタを使用しているため 25 V とした。IVR 上部には二つのリミットスイッチがあり、回転子が ± 90 度以上回転するときモータの回転を止めて保護する。このリミットスイッチはボールレグで使用しているただ一つの機械的接点であるから、信頼度を高めるため慎重に選んだ。IVR 本体の支持は 4 個所で耐振装置を介して行ない、振動と騒音を低減させた。

3.2 制御回路

制御回路は前述のようにトランジスタスイッチング回路を採用した。図 3.8 は内部を、図 3.9 は外観を、図 3.10 はブロック図を、また図 3.11 は結線図を示す。図 3.8 に示すように、制御回路素子はプリント配線され、これを図 3.9 に示すようなケースに入れてエポキシ樹脂で半モールドしてある。制御回路は油タック内に、IVR とは隔壁を隔てて温度上昇の影響を受けないように、油温の低い下部に収納している。このプリント配線や半モールドにより、制御回路の絶縁耐力を高め、ハンダ付不良や振動による内部故障を皆無とし信頼度を高めたから、部品の寿命以外に故障は考えられない。またその外部との接続は



図 3.8 制御回路内部
Fig. 3.8 Interior view of the control circuit.



図 3.9 制御回路外観
Fig. 3.9 Control circuit exterior view.

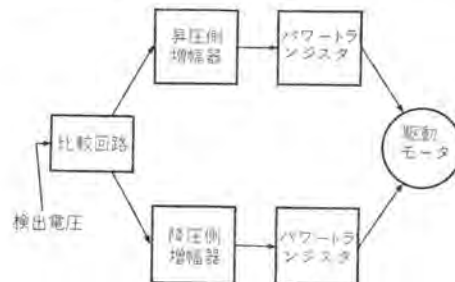


図 3.10 制御回路ブロック図
Fig. 3.10 Block diagram of the control circuit.

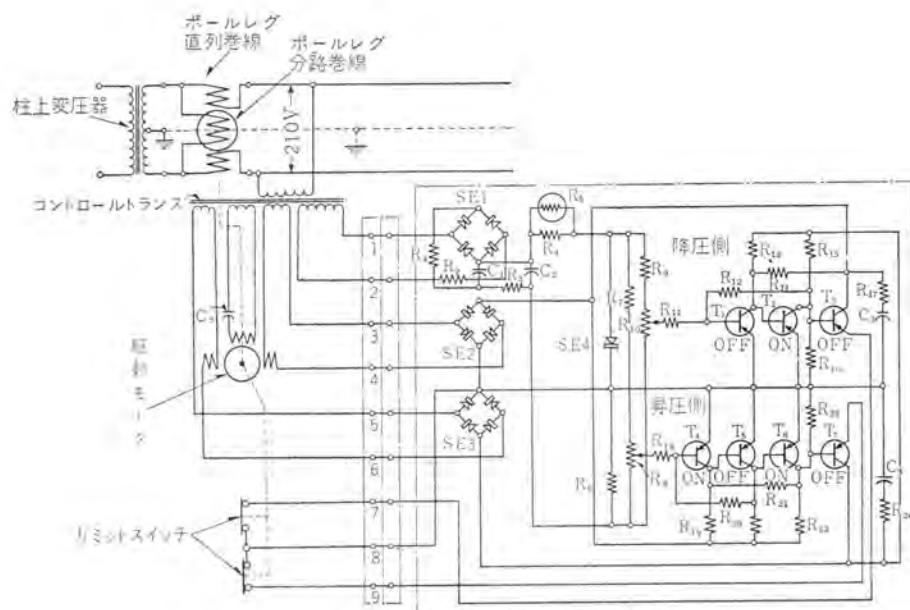


図 3.11 制御回路結線図

Fig. 3.11 Wiring diagram of the control circuit.

特殊コネクタを使用しているから、接続は容易である。制御回路の動作は、制御変圧器二次電圧を検出整流後、比較ブリッジ回路に加えられてゼナーダイオードの基準電圧と比較し、その差電圧が昇圧側または降圧側トランジスタスイッチング回路に加えられて、駆動モータの制御巻線を通電するようになっている。図 3.11 の結線図につき説明すれば、SE1, R_1 , R_3 , C_1 , C_2 のシリコンダイオード、抵抗、およびコンデンサからなる整流回路で整流後、ゼナーダイオード SE1, 抵抗 R_6 より R_{10} までよりなるブリッジ回路に加えられる。 R_4 と R_5 は温度補償回路である。 T_1 より T_7 までのトランジスタは二安定性の NOT LOGIC CIRCUIT で、その動作特性は図 3.12 のように、A, D 点で ON となりモータを昇圧または降圧側に回転させて B, C 点で停止させる。このように ON と OFF の二つの安定状態しかこの回路には存在しないから、ON から OFF へ、または OFF から ON への過渡状態で動作を停止する心配はまったくない、したがって過渡状態でのトランジスタの温度上昇も少なく、発熱により破壊する (Thermal run away) ようなことは考えられない。制御回路が不動作時は T_1 , T_3 , T_5 , T_7 は OFF, T_2 , T_4 , T_6 は ON 状態である。もし降圧側に信号がはいってくるときは、 T_1 は ON, T_2 は OFF, T_3 は ON となるが、昇圧側は変わらない。制御変圧器の四次、五次巻線に接続されたモータ制御巻線負荷側は、整流後 T_3 , T_7 のパワートランジスタに接続されているから、降圧側に信号がはいってきた場合は降圧用制御巻線に電流が流れて回転する。昇圧側に信号がはいってくるときは、 T_4 が OFF, T_5 が ON, T_6 が OFF, T_7 が ON になり、昇圧側にモータを駆動する。この場合昇圧側が動作するときはその電源は降圧側より、また降圧側が動作するときはその電源は昇圧側より供給される新しい回路を採用した。し

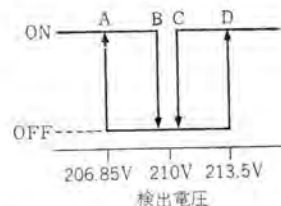


図 3.12 制御回路動作特性
Fig. 3.12 Control circuit operation characteristics.

たがって電源装置は別に必要としない。制御回路は雷や異常電圧に対する保護として、制御変圧器で絶縁後、制御回路側で接地をとっている。そのうえ内部の非線形ダイオードも有効である。

4. 試験と標準仕様

4.1 インピーダンス回転角度特性

この特性は普通の短絡巻線付単相 IVR と同様である。図 4.1 のように、回転角度 45 度、135 度に最大点が現われる。

4.2 電圧回転角度特性

電圧変動率を知るために、一次電圧を 210 V 一定とし、二次側に定格負荷の 150 % の抵抗負荷を接続したとき回転子を回転させて二次電圧を測定した。ただし制御回路

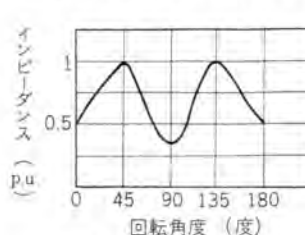


図 4.1 インピーダンス一回転角度特性
Fig. 4.1 Impedance versus rotor position.

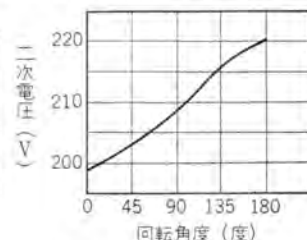


図 4.2 二次電圧一回転角度特性
Fig. 4.2 Output voltage versus rotor position.

は使用しなかった。図 4.2 は試験の結果を示すが、十分に $\pm 5\%$ の調整が可能である。

4.3 騒音

一般に単相 IVR の回転力は交番力となるため、騒音はとくに大きいと考えられている。しかしボールレグは

(1) 鉄心をすべてエポキシ樹脂で含浸し、ケイ素鋼板間のすきまをなくして磁気騒音を減少させた。

(2) 回転子の交番力に対しては、テーパーロッドパリアリングとスプリング方式を採用して制振した。

(3) 本体の支持には耐振装置を付属した。

(4) フッティングの支持方法を改善した。

などの方法を施したため、無負荷時平均 36 ホン、負荷時平均 46 ホンとすることができた。これは普通の単相 IVR では考えられないくらい小さい騒音レベルである。こ

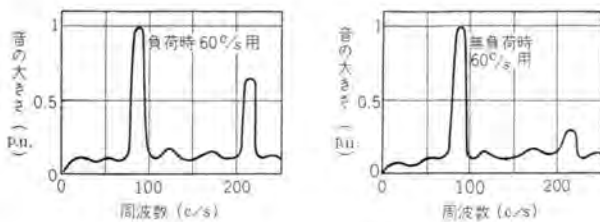


図 4.3 騒音の周波数スペクトラム
Fig. 4.3 Frequency spectrum of noise.

の騒音の周波数スペクトラムを図 4.3 に示す。図 4.3 よりわかるように、ほとんどが 100 c/s 以下で負荷時には 210 c/s 付近が少し大きくなる。したがって無負荷時と負荷時には聴覚にはそれほど差を感じない。

4.4 制御回路試験

(1) 制御特性

表 4.1 制御特性

一次電圧 (V)	210	205	200	205	210	215	220	215	210
二次電圧 (V)	209.4	209.0	209.0	208.5	209.0	208.5	208.2	209.1	209.2

表 4.1 は定格抵抗負荷を接続したままで、一次電圧を変化させたときの二次電圧制御特性を示す。トランジスタ制御回路はタンク内の油中に入れて測定したが、二次電圧はパンド幅 3% に十分にはいっている。

(2) 温度特性

図 4.4 は温度特性を示すが、A 曲線は昇圧時の感度を、D 曲線は降圧時の感度を示す。この A、B、と C、D 曲線は図 3.12 で説明した A、B、C、D 点の変化を意味す

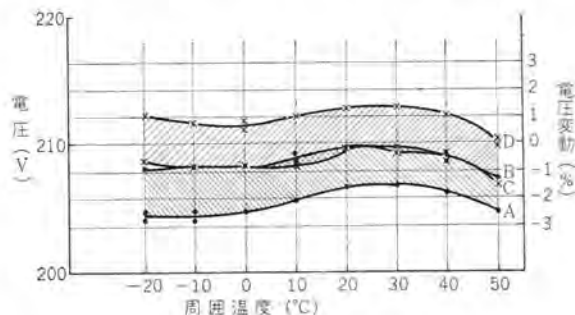


図 4.4 制御回路の温度特性
Fig. 4.4 Temperature characteristics of the control circuit.

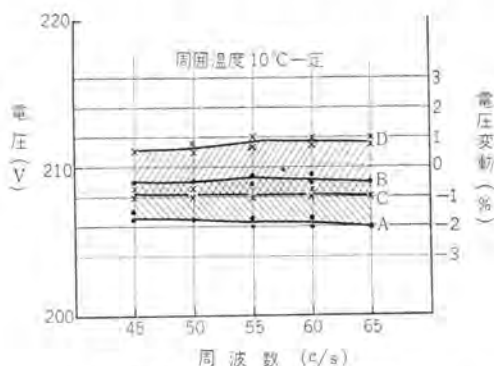


図 4.5 制御回路の周波数特性
Fig. 4.5 Frequency characteristics of the control circuit.

る。20°C を基準温度とすれば温度が上下すると中心値が下がる傾向にある。ポールレグ周囲温度 20°C $\pm$ 20°C の変化に対する中心値変化は 1% 以下、また感度変化も 1% 以下である。これらの値は部品のバラツキを考えても十分にはいる値である。

(3) 周波数特性

図 4.5 は周波数特性を示す。周波数 45~65 c/s において中心値変化はほとんど認められない。また感度変化も 0.5% 以下である。

(4) 波形ヒズミの影響

制御回路は直流に変換して比較するため、波形ヒズミの影響をわずかに受ける。図 4.6 はヒズミ率特性

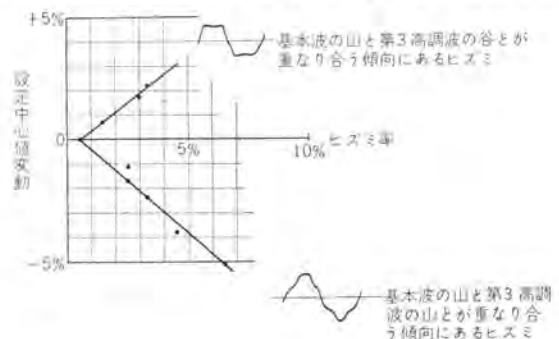


図 4.6 ポールレグコントロール ヒズミ率特性
Fig. 4.6 Waveform distortion characteristics of the control circuit.

を示す。波形により設定中心値の変化は異なるが、ヒズミ率 1% の変化に対して中心値は 0.7% 動く。ポールレグ自体では、一次にくらべて二次電圧波形は 0.2% ヒズミ率が悪くなり、定格抵抗負荷をつなぐと 0.5% 増える。

ポールレグをヒズミの大きいと思われる工場ラインに接続した状態では、二次電圧の波形ヒズミは無負荷時で 1.2% であった。実系統でポールレグが使用される所は住宅地域が多いと思われ、ヒズミ率もほぼ 2% 以下と推定される。工場での設定は今後ヒズミ率約 1% の状態で設定するつもりである。

(5) 動作後の制御特性変化

周囲温度と周波数一定のとき、制御回路動作後の制御

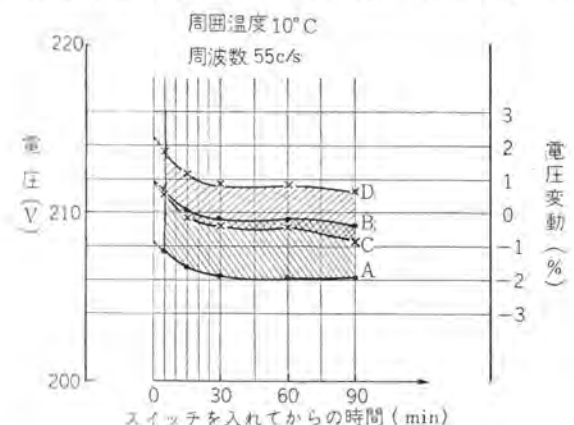


図 4.7 制御回路動作後の制御特性変化
Fig. 4.7 Deviation of control characteristics after switching operation.

特性変化を図4.7に示す。連続動作後1minでは問題にならないくらい小さく、5分では中心値変化は0.3%である。しかし本当に必要なのは動作初期値であり、デュテサイクルを考えるべきである。実際のポールレグの動作回数は1日に約30回程度と思われ回数も少なく、また1分以下で5%の調整をすることより中心値変化はほとんどないと推定される。

(6) 連続動作試験

すでに3万回の試験を行なったが、なんら異常なく動作している。今後は現地試験により確認したいと思っている。

(7) 絶縁耐力と短絡強度

分路、直列巻線および制御変圧器一次側は、BIL 30

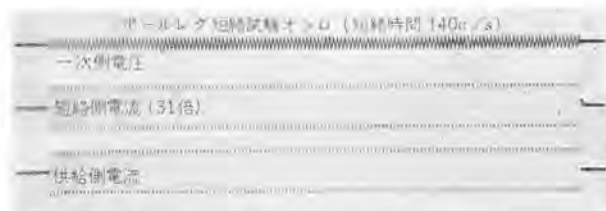


図 4.8 短絡時のオシログラム
Fig. 4.8 Oscillogram of short circuit test.

表 4.2 標準仕様

形 名	CSR-1
商 品 名	ポールレグ (POLEREG)
周 波 数	60/50 c/s 共用
形 式	油入自冷式、屋外、柱上用
使用 条 件	-20 ~ +40°C, 連続
調 整 容 量	1.5 kVA
通 過 容 量	30 kVA
一 次 電 圧	210 V
調 整 範 囲	±5%
二 次 電 流	143 A
バ ン ド 幅	3%
助 磁 VA	600 VA (60 c/s 時), 800 VA (50 c/s 時)
無 負 荷 損	75 W (60 c/s 時), 80 W (50 c/s 時)
負 荷 損	195 W
インピーダンス	2%
BIL	20 kV
調 整 速 度	5%/min
騒 音	平均 48 ホン
短 絡 強 度	25 倍 2 秒
油 量	17 l
重 量	60 kg

kV に耐える。もちろん制御回路は付属したままである。しかし国内用としては、ブッシングに保護キャップをつけて BIL 20 kV に制限している。AC は 2 kV, 1 分間試験を行なった。二次側短絡試験は、約 30 倍 2 秒を行なったが、なんら異常はなかった。図 4.8 は試験時のオシログラムを示す。

(8) 標準仕様

今後のポールレグの標準仕様は表 4.2 によりたいと思う。

5. 適 用

(1) 変電所付近の過電圧地域の降圧用として使用するのがもっとも経済的である。

(2) 電圧低下地域の昇圧用に使用できることはもちろんである。長距離配電線末端の電圧低下地域の昇圧用として使用する場合 10% の調整範囲が必要であれば、5% を補償し、残りの 5% が許容範囲内であれば良いとも考

えられる。しかし 10% 調整範囲のものを作るときは、通過容量を 30 kVA から 15 kVA に下げれば、標準品の巻線変更だけで済む。

(3) 過負荷使用は、制御回路のバンド幅変化を 1.5% に制限すれば、夏季の最悪時 30 kVA の 110% まで連続使用できる。油中にある制御回路は、温度約 70°C まで使用できるうえ、ポールレグ内部の油の温度飽和時間は 16 時間を必要とするから、非常に温度上昇時定数が大きい。したがってポールレグは通過容量 30 kVA の 120% 過負荷使用に数時間耐える。

(4) フリッカに対しては、制御回路の時定数が 0.15 秒、駆動系が 0.6 秒で大きく、普通考えられる程度のものに追従することはないと思う。

6. む す び

以上の説明のように、このポールレグは、

(1) 低圧単 3 回路の電柱に容易に装柱できる。取付時の停電時間は、最後の二次接続だけでわずかの数分で済む。

(2) 既設と新設を問わず、30 kVA までの柱上変圧器に追加取付できる。またバンド幅は 3%、調整範囲は ±5% である。

(3) 柱上変圧器の形や一次電圧に無関係に使用できる。

(4) 機械的接点はリミットスイッチだけで、ステップレギュレータにくらべてはるかに信頼度が高く耐用年数が高い。

(5) 誘導電圧調整器であるから連続調整できる。

(6) 非常に安価である。

(7) トランジスタ制御回路の性能はこれまで用いられていた電圧継電器より優秀である。

などの特長があるが、今後はこれをますます改善してよりいっそう安価なポールレグを提供できるよう努力するつもりである。

各電力会社におかれてもこの経済的なポールレグをどうし活用されて、配電サービスの有効な武器とされるよう期待してやまない。終わりにこの開発にあたって種々ご助言をいただいた関西電力、製作にご協力いただいた無線機製作所や伊丹製作所の関係各位に深く感謝するものである。

またここに発表した各部の構造と回路はすべて日本国内においては出願済みのものであることを付記しておく。

参 考 文 献

- (1) D. N. Reys, J. Astleford: Regulation of distribution voltage, Westinghouse Engineer (Sept. 1960).
- (2) 川口・木谷・鈴木: 低圧電圧調整器について, 電力, 45, No. 3 (昭 36).
- (3) R. F. Lawrence, D. N. Reys, and A. D. Patton: Distribution System Planning Through Optimized Design, A. I. E. E. Transaction Paper, 60-177.

航空機用アクチュエータ

名古屋製作所 小島 敏男*・飯田 幸雄*・久慈 陽一*

Actuators for Aircraft

Nagoya Works Toshio KOJIMA・Yukio IIDA・Yōichi KUJI

The actuator for aircraft is a device to serve as a source of movement with which the pilot operates the component parts as the case demands. Reported herein is an electro-mechanical actuator having a motor and reduction gearing as its principal part. General requirements for actuators are light weight, endurance for heavy load and dependable operation, which are becoming more and more difficult to meet as the aeronautical technique progresses and the size of aeroplanes grows big, experience and experiment being the only key to solve them. Especially, it is often compelled to employ an extremely low factor of safety for mechanical strength than ordinary concept. This has necessitated rigid quality control to maintain high reliability. Especially, in the course of shift from development to regular production, the performance has been confirmed through severe qualification test by the authorities.

1. ま え が き

昭和32年以来、新三菱重工業でF-86F ジェット戦闘機、川崎航空機でT-33A ジェット練習機の国産化が進められ、当社ではこれらに装備される各種の航空機用アクチュエータを開発した。

航空機用アクチュエータとはパイロットが必要に応じて作動させる部品の運動源となる作動筒、油圧モータ、電気モータなどの総称で油圧エネルギーまたは電気エネルギーを仕事に変える機器であるが、当社で開発したものは電動式アクチュエータである。

開発に際してはMIL規格および機体会社仕様書に指示された要求事項を適用して認定試験を実施し、いずれのアクチュエータも十分合格することができた。認定試験後も量産品の納入に先だって、初回製品検査、受入検査によって品質確認が行なわれている。本文は電動式アクチュエータについて一般的に説明すると同時に現在までに開発し、量産しているものについて紹介する。

2. 航空機用アクチュエータの種類と用途

電動式アクチュエータはその出力軸に現われる運動の種類により、回転運動式アクチュエータと直線運動式アクチュエータとの2種類に分けられる。前者は回転運動を伝達するもので一般に電動機、クラッチ、減速装置、運動またはトルクの制限装置、リミットスイッチなどで構成され、後者はさらに回転運動を直線運動に変える装置が付加される。

用途としては操縦席キャノピの開閉、離着陸ウイングフラップの伸縮、補助翼、方向舵、昇降舵などのトリムタブ操作、脚の伸縮、エンジン流入空気の制御、その他多くの用途に使用される。

電動式アクチュエータは用途、装置位置、使用時間、負荷、アクチュエータの電力源などによって異なるが、一般に油圧

式あるいは圧縮空気式アクチュエータと比較して負荷の大きいほどおよびアクチュエータの動力源からアクチュエータへの伝達距離の長いほど有利となる。これらの特長は航空機の進歩、大形化に伴いパイロットの生理的能力の限界が部品操作に必要な仕事量に追従できなくなり、アクチュエータにも高度の機能が要求されるようになってきた現在ではとくに貴重であり、したがって電動式アクチュエータの使用範囲も広がってきたのである。

3. 製作機種概要

当社で開発し製作している機種についての仕様の概略は表3.1、外観は図3.1、3.2、3.3のとおりである。

表 3.1 製作機種の仕様

名 称		T-33A用 ノビアクチュエータ	F-86F用 ノビアクチュエータ	ウイングフラップ アクチュエータ
種 類		回 転 運 動 式		直 線 運 動 式
定 格	回転力 (in-lb)	150	23	—
	回転数 (rpm)	>65	>735	—
	荷 重 (lb)	—		1,005
	速 度 (in/s)	—		0.42
機 種	電 圧 (DCV)	28		
	出 力 (W)	190	230	180
	回転数 (rpm)	11,000	12,000	10,700
	製品重量 (kg)	2.8	4.0	5.4
用 搭 載 機 種		T-33 A ジェット練習機	F-86 F ジェット戦闘機	
途 操 作 部 分		キャノピ		ウイングフラップ

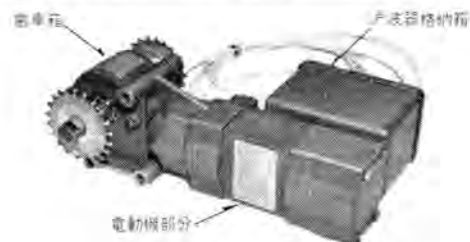


図 3.1 T-33A 用キャノピアクチュエータ

Fig. 3.1 Canopy actuator for T-33A.

* 電装品部



図 3.2 F-86 F 用キャノピアクチュエータ
Fig. 3.2 Canopy actuator for F-86 F.



図 3.3 ウイングフラップアクチュエータ
Fig. 3.3 Wing flap actuator.

つぎに キャノピアクチュエータ および ウイングフラップアクチュエータ についてその概要を説明する。

3.1 キャノピアクチュエータ

キャノピとは操縦席上部の透明プラスチックを主体とするカバーのことで、パイロットの出入するたびに開かれるが、もちろん飛行中は操縦席の気密を保つために密閉される。このキャノピを開閉するために使用されるのがキャノピアクチュエータである。例を F-86 F ジェット戦闘機用のものについてその構造と動作の概要を説明する。

(1) 構造

図 3.2 に示されるように電動機部分、歯車箱、戸波器格納箱などから構成されている回転運動式アクチュエータである。電動機部分には電動機、電磁クラッチおよびブレーキ、サーマルプロテクタなど、歯車箱には減速歯車、トルク制限装置など、戸波器格納箱には無線障害防止用戸波器などが納められている。構成部品は狭い空間に装着できるよう小形軽量化を要求されると同時に、使用期間中に遭遇する苛酷な温度、湿度、気圧、振動、衝撃、爆発、塩霧、砂じん、かびなどの環境条件の下ですべての荷重に耐えることを要求される。このため各部品の機械的強度については必要に応じて特殊な強靱材料を用いてもなおいじりしく小さな安全率しかとれないばあいが多いので、厳格な品質管理の実施によって信頼度の確保に万全を期している。耐食性についても十分考慮が払われ、鉄鋼部品には米国規格 QQ-P-416 a によるカドミウム、軽合金部品には米軍規格 MIL-A-8625 A による陽極皮膜処理を実施しており、外面には MIL-V-173 a による耐菌塗料を用いることが多い。

(2) 動作

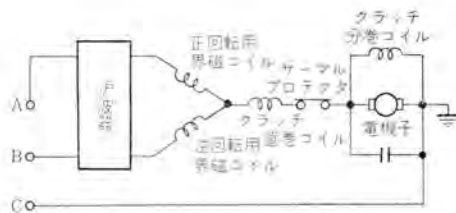


図 3.4 キャノピアクチュエータ結線図
Fig. 3.4 Connection diagram of canopy actuator.

図 3.4 に示される結線図において、端子 A はキャノピを開くための＋側端子、端子 B はキャノピを閉じるための＋側端子、端子 C は接地された－側端子である。端子 A に通電すると電動機の正回転用界磁コイル、電磁クラッチ用直巻および分巻コイルが励磁され電磁クラッチが動作すると同時に電動機が回転を始める。キャノピが開き終わるときキャノピの位置リミットスイッチにより電源が切られアクチュエータは停止する。同様にして端子 B に通電すればキャノピは閉じるが、閉じ終わってからなお完全に閉じ切るためにアクチュエータのトルク制限装置により一定トルクを出し、一定時間後に電動機と直列に入っているサーマルプロテクタにより電源が切られアクチュエータは停止する。

3.2 ウイングフラップアクチュエータ

ウイングフラップとは可動支持された主翼後縁のことで、低速飛行中の航空機の失速を防ぎ揚力を増すため離着陸のばあいに下方へ押し下げられるが常時は主翼断面と一致する位置まで引き上げられている。このウイングフラップを上下するために使用されるのがウイングフラップアクチュエータである。例を F-86 F ジェット戦闘機用のものについてその構造と動作の概要を説明する。

(1) 構造

図 3.3 に示されるように電動機部分、歯車箱、伸縮部分、戸波器格納箱などから構成されている直線運動式アクチュエータで、左右両翼に 1 台ずつ装着される。電動機部分には電動機、電磁クラッチおよびブレーキ、サーマルプロテクタなど、歯車箱には減速歯車、負荷制限装置など、伸縮部分にはジャッキスクリュー、作動行程制限装置など、戸波器格納箱には無線障害防止用戸波器、リミットスイッチなどが納められている。構成部分の強度や耐食性についての考慮はキャノピアクチュエータと同様である。

(2) 動作

図 3.5 に示される結線図において端子 A は伸縮部分を伸し、ウイングフラップを押し下げるための＋側端子、端子 B は伸縮部分を縮めウイングフラップを引き上げるための＋側端子、端子 C は接地された－側端子、端子 D は左右両翼のアクチュエータを電氣的に結合するための端子である。端子 A に通電するとキャノピアクチュエータと同様、電動機が回転し伸縮部分が伸長する。電氣的伸長限度に達すると、伸長位置リミットスイッチにより電源が切られアクチュエータは停止するが、もし、スイッチが故障のばあいは機

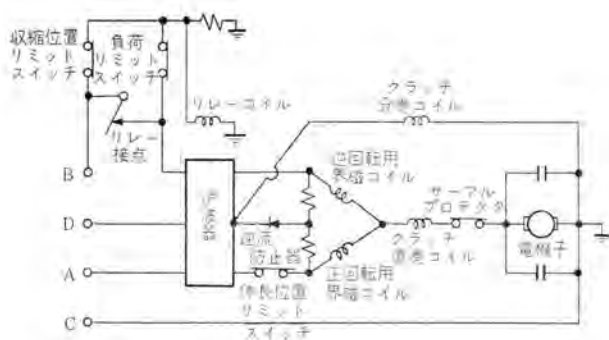


図 3.5 ウイングフラップアクチュエータの結線図
Fig. 3.5 Connection diagram of wing flap actuator.

械的伸長限度において内部のストップにより機械的に拘束される。つぎに端子 B に通電すると同様にして伸縮部分が収縮し電気的収縮限度に達すると収縮位置リミットスイッチが作動するがそれだけでは停止せず、機械的収縮限度における内部ストップまたは機体側の外部ストップによる過負荷が一定値に達すると、負荷リミットスイッチにより電源が切れアクチュエータは停止する。これはウイングフラップの引上位置を正確に保持し、飛行中逆転方向に作用する外力に対して反抗力をもたせるためである。端子 D は左右両翼のアクチュエータを同期的に運動して機体の平衡を保ち、片側のアクチュエータが故障したときも支障がないように両翼のアクチュエータ間を電氣的に接続するもので、緊急のばあいにはクラッチ分巻コイルの励磁電流が通過する。キャノピアクチュエータと同様、サーマルプロテクタが備えられており、熱的または電氣的な異常を感知してアクチュエータを保護している。

4. アクチュエータの特長

上述のようにアクチュエータの構成部品には電動機、電磁クラッチ、位置制御装置、無線障害防止用波器等など主に電氣的な部品と、減速歯車、トルク制限装置、ジャッキスクリューなどおもに機械的な部品とがあり、それらが機体設計者の要求する容積および重量の範囲内で簡潔、軽量にまとめられねばならない。とくに操縦系統に使用されるアクチュエータは、遭遇する苛酷な環境条件と負荷に対しても危険を避けるため常に高い信頼度が要求される。したがってアクチュエータは下記のように設計上、工作上多くの問題を有している。

4.1 電動機を選択

アクチュエータの特性はその電動機の特性に依存するところが多いので、電動機を選択に際しては電源、配線、負荷、運転サイクル、環境条件などを十分検討しなければならない。電源電圧は直流のばあいは普通 30 V であるが配線による電圧降下を考慮して電動機の端子電圧は約 26~27 V に定めている。交流のばあいの電源は三相 4 線式で 400 サイクル、208 V が定格で、電源発電機特性および制御方式により異なるが、電動機の定格は 400 サイクル、200 V 程度に設計される。

航空機用アクチュエータ・小島・飯田・久慈

アクチュエータの要求トルクはアクチュエータの 1 運転サイクルの間に種々変化するばあいが多いので、全トラブルにわたって要求トルクを縦軸にとり、直線運動式アクチュエータのばあいにはストローク長さ、回転運動式アクチュエータのばあいには総回転変位角度を横軸にとって、実際に負荷の要求する負荷-ストローク曲線、または負荷-総角偏位曲線を書くことによって電動機の出力トルクを決めなければならない。さらにこれらの曲線に合致した上に、規定の時間範囲内で 1 運転サイクルを完了するようなトルク-速度曲線を有する電動機でなければならない。アクチュエータは用途にもよるが 1 運転サイクル完了後休止時間を有する断続運転で数秒運転、数分休止という程度のもが多い。したがって電動機は運転サイクルを完遂するため全トラブルの間に正、逆転を繰り返すことになり、逆転の容易さが要求されるとともに、耐湿特性上から全閉構造が要求されるので温度上昇が相当困難な問題となる。

電動機の効率はその重量と関連して考えられ、汎用のものと比較すると普通は相当低くとしている。その理由は、電動機は断続運転されるものであり、効率を良くするために増加を必要とする電動機の重量、およびその増加重量を運ぶために必要な燃料の重量よりも、むしろ効率を悪くしても小形軽量であることが要求されるからである。

電動機の種類としては正、逆転の容易、高起動トルクなどの利点のために図 4.1 のような分割界磁形直流分巻電動機が最も多く使用される。直流分巻電動機は正、逆転の結線の複雑さのためにあまり使用されないが、変動負荷に対して精密な速度調整を必要とする用途には復巻特性を加えて使用されることもある。もちろん交流のばあ



図 4.1 分割界磁形直流直巻電動機の結線図
Fig. 4.1 Connection diagram of split field type DC series motor.

いにはスリップリング、ブラシ、整流子、回転子巻線が不用で構造が簡単な三相かご形誘導電動機が用いられるが、速度調整を必要とする用途に対してはやはり直流が採用される。

4.2 減速機構

(1) 歯車

歯車は減速機構の主体をなすもので、平歯車、はすば歯車、かさ歯車、ウォーム歯車などが用いられるが、大きな減速比または形状の対称性が要求されるばあいにはしばしば遊星歯車装置が用いられる。これらの歯車は負荷を駆動するための伝達荷重とともに、ひん繁に繰り返される起動停止のたびに衝撃荷重を受けるので強靱性と耐磨耗性を与えるため、高ニッケル鋼から作られ表層部を浸

炭焼入されるものが多い。

(2) 運動ネジ

運動ネジは直線運動式アクチュエータにおいて回転変位を直線変位に変換する機構で、29度台形のネジ山をもつアクメネジが多く用いられる。このネジの特長は有効径のすきまが小さいだけでなく、おネジの外形と、めネジの谷径との間のすきまが非常に小さいことである。これはこの部分のすきまが原因となって伸縮運動が不円滑になることを防ぐためである。アクチュエータの受ける荷重の方向が運動ネジの軸線と一致しないばあいも多いが、運動ネジ部分の軽量化をはかるために機体側との取付部分に特殊の軸受を用いて、運動ネジ部分には曲げ荷重を加えないように考慮することもある。

4.3 停止機構

(1) リミットスイッチ作動機構

アクチュエータを停止させる第一段階として、電動機を電源から切離すものがリミットスイッチ作動機構である。リミットスイッチは小形で動作が確実なマイクロスイッチが用いられ、配線の都合上電動機の周辺に取り付けられる。スイッチを所要の条件で作動させるために、外部から容易に調整できる作動機構がスイッチと組み合わせて設けられる。スイッチの作動条件は大別して2種類ある。その一つは可動部分が一定の位置に達したときに作動させるもので、大部分の用途にはこの方式が用いられる。ほかの一つは負荷の駆動に要する回転力が一定の大きさになったとき作動させる方式で、外力による停止位置の変動や関連機構が過負荷で破損することを防ぐ必要のあるばあい用いられる。図4.2はウイングフラッタアクチュエータの負荷制限装置で、パネで支持されているはすば歯車の軸の軸方向変位が駆動回転力に比例することを利用して、アクチュエータの収縮限度における停止動作を確実にするものである。

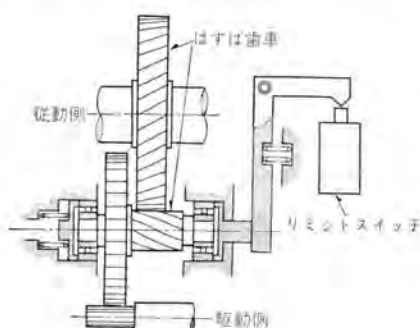


図 4.2 負荷制限装置
Fig. 4.2 Load limit mechanism.

(2) 電磁クラッチ および ブレーキ

リミットスイッチ作動後におけるアクチュエータの可動部分の惰走を制限するために、電磁クラッチ および ブレーキ が設けられる。電磁クラッチは断電と同時に電動機回転子を減速機構から切離して負荷系統の運動量を減少させるもので、電磁石と摩擦クラッチから構成され、摩擦面のスベリを利用して電動機を過負荷から保護することもできる。

ブレーキは負荷系統に制動力を加えるためにあり、パネと摩擦ブレーキから構成され、停止中に加わる外力に対抗する保持トルクをもつことも要求される。クラッチおよびブレーキの摩擦面には円板形と円すい形の2種類があり、円すい形にした方が小形にできるが、一般には機構の簡素化と組立調整の便宜も考慮してクラッチには円すい形、ブレーキには円板形が使用される。図4.3はT-33A用キャノピアクチュエータの該当部分を示すもので、電磁クラッチの離脱とブレーキの作動を同時に行なわせるため、およびこれらの機構を小形にまとめるために両者は隣接して組み立てられている。

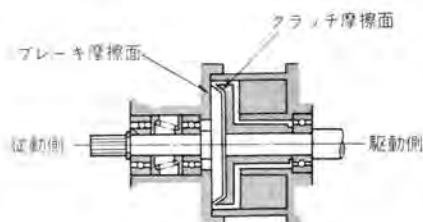


図 4.3 電磁クラッチ および ブレーキ
Fig. 4.3 Electromagnetic clutch and brake.

4.4 保護機構

(1) 過負荷に対する保護

過負荷を受けてアクチュエータまたは機体側の関連機構が破損することを防ぐために種々の機構が設けられている。前に述べた摩擦クラッチや負荷制限装置もその一例であるが、つぎに述べるトルク制限装置はF-86F用キャノピアクチュエータに設けられているものである。図4.4は装置の原理を示すもので、駆動トルクが規定値以下のばあいには、ばね圧によるカムとローラとの間の摩擦力でトルクが伝達されるが、駆動トルクが規定値をこえるとローラがカムを乗り越えて空転する。このようにしてトルク

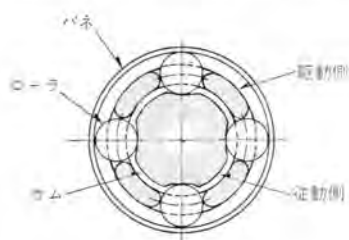


図 4.4 トルク制限装置
Fig. 4.4 Torque limit mechanism.

を一定に保つ理由は、操縦室の気密を保つためにキャノピのシール面に適正な圧力を加えると同時に、その圧力が過大になって関連機構が破損することを防ぐためである。

(2) 過熱に対する保護

アクチュエータの用途にもよるが、電動機はそのまま放置されると定格寿命の保証ができないような過負荷を受けるばあいが多い。このため必要に応じてサーマルプロテクタが設けられる。サーマルプロテクタは負荷電流による電動機コイルの温度上昇を感知する内部ヒータと、感知した温度に応じて電気回路の接点を開閉するパイメタルから構成

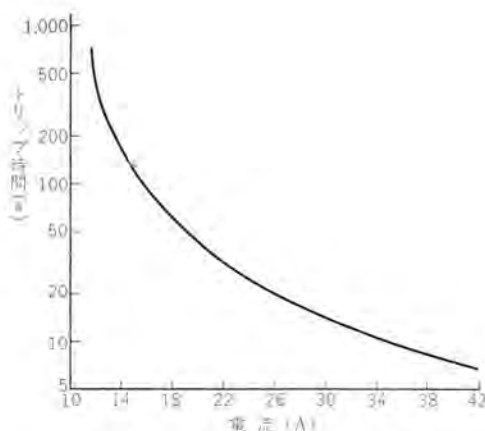


図 4.5 サーマルプロテクタの特性曲線

Fig. 4.5 Characteristic curve of thermal protector.

される。サーマルプロテクタは各瞬時における電動機コイルの最高温度を敏速に感知するよう、電動機内部の適当な位置に取り付けられ電動機コイルと直列に接続される。図 4.5 は F-86 F 用キャノピアクチュエータのサーマルプロテクタについて、通過電流とトリップ時間の関係を示す特性曲線である。トリップ後のリセットが自動的に行なわれる形式のものでは、もし、関連機構の故障に気が付かれずに放置されると、長時間にわたってトリップとリセットがくり返えされるから、サーマルプロテクタの作動寿命はこれに耐えるように設計されねばならない。

4.5 緊急作動機構

(1) 手動機構

アクチュエータが故障のばあいに備えて、操縦者が手動で操作できる機構を付加することはしばしば行なわれる。たとえば T-33 A 用キャノピアクチュエータでは、減速機構の中間にある歯車軸を延長して、これに可撓軸を結合するためのスプラインが設けてある。したがってアクチュエータは可撓軸を介して操縦席と連携されるから、必要があればパイロットが手動操作でキャノピを開くことが可能である。このばあいに注意を要するのは、手動操作を要するときはアクチュエータに通電されないからブレーキが作動したままの状態にあることで、このためブレーキトルクはパイロットが出しうる手動トルクから負荷トルクを差引いた値よりも小さくしなければならない。

(2) 連動機構

ウイングフラップアクチュエータなどでは機体の平衡を保つために左右両翼のウイングフラップを同時に操作することが必要である。このため減速機構の中間から分岐された同期操作歯車列と可撓軸により、両翼のアクチュエータは機械的に結合されている。この結合部分には、正常状態では両翼間の僅かな差異を補正するトルクが伝達されるだけであるが、緊急状態では片翼分の全負荷を駆動すべきトルクが伝達される。したがってそのときには、健全側の電動機は常時の 2 倍に近いトルクを出さねばならない。もしこのときに故障側のブレーキが作動したままであると、この負担はさらに大きくなるので、電氣的に両翼間の端

子 D を接続することにより、図 3.5 に示すように逆流防止器の作用で、故障側のクラッチ分巻コイルだけに励磁電流を健全側から供給し、ブレーキをはずすことができるようになっている。

4.6 無線障害防止装置

最近の航空機では無線機器の用途の増大に伴い、その感度の鋭敏さが要求されるようになってきたので、無線障害電圧を最小にすることが必要である。無線障害電圧は整流不良のほか火花放電により主として直流機器のブラシなどから発生し、その発生源から口出線を経て配線に伝導して出る伝導性のものと、直接発生源から輻射によって出る輻射性のものとがある。前者は 150 kc から 20 Mc 程度の比較的低い周波数範囲で、汜波器およびブラシ間コンデンサにより、後者は 20 Mc から 150 Mc 程度の比較的高い周波数範囲で、障害電圧の発生源を有する機器をボンディングすることにより障害を防止している。図 4.6 は汜波器およびブラシ間コンデンサの結線図である。

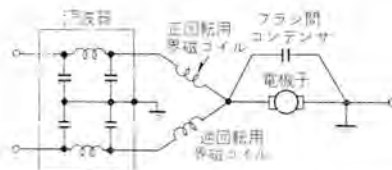


図 4.6 汜波器およびブラシ間コンデンサの結線図

Fig. 4.6 Connection diagram of radio noise filter and brush condenser.

伝導性の障害電圧に対する汜波器は、構成素子を L および C とする π 形回路が使用されるが、まれには L 形のばあいもある。汜波器としての効果は、理論的には直列素子 L のインピーダンスが高く、並列素子 C のインピーダンスが低いほど大きくなるが、実際には除去すべき周波数、所要減衰量、外形寸法などによって素子の値が決定される。なお、リードあるいはコンデンサ内部構造による誘導リアクタンス、コイル巻線間の容量リアクタンスなどによって防止効果を損われないように、無誘導巻 MP コンデンサおよび高性能磁心の使用、汜波器内各素子の隔離などを考慮することが必要である。ブラシ間コンデンサは障害電圧の発生源に最も近いブラシ間にそう入され比較的高い周波数を除去するために効果がある。

輻射性の障害電圧に対するボンディングにより、機器の各部品は接触部の抵抗を低くし接地されるが、互いに接触する各部品は MIL 標準 33586 “航空機部品に使用する異種金属の使用制限”に規定されているように、電食を起すような異種金属の接触を避けることを要求される。

5. 性能

アクチュエータの性能が、それぞれの適用規格に要求されたとおりであることを確認するために、認定試験が実施される。表 5.1 はウイングフラップアクチュエータの認定試験項目

表 5.1 認定試験項目

項 目	供試品	項 目	供試品
外觀仕上検査	1~4	防爆試験	1
運転チェック試験	1~4	脈動電圧試験	3
正規作動試験	1	無線障害試験	3
電圧変化試験	1~4	寿命試験	1
作動行程試験	2	過熱防止試験	2
衝撃荷重試験	3	伸長スイッチ試験	1
静的負荷試験	1	可逆性試験	4
ロードスイッチ試験	1	過作動制御試験	1
高温試験	3	加熱、速度、電流試験	電動機
低温試験	3	耐圧試験	〃
耐湿試験	4	過速度試験	〃
高度試験	3	起動特性試験	〃
塩水噴霧試験	3	ブレンパル試験	〃
振動試験	4	加速試験	〃
耐腐試験	2	衝撃試験	〃
砂塵試験	4	運転位置試験	〃

(注) 供試品の数字はアタッチメント 4 台のおののおの No. を示し、電動機とは電動機部分だけについて試験することを示す。

で、適用規格 NA 5-7909-2 J に準拠するものである。
以下その概要を述べる。

5.1 要求条件

(1) 作動行程

作動行程に関係する寸法が図 5.1 のとおりであるように組立および調整されていること。

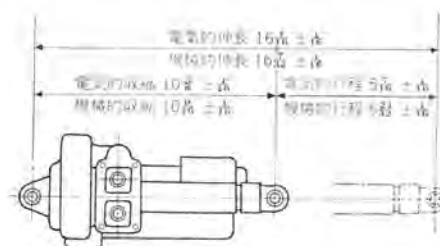


図 5.1 作動行程

Fig. 5.1 Operational stroke.

(2) 運動所要時間

運転所要時間は、最大荷重を加えて伸長させるとき 10~16 秒、収縮させるとき 5~10 秒、緊急荷重を加えて伸長させるとき 30 秒以下、収縮させるとき 20 秒以下で

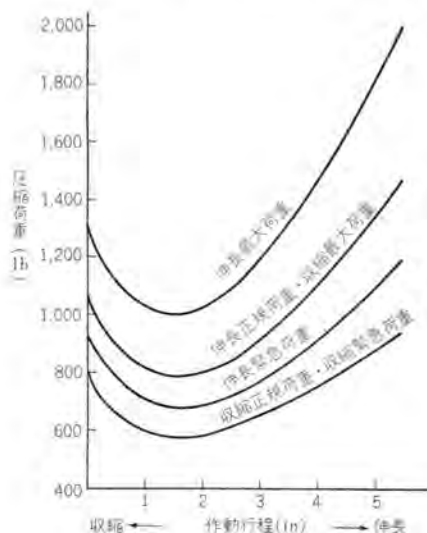


図 5.2 作動荷重

Fig. 5.2 Operational load.

あること。荷重の大きさは図 5.2 に示すように作動行程とともに変化するが、常に圧縮方向に作用する。

(3) 静的負荷

静的降伏荷重を加えた後も機能に異常がなく、静的極限荷重を加えても破損しないこと、静的荷重の大きさは表 5.2 に示すとおりである。

表 5.2 静的負荷

試 験 状 態	降伏荷重 (lb)		極限荷重 (lb)	
	圧 縮	引 張	圧 縮	引 張
収縮限度から 1 in 伸長	3,370	3,370	5,060	5,060
伸 長 限 度	2,000	—	3,000	—

(4) 過作動

リミットスイッチ作動後における伸縮部分の走行距離は 1/8 in 以下であること。

(5) 負荷リミットスイッチ作動荷重

収縮運転中に 650±100 lb の引張荷重が作用したとき、負荷リミットスイッチが作動するように調整されていること。

(6) 無線障害

伝導性障害波は 0.15~20 Mc、放射線障害波は 0.15~150 Mc の範囲で MIL-I-6181 B の制限値以下であること。

(7) 環境

つぎの環境条件のうち、高温、低温、高度の各項目については規定された条件のままその最終過程で、そのほかの項目については試験後常態で運転して機能に異常がないこと。また耐湿、耐菌の各項目については、さらにその後で分解点検して腐食、劣化、細菌繁殖などの異常がないこと。

a. 高温

温度 71°C で 50 時間実施する。

b. 低温

温度 -54°C で 72 時間実施する。

c. 湿度

最初の 2 時間で加熱、つぎの 6 時間は 71°C に保持、つぎの 16 時間で常温まで冷却、計 24 時間を 1 サイクルとする温度 サイクルを、湿度 95% で 15 サイクル実施する。

d. 高度

温度 -40°C、高度 15,000 ft 相当の気圧で 150 時間実施する。

e. 塩水噴霧

温度 35°C で、重量比 20% の塩水を 50 時間噴霧する。

f. 振動

周波数 5~500 cps の範囲の共振周波数で、図 5.3 に示す加振加速度を 3 軸方向に各 4 時間加える。

g. 耐菌

5 種類の菌の懸濁液を吹付後、温度 30°C、湿度 95% で 28 時間放置する。

h. 砂じん

砂じんの循環気中に 25°C で 6 時間、続いて 71°C で 6 時間放置する。

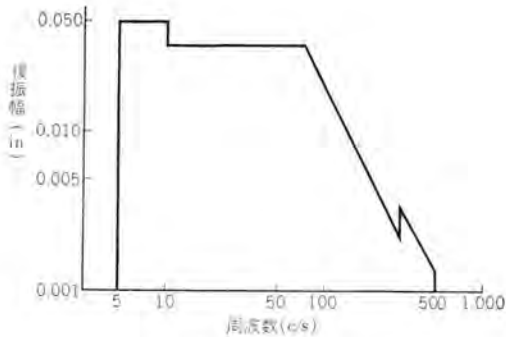


図 5.3 振動試験の振幅

Fig. 5.3 Amplitude of vibration test.

i. 防爆

試験室内で アクチュエータ を運転し、充满させた爆発性混合気を爆発させ、つぎに アクチュエータ を停止し、電動機内部に循環させた爆発性混合気を爆発させる。

(8) 寿命

伸長と収縮の各1回を含めて1サイクルとし、3 min 通電、17 min 休止の定格で、正規荷重を加えて5,000 サイクル、続いて緊急荷重を加えて500 サイクル運転した後、機能に異常がなく、伸縮部分の軸方向遊びが0.045 in 以下であること。ただし正規荷重による5,000 サイクルのうち、前半の2,500 サイクルは外部ストップにより、後半の2,500 サイクルは外部ストップを除いて、アクチュエータ自身の機械的ストップにより、収縮停止させること。

(9) 電動機

つぎの要求は電動機部分だけに課せられる。

a. 出力

定格電圧 26 V で運転したとき、正回転方向に 180 W、逆回転方向に 65 W を出しうること。ただし電動機が正回転のとき アクチュエータ は伸長し、逆回転のとき収縮する。

b. ブラシの摩耗

高度状態 24 時間と地上状態 1~2 時間を交互に 4 サイクル実施し、定格運転したとき、ブラシの摩耗量が許容摩耗量の 20 % 以下であること。ただし高度状態とは高度 50,000 ft 相当の気圧で、温度 -50°C の状態、地上状態とは常温、常圧の状態とする。

c. 加速

3 軸両方向のおのおのについて 10 G の加速度を加えながら運転できること。

d. 衝撃

3 軸両方向のおのおのについて 10 G の衝撃を各 10 回加えた後、機能に異常がないこと。

5.2 試験結果

もちろん試験結果は全項目合格であったが、そのうちの主な項目についてだけ述べる。

(1) 運転所要時間

要求される荷重は図 5.2 に示したように作動行程に対して曲線状に変化するが、試験に際しては図 5.4 に示す

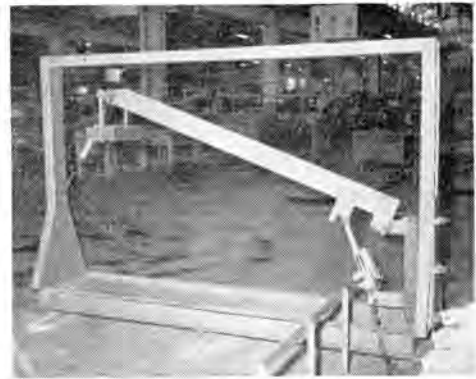


図 5.4 負荷試験装置

Fig. 5.4 Equipment of load test.

装置を使用して、それと等価の荷重を加えた。

(2) 過作動

最高速度で運転したときの全長を A、最低速度で運転したときの全長を B とし、A-B が規定値以下であることを確認した。

(3) 無線障害

測定器として MIL-I-6181B に適合する STODDART MODEL NM-30 A および NM-20 B を使用し、シールドルーム内で測定した。

(4) 環境

電気恒温器、低温そう、恒湿恒温そう、気密低温そう、塩水噴霧試験機、振動試験機そのほか各種の装置を使用して実施した。図 5.5 は振動試験機に アクチュエータ を取り付けた状態を示す。各項目とも試験後また試験の最終過程で、正規荷重を加え 10 サイクル 運転して機能に異常のないことを確認した。

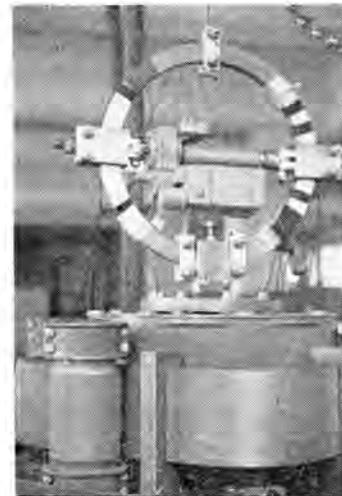


図 5.5 振動試験装置

Fig. 5.5 Equipment of vibration test.

(5) 寿命

試験装置は前述の運転所要時間の項目と同様、図 5.4 に示す装置を使用した。この試験でとくに問題になるのは、クラッチとブレーキの摩擦面および ジャッキスクリュの摩耗であるが、試験後の機能に異常がなく、伸縮部分の軸方向遊びも規定値以内であることを確認した。

(6) 電動機

a. 出力

出力に対する電流、回転数、トルク、効率は図 5.6 のとおりであった。

b. ブラシの摩耗

高々度に相当する低圧、低温の状態では、ブラシの摩耗が異常に促進され易いので、この試験は直流電動機として最も注意を要する項目の一つである。試験は気密低

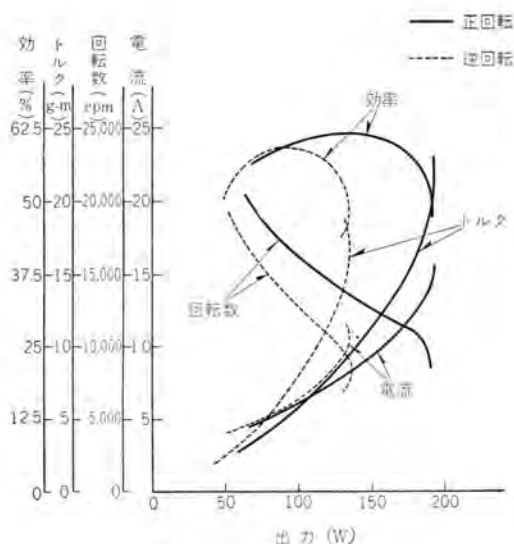


図 5.6 電動機の特性曲線
Fig. 5.6 Characteristic curve of motor.

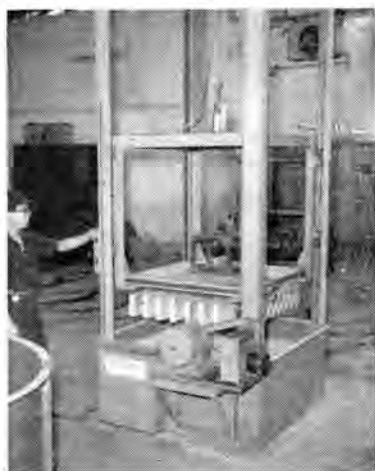


図 5.7 衝撃試験装置
Fig. 5.7 Equipment of shock test.

温そうの中で実施し、試験前後の ブラシ の長さを測定して摩耗量を算出した。

c. 衝撃

図 5.7 に示す試験機に取り付けて試験した後、定格運転して異常のないことを確認した。

6. む す び

当社で開発した 航空機用アクチュエータ を中心として、その大要を述べたが、要約すれば 航空機用アクチュエータ の特長とするところは、

(1) MIL 規格および機体会社規格の要求を完全に満たすように電気的および機械的に バランス をとって簡潔、軽量に設計されている。

(2) 精度はきわめて高くまた徹底した品質管理によって信頼度に最も重点を置いて製作されており、厳格な認定試験、初回製品検査および受入検査によって品質を確認されている。

(3) 要求される苛酷な環境条件の下でも十分機能を

発揮できるよう、ほとんど密閉形で防錆処理、耐菌処理を施してある。

(4) 電動機は直流の場合は負荷の性質および可逆性を考慮して、ほとんどのばあい直巻電動機が使用されているが、今後は機上電源の交流化に伴い三相交流カゴ形誘導電動機が使用される傾向にある。

(5) 電動機部分と減速機構部分との間には、慣性を少くし定位位置に停止させるために、円すい形または円板形の 電磁クラッチ および ブレーキ が用いられている。

(6) 過負荷に対しては電気的または機械的保護装置を有し、とくに操縦系統に関係のあるばあいには必ず緊急作動機構を有している。

(7) 無線障害電波に対しては浪波器およびブラン間コンデンサによって除去し、さらに各部品は ホンディング することによって ショヘイ に完全を期している。

(8) 使用する材料ならびに部品はいずれも完全に品質管理されたものを使用し、溶接、メッキ および熱処理など工作上の特殊工程も常時厳重に管理され、また計測器類も定期的に必ず検査されたものを使用している。などをあげることができる。

航空機の発達に伴い今後ますます 航空機用アクチュエータ に対する要求も厳しくなると思われるが、現在までの開発を通して習得できた技術によってそれに応ずる態勢を整えることができるものと確信する。

最後に現在までの開発にあたり種々援助賜った関係各位に対してこの機会に厚く感謝の意を表する次第である。

参 考 文 献

- (1) 木村秀政：航空学辞典，297 (昭 34)。
- (2) H. C. Zachmann：Design Parameters for Airborne Electric Motor Actuators, A.I.E.E. Conference Paper, 58-833.
- (3) H. M. Geyer, R. C. Treseder：Weight Analysis of Aircraft Actuators, A.I.E.E. Technical Paper, 52-133.
- (4) Actuators and Actuating Systems Aircraft, Electro-mechanical General Requirements for, MIL-A-8064A.
- (5) Motors: Aircraft Direct Current 24 Volt System, AN-M-40.
- (6) Motors, Direct Current, 28 Volt System, Aircraft General Specification, MIL-M-8609.
- (7) Equipment: General Specification for Environmental, Test of AF-41065B.
- (8) Environmental Testing, Aeronautical and Associated Equipment, General Specification for, MIL-E-5272A.
- (9) Interference Limits, Test and Design Requirements, Aircraft Electrical and Electronic Equipment, MIL-I-6181B.
- (10) 航空機用電動式アクチュエータおよびその系統, JIS-W-7014.

MELCOM EA-8302 形 繰 返 形 ア ナ ロ グ 計 算 機 (非線形)

無線機製作所 大鳥羽幸太郎*・和田 宏**

MELCOM Type EA-8302 Repetition Type (Non Linear) Analog Computers

Electronics Works Kōtarō OTOBA・Hiroshi WADA

Type EA-8302 repetition type analog computers, which are companion units to the type EA-8301 (type EA-100) previously made public, are non-linear element computers for extension purpose. Their non-linear elements involve an arbitrary function generator, a special function generator (those elements of saturation, dead zone, backlash are changed over in use) and two function multipliers. The apparatus is suitable for such applications as analysis and synthesis of the non-linear control system. There are many reports on interesting examples of the application with analog computers. Herein are examples of analysis by phase plane indication of the relay servomechanisms.

1. ま え が き

実在する制御系要素は多少とも非線形性を有するものであり、また一方、非線形制御理論の発達とともに非線形性の積極的導入が企図されるようになり、近時非線形性の適確な把握と評価は、制御系の重要な課題となってきた。

しかしながら、一般にこの分野での解析的方法の適用が困難であるだけに、その充足手段として、アナログ計算機の役割と成果に対する期待は大きい。

さて制御系解析用としての繰返形アナログ計算機の適応性は、あらためていうまでもないが、系のシミュレーションが容易であること、所要演算時間が短いこと、操作が比較的簡単であることなどが繰返形計算機の特長としてあげられる。また本文応用例で述べるように、過渡応答の位相面表示などを行なうにも、とくに別途XYプロッタを必要としないということも一つの特色といえるであろう。

本稿は、先のEA-8301形(EA-100形)計算機⁽¹⁾の姉妹機にあたるEA-8302形非線形要素計算機について概説するが、できれば上記拙稿と併読されることを筆者らは希望する。

2. 概 要

EA-8302形計算機は、EA-8301形計算機の増設用非線形計算機であって、図2.1にその外観を示す。電気的連携はもとより、外観構造的なコンビネーションも考慮されている。

非線形要素としては、任意関数発生器、特殊関数発生器(飽和、不感帯、履歴各要素切換え使用)および関数乗算器を含み、標準構成としては、関数発生器各1台ずつが同一パネルに、関数乗算器2台が同一パネルに収容

され、ジャック盤、電源盤とともに実装されている。

各要素とも入出力電圧電流は、最大 ± 50 V、 ± 10 mAであり、精度はいずれも1kc以下において2%以内である。

任意関数発生器は10区間(正負5区間)近似形で、各区間およびコウ配は独立に設定でき、また設定用ポテンショメータは目盛直読形である。区間設定範囲は ± 50 V、コウ配設定範囲は ± 1 で、利得切換は1, 2, 5の3段となっている。

特殊関数発生器は、飽和、不感帯、履歴各要素ともバイアスは正負両域対称に変化し、設定範囲は ± 50 V、利得切換は1, 10, 100の3段となっている。

関数乗算器の調整は、3個の調整用ダイヤルによって計器平衡をとるようになっている。

後述のように、折線近似用ダイオードとしては、特殊関数発生器を除いて半導体ダイオードを使用している。これは装置の小形軽量化と電力消費の低減をはかるためである。位相特性を良好にするため、極力内部容量の小さいダイオードを使用した。適宜微小容量コンデンサを用いて特性の補償を行なった。この結果、関数発生器、関数乗算器とも1kcにおける位相誤差は約3度以下に押えられている。

なおこの計算機の標準構成における電力消費は約400 VAである。



図 2.1 MELCOM EA-8302 形計算機

Fig. 2.1 Type MELCOM EA-8302 computer.

3. 各要素の構成

3.1 任意関数発生器

任意関数発生器の構成方式としては、すでにいくつかのすぐれた考案があるが、繰返形計算機では主としてその周波数特性上の観点から、ダイオード折線近似方式が最も適しているといえるであろう。この任意関数発生器では前項で述べたように、半導体ダイオードによる折線近似を採用するとともに、関数形の設定を容易にするため、各区間およびコウ配設定に独立性をもたせ、また各区間、コウ配とも設定用ポテンシオメータの指示は、設定値と直線の関係になるようくふうした。

折線の発生は、まず各区間ごとに図3.1(a)に示すような特性を、図3.1(b)に示すダイオード要素により形成し(図で $x_0=x_n$ は残留バイアス)、これに図のような形で

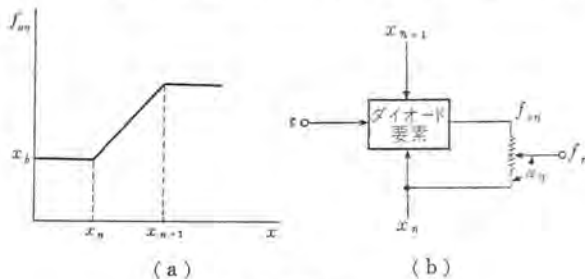


図 3.1 折線の発生

Fig. 3.1 Generation of a segmental line.

コウ配係数 α_r を乗じた後、区間数 N 個分の和をとるものとする。このようにすれば、 α_r はポテンシオメータの分圧比に比例する。

図3.1(b)において出力 f_n は、($n=1, 2, \dots, N$)

$$\begin{aligned} f_n &= x_n & x < x_n \\ &= \alpha_n(x - x_n) + x_n & x_n \leq x \leq x_{n+1} \\ &= \alpha_n(x_{n+1} - x_n) + x_n & x_{n+1} < x \dots \dots \dots (3.1) \end{aligned}$$

であるから、加算出力 f_1 は、

$$\begin{aligned} f_1 &= \sum_{r=1}^{n-1} [\alpha_r(x_{r+1} - x_r) + x_r] + \alpha_n(x - x_n) \\ &\quad + x_n + \sum_{r=n+1}^N x_r \\ &= \sum_{r=1}^{n-1} \alpha_r(x_{r+1} - x_r) + \alpha_n(x - x_n) + \sum_{r=1}^N x_r \end{aligned}$$

上式から第3項 $\sum_{r=1}^N x_r$ を引き去ることにより、

$$f_2 = \sum_{r=1}^{n-1} \alpha_r(x_{r+1} - x_r) + \alpha_n(x - x_n) \quad x_n \leq x \leq x_{n+1} \dots \dots \dots (3.2)$$

この結果 $x \leq x_n$ における関数値が、 $\alpha_k, x_k (k > n)$ に無関係になり、関数形の設定が容易になる。 $\sum x_r$ の加算を行なうにあたっては、 x_r が $x=0$ に対して対称である場合には $\sum x_r = 0$ であることなどを考慮して加算器の利得を決定する。

つぎにコウ配の変化法であるが、図3.1(b)で与えられるコウ配係数は、 $0 \leq \alpha_r \leq 1$ であるから、この α_r を正負両範囲にわたって可変とするために、

$$x = \sum_{r=1}^{n-1} (x_{r+1} - x_r) + (x - x_n) + x_1$$

に注目して、式(3.2)より αx を引けば、

$$\begin{aligned} f_3 &= f_2 - \alpha x \\ &= \sum_{r=1}^{n-1} (\alpha_r - \alpha)(x_{r+1} - x_r) + (\alpha_r - \alpha)(x - x_n) - \alpha x_1 \end{aligned}$$

上式において $x_1=0, \alpha=1/2$ とおくと、出力関数値 f として次式が得られる。

$$\begin{aligned} f &= \sum_{r=1}^{n-1} \alpha_r'(x_{r+1} - x_r) + \alpha_r'(x - x_n) \quad x_n \leq x \leq x_{n+1} \dots \dots \dots (3.3) \\ \alpha_r' &= \alpha_r - 1/2 \end{aligned}$$

すなわち α_r' は $-1/2 \leq \alpha_r \leq 1/2$ で与えられ、正負両範囲に変化することになる。また前述のように α_r はポテンシオメータの分圧比(目盛)に比例するから、 α_r' も同じくこれに比例する。必要な最大コウ配を ± 1 にするためには、加算器の利得を2倍にすればよく、また $x_1=0$ はほとんど制約となることはない。

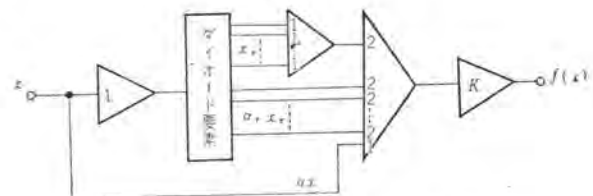


図 3.2 任意関数発生器のブロック図

Fig. 3.2 Block diagram of the arbitrary function generator.



図 3.3 任意関数発生器 (特殊関数発生器を含む)

Fig. 3.3 Arbitrary function generator. (containing special function generator.)

以上の結果構成された任意関数発生器のブロック図を図3.2に、また装置の外観を図3.3に示す。(この方式は現在特許申請中である)

実際の装置には、関数形設定用として区間およびコウ配用ポテンシオメータのほか、X軸Y軸移動用ダイヤルおよび利得切換用ダイヤルを付属している。

3.2 特殊関数発生器

この関数発生器は、飽和、不感帯、履歴各非線形要素を含んでいる。図3.4に示される2台の二極管使用リミ

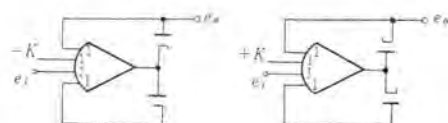


図 3.4 リミタ増幅器

Fig. 3.4 Limiting amplifier.

タ形増幅器を非線形形にもち、ほかに2台の加算係数器または積分器が組み合わされて構成されている。この組合せは切換スイッチで切り換えられ、上記3特性のいずれかが選択できるようになっている。

リミタ形増幅器の特長は、通常のダイオード・リミタにみられる、いわゆる contact potential effect⁽²⁾ がなく、明確な折点が得られるという点にある。

2項でもふれたが、利得切換は1, 10, 100の3段になっており、したがってたとえば利得100の飽和特性は、実際上リレー要素として応用でき便利である。(4. 応用例参照) また履歴要素は初期条件のそう入も可能な構成となっている。

本器の外観は図3.3に示される。

3.3 関数乗算器

この乗算器は、二組の半導体ダイオード折線近似2乗要素を基本とし、これと絶対値回路、加減算回路などで構成された、1/4 2乗差方式乗算器である。2変数入力 x, y に対して、積 xy/K ($K=50$) を得ることができる。

この乗算器の特色は、2乗要素折線近似区間の利用率を高めるため、入力側に絶対値回路を使用していること、また2乗要素の構成の簡易化と調整の容易さをはかるため、2乗特性における一次項補償方式(後述)を採用していることなどである。すなわち原則的に折線近似1/4 2乗差方式乗算器においては、2乗要素として二組の AZ^2 ($Z=x\pm y$, A は定数) で表わされる同一対称放物線特性を使用するが、この特性の形成および調整はかなり複雑となるうらみがある。これに対し、たとえば二組の $AZ^2 + BZ + C$ (A, B, C は定数) の形で表わされる特性(放物線特性の一部分)を利用し、さらに入力として $x\pm y$ の絶対値を加えるものとすれば、2乗要素の設計および調整を大幅に簡単化することができる。

この場合の演算関係は、

$$\begin{aligned} & A|x+y|^2 + B|x+y| + C \\ & - (A|x-y|^2 + B|x-y| + C) \\ & = 4Axy + B(|x+y| - |x-y|) \dots\dots\dots (3.4) \end{aligned}$$

で表わされる。

式(3.4)より第2項(x, y の一次項)を引き去れば所要の積が得られる。図3.5にこの方式による乗算器のブロック図を示す。

式(3.4)による積 xy の抽出は、一見第2項に比し第1項が小さく、 AZ^2 特性を使用する方式に比し、ノイズ・レベルの増加をきたすように考えられるが、実際にはその

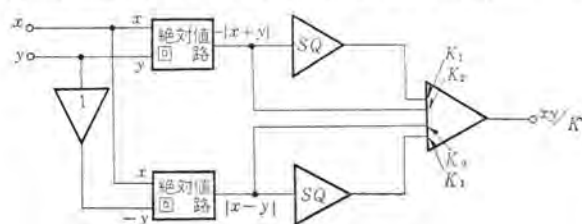


図 3.5 関数乗算器のブロック図

Fig. 3.5 Block diagram of function multiplier.



図 3.6 関数乗算器
Fig. 3.6 Function multiplier.

値は折線近似2乗特性に基づく誤差に比べて小さく(3)、精度はほとんど折線の近似度に依存すると考えられる。

なお2乗特性の設定は、その微分出力がブラウン管上で直線状となるように調整を行なった。このように微分演算器を用いる調整法は、一般に関数形が高次の場合にも適用できる有効な方法である。

図3.6に本器の外観を示す。

4. 応 用 例

つぎに EA-8301 形および EA-8302 形による応用例として、いわゆる リレー・サーボ系の最適切換を位相面で表示した結果を示す。非線形リレー要素としては、前述のように利得100の飽和要素を用いている。

一般に図4.1のような簡単なリレー制御系の場合、 r がステップ入力であれば、この制御系の過渡応答を示す位相面軌道は $\dot{\epsilon}$ 軸が切換線となり、そしてかなりのオーバーシュートを示すはずである。このオーバーシュートを小さくするには、通常図4.2に示すように進相回路または微分フィードバックを付加する。この場合位相面上の切換線は、

$$\epsilon + a\dot{\epsilon} = 0 \quad (a \text{は定数})$$

で表わされる。

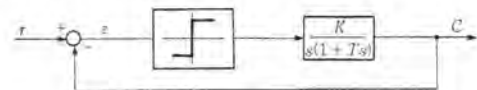


図 4.1 二次リレー・サーボ系

Fig. 4.1 Second order relay servomechanism.

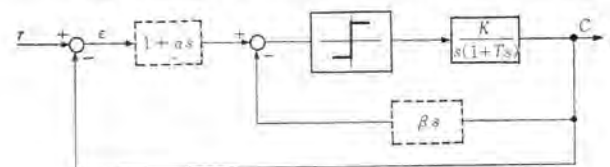


図 4.2 線形補償を行なったリレー・サーボ系

Fig. 4.2 Linear compensated relay servomechanism.

図4.4(a)(b)はそれぞれ図4.1, 4.2のブロック図に対応する位相面軌道を示す。(a)に比し(b)ではオーバーシュートが押えられ、過渡応答は相当改善されていることがみられる。

(このような制御系の実例としては、サーボ・モータを用いた位置制御系などがある。良好な特性を得るためには、系の利得を高めるとともに、タコメータ発電機によるフィードバックを行なうのが普通であるが、利得を十分大きくするとモータ・トルクが飽和するようになり、近似的に上述のようなリレー・サーボ系として取り扱われるように

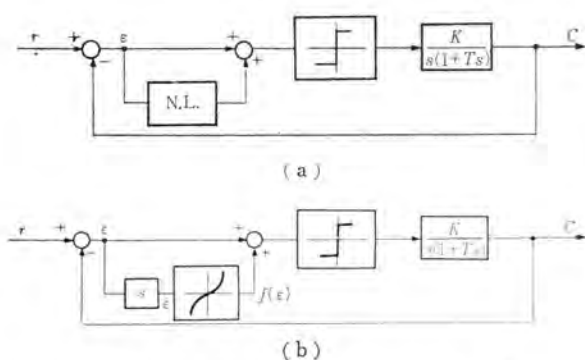


図 4.3 非線形補償を行なったリレー・サーボ系

Fig. 4.3 Non-linear compensated relay servomechanism.

なる⁽⁴⁾.)

さてさらに良好な応答特性として、 r がいかなる大きさであってもオーバーシュートなく、最短時間で定常状態に達するようにするには、以上のような線形補償だけでは実現不能であり、あらたに非線形関数の導入を必要とする。すなわち位相面における切換線として、

$$\varepsilon + f(\dot{\varepsilon}) = 0$$

で表わされる非線形関数 $f(\dot{\varepsilon})$ を用い、原点に向う軌道に一致させるものとすれば、初期値を出発した状況点はこの切換線によって切り換わり、最短時間で原点に到達する。この制御系のブロック図を図 4.3 (a) に示す。(このような制御方式は非線形最適制御と呼ばれ、最近クロズアップされてきている。)

図 4.3 (a) における制御方程式は、

$$T \frac{d^2 \varepsilon}{dt^2} + \frac{d\varepsilon}{dt} = -KD \dots \dots \dots (4.1)$$

で与えられる。ここで K は定数、 D は正負の領域に対応し +1, -1 のいずれかをとるものとする。

$$\frac{d\varepsilon}{dt} = \dot{\varepsilon}$$

より式 (4.1) は、

$$T\varepsilon \frac{d\dot{\varepsilon}}{d\varepsilon} + \dot{\varepsilon} = -KD$$

これより

$$\varepsilon = C - T\dot{\varepsilon} + KDTI_n \left(1 + \frac{\dot{\varepsilon}}{KD} \right) \dots \dots \dots (4.2)$$

ただし C は積分定数である。 $D = -1$ で原点を通過する軌道は式 (4.2) で $C = 0$ の場合であり、したがって所要の関数形は次式のようになる。

$$f(\dot{\varepsilon}) = \begin{cases} -KTI_n \left(1 + \frac{\dot{\varepsilon}}{K} \right) + T\dot{\varepsilon} & \dot{\varepsilon} < 0 \\ -KTI_n \left(1 - \frac{\dot{\varepsilon}}{K} \right) + T\dot{\varepsilon} & \dot{\varepsilon} > 0 \end{cases} \dots \dots \dots (4.3)$$

$f(\dot{\varepsilon})$ は近似的に、

$$f(\dot{\varepsilon}) \approx a_1 \dot{\varepsilon} + a_3 \dot{\varepsilon}^3 \quad (a_1, a_3 \text{ は定数}) \dots \dots \dots (4.4)$$

のように $\dot{\varepsilon}$ の三次式で表わされるから⁽⁴⁾⁽⁵⁾、これを任意関数発生器を用いて近似し、図 4.3 (b) のようにそう入

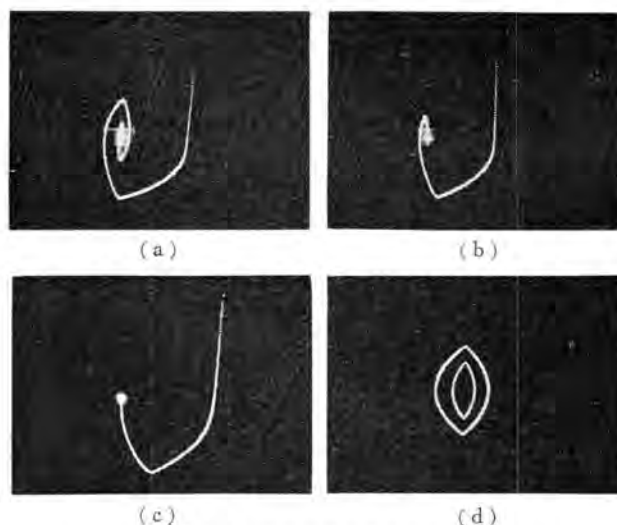


図 4.4 過渡応答の位相面表示

Fig. 4.4 Phase plane indication of transitional response.

すれば、最適制御を行なった位相面応答を求めることができる。この結果を図 4.4 (c) に示す。関数形の近似が適当であれば、 r いかんにかかわらずオーバーシュートなく原点に復帰する。

なお図 4.4 (d) には、参考までに位相面におけるリミット・サイクルの一例を示した。これは図 4.1 と類似のリレー・サーボ系(負荷が慣性だけからなる場合)について観測したものである。

5. む す び

以上 EA-8302 形繰返形アナログ計算機について、主として要素の構成方式を中心に概説した。

アナログ計算機による応用例としては、すでに各方面から興味ある解析例が数多く報告されているが、本稿では繰返形計算機による位相面解析応用の一端を紹介した。今後自動制御理論の進展とともにアナログ計算機の応用価値は一層高まるものと予想される。

最後に、本機の設計にあたって終始ご指導願った研究所電気第二研究室関係者に対し、深甚なる謝意を表するしだいである。

参 考 文 献

- (1) 大鳥羽・和田: MELCOM 繰返形アナログ・コンピュータ(EA-100 形), 「三菱電機」, 34, No. 3 p. 58 (昭 35).
- (2) Johnson: Analog computer techniques, Mc GRAW-HILL (1956).
- (3) M.E. Fisher: The optimum design of quarter-squares multipliers with segmented characteristics, J.S.I., 34 (August 1957).
- (4) 山田: サーボ系に飽和要素がある場合の一解析, 制御工学, 4, No. 6 (昭 35).
- (5) J.W. Diesel: Extended switching criterion for second order saturated servomechanisms, AIEE, Trans., Pt. II (Jan. 1958).

直列2進計数形電子計算機におけるインデクスレジスタの一方式 (MELCOM-LD1のインデクスレジスタ)

研 究 所 中 塚 正 三 郎*・壺 井 芳 昭*

Method of Index Resisters for Serial Binary Electronic Digital Computers (Index Resister for MELCOM-LD1)

Research Laboratory Syōzaburō NAKATSUKA・Yoshiaki TSUBOI

It is fairly necessary even for a medium scale computer for a scientific purpose to have a provision of index registers as the hardware in a large scale data processing by means of the electronic digital computer. This article deals with a new method of index register system for a multiaddress computer. In place of index bits in commands, a modify command is employed to specify the part of addresses of the following command to be modified and the B register number for the purpose of modification. This index register system can be attached to serial binary machines with almost no rearrangement in the basic logical circuits.

1. ま え が き

科学の発展とともに、統計あるいは測定上のデータ、あるいはリニアプログラミングなどの計算において、処理されなければならないデータの量は、ぼう大なものになりつつある。大形計数形電子計算機によりこれらのデータ処理を行なう場合、多量のデータの出し入れに必要なアドレスの変更(Modification)などにインデクスレジスタ(Index register)は不可欠なものである。

一方、科学計算を目的とした中形計算機においてもインデクスレジスタの利用価値は非常に大きく、たとえHardwareではそなえていなくとも、翻訳ルーチンなどプログラムによりインデクスレジスタを構成させている。研究所で研究試作された科学計算用中形計算機(MELCOM-LD1)⁽¹⁾では命令の構成上、指定すべきアドレスに関係した部分が4カ所ある。一般に内部命令語が多アドレス方式のものでは、命令に必要なビット数が多い上に、インデクスレジスタにより変更を指定する部分も多いため、インデクスビットを入れると命令に非常に多くのビット数を必要とする。

このため、およびこの計算機ではアドレス変更に対し都合のよい命令をそなえているため、Hardwareとしてのインデクスレジスタの必要性がかなり問題となった。しかし、アドレスの変更を別の命令で指定する方式について検討した結果、かなり少ない回路素子で構成でき、またほかの論理回路を変えることなく付加できることがわかったので、実際のプログラムにおいてこの種のインデクスレジスタ方式の有用性の実験もかねてHardwareとしてのインデクスレジスタをそなえることになった。

このインデクスレジスタでは、必要なシフトレジスタの数を

少なくするためIncrementの数は固定で、命令によって指定される。レジスタはアドレス変更のための情報をたぐわえるレジスタ(Bレジスタ)をそなえているだけで、これは命令の被変更部の最長部であるTおよびN部と同じ長さの7ビットのスタックシフトレジスタにより構成されている。Bレジスタは現在4コであるが、増設することは可能である。比較命令によってBレジスタの内容と比較すべき数は、レジスタに置数することなく、命令に書き込まれた情報を直接利用している。

このインデクスレジスタ方式の設計に当たっては、命令の遂行時間をできるだけ短くすること、必要な部品(論理素子パッケージ)の数をできるだけ少なくすること、および試作計算機の特色を生かせるような命令を選択することに注意をはらった。本機では各インデクスレジスタ関係の命令は、すべてその命令が読み込まれている間に命令の遂行を終わる。付加したインデクスレジスタ関係の回路に使われているパッケージの数は、計算機本体(BASIC)に使用されている量の約5%である。

以下このインデクスレジスタ方式の特長、命令の種類および機能、回路の構成などについて説明する。

2. 計算機の構成

試作機は、遅延線形磁気ドラムを主記憶装置とした2進法直列演算方式の計算機である。全体の構成についてはすでに発表もされているので⁽¹⁾、ここではインデクスレジスタの機能、動作の説明に必要な事項についてだけ述べる。

2.1 命令の形式

命令は1ワードが33ビットから構成され、それらは図2.1

に示すように、機能別に八つの部分に分けられる。SとD部はそれぞれ Source および Destination といわれ、通常、情報の転送に際しつぎのT部とともに情報の取出し場所および送り先を指定する。このSおよびDは図2.2に示すように、メモリ・ドラム上のヘッドのライン番号に対応し00~59の間で任意に選ぶことができる。この場

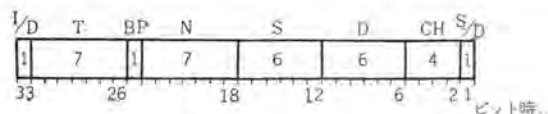


図 2.1 内部機械語の命令の構成
Fig. 2.1 Command structure of internal machine language.

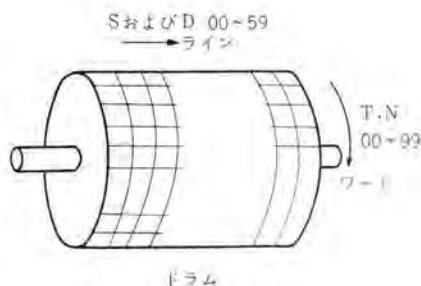


図 2.2 ドラム上の位置の指定
Fig. 2.2 Designation of address on drum.

合は、演算の種類はCH部によって指定される。SあるいはDが60以上の場合は特殊演算命令を意味し、原則としてSまたはDとCHの組合せにより演算の種類を示す。インデックス関係の命令（以下インデックス命令と略す）S=60がこれに属する。

T部はアドレスの指定とともに、情報のブロックトランスファ（Block Transfer）に際しては、そのブロック数を示すためにも用いられる。さらに並行演算⁽²⁾⁽³⁾においては、乗除算あるいはシフトすべきビット数を指定するために用いられる。N部は次の命令を取るべきアドレスすなわちコマンドラインのどのワードから取るかを示すためのものである。このように、データのアドレスおよび命令のアドレスに関し、指定されるべき部分がT、S、DおよびNの4カ所ある。

I/Dビットは、ブロックトランスファに関係するビットであり、BPはブレークポイント（Break Point）ビットである。S/Dビットは、原則としてデータを1ワード単位で取扱うか（Single Precision）2ワード単位にするか（Double Precision）を指定するビットであるが、特殊演算命令の一部では、CH部とともに演算の指定にも用いられている。

2.2 計算機の基本状態

この計算機は、制御状態として図2.3に示す四つの基本状態をもっており、動作中はそのどれか一つの状態にある。すなわち

(1) RC (Read Command State) : 命令がドラム

から制御部に読み込まれる。

(2) WTR (Wait to Transfer State) : 命令を読み終わり、その命令の遂行開始までの間、

(3) TR (Transfer State) : 命令遂行中の状態

(4) WRC (Wait to Read Command State) : 命令が遂行され終わってからつぎの命令を読むまでの間、

まず計算機が、ドラムのあるアドレスLから命令をRCで読み取る。これがS=60の平行演算命令⁽²⁾あるいはイ

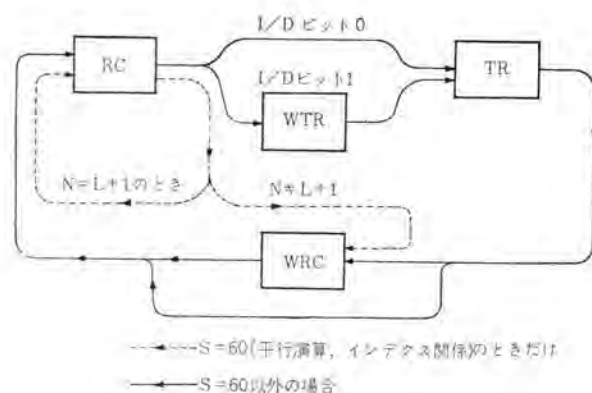


図 2.3 計算機の基本制御状態の流れ
Fig. 2.3 Flow diagram of basic control states in computer.

ンデックス命令であれば、その命令の遂行は基本制御機構からはなれ全然独立した制御部分に移されるため、計算機はWTRあるいはTRになることなく引つづいただちにつぎの命令を読み取るためRCになる（図2.3でL=N+1のとき）か、あるいはつぎの命令のアドレスに来るまでWRCで待つ。

一方、S=60以外のすべての命令の場合、RCのあと、その命令を遂行すべきアドレスがすぐ引つづいてあれば計算機はただちにTRにはいる。またTRまで何ワード時か待たなければならないときはWTRにはいる。その命令の遂行が終わればふたたびRCあるいはWRCになる。

計算機が演算およびその準備をするために本当に必要なのはRCおよびTRの二つの状態だけであるから、計算機をもっともむだなく動作させるためには、ドラム上の命令およびデータの配置を適当に考え、できるだけWTRおよびWRCになる時間を少なくするようにしなければならない。

2.3 命令の流れ

RCでメモリ・ドラムより読み出された命令は、図2.4に示すように命令ライン選択ゲートからCommand Busを通り、ゲート1およびゲート2によりスタチックレジスタ（以下CSRと略す）およびダイナミックレジスタ（以下CDRと略す）にわけられてはいる。図2.1に示したように、この計算機の1ワードは33ビットから構成されており、そ

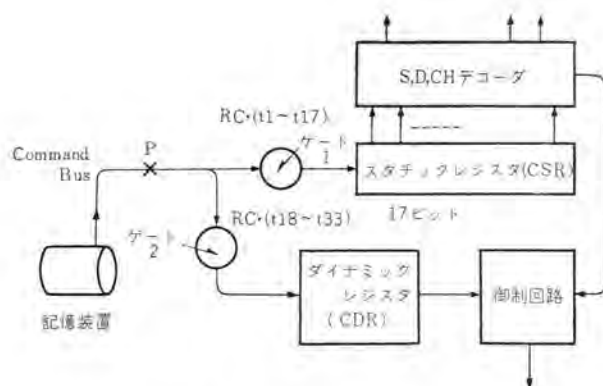


図 2.4 命令レジスタまでの情報の流れ
Fig. 2.4 Flow diagram of command information.

れらは時間的に直列にならべられている。そこで時間的に若いほうのビット時から順にそれぞれのビット時に対応する信号を $t_1, t_2, \dots, t_{33}$ と呼ぶことにする。

ゲート1は RC の t1 から t17 までの間だけ開き、命令の S/D, CH, D および S 部の順に前半部を CSR に移し取る。CSR は スタチックフリップ・フロップ を 17 個ならべたシフトレジスタ からなり、この CSR の出力をデコードすることにより命令の種類、ライン の選択などが行なわれる。一方、ゲート2は t18~t33 の間開き、N, BP, T および I/D 部の順に命令の後半部を SDR に入れる。SDR は ドラム の 1ワードライン を レジスタ として用いた一種のカウントであり、N および T 部の情報にしたがって計算機の TR および RC の タイミング を制御する。

このようにメモリ・ドラムにたくわえられた命令は、Command Bus を通り、CSR および CDR に移され、計算機の動作は CSR および CDR の内容にしたがって制御される。したがって、インデックスレジスタによって命令の変更

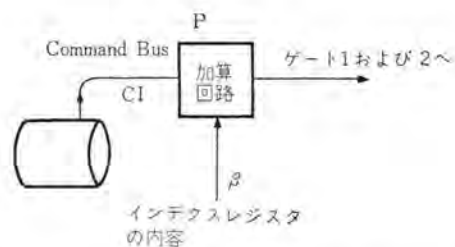


図 2.5 インデックスレジスタの内容による modification の方法
Fig. 2.5 Method of modification by
content of index register.

を行なうためには、図 2.4 において P 点を切りはなし、図 2.5 に示すように加算回路 (Full Adder) を入れ Command Bus の内容と B レジスタの内容が加えられたのち、CSR および CDR にはいるようにすればよい。

3. インデクスレジスタ関係の命令とその機能

ここでは表 3.1 に示す インデックス 命令の機能について説明するが、まずこれらの命令がほかの一般の命令と異なる点から説明をはじめる。

3.1 インデクス命令の特長

これら命令の特長は、ひと口に言えば、命令を遂行する時間を必要としないことである。図 2.3 の計算機の基本制御状態の流れに実線で示したように、 $S=60$ 以外のすべての命令は、RC で命令が読み込まれた命令が実行される時間 T_R が必要である。そのつぎの命令が読み込まれるのは、かならず前の命令が遂行されたあとである。一方 $S=60$ で示される平行演算関係の命令では、命令が読み込まれたのち、その命令を遂行するための制御動作

表 3.1 MELCOM-LD1 のインデックス 関係の命令表

機 能	呼 称	DPL 語	内 部 機 械 語									
			I/D	T	BP	N	S	D 数			CH	S/D
Single modify	MOD. D	I, imd/NN	0	00	0/1	NN	60	00~11	00	00	U	0
	MOD. S	I, ims/NN	0	00	0/1	NN	60	"	00	01	U	0
	MOD. N	I, imn/NN	0	00	0/1	NN	60	"	00	10	U	0
	MOD. T	I, imt/NN	0	00	0/1	NN	60	"	00	11	U	0
Double modify	MOD. D and T	I, imdt/NN	0	00	0/1	NN	60	"	00	00	V	0
	MOD. S and T	I, imst/NN	0	00	0/1	NN	60	"	00	10	V	0
Increment	INC. 1	I, ii1/NN	0	00	0/1	NN	60	"	00	00	W	1
	INC. 2	I, ii2/NN	0	00	0/1	NN	60	"	00	01	W	1
	INC. 4	I, ii4/NN	0	00	0/1	NN	60	"	00	10	W	1
	INC. 8	I, ii8/NN	0	00	0/1	NN	60	"	00	11	W	1
Increment and Branch	INC. 1 and Branch	I QQ, iq1/NN	0	QQ	0/1	NN	60	"	00	00	W	0
	INC. 2 and Branch	I QQ, iq2/NN	0	QQ	0/1	NN	60	"	00	01	W	0
	INC. 4 and Branch	I QQ, iq4/NN	0	QQ	0/1	NN	60	"	00	10	W	0
	INC. 8 and Branch	I QQ, iq8/NN	0	QQ	0/1	NN	60	"	00	11	W	0
set 1	COPY FROM ARI	I, ixt/NN	0	00	0/1	NN	60	"	00	00	X	0
Copy	COPY TO ARI	I, itx/NN	0	00	0/1	NN	60	"	00	00	Y	0
	ADD TO ARI	I, iax/NN	0	00	0/1	NN	60	"	00	01	Y	0
	SUBTRACT FROM ARI	I, isx/NN	0	00	0/1	NN	60	"	00	10	Y	0
set 2	SET	I QQ, iset/NN	0	QQ	0/1	NN	60	"	00	00	Z	0

* D 部は2進数表示, それ以外は10進数表示

は全然別個の独立した制御回路にゆだねられるから、同じ平行演算関係以外のほかの命令を引つづいて読み込むことが可能である。しかし平行演算命令も本質的にはやはりその命令を読み込む時間と、それが遂行される時間はそれぞれ別である。

これらに反し、インデックス命令はすべてその命令自身が読み込まれている間に命令の遂行が同時に起こり、命令を読み終わるとともにその遂行も完了する。このため命令遂行時間 TR を必要とせず、すぐ引つづき、つぎの命令を読むことが可能である。

この計算機のインデックス命令の遂行時間が不要であることは、Bレジスタによるアドレスの変更(modify)において、Modify命令を別にもうけたことによる欠点をカバーするとともに、プログラム全体の計算速度の向上に役だっている。

内部機械語では、インデックス命令は S=60 で表わされ、並行演算命令と同じであるが CH 部が前者は U~Z (8, 9 は使っていない) であるのに対し、後者は 0~7 であることによって区別される。各命令は CH 部によって大別されるとともに、D 部の 6 ビットのうち、F の 2 ケタによってさらにこまかく動作が指定される。また 4 コの B レジスタの指定は、同じく D 部の上の 2 ケタによって行なわれる。なお、内部機械語はプログラムをする場合、直接知る必要はなく計算機へはたとえば、表 3.1 の DPL 語に示す形式の命令を入れれば編集ルーチンにより、対応する内部機械語に自動的に変換される。

3.2 置数命令

これは B レジスタへ、命令あるいはアキュムレータの内容にしたがって置数するための set 命令および逆に、レジスタの内容をアキュムレータに移すための命令である。まず set 1 の "COPY FROM AR I" は 1 ワードアキュムレータ AR I の内容のうち T 部の内容だけを指定する B レジスタに新しく書き込むためのもので、この命令によって AR I の内容は変わらない。

同じく set 2 の SET はその命令自身の T 部に書かれた数 QQ ($QQ \leq 127 = 2^7 - 1$) を指定する B レジスタに新しく書き込むためのもので、B レジスタの初期値の設定に用いられる。

Copy 命令は、上とは逆に指定する B レジスタの内容を、AR I の T 部に移すためのものでこの命令により B レジスタ、および AR I の T 部以外の内容は変わらない。"COPY TO AR I" は AR I の内容のうち、その T 部だけを Clear し指定する B レジスタの内容で置きかえる。"ADD TO AR I" は AR I の内容の T 部に、B レジスタの内容を加えこむためのもので、この場合 AR I の T 部と B レジスタの内容の和が 127 を超えてはならない。

"SUBTRACT FROM AR I" は AR I の内容の T 部から B レジスタの内容を引さるためのもので、この場合 T 部の結果が負になるような演算はできない。これら Copy 命令は、AR I で命令の変更、合成などを行なうのに用

いられる。

現在、B レジスタは 4 コであるが、この Copy および set 1 の命令により B レジスタの内容を、ドラム一般のアドレスに記憶させ必要なときにそれをもう一度 B レジスタに入れなおすことにより、ドラムのすべてのアドレスを B レジスタとして用いることができる。

3.3 比較および Increment 命令

B レジスタの内容を一定のステップでもってふやしていく場合、この Increment 命令を用いる。計算機が、この命令を読むたびに一定の数が B レジスタの内容に加算されていく。"INC. 1" の場合は、指定する B レジスタの内容に 1 が加わり、"INC. 2" の場合は 2、"INC. 4" は 4 そして "INC. 8" では 8 が加算される。

比較命令である Increment and Branch は Conditional jump の一種である。指定した B レジスタの内容を、上と同じように Increment したのち、その命令の T 部の数 QQ と比較して、もし QQ のほうが大きければ、つぎの命令はその N 部に書かれたワードタイム N から、反対に QQ に等しいか QQ より小さければ N のつぎのワードタイム N+1 にある命令を読む。これによりプログラムの流れに Branch あるいはループを作ることができる。

図 3.1 にこの命令の使用例を示す。これはライン 00 のワード 00 から 99 までにはいつているデータを、順にアキュムレータ AR II に取出したのち、たとえば AR II に定数を加えたり、あるいはさらに一連の計算をほどこした結果をライン 01 のワード 00 から 99 までに順に入れていく場合の例である。"INC. 1 and Branch" によりループの回数をかぞえるとともに、アドレス変更をする B レジスタの内容を一つずつ増加させている。

このように、Increment あるいは Increment and Branch 命令で、Increment する数は 1, 2, 4 および 8 の



図 3.1 プログラム例

Fig. 3.1 Program example.

4 種に固定である。これは、この計算機の命令の大部分の遂行時間 (TR) が 1, 2, および 4 ワードタイムであること、また連続したデータを入れる場合、Single Precision の計算では 1 ワードごとに、Double Precision では 2 ワードごとに入れることから、この 4 種のステップで十分であると考えられる。なお Increment 命令をかさねることにより、それぞれの和だけ Increment することができるので、任意の数をふやすことができる。

3.4 Modify 命令

この計作機では、すでに述べたようにインデックスビットをもたないため、別の命令によって被変更命令のどの部分の、またどの B レジスタの内容によって、アドレスの変更を行なうかを指定しなければならない。このための命令が表 3.1 に示す Single modify の 4 種および Double modify の 2 種の命令である。Modify 命令を読み取ることにより、計算機はつぎに読み込まれる命令を変更するための準備をする。そしてつぎの RC で被変更命令が読み込まれれば、Modify 命令で指定された B レジスタの内容により、アドレス変更が行なわれ命令の読み込みが終わるとともに、前の Modify 命令によりセットされていたすべての状態はリセットされる。

このように Modify 命令は、アドレスの変更をしたい命令(被変更命令)のかならず一つ前に読み込まれるようにしなければならない。また、Modify 命令が働くのは、つぎに読み込まれる命令一つに対してだけであるから、さらに先の命令を変更したいときはもう一度その前に Modify 命令を置く必要がある。なお、Modify 命令が読まれてから、被変更命令が読まれるまでの時間は、その間にはかの命令が読み込まれないかぎり、いくら長くてもさしつかえない。

さて、Single modify 命令は D, S, N あるいは T 部のどれか一つを (No. 0 から No. 4 までのいずれかの) 指定した B レジスタの内容でもって変更するためのものである。Double modify 命令は D 部と T 部と、あるいは S 部と T 部とを同時に変更するためのものである。この場合、D あるいは S 部は (No. 0 または No. 2 の) 偶数番目の B レジスタの内容で、T 部は (No. 1 または No. 3 の) 奇数番目のものの内容でそれぞれアドレス変更が行なわれる。この Double modify の場合にかぎり (No. 0 と No. 1 と、あるいは No. 2 と No. 3 と) 偶数番目と奇数番目との B レジスタが対になって動作するが、そのほかの場合は、それぞれの B レジスタはお互いにまったく独立している。

Double modify 命令は、たとえば縦横にならんだ一連のデータを、ラインとワードに対応させてメモリ・ドラムに入れた場合、その対角線上のデータを取出す場合などに有用である。

なお、これらの Modify 命令により、インデックス命令の T 部を変更することだけではできないが、それ以外のすべての命令の T, N, S および D 部を変更することが可能である。

4. インデックスレジスタの構成

4.1 構成の概要

この計算機のインデックスレジスタ回路は、大きくわけて、コマンドレジスタ ISR (図 4.1), シフトレジスタ B (図 4.2), タイミング回路 (図 4.3), および比較回路 (図 4.6) から構成されている。ISR は、計算機の主コマンドレジスタ CSR から、インデックス命令に必要なスタック部の情報を移し取る。そしてそれをデコードすることにより、インデックスレジスタ回路の各部を制御するのに必要な信号を送る。

まえがきでも述べたように、この計算機のインデックスレジスタ方式では、Increment および比較すべき数は、命

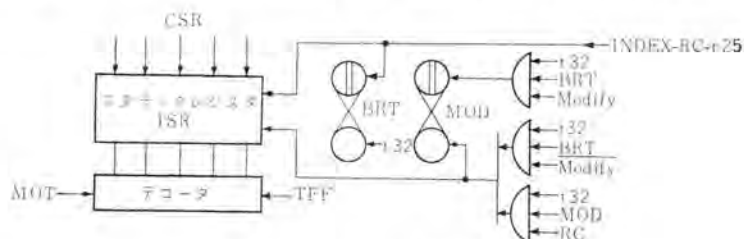


図 4.1 インデックス関係のコマンドレジスタ

Fig. 4.1 Command register for index commands.

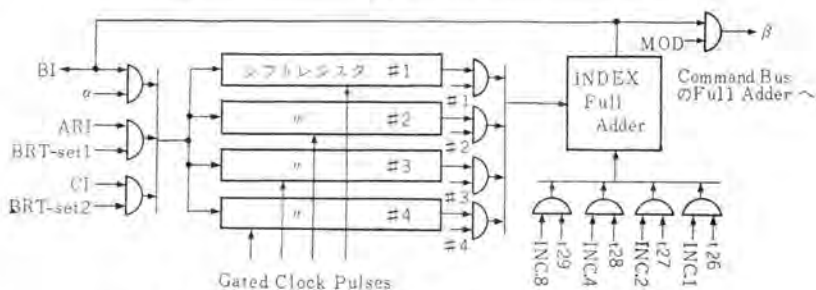


図 4.2 インデックスレジスタ用シフトレジスタ関係の回路構成

Fig. 4.2 Simplified diagram of shift registers for index registers.

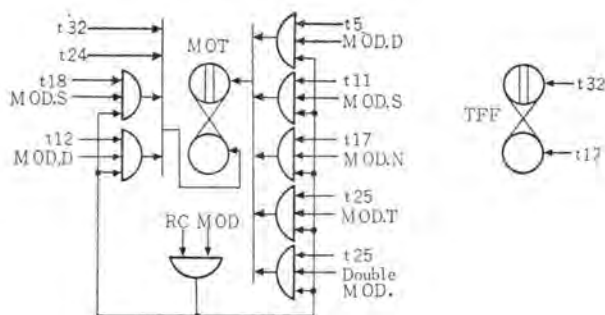


図 4.3 シフトレジスタタイミング回路の構成

Fig. 4.3 Timing circuit for shift register.

令に書かれた情報を直接利用し、とくにそのためのレジスタはそなえていない。シフトレジスタ B は、命令の被変更部の最長部である T (あるいは N) 部のビット数と同じく 7 ビットで、スタチックフリップ・フロップにより構成されている。このシフトレジスタは、クロックパルスにより内容のシフトが制御される。タイミング回路は、Modify 命令によって命令を変更する場合に必要なタイミングを出し、シフトレジスタを制御するためのものである。比較回路は、指定された B レジスタの内容(BI)と、Increment and Branch 命令に書かれた数 QQ の大小を比べるためのものであり、 $QQ \geq BI$ ならば出力が 1 となる。CQ2 は、図 2.4 に示す計算機の制御回路にあって、ほかの Test 命令 (たとえば、Negative test) にも関係する フリップ・フロップで、CQ2 がセットされていれば計算機はつぎの命令を N+1 ワードタイムで読む。ここで N はその Test 命令で指定するつぎの命令の位置 (ワードタイム) であり、CQ2 がリセットされていればそのまま N ワードタイムに読み込みが起こる。

4.2 基本動作

節 2.3 で述べたように、メモリ・ドラムから読み取られた命令のスタチック部 (t1~t17) はかならずスタチックレジスタ CSR に一度入れられる。命令のスタチック部は t17 ではいり終わるから、SCR デコーダの出力により、t18 には、いま読み込まれている命令の種類が何であるかを知ることができる。以下、SCR に読み込まれた命令が、インデックス命令、すなわち S=60, CH=U~Z (INDEX) とデコードされた場合について話を進める。t18 から t33 までのダイナミック部は、ほかの命令と同様にダイナミックレジスタ CDR にはいる。しかしこの場合は、TR になることはないので、CDR にはいった T 部は全然計算機の制御に関与しない。N 部はほかの命令と同じくつぎの命令の読み込みを制御する。

スタチック部のうち、インデックス命令の制御に必要な部分 (5 ビット) は、図 4.1 に示すように t25 においてインデックス関係のコマンドレジスタ ISR に、INDEX・RC・t25 なるセット信号によって移される。

Modify 命令以外では、SCR デコーダの出力をそのまま使ってもよいが、Modify 命令ではつぎの命令が読み終わるまで、情報を残すために ISR が必要となる。このため、Modify 命令以外のインデックス命令もすべて一度 CSR から ISR に移し、ISR から制御をする。この ISR デコーダの出力により、シフトレジスタ B の指定および演算の指定に必要な制御信号が出され、ゲートを開く準備が終わる。

一方、ISR のビット信号と同じ信号で、インデックスレジスタの基本タイミングを制御するフリップ・フロップ BRT がセットされる。BRT は t32 によりリセットされるまで t26~t32 の 7 ビットタイムの間 1 となる。BRT によりシフトレジスタの出力ゲートが開られると同時に、指定されたシフトレジスタにクロックパルスが送られ 7 ビットのシフトが起こり、B

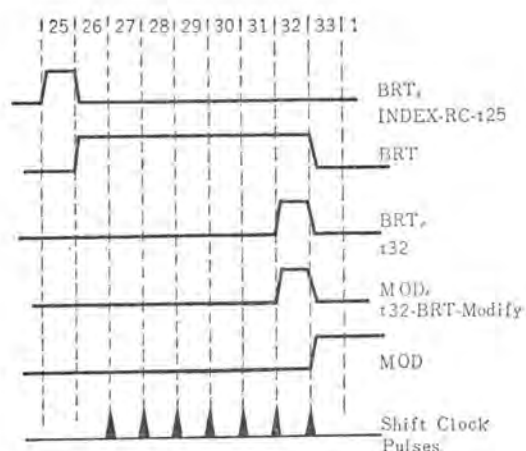


図 4.4 基本のタイミングチャート
Fig. 4.4 Basic timing chart.

レジスタの内容は t26~t32 の間に順にはき出される。この信号は Full adder を通り、その出力が B レジスタの情報 (BI) として各部に送られる。

BRT は t32 のリセット信号により、t33 にはかならず 0 となるが、ISR も Modify 命令以外の場合は、リセットゲート (t32・BRT・Modify) の信号により同じタイミングにリセットされ、一連の動作を終わる。この間のタイミングを図 4.4 に示す。

以上のように、インデックス命令の基本動作は、すべてその命令自身が読み込まれている間の、BRT がセットされている期間 t26~t32 に完了する。

4.3 各命令に対する動作

節 4.2 で述べた基本動作は、Modify 命令の場合には ISR がリセットされないでつぎの命令が読み込まれるまで保持されることをのぞいてすべて共通である。以下、各命令によってこの基本動作中に行なわれる動作、演算について説明し、最後に Modify 命令の場合について説明する。

(1) set 1 および set 2

図 4.2 において、シフトレジスタの入口のゲートのうち、set 1 あるいは set 2 に対するゲートが開きアキュムレータ AR I あるいは、いま読まれている命令の情報 (CI) が BRT の間、すなわち命令の T 部に対応する 7 ビットタイムの間、シフトレジスタにはいっていく。一方、シフトレジスタの出力を入口にもどし Recirculate させるためのゲートは、 $\alpha = (\text{set 1} + \text{set 2}) + \text{MOD}$ であり、set 1 あるいは set 2 の場合は閉じているためレジスタの古い内容は消され、AR I あるいは CI の T 部の内容と入れ代わる。

(2) Copy

基本動作中、シフトレジスタの入力ゲートの α が 1 となるためレジスタの内容はちょうど一順し、もとの内容が保持される。図 4.5 に示すように、“COPY TO AR I” の場合は B レジスタの情報 BI が AR I の加算入力にそのまま送られると同時に、AR I の Recirculate を BRT の間止める。これにより AR I の内容の T 部が Clear さ

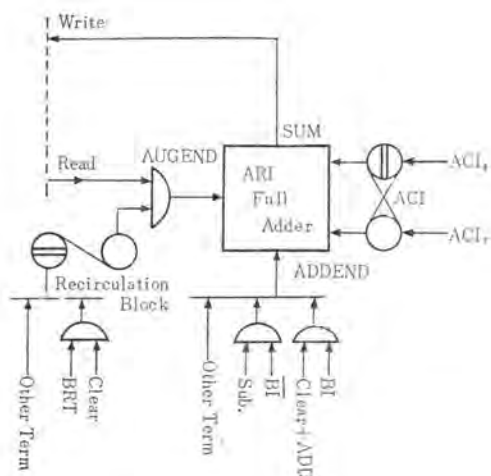


図 4.5 アキュムレータ ARI
Fig. 4.5 Accumulator ARI.

れ、新しく BI が書き込まれるが、ほかの部分はそのま
ま変わらず Recirculate を続ける。

“ADD TO ARI” の場合は ARI の Recirculate は止
められないから、もとの ARI の内容の T 部に BI が加
わえられる。

算術演算（データの加減算）では、正の数をアキュム
レータから引き算する場合は、補数回路で 2 の補数（Two's
complement）の加算に変えて行なわれる。しかし、インデ
ックス命令の“SUBTRACT FROM ARI”においては、
補数回路を通すことがやっかいなので、 $\overline{BI}$ （レジスタ情報
の否定出力）を ARI の加算入力に加わえ、さらに 1 を
加わえることにより、1 の補数（One's complement）を
2 の補数に変えるための補正を行なっている。この補正
は、Full Adder のキャリー・フリップ・フロップ ACI へ t25 に
セット信号を入れ、t26 に 1 にセットすることにより行な
われる。インデックス命令の“ADD TO ARI”および“SU
BTRACT FROM ARI”の場合は、ARI で t32 から
t33 へのデータ上げが起こらないようにされている。した
がって、ARI の内容の T 部が Overflow した場合
でも I/D ビットに影響を与えることはない。

（3）Increment と比較

Increment は、基本動作中に INDEX Full Adder
の加算入力へ、Increment の数に対応する タイミング
を入れることによって行なわれる。すなわち、T 部の
最下位である t26 に 1 を入れれば、1 を Increment
することに対応し、4 ビット目の t29 では $2^{4-1}=8$ の
Increment となる。基本動作中に Increment され
たレジスタの内容は、そのままたびたびレジスタにも
どされるとともに図 4.6 に示す比較回路へ送られ
る。一方、そのとき読み込まれている Increment
and Branch 命令の T 部に入れられた比較すべき数
QQ も、同じタイミングで比較回路へ送られ、両者の
大小が判定される。Increment and Branch の場合
は、で $QQ \geq BI$ あれば、前述の CQ2 へ t33 にセッ

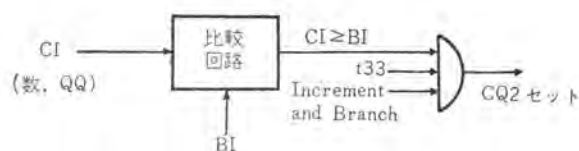


図 4.6 比較回路
Fig. 4.6 Simplified diagram of comparator.

ト信号を送る。その結果、つぎの命令は N からではなく
N+1 から読まれる。Increment 命令の場合は、CQ2 の
セット信号を出さないため、つぎの命令はつねに N で読ま
れる。

（4）Modify

Modify 命令の場合 ISR が、命令を読み終わって
もリセットされずに残されるとともに、図 4.4 に示すように
Modify 命令を表わすフリップ・フロップ MOD が、Modify
・BRT・t32 の信号によりセットされる点が前述のほかの
命令と異なる。MOD がセットされることにより、つぎ
の命令の RC に際し、その命令のアドレス変更をするた
めの準備が完了する。

被変更命令のアドレス変更に対するインデックスレジスタの
タイミングは、図 4.3 に示すタイミングフリップ・フロップ MOT
および TFF によって行なわれる。基本動作における BRT
と同様に MOT がセットされている間、ISR デコーダに
よって定められたシフトレジスタがシフトされ、レジスタの
内容が読み出される。MOT は被変更命令の変更すべき
部分に対応するタイミングの間、かならず 7 ビットタイム
だけセットされている。

たとえば MOD の場合、MOT は、MOD・N・t17 の
セット信号により t18 でセットされる。そして t24 に出
るリセット信号により t25 には 0 にもどる。指定されたシフト
レジスタの内容が、MOT がセットされることによって読
み出される。そのとき読み込まれている被変更命令の同
じタイミングにある N 部に、図 2.5 に示すように Command
Bus の加算回路で加算され、N 部のアドレス変更を行な

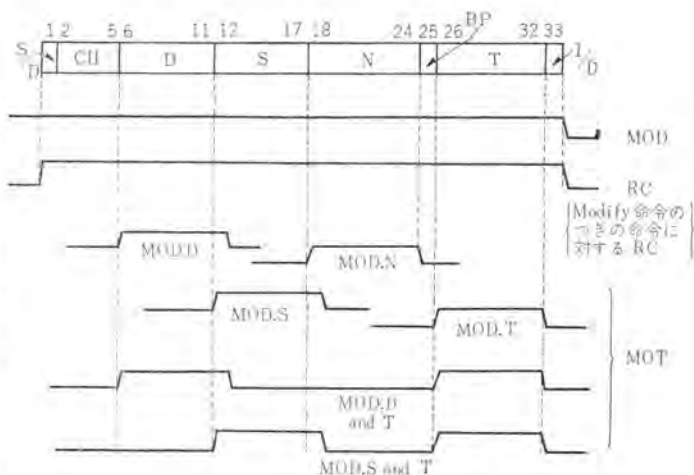


図 4.7 Modify 命令に対する MOT のタイミングチャート
Fig. 4.7 Timing chart of MOT for modify command.

う。

Double modify の場合は、TFF および ISR デコーダの出力により、まず指定された偶数番目の シフトレジスタ が開かれるとともに、Single modify の場合と同様に D または S 部の対応する タイミング に MOT がセットされる。D または S 部の変更が終わると TFF により偶数番目のレジスタ が閉じられ、対応する奇数番目の レジスタ のほうが開かれる。MOT は、ふたたび Double MOD. t25 のセット信号によって セット され、引き続き奇数番目の レジスタ の内容を、被変更命令の T 部に加わるため、Command Bus の加算回路に送る。図 4.7 に、MOT と命令各部の タイミング 関係を示す。

Modify 命令の場合、ISR は リセット信号 RC・MOD・t32によって リセット されるとともに、MOD も同じ信号で リセット され Modify 命令の サイクル を完了する。このように Modify 命令により、つぎの命令が正しくアドレス 変更されるためには ISR の内容は、被変更命令が変更されている間保持されていなければならない。

Modify 命令のあとに、ふたたび インデックス 命令を読んだ場合、ISR はその t25に出た セット信号により、いま読まれた内容に置換えられるため、前の Modify 命令は効力を失なう。したがって、インデックス 命令の場合にかぎり、t25 より以前にある S、D および N 部の アドレス 変更は可能であるが、T 部の変更をすることはできない。

5. む す び

Hardware として インデックスレジスタ を持つことにより、プログラム がどの程度容易になるか、計算速度をどれくらいあげることができるか、また命令の数を何個ぐらい減

らすことができるかということのくわしい評価は、今後の使用経験を待たなければならないが、システムプログラムなどに利用価値が多いと思われる。

B レジスタ の数、あるいは命令の機能に関しても、さらに使用してみてその必要性が多くなれば、増設あるいは改良をするつもりである。たとえば、Increment 命令の場合は T 部を使っていないので、この T 部に Increment したい数を書くことにより、固定ではなく任意の数だけ Increment させる方式に変更することは簡単である。現在、プログラムグループにおいて、この計算機の Sorting 機能、並行演算命令、高速演算付加装置およびこの インデックスレジスタ などの種々の特色ある機能を生かした各種の プログラム が完成あるいは進行中であり、後日報告される機会があると思われるので実際の応用例については割愛した。終わりに終始ご指導ご鞭撻を賜る当研究所電気第二研究室 豊田室長に厚く御礼申し上げますとともに、このインデックスレジスタ 方式の命令および機能について討論し、さらに計算機外部用語では命令用語の中に インデックス 部を設け、Modify 命令と被変更命令と分けることなく、一つの命令で行なえるようなプログラム 方式を作成された当研究室 プログラムグループ のかたがたに深謝の意を表わしたい。これについては別に報告が予定されている。

参 考 文 献

- (1) 豊田・その他：計数形電子計算機 MELCOM-LD1、「三菱電機」, 35, No. 5, 臨時増刊 p. 80 (昭 36)。
- (2) 豊田・その他：計数形電子計算機の 特殊演算高速化方式, 「三菱電機」, 34, No. 11, p. 13 (昭 35)。
- (3) 中塚・前田・壺井：MELCOM-LD1 のインデックス方式とアウトプット方式, 情報処理学会 35 年度全国大会。

最近における当社の社外寄稿一覧

寄稿年月日	誌 名	題 目	執 筆 者	所属場所
36- 2-28	OHM 増刊号 エレクトロニクス読本	エレクトロ・フォーミング (電鍍)	川村 為 男	無線機
36- 3- 1	E. T. J. of Japan	Calculation of Transient Voltage and Current in Power Systems by Means of a Digital Computer.	馬場 準一・芝 滝 寿 宏	研究所
36- 3- 5	OHM	ラジオヒータ	中 村	無線機
36- 3- 7	電気学会誌時報	S. C. R 通電条件	加 藤 又 彦	伊 丹
36- 3- 7	電気学会誌時報	変速軸に直結の高精度周波数発電	加 藤 又 彦	伊 丹
36- 3- 9	電子技術	トランジスタリレー制御方式とその工業応用	吉 田 太 郎	名古屋
36- 3-10	E. T. J. of Japan	The Generalized "Saturation Function Method" for Analyzing Non-Linear Control System.	真 鍋 舜 治	研究所
36- 3-11	OHM	EL (エレクトロルミネッセンス)	竹 田 俊 幸	研究所

超高真空用質量分析計

研究所 後藤正之*・藤永 敦**
甲斐潤二郎***・佐々木益男*

Ultra High Vacuum Mass Spectrometer

Research Laboratory

Masayuki GOTO・Atsushi FUJINAGA
Junjirō KAI・Masuo SASAKI

A low background, highly sensitive, mass spectrometer with a metal analyzer tube has been completed as fruits of ingenuity making possible to bake out the sample introduction system, analyzer system, copper foil traps and vacuum valves at a temperature up to 450°C. Through an operation for several months, the final vacuum of the apparatus reaches 6×10^{-9} mm Hg with iron getter pumps. To attain high sensitivity of the device, a secondary electron multiplier with twelve stage Cu-Be dynodes has been manufactured and small ion current in the order of 10^{-18} amp. has been made detectable.

1. ま え が き

超高真空という言葉が用いられはじめたのはごく最近のことであってこれは拡散ポンプで到達できる真空(10^{-7} ~ 10^{-8} mmHg)よりもさらに真空度のよい状態を意味する。このような真空は、拡散ポンプ以外に、ゲッタ膜のガス吸着作用や、電離真空計のクリーンアップ作用などの排気機構を併用して実現することができ、ガラス製の装置については 10^{-10} ~ 10^{-11} mmHgの真空度が得られている。

かかる超高真空の実現は、物理、化学、電子工学などの基礎的研究において、実験条件を明確に規定する上にきわめて重要であり、とくに吸着、熱電子放射、二次電子放射、および表面電位などの界面現象の研究は、かかる新しい技術の開発により、新しい発展を見せつつある。このような研究には超高真空の中での残留ガスの分析、極微量ガスの分析などの問題が必然的にともなってくる。

この目的に応じた金属製の質量分析計の製作にあつ

ては、高温でベークアウト可能な分析管、メタルガスケットおよびバルブの製作、金属表面のガス出し、ガス吸着の問題、イオンポンプ、イオンゲージの高真空中のふるまいの検討、さらに高感度イオン検知器の開発などの技術的問題の解決を必要とした。MS 115形としてこのほど開発された超高真空質量分析計はこのような要求に応じたものであり、低バックグラウンド、高感度の質量分析計として設計、製作され、調整が進められた。

2. 構 造

このような分析計としてまず要求されるのは、十分のベークアウト排気ができることで、ガラス製としてはすでにRaynolds⁽¹⁾、鹿又氏⁽²⁾らによって試みられて一応の成功をおさめている。金属製の装置は緒方氏、岡野氏⁽³⁾らにより試作され実験されているが、われわれの装置はこれらに比べてつぎのような特長をもっている。

(1) 全金属製(ステンレス、無酸素銅ガスケット)の分析管を使用し、全系を炉に入れて150~450°Cのベークアウト排気ができるようにしてあること。

(2) アルパート形あるいはインジウムカットオフなどの超高真空バルブを使用し、排気系はコンタクトスを多少犠牲にしても完全なベークアウトができるように設計した。

(3) 高真空中で十分の排気速度を有し、油のバックグラウンドの少ないイオンポンプを使用していること。

(4) 最高450°Cでベークアウト可能な無酸素銅箔トラップを使用し油のバックグラウンドを極力減らすようにつとめたこと。

(5) 電磁バルブ、炉温制御回路など保護装置を完全にして連続運転可能なようにした。

(6) 試料導入系も超高真空バルブを用い、最高450°Cベークアウト可能な構造とした。

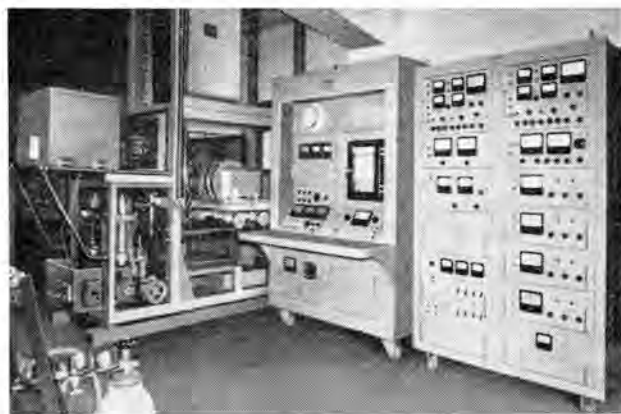


図 1.1 全装置の外観

Fig. 1.1 General view of mass spectrometer.

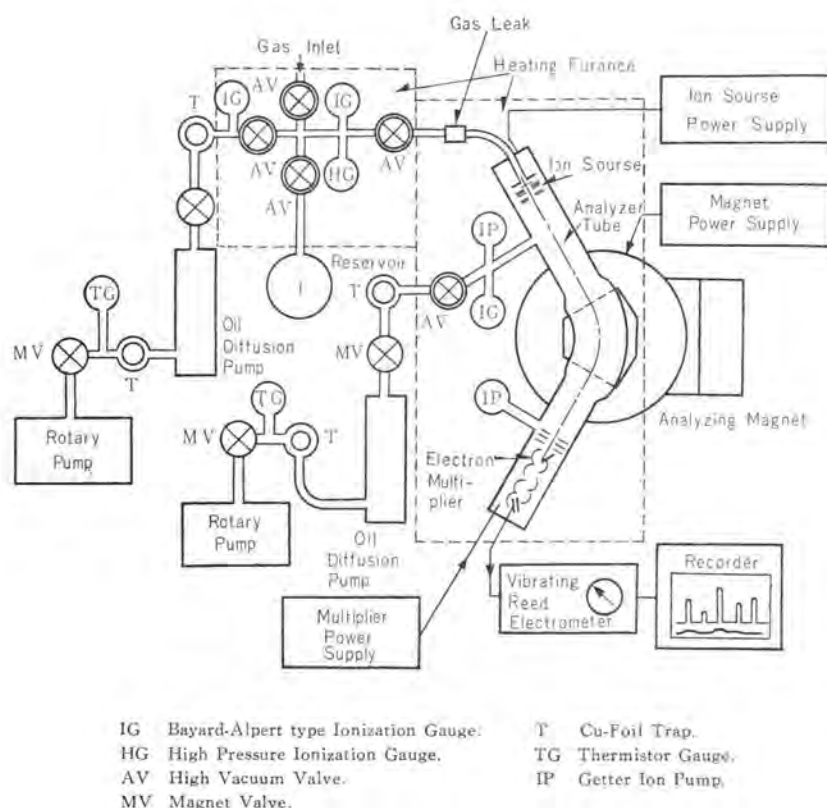


図 2.1 全装置のブロック図

Fig. 2.1 Block diagram of mass spectrometer.

(7) イオン電流の検出には二次電子増倍管と、振動容量形直流増幅器を使用し $1 \times 10^{-18} \text{A}$ 程度までの電流検出を可能とした。

全系の構成は図 2.1 のようになっている。分析管および試料導入系はそれぞれ別個の炉中でベークアウトされるわけで、超高真空の実現は Alpert⁽⁴⁾ らがやっているように十分ベークアウトしたのちバルブを閉じイオンポンプ作用を利用するという方式によった。ただ容器の大部分がステンレス製であること、かつフラッシュシールに銅のガスケットを使用したことなどがガラス製分析管にくらべ残留ガスおよびリークの点で問題となる。ステンレスは十分ベークアウトした状態でも放出ガスがガラスにくらべてはるかに多いと思われるから、ベードーアルパート形真空計のポンプ作用程度では不十分で大型のイオンポンプを必要とするはず、このため PIG 形のゲッタイオンポンプを採用した。

イオンポンプは Ti 板を電極とした 100 mm 角 37 mm 厚の角形で陰極にはとくに 3 mm 厚の高純度の Ti 板を使用しており、陽極は直方体空間をもつ構造で、放電空間を大きくするような設計になっている。これが約 1,200 ガウスの磁場の間にはいり陽極に約 4 kV の電圧が印加されると、冷陰極放電により発生した電子は両電極内の空間にトラップされ気体分子をイオン化しこのイオンが陰極をボンバードする。ボンバードされた Ti 陰極はスパッタして陽極面に新しい Ti の吸着膜を形成する。この Ti のゲッタ作用によってこのポンプの排気作用が行なわれるの

であるが、ベークアウトすることによって、吸着された中性気体は放出されふたたび活性化することができる。

原則的には排気速度をできるだけ大きくとり拡散ポンプによる到達真空度になるべくよくしておくことが望ましいが、われわれの場合、ベークアウトを十分に行なうことを第一条件としたためコンタクタンスを犠牲にしてアルパートバルブを使用した。このため分析管の排気コンタクタンスは 0.2 l/sec 程度となった。

試料導入系は図 2.1 のように 4 個の高真空バルブ、2 個のベードーアルパート形ゲージ、1 個の高圧イオンゲージ、およびリザーバ (1 l) からなっている。高圧イオンゲージ⁽⁶⁾ は 1 mmHg 程度の圧力まで測定可能のように設計された電離真空計で、 $10^{-6} \sim 1 \text{ mmHg}$ の範囲でよい直線性を示している。これによって試料導入系の試料圧力を測定することができる。

排気系は無酸素銅トラップ⁽⁴⁾、電磁バルブ (50 mmφ)、油拡散ポンプ (120 l/sec)、低真空トラップ、サーミスタ真空計、電磁バルブ (18 mm)、回転ポンプからなり、

分析管側、導入部側と同じものが 2 系統ある。油拡散ポンプは Apiezon C、回転ポンプには普通の拡散ポンプ油を用いた。無酸素銅トラップは 0.13 mm 無酸素銅箔にひだをつけて円筒状に巻いたもので 450°C でベークアウト可能、使用時には液酸で冷却することもできる。真空系の保護装置としてはベードーアルパート形ゲージの示度 $1 \times 10^{-5} \text{ mmHg}$ で分析管フィラメントの回路が開き、電磁バルブがとじられる。サーミスタゲージの示度 100~200 μHg で電磁バルブがとじられ、拡散ポンプヒータ回路が開く。また断水リレーにより同様の保護動作が行なわれる。これらの動作時警報ブザーが働く停電時にはバルブおよび全電源が開路となり reset するまではいらない。

イオンソース部およびイオンコレクタ部 (電子増倍管) の構成を図 2.2、2.3 に示した。ガスケットは外径 80 mmφ、内径 60 mmφ、厚さ 1 mm の無酸素銅リングで、フラッシュのエッジにより図のように 0.5 mm だけ段をつけて気密がたもたれる⁽⁶⁾。イオンソースは Nier⁽⁷⁾ のものと同形であり、コレクタ部はスリット (1 mm) 偏向電極 (3 mm 間隔) 3 個のスリット (2 mm 幅)、および Cu-Be 電極 12 段の二次電子増倍管 (ND-9201) からなり二次電子増倍管の出力は振動容量電位計に接続されている。記録計は横河製 4 レンジ自動切換式でスケールアウトの際 10 mV、100 mV、1 V、10 V と電位計の感度を自動的に切り換えて使用される。ペン速度 1 sec、1 回の切換に要する時間は 0.5 sec である。切換レンジはマーカーにより指示される。

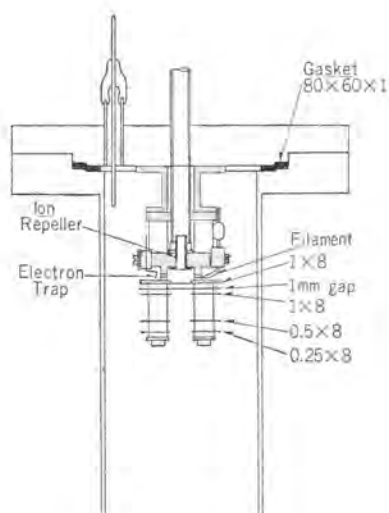


図 2.2 イオンソース
Fig. 2.2 Ion source.

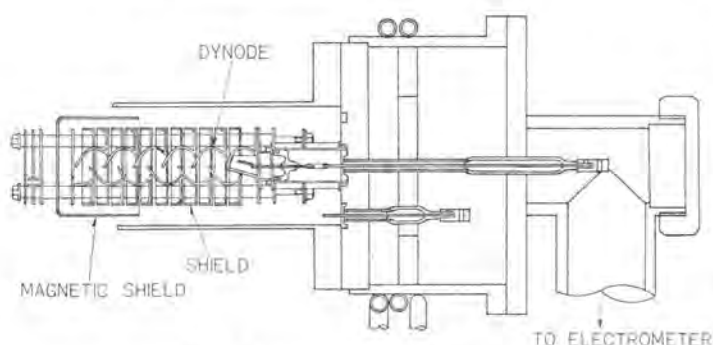


図 2.3 イオンコレクタ (電子増倍管)
Fig. 2.3 Ion collector system. (Electron multiplier)

イオン加速電圧は0~2,000 V, レンズは加速電圧の0~25%, リペラは0~2.5%, 電子流は50~500 μ A, 電子加速は0~75Vに可変である。分析管は60度, 半径150 mmのNier形, 励磁電流は10~40 mA, 40~150 mA, 150~240 mAの3段に切り換えられそれぞれ $M/e=1\sim10$, $10\sim90$, $90\sim200$ の走査が可能である。

二次電子増倍管については別途報告したが⁽⁸⁾ 最高5,000 Vの高圧安定化電源から電極電圧を供給され, 印加電圧3,000Vで約 10^4 の電流増幅度が得られている。

ベークアウトの時電磁石はレールにより横方向に移動する。分析管加熱用の炉(8 kVA)はつり上げられるようになっており, 導入部加熱用の炉(4 kVA)は車輪で側方に移動できる。分析計用電源は主操作盤に, 真空計, イオンポンプ電源, 排気系スイッチ盤, 炉温制御回路は補助操作盤におさめられている。

3. ベークアウト排気と到達真空度

ベークアウトの1サイクルの例を図3.1に示してある。はじめにベークアウト前油拡散ポンプで大気圧より排気3~4 hで分析管真空度は 1×10^{-5} mmHgに達する。その後加熱を開始300~350°Cで10 h程度ベークアウトを行なう。

超高真空用質量分析計・後藤・藤永・甲斐・佐々木

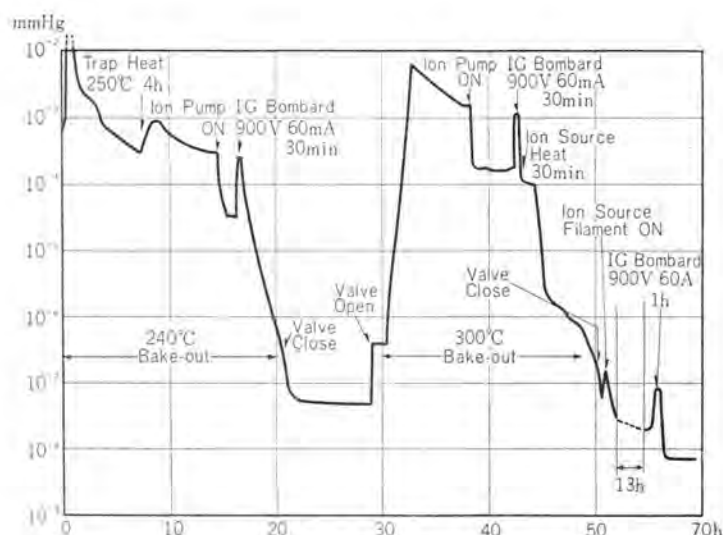


図 3.1 ベークアウト排気の経過
Fig. 3.1 Bake-out characteristics.

途中無酸素銅箔トラップを数時間ベークし, また分析管ベークアウトの終わりのころバードアルパート形イオンゲージのボンバード(900 V, 50~100 mA)を1~2 h行なう。ベークアウトを終わる分析管が室温に復するころ, 分析管内真空度は 1×10^{-6} mmHg以下となる。

これらの操作の途中段階における残留ガススペクトルについてはすでに報告しているので省略するが, その状況はおおよそつぎのとおりであった。

(1) ベークアウト前 10^{-5} mmHgにおける残留ガスは H_2O が大部分で, それについて CO , N_2 , CO_2 さらに CH_4 , H_2 , C_2H_n , C_3H_n などがみとめられる。

(2) 350°Cで10 h程度のベークアウトを行なうと真空度は 10^{-6} mmHgよりよくなり, 残留ガスは N_2 (または CO)が大部分となり, わずかの A , H_2O , CH_4 , CO_2 がみとめられる。

(3) イオンポンプを働かせると真空度は $10^{-7}\sim 10^{-8}$ mmHgとなり残留ガスは N_2 または CO と A のみとなるが, 微量の H_2O , CO_2 がみとめられることもある。

高真空における残留ガスのスペクトルは M/e 12, 14, 16, 28, 29, 40だけとなり, しかも $M/e=28$ はその相当部分がリークの N_2 によるものであることはすでに確認された。しかしながら残留ガスのスペクトルがこのような単純であること, およびイオンポンプの作動により炭化水素のピークがほとんどみとめられなくなることは, 炭化水素をきらい質量分析計としては好都合なことであろう。

前回報告⁽⁹⁾ 後分析管を改造した結果, 到達真空度として図3.1のように 6×10^{-9} mmHgが得られているがこの場合最終的にはガスケットのリークが残留ガスの主体であるように思われた。残留ガスの主成分は N_2 , (CO), および A であった。ただしベークアウトの履歴によりリーク量が相違すること, および $M/e=28$ と29の比が N_2 のそれ

($^{14}\text{N}_2$ と $\text{N}^{14}\text{N}^{15}$ の比は 0.7 %) と一致せず CO のそれ ($^{12}\text{C}^{16}\text{O}$ と $^{13}\text{C}^{16}\text{O}$ の比は 1.1 %) との中間の値をとることなど、リークが必ずしもすべてでないことを示している。

ペークアウトの温度はさらに 400°C まで高めることを試みた。この場合 $250^\circ\sim 350^\circ\text{C}$ のときにくらべて加熱停止後の真空度上昇は、はるかにすみやかであり (250°C の温度で $1\times 10^{-7}\text{mmHg}$ が得られた) 到達真空度としては $5\times 10^{-9}\text{mmHg}$ が比較的容易に実現できた。

一般に到達真空度が 10^{-9}mmHg のオーダーになるとイオン流が微小 ($1\times 10^{-15}\text{A}$ 程度) となり振動容量電位計だけでは測定がむずかしくバックグラウンド成分を正確に推定できない。電子増倍管を取り付けて一応 10^{-9}mmHg における分析が可能となった。これについては後でのべる。

ここでガスケットの比較をおおざっぱにしてみるとペークアウト後のリークの大きさとして、われわれの用いている無酸素銅ガスケットは $10^{-6}\sim 2\times 10^{-5}\text{ }\mu\text{Hg/sec}$ 、アルミニウムガスケットは、 $10^{-5}\sim 10^{-4}\text{ }\mu\text{Hg/sec}$ であり、金リングガスケットは無酸素銅ガスケットより少なくとも 1 ケタ小さいようである。

この点については目下分析管改良形として、金リングガスケットを用い二次電子増倍管を直結できるものを製作中であり、またコンダクタンスの大きい金属製バルブも設計中である。

4. 静作動分析における残留ガス変化の様子

前回の報告⁽⁹⁾で、静作動時の圧力上昇は直線に近い単調増加でイオンポンプに電圧だけ印加しておくと、圧力の上昇は数分の一に減少するという結果が得られていた。この点についてさらに検討してみると、現象はかならずしもこのように単純でないことがわかった。

4.1 イオンポンプ停止時の残留ガス

図 4.1 (a) はイオンポンプを停止しイオンゲージ (B-A 形, $I_e=100\mu\text{A}$) を作動させている状態での残留ガスの変化をしめしたもので A ($M/e=40$) だけは直線的に増大する

が、 N_2 , (CO) ($M/e=28, 14$) は飽和の傾向をしめして、 M^{28} と M^{40} の比は空気中の N_2 と A の成分比に一致しない。この現象は B-A ゲージの排気能にもとずくものと考えられ、A に対し B-A ゲージの排気能が比較的小さい (少なくとも $I_e=100\mu\text{A}$ では) ためであると考えて説明できる。後にのべる全リーク量 (放出ガス量) からイオンゲージの排気速度を算出してみると $0.01\text{ l/sec (at } 100\mu\text{A)}$ となり Alpert らが発表している値に近い。このような B-A ゲージの排気能は、とくにガスの種類による discrimination があるため、静作動には有害でありイオンゲージをとめて分析を行なう必要がある。

4.2 イオンポンプ、B-A ゲージ停止時の残留ガス

イオンゲージを停止して同じような過程をくり返してみると図 4.1 (b) のように M^{10} をのぞくほとんどすべての成分が直線に近い形で上昇する傾向がみとめられ、上の推論がだいたい裏付けされる。

また前回の報告でのべたようなイオンポンプに電圧だけ印加し磁場を加えない場合の効果については、あまり顕著でなく図 4.1 (b) とほとんど差がみとめられなかった。

しかしこのような過程を長時間連続して行なってみると現象は若干複雑であり、かならずしも単調増加の傾向をたどらず図 4.2 のような不規則な増減をしめすことがしばしばある。この場合イオンゲージは停止しているのであるが、イオンゲージを点火してもその指度は分析計のピーク高さの変化にだいたい追従して変わっていくので、分析計の感度変化などによる不規則性でもないらしい、そうするとこれは不規則なガス放出、吸着あるいは排気作用が存在することになり、イオンポンプもイオンゲージも停止している状態でこのような顕著な現象があらわれることは興味がある。これはイオンポンプが原因になっていると考えるのがもっとも自然であり、イオンポンプ停止時のガス放出あるいは吸着作用によるものであらうと推定した実際にイオンポンプそのものが作動状態でも、かなりの不

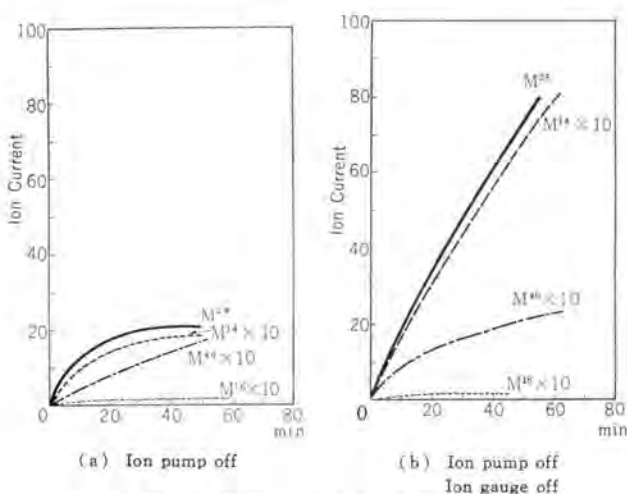


図 4.1 残留ガス量変化の状況 (I)

Fig. 4.1 Change of residual gas peaks. (I)

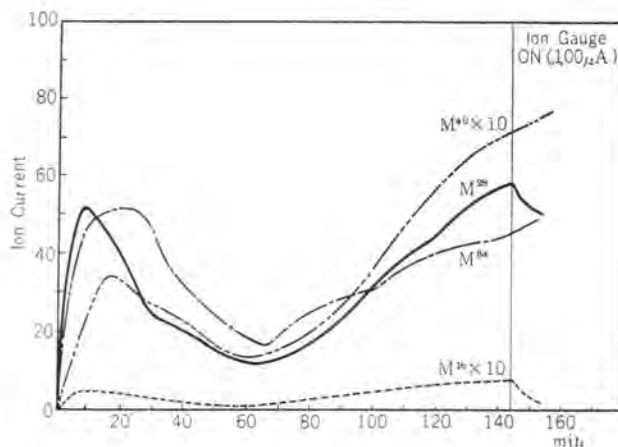


図 4.2 残留ガス量変化の状況 (II)

Fig. 4.2 Change of residual gas peaks. (II)
(Ion pump off, B-A gauge off)

規則性をもっており、呼吸作用ともいふべき細かい変動が真空度指示にも、分析計のイオンピークにもしばしばみとめられている。(その変動は0.1~1c/s程度でくり返されることが多い)

なお図4.2はKrガス導入分析後にイオンポンプを作動させ、さらに停止したあとの残留ガス変化の状態を示したもので、一度にイオンポンプが排気したKrガスの放出が M^{84} のピークの変化で示されている。P点でイオンゲージを作動させているので、その後はゲージの排気作用により各ピークは減少している。ただし、4.1項にのべたようにA(M^{40})は減少せず、また、Kr(M^{84})もAと同じふるまいをしていることがわかった。つまりベードテルパート形イオンゲージは稀ガスに対する排気能力は一般に小さいと考えることができる。

4.3 イオンポンプシャ断時の残留ガス

以上の事がらからイオンポンプを切り放して様子をしらべることが必要と考えられたので、イオンポンプの排気管の中途にグリースレスコックを入れて、イオンポンプをシャ断し、イオンゲージも停止して同じような実験を試みた。図4.3は図4.1(a)、(b)と同じ条件下での実験結果もあり、この図から明らかにいえることはピーク高の上昇が完全に直線的であり M^{28} と M^{40} の比が空気中の N_2 とAの比にほぼ等しいということである。これは静作動分析を行なうときのバックグラウンドはリークによる N_2 とAだけで

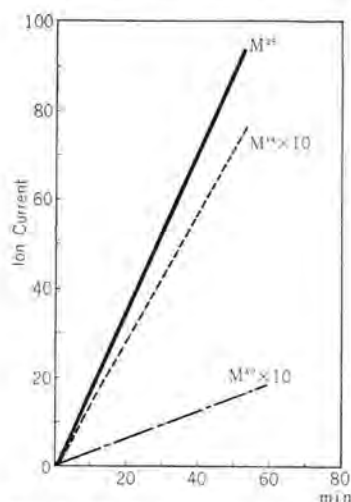


図 4.3 残留ガス量変化の状況 (Ⅲ)

Fig. 4.3 Change of residual gas peaks. (Ⅲ)
(Ion pump off, valve closed B-A gauge off)

あることになり、必ずしも喜ばしい結果ではないが、逆に N_2 、A以外の成分の分析は比較的気楽に静作動を行なうことができると考えてよい。

図4.3から推定されるリークの大きさは $1 \times 10^{-9} \mu\text{Hg/sec}$ 程度で、比較的大きい。これは金リングガスケットにかえることにより1ケタ下げることが可能であり、イオンポンプで $1 \times 10^{-9} \text{mmHg}$ をきることは可能と考えられる。

図4.3を図4.1(a)と比較するとイオンゲージの排気能を推定でき、それは4.1項にのべたように大体妥当な値

となる。また、図4.3と図4.1(b)と比較すると、 M^{28} 、 M^{40} のピークは、図4.3の方が高目に出ていることが観察される。このことだけから一般的結論を引き出すのは無理であるが少なくともつぎのことは結論できる。

(1) イオンポンプは停止時にも排気作用(吸着作用)をもっている。もちろん平行してガス放出作用もありうるわけで、その両者がそれまでの環境(処理条件、作動時間、作動ふんい気など)によっていずれかが優位に働いて、排気あるいは放出作用を示す。図4.3の場合は、 N_2 については排気作用を、Aについては放出作用を示している。長時間作動させたイオンポンプは N_2 についても放出作用を示すことがしばしば認められている。

(2) このような排気、放出作用の拮抗によりある程度不規則なピーク変動を示すもののようで、変動の周期などについては規則性はまったくみとめられない。

このような実験は何回か時期をかえてくり返しても、定性的にはほとんど同じような傾向がみとめられるので、上の推論はたいして無理ではないように考えられる。ただし、図4.2のような不規則な増減の周期にはまったく規則性はみとめられない。

4.4 検 討

イオンポンプ停止のときの上記のふるまいについてはつぎのように考えられる。イオンポンプ作動の原理は周知のように“PIG形放電によって原子は、陽極格子中の空間にトラップされるが、イオンは磁場の影響をうけることが少ないので陰極にあたり、陰極板のTiをたたき出す。たたき出されたTiは陽極そのほかにスパッタしてゲッタ作用を示す”のであるが、陽極についたTiは停止時にも若干ゲッタ作用をもつはずであるし、また逆にイオン衝撃をうけた陰極面にも活性なTi表面が生じている可能性が十分あると思われる。これが停止時の陰極温度の下降と相まってゲッタ作用を示すものと考えることができよう。

また上記実験結果から、このイオンポンプ停止時の排気能はガスの種類に応じて明らかに相違しており、少なくとも N_2 に対する排気能はAに対するものよりも大きい。一定量のTiが吸着しうる気体の量は、種類によって異なるはずであり、この点についてはさらに検討を要する。

5. 高真空中の残留ガスの成分 (二次電子増倍管を用いた分析)

5.1 二次電子増倍管

上にのべたように 10^{-8}mmHg のケタより高真空中になると、イオン電流の大きさが 10^{-15}A 以下となり、普通の直流増幅器あるいは振動容量電位計でもイオン電流の測定がむずかしくなる。そこでわれわれはCu-Be電極12段の二次電子増倍管を試作し微量イオン流を測定することを試みた。試作した二次電子増倍管の構造および性能については別の機会⁽⁸⁾に報告してあるので省略するが、図2.3のような構造のものを用いて電極の酸化処理を行

なわないで最小 1×10^{-18} A までのイオン電流を検知できることをたしかめた。電流利得は約 10^4 (印加電圧 3,600 V のとき) であり、バックアウトのくり返し途中空気にさらすことなどにより多少利得が低下することはあるが、実用的には十分使用可能であり、振動容量電位計と組み合わせることによって超高真空中の残留ガス分析に用いることがみとめられた。

5.2 残留ガスの成分

$10^{-9} \sim 10^{-8}$ mmHg のケタにおける残留ガスは、普通の直流増幅器を用いた分析では M/e 28, 40, 14, 44 およびわずかの 15, 16 であり、そのほかの成分はまったくみとめられない。二次電子増倍管を用いて分析すると図 5.1 のようにほかの成分もかなり多いことがわかる。上記 N_2 , CO , A , CH_4 , CO_2 のほかに H_2O と C_1 , C_2 , C_3 , C_4 グループの炭化水素がみとめられた。イオンポンプを停止すると残留ガスは増大するが、 N_2 , A , CA_4 のピークの増加は顕著でありほかの炭化水素、 H_2O などとはあまり増加しない。一般的にわれわれの分析計は炭化水素の成分が少なく微量ガス分析用として有利であるが、これは

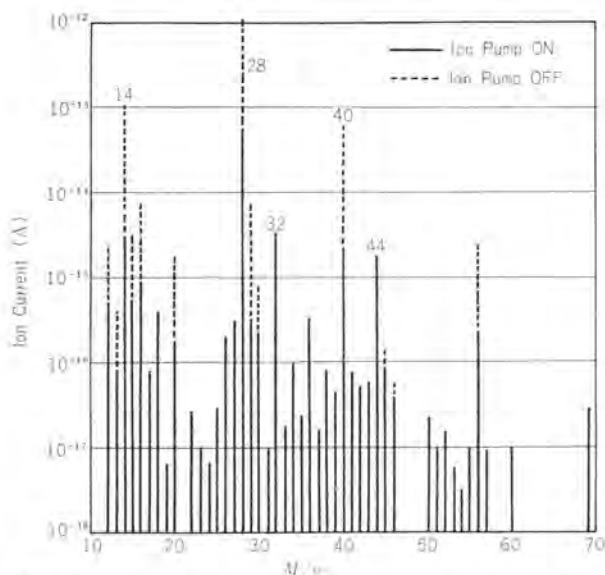


図 5.1 残留ガスのスペクトル (二次電子増倍管を用いて測定)

Fig. 5.1 Spectrum of residual gases.

イオンポンプを使用したためおよび完全にバックアウトできるためであると考えられる。

6. む す び

実験中の超高真空質量分析計について構造の概要と実験結果の一部を説明した。今後検討すべき問題点として

(1) ガasket 部分を改良してリークを 1×10^{-9} cc/sec 以下とすること。

(2) コンタクトの大きい金属バルブを製作すること以上の点は現在改造中である。さらに、

(3) 二次電子増倍管の電極処理法を検討し、利得を高めること。

(4) 実際に ppm のケタの微量不純物を分析して性能を検討すること。

などの点については今後も研究をつづけたい。

現状で 10^{-9} mmHg のケタで一般ガス分析に用いることおよび $10^{-6} \sim 10^{-7}$ mmHg のケタで静作動分析が行なえることが一応たしかめられている。二次電子増倍管の特性検討にあたり大阪大学理学部緒方教授、岡野氏、および神戸商船大学物理教室道島助教授にたいへんお世話になったことを感謝します。(昭36-5-2 受付)

参 考 文 献

- (1) J. H. Reynolds: Rev. Sci. Instr., 27, p. 928 (1956).
- (2) 鹿又・小栗・金子・早川: 応用物理, 28, p. 584 (昭34).
- (3) 緒方・岡野他: 質量分析, No. 15, p. 16 (昭35).
- (4) D. Alpert: J. Appl. Phys., 24, p. 860 (1953).
D. Alpert & R. S. Buritz: J. Appl. Phys., 25, p. 202 (1954).
- (5) D. Alpert: Rev. Sci. Instr., 24, p. 1004 (1953).
- (6) W. J. Lange & D. Alpert: Rev. Sci. Instr., 28, p. 726 (1957).
- (7) A. O. Nier: Rev. Sci. Instr., 18, p. 398 (1947).
- (8) M. Gotoh, M. Michijima & J. Okano: M.D.L.R., 2, No. 1, p. 71 (1961).
- (9) 後藤・藤永・甲斐・川崎・杉田: 質量分析, No. 14, p. 21 (昭35).

ケイ素鋼帯の磁気特性自動記録装置

研 究 所 野 口 英 男*・土 屋 英 司**

Automatic Recording Equipment for Magnetic Properties of Silicon Steel Strips

Research Laboratory Hideo NOGUCHI • Hideshi TSUCHIYA

Experimental studies have been made with automatic recording equipment in a nondestructive measurement of magnetizing properties and iron losses for silicon steel strips placed inside a flat solenoid. The experiment has led to a conclusion that accurate results are available when magnetizing force is measured with a H coil wound around the central part where magnetic induction is uniform; flux density is measured with a secondary coil placed at the same position as the H coil, and iron losses are obtained as a product of the magnetizing force and the flux density thus measured. A composite error in the measurements of magnetizing properties is about 1%, while in the measurements of iron loss is about 3%.

1. ま え が き

ケイ素鋼帯はその特性・品質ならびに加工作業効率などの点で従来の定尺ケイ素鋼板よりもすぐれた点を多く持っており、加工設備が更新されるとともに使用量が増大しつつある。このケイ素鋼帯は現在では1~4tのコイル1巻を1ロットと考え、その両端部から試料をとって25cmエプスタイン試験器によって磁気試験が行なわれている。しかしこうした方法では、ケイ素鋼帯の全長にわたる特性のバラツキを正確に把握することができないので、鋼帯の品質管理を行なうために、非破壊でしかも迅速かつ連続的に鋼帯の磁気特性（磁化特性と鉄損）を測定し自動記録する装置の出現が強く要望された。そこでわれわれはこの連続自動記録装置を設計し、装置のうちで最大の難関である磁気測定部分の試作をおこないいろいろと実験検討した。

さて、このような鋼帯の連続測定を行なうときには、扁平コイル内に試料を通過させる方法がとられるが、扁平コイルを用いた測定における磁気回路としては一般的につきの3通りの方法が考えられる。

- (1) 試料自体で閉じた磁気回路を作る。
- (2) 直線状の試料に継鉄を接続して閉じた磁気回路を作る。
- (3) 直線状の試料をそのまま用いる。

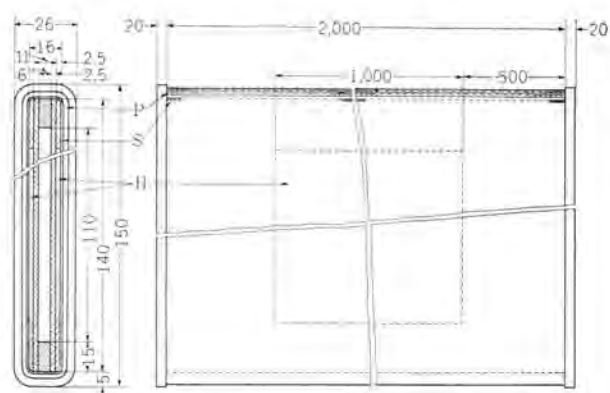
鋼帯を停止させて測定するのであれば上記(2)または(3)の方法が適用できるが、走行する鋼帯の特性を測定する際にはもっとも問題の多い(3)の方法によらなければならない。

この(3)の方法によった場合に、磁束分布が均一でないために生ずる種々のトラブルとくに鉄損測定時に生ずる一を解決する必要がある。

2. 試験コイル

試験 コイル 内を鋼帯が連続して通過するので、コイル の

空隙幅は十分大きいほうが摩耗の見地からは好都合であるが、磁化特性および鉄損の測定確度を向上させるためには二次コイル(Bコイル)の断面積はできるだけ小さい



P: 一次コイル 二層に分布巻する
S: 二次コイル 3本並列、一層に分布巻する
H: Hコイル

図 2.1 試験コイルの構造

Fig. 2.1 Formation of the testing coil.

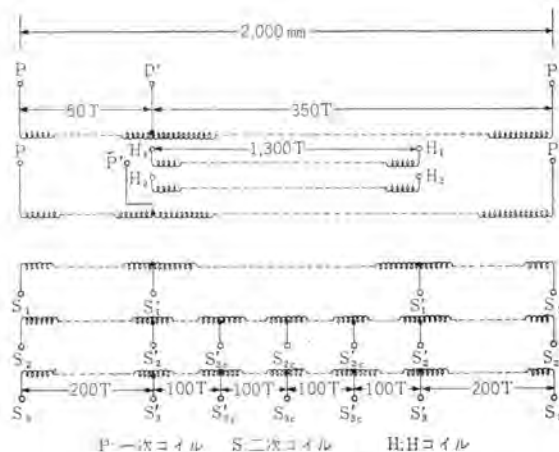


図 2.2 巻線仕様

Fig. 2.2 Sketch diagram of the coil windings.

* 材料研究室主任研究員 ** 材料研究室

ことが望ましい。とくに鉄損測定に際しては、二次誘起電圧の波形を正弦波に保つことが重要であり、許される範囲内で二次誘起電圧を正弦波に保つ条件を実現するように試みた。

コイル巻ワタには厚さ2.5 mmのフェノール積層板をはり合わせて用い、巻線はまず種々の測定法に利用できるように、0.6 mmのホルマル線を3本並列にして図2.1および図2.2に示すように3組の二次巻線をおのの800回ずつ一層に均一分布巻きした。つぎにその上に0.3 mmのシリコングラステープを1/10ラップに巻いて絶縁した後、一次巻線として1 mm×4 mmの二重ガラス巻平角銅線を800回二層にわたって均一分布巻きした。最初この一次巻線は一層に400回巻いただけであったが、高磁束密度における波形ヒズミがはなはだしいので、さらに一層巻足したものである。巻足前後の波形ヒズミの一例をあげれば、無方向性の材料で、15 kGにおける波形率が巻足前には1.43であったものが巻足後には1.20に改善されている。

磁化力の直接測定に用いるHコイルは、厚さ1.5 mmで幅が90 mmのフェノール積層板に、0.5 mmのホルマル線を長さ1,000 mmにわたって1,300回巻いたものを2組作り、試験コイルの中央部に埋め込んだ。

3. 測定方法とその検討

3.1 磁化特性の測定法

磁化特性の測定は試料内のHおよびBをそれぞれ測定することによってなされるが、この装置では試料の反磁界の影響のために、25 cm エラストイン試験法のように有効磁路長を決定して、これをHの評価に用いることはできない。そこで鋼板が均一に磁化される部分に埋め込んだHコイルを用いて磁化力を直接測定する方法によった。

図3.1に示した回路において、空心状態においては次式が得られる。

$$H = 0.4\pi N_1 I_m / l \quad (O_e) \quad (3.1)$$

ここで N_1 : 一次コイル巻数 (800)

I_m : 磁化電流の最大値 (A)

l : 一次コイル長 (2,000 mm)

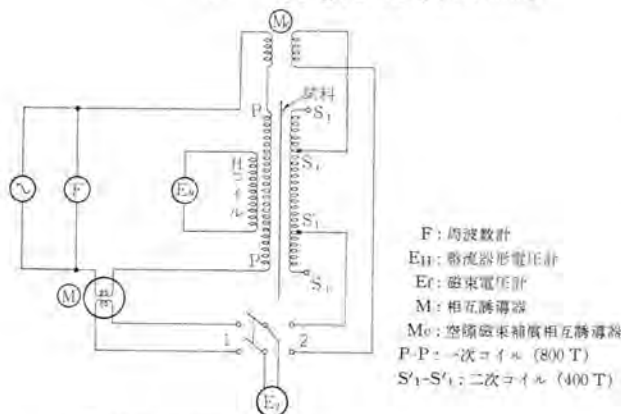


図 3.1 磁化特性測定回路

Fig. 3.1 Testing diagram for measuring a-c permeability.

H : 一次コイル中央部 (均一に磁化される部分) の磁化力 (O_e)

この I_m の測定は 25 cm エラストイン法と同様、相互誘導器Mの二次誘起電圧を磁束電圧計で測定して得られる。この磁化力Hに対するHコイルの誘起電圧 E_H を整流器形計器で測定しておき、試料そう入時には相互誘導器Mを用いないで、Hコイルの誘起電圧 E_H の値で磁化力を決定する。

Bの測定は、二次コイルに誘起する電圧から空隙磁束による誘起電圧を差し引いて評価できる。図3.1の回路にもみられるように、Bの評価に用いる二次コイルは磁束密度分布が均一な部分に巻かれたものによって行っており、空隙磁束 (Bコイルに鎖交する磁束のうち試料のない部分の磁束) は一次電流に比例するので、補償相互誘導器 M_c を用いて、空心状態で両コイルの電圧の和がゼロとなるようにコイルを互いに逆向きに接続しておけば、試料そう入時の空隙磁束分電圧をほとんど相殺することができる。ゆえに磁束密度Bは図において E_f を2側に接続したときの磁束電圧計の読み E_f から次式によって求めることができる。

$$B = E_f / 4.44 / N_2 A \times 10^8 \quad (G) \quad (3.2)$$

ここで f : 電源周波数 (c/s)

N_2 : 二次巻数 (400)

A : 試料断面積 (cm^2)

B : 試料内 (磁束密度分布が均一な部分) の磁束密度 (G)

3.2 鉄損の測定法

つぎに、鉄損の測定には問題が多いが、一応その測定方法としてつぎの3通りが適用できるものとわれわれは考えている。

(1) 鋼帯の品種および試験時の磁束密度が一定であれば、磁束分布の形状はほぼ一定となるので、磁束密度が不均一な部分の鉄損が、均一部の鉄損に対する比率は一定値となる。この磁束分布が不均一な部分の鉄損を定数として、測定された鉄損値から差し引いて均一部の鉄損を求める。(定数補正法)

(2) 全く等価な試験コイルを2個用い、一方に標準試料を入れ、他方に被測定試料を通して、両試料の差から被測定試料の鉄損を求める。(比較法)

(3) 試験コイル内で磁化力分布および磁束密度分布がともに均一な部分に施したHおよびBコイルの出力の積をとって鉄損を求める。(Hコイル法)

つぎに述べるように、これらについて実験検討の結果(3)の方法が測定技術上では困難なことが多いが、各方式中最も高精度が得られるとの見通しがついた。以下各方式について、測定法とこれを検討した結果について述べる。

(1) 定数補正法

この測定法は、磁束密度が不均一な部分の鉄損を定数として除く方法で、その測定回路を図3.2に示した。

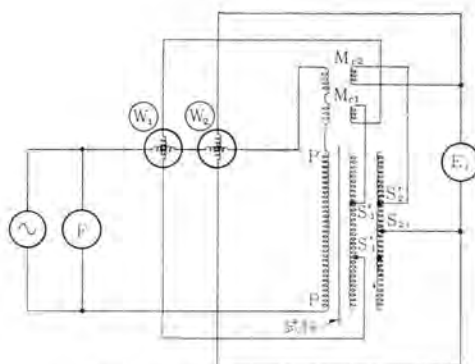


図 3.2 定数補正法による測定回路

Fig. 3.2 Testing circuit diagram for measuring core loss in subtract method.

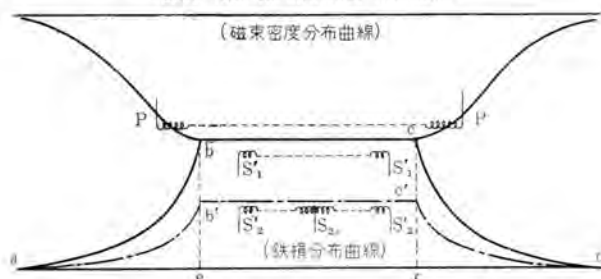


図 3.3 磁束密度および鉄損分布曲線

Fig. 3.3 Distribution curves of flux density and core loss.

磁化 コイル に対して試料が十分に長いとき、試料内の磁束密度分布および鉄損分布の状態を定性的に示せば、図 3.3 のようになる。図 3.2 の測定回路において電力計 W_1 によって測定される鉄損 W_1 は図 3.3 の鉄損分布曲線の実線で示した部分 $abcd$ に相当し、これを式で示せばつぎのようになる。この式の第二項は二次回路損失を示す。

$$W_1 = \frac{N_2}{N_1} \cdot \frac{1}{T} \int_0^T \frac{l \cdot H}{4\pi} \cdot \frac{d\phi}{dt} dt + \frac{E_2^2}{R_2} (W) \quad (3.3)$$

同様に電力計 W_2 によって測定される鉄損 W_2 は鎖線で示した部分 $ab'c'd$ に相当し次式で示される。

$$W_2 = \frac{N_3}{N_1} \cdot \frac{1}{T} \int_0^T \frac{l \cdot H}{4\pi} \cdot \frac{d\phi}{dt} dt + \frac{E_3^2}{R_3} (W) \quad (3.4)$$

ここで N_1 : P—P コイル巻数 (800)

N_2 : S_1' — S_1' コイル 巻数 (400)

N_3 : S_2' — S_2' コイル 巻数 (200)

l : P—P コイル長さ (2,000 mm)

ϕ : 試料内の総磁束数 (M)

E_2 : S_1' — S_1' コイル の誘起電圧 (V)

E_3 : S_2' — S_2' コイル の誘起電圧 (V)

R_2 : S_1' — S_1' コイル に負荷される合成抵抗 (Ω)

R_3 : S_2' — S_2' コイル に負荷される合成抵抗 (Ω)

試料の断面積が一樣であれば $E_2 = 2E_3$ であるので、上の W_1 と W_2 の差から鉄損を求める場合に、 $R_2 = 4R_3$ とするようによれば二次回路損失は消去できる。

いまここで $bcfe$ 部分の鉄損を W_0 、 abe 部分の鉄損を W' また $ab'e$ 部分の鉄損を W'' とすれば、式 (3.3) および式 (3.4) はつぎのようになる。

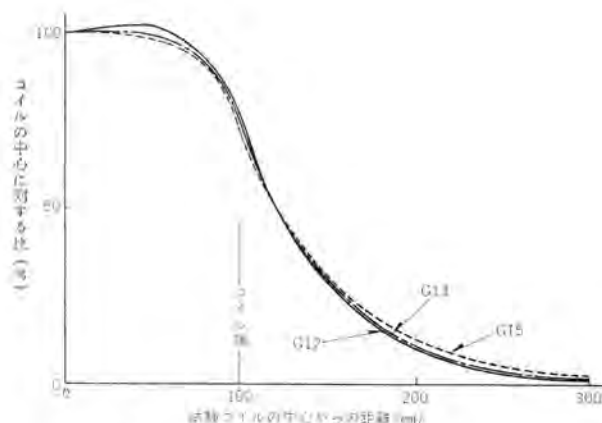


図 3.4 方向性 ケイ素鋼帯 の磁束密度分布 $B=15$ kG

Fig. 3.4 Distribution curves of flux density of oriented silicon steel strip.

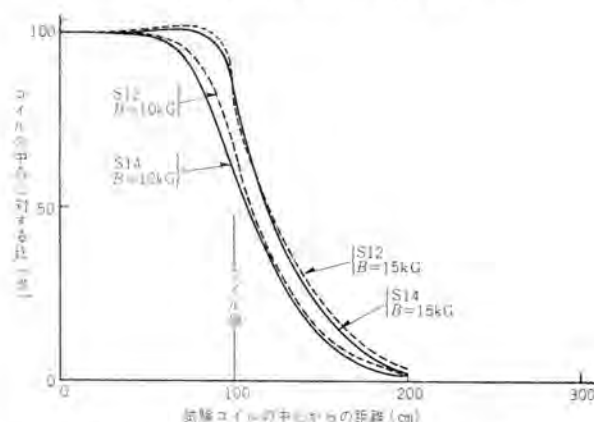


図 3.5 無方向性 ケイ素鋼帯 の磁束密度分布 $B=15$ kG

Fig. 3.5 Distribution curves of flux density of non oriented silicon steel strip.

$$W_1 = W_0 + 2W' + \frac{E_2^2}{R_2} (W), \quad W_2 = \frac{W_0}{2} + 2W'' + \frac{\left(\frac{E_2}{2}\right)^2}{\left(\frac{R_2}{4}\right)} (W) \quad (3.5)$$

ゆえに両者の差をとれば、

$$W = (W_1 - W_2) = W_0/2 + 2(W' - W'') (W) \quad (3.6)$$

この式 (3.6) からわかることはもし W_0 と W' (または $W_0/2$ と W'') の比が一定であれば、両電力計の差をある定数で割ることによって、磁束密度が均一な部分の鉄損が測定できることである。

これを確かめるために方向性 ケイ素鋼帯 を 3 種類と無方向性 ケイ素鋼帯 を 2 種類用意し、その長さ方向の磁束密度分布曲線を測定した。その結果を試験 コイル の中心での値に対する百分率をとって図 3.4 および図 3.5 に示した。図にみられるように、方向性 ケイ素鋼帯 と無方向性 ケイ素鋼帯 の間では分布の形状に大きな差があり、また磁束密度が変われば分布の形状はいくぶん変化するが、同一種類の材料で磁束密度が特定の値の下では分布の形状がほぼ一致し式 (3.6) による測定法が成立する。

しかしこの方法では、分布の形状に現われた差は当然誤差となり、また多くの鋼帯についてあらかじめ所要の

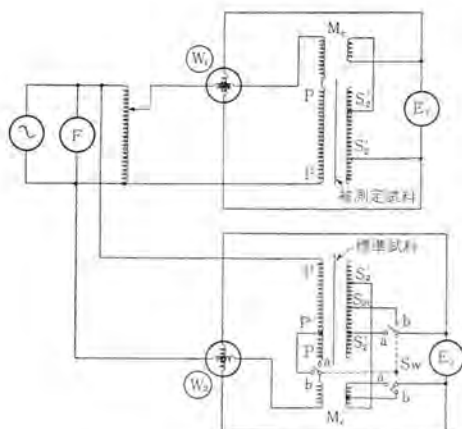


図 3.6 比較法による測定回路

Fig. 3.6 Testing circuit diagram for measuring core loss in differential method.

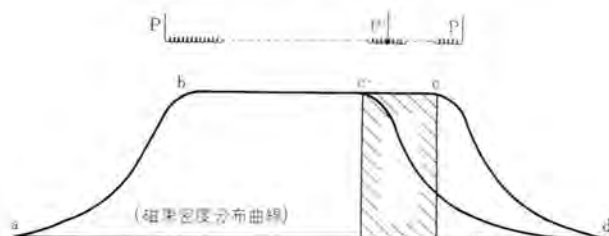


図 3.7 差動測定法の原理

Fig. 3.7 Diagram for the principle of differential method.

磁束密度における磁束密度分布の状態を測定しておいて W_0 と W' の比を求めておかねばならず、測定法としてはやや面倒であり、かつ同一品種でもそのパラツキによる誤差が含まれるので高精度が得られる方法とはいえない、

(2) 比較法

この測定法は、同一構造で同一寸法の標準試料用試験コイルと被測定試料用試験コイルとを作り、これら両試料の鉄損の差を求める方法である。またこの際の標準試料としては、被測定試料の一部を試験コイル端からそれぞれ約 3 m 出る長さに切断し、一方の試験コイルによって差動法で測定したものをいれればよい、このときの測定回路を図 3.6 に示した。

この測定法でまず問題になるのは、標準試料の鉄損を決定するための差動測定法そのものの成立条件である。

図 3.6 の下半部について考えてみると、いま S_w を a 側に倒したとき、すなわち P—P コイルで励磁したときの磁束密度分布が図 3.7 の $abcd$ のようになったとする。つぎに S_w を b 側に倒して P—P' で励磁したときの磁束密度分布が同図の $abc'd$ のようになったとする。この際にも、(i) cd の傾斜と $c'd$ の傾斜が同じで、(ii) 磁束分布 cde に対応する部分の鉄損と、磁束分布 $c'de'$ に対応する部分の鉄損が等しければ、 S_w を a に倒したときの鉄損と b に倒したときの鉄損の差は、そのまま磁束密度分布の均一な $c'cee'$ 部分の鉄損に対応することになる。こうして測定された標準試料の鉄損値に対する差の形として、被測定試料の鉄損が求められるのであるから、当

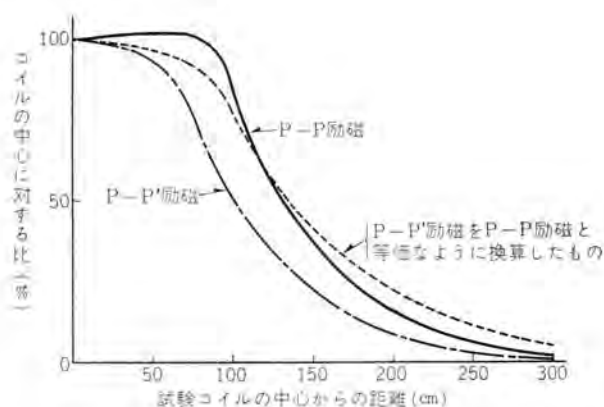


図 3.8 差動測定時の磁束分布 (1) 試料 G13, $B=15$ kG

Fig. 3.8 Distribution curves of flux density in differential method (1). Sample: G13, $B=15$ kG

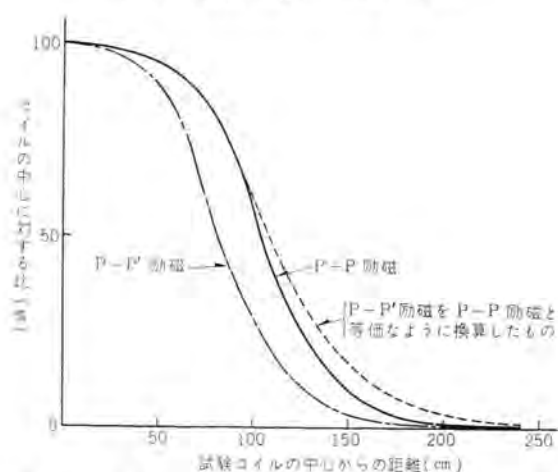


図 3.9 差動測定時の磁束分布 (2) 試料 S14, $B=10$ kG

Fig. 3.9 Distribution curves of flux density in differential method (2). Sample: S14 $B=10$ kG

然前述の二つの条件の成否が重要になってくる。

そこで前述の方向性および無方向性ケイ素鋼帯 5 種類について、P—P 励磁のときと P—P' 励磁のときの磁束分布状態を測定し、そのうちで代表的なものを図 3.8 および図 3.9 に示した。図にみられるように P—P' 励磁の分布曲線を P—P 励磁と等価なように換算した際に、両曲線の差異が余りなくて前述の二つの条件がほぼ成り立つと認められるものもあるが、この両曲線の形が相当異なったものもしばしば存在する。

この点についてさらに詳細に検討したところ、両曲線に差が生じるのは主として鋼帯厚さの不同に起因することが明らかとなった。図 3.8 で G13 の曲線がコイルの中心から約 60 cm の部位で高くなっているのは、その部位の鋼帯厚さが約 3/1,000 mm 程厚いためであった。現在方向性および無方向性ケイ素鋼帯の厚さの許容差は、板厚さに対して 10~8% となっている。また鋼帯の長さ方向に対する厚み計測データの一例によっても 2/100~3/100 mm の厚さの不同は珍しくない。

この例からみると、標準試料の鉄損を決定すべき差動測定法自体が、鋼帯厚さの変動が試験コイル内に部分的に存在する場合には厳密には成立しないことになる、し

かし試験 コイル の長さはずか2 mであり、鋼帯の長さ方向の厚さの変動はそれ程急峻とは考えられないので、厚さの計測を厳密に行なって、一様な厚さの部分の標準試料として用いれば、その鉄損値は正確に求めることができる。

つぎにこの比較法では、上記の標準試料の鉄損と、それと同じロットの鋼帯の鉄損とを比較するのであるが、実際には(1)の場合と同様図3.3のようなすその部分も含めて測定される両者の鉄損を比較して、その差から被測定部分の鉄損値を決定することになり、標準試料の磁束密度分布が均一な部分の鉄損がたとえ正確に測定されたとしても、なおこのすその部分に差があればそのまま誤差になる、このすその部分の差は同一ロットではきわめて小さくなるものと考えられるが、やはり高精度が得られる方法とはいえない。

(3) Hコイル法

この測定法は磁化力分布および磁束密度分布がともに均一な部分からそれぞれ H および B を取り出し、その積をとって鉄損を求める方法であって、その測定回路を図3.10に示した。

この測定法について考えるために、ここで鉄損測定の基本条件について再考してみよう。磁界 H のもとで磁束密度 B の鉄心中に消費される単位体積当たりのエネルギー損失 E_l は次式で示される。

$$E_l = 1/4\pi \int_0^T \dot{H} dB \text{ (erg/cm}^3\text{)} \quad (3.7)$$

ここで H : 磁界の強さ (Oe)

B : 磁束密度 (G)

普通、鉄損は単位重量当たりの損失として示され、 f c/s の交番磁界のもとにおける密度 ρ g/cm³ の鉄心の基準鉄損は、

$$W_i = f \times 10^{-4} / 4\pi \rho \times \int_0^{1/f} \dot{H} dB \text{ (W/kg)} \quad (3.8)$$

で示される。つぎに電流計形の計器において固定・可動両コイルにそれぞれ i_H , i_B の電流が流れている時、計器の振れ D はつぎのようになる。

$$D = k_p f \int_0^{1/f} i_H \cdot i_B dt \quad (3.9)$$

ここで k_p : 電力計のトルク定数

ゆえにここで

$$\left. \begin{aligned} i_H &= k_H \dot{H} \\ i_B &= k_B B \end{aligned} \right\} \quad (3.10)$$

という関係が成立すれば電流計形計器によって鉄損測定が可能であり、このときの計器の振れは次式のようになる。

$$D = k_p \cdot k_H \cdot k_B \times f \int_0^{1/f} \dot{H} B dt \quad (3.11)$$

ゆえに電力計の振れから基準鉄損は次式で求められる。

$$W_i = 10^{-4} / 4\pi \rho \times D / k_p \cdot k_H \cdot k_B \text{ (W/kg)} \quad (3.12)$$

この式の常数 k_p , k_H および k_B はつぎのようにして求

められる。まず k_p は、電流計形の計器であるから、固定・可動両コイルに流れる電流と振れの間係を求めるという方法で直流校正が可能である。つぎに k_H は図3.10に示したようにHコイルの巻数を n_H , その断面積を a_H とすれば誘起電圧 e_H' は、

$$e_H' = n_H a_H \dot{H} \times 10^{-8} \text{ (V)} \quad (3.13)$$

となる。これを積分し、利得 G_H の増幅器を通した後に抵抗 R_H を通して電力計に供給すれば、その時流れる電流 i_H は次式のようになる。ただしこの R_H は $R_H \gg \omega L_H$ として電力計の固定コイル位相角を小さくするようにつけたものである。

$$i_H = \frac{e_H' \cdot G_H}{R_H} = \frac{n_H \cdot a_H \cdot G_H \cdot H \times 10^{-8}}{R \cdot C \cdot R_H} \quad (3.14)$$

ここで e_H は積分後の電圧で $e_H/e_H' = 1/p \cdot C \cdot R$

つぎに k_B は同じく図3.10に示したように二次コイルの巻数を n_B , 試料の断面積を a とすれば、二次コイルの誘起電圧 e_B は、

$$e_B = n_B \cdot a \cdot \dot{B} \times 10^{-8} \text{ (V)} \quad (3.15)$$

これを利得 G_B の増幅器に入れ、抵抗 R_B を通じて電力計に供給すれば、そこに流れる i_B はつぎのようになる。ここで R_B は前と同じく $R_B \gg \omega L_B$ とするようにつけたものである。

$$i_B = \frac{e_B \cdot G_B}{R_B} = \frac{n_B \cdot a \cdot G_B \cdot \dot{B} \times 10^{-8}}{R_B} \quad (3.16)$$

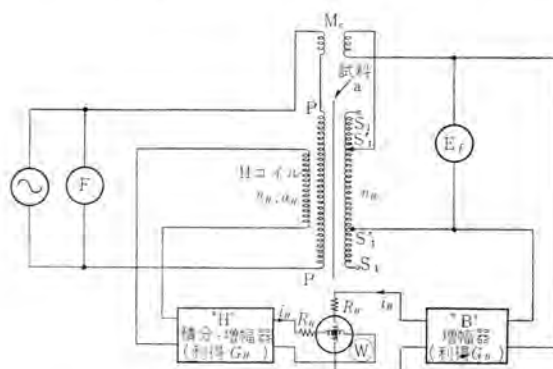


図 3.10 Hコイル法による測定回路

Fig. 3.10 Testing circuit diagram for measuring core loss in H coil method.

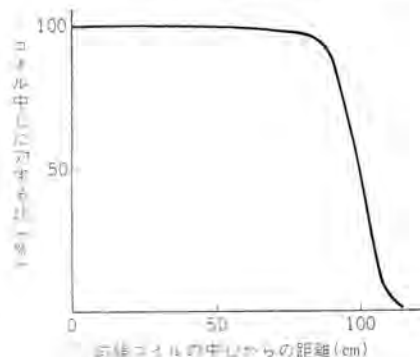


図 3.11 磁化力分布

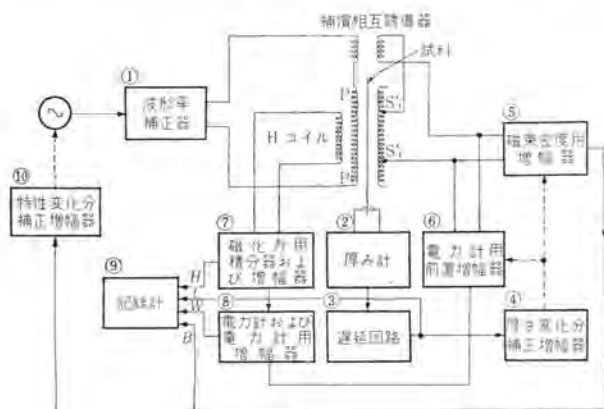
Fig. 3.11 Distribution curve of magnetizing force.

$$W_i = \frac{10^{12}}{4\pi\rho} \times \frac{(R \cdot C) (R_H \cdot R_B)}{k_p (n_H \cdot n_B) (a_H \cdot a) (G_H \cdot G_B)} \dots (3.17)$$

この測定法で重要なことは、磁化力分布および磁束密度分布の均一性である。磁束密度分布の形状についてはすでに図 3.4, 3.5 などに示したように長さ 2 m の試験コイルの中心部 1 m にわたってはほとんど一様とみなせる。磁化力分布の形状を図 3.11 に示したが、これもコイル中心部 1 m にわたってほとんど一様であり、積分器や増幅器の位相誤差を小さくすれば精度のよい鉄損測定を行なえることが期待できる。

4.1 回路構成

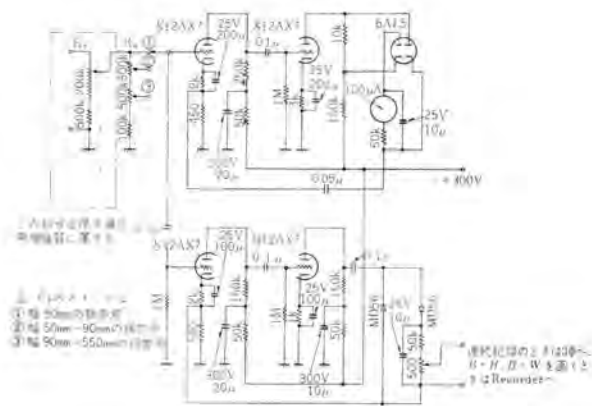
(1) 鋼帶を間欠的に停止させて、そのとき試験コイル



(2) 鋼帯を連続的に試験 コイル 内に通過させ、特定の磁束密度（無方向性材料のときは 10 kG、方向性材料のときは 15 kG を標準とする）における所要磁化力および鉄損を連続的に自記する。

4.2 磁束密度用增幅器

88 (1158)



帯幅の変化による入力電圧の変化を広範囲に調節できること。(3)入力電圧に比例した直流出力が得られ、できればその値が直読できること。の諸点と、連続自記に際しては、(4)鋼帯厚さの変動による入力電圧の変化を補正して、常にある基準厚さに等価な形で数値が取り扱われることが必要である。

回路としては負帰還電流によって計器を指示させる普通の真空管電圧計と同じものを用いた。この際増幅度を大きくとり、負帰還量を多くすれば入力電圧はほとんど負帰還電流と初段の帰還用抵抗との積に等しくなる。この回路の詳細を図4.2に示した。この図において左端の鎖線の部分は厚さ補正用増幅器に属するもので、今回は取り付けていない。入・出力間の直線性は、振れの小さい部分では多少劣るが、振れが20%以上フルスケールの間では0.5%以内の誤差に納まる。

4.3 電力計用前置增幅器

この増幅器は後述する自動平衡形電力計の電圧コイル（可動コイル）のインピーダンスが小さいので、試験コイルの二次側と電圧コイルとの間に入れるインピーダンス変換用の増幅器である。回路は簡単な一段の直流増幅器を用い、**図 4.2**と同じく入力側に厚さ変化分補正用ポテンシオメータと試料幅の変化に対応してこれを調整する抵抗器を入れた。

4.4 磁化力用積分器および増幅器

(1) 積分器

これは式 (3.8) の測定原理を実現するために必要なものであって、位相誤差がほとんど生じないように構成することがとくに要求される。被測定鉄心回路の力率が相当小さくなるので、鉄損測定の際には常にこの問題が付随してくる。回路はアナコムに用いるのと同様な積分回路を用い、これを図 4.3 に示した。

(2) 增幅器

この部分は磁化力に比例した直流出力を記録計に供給する場合と、交流出力のままで電力計に供給する場合とにわけられる。前者の場合には図 4.2 と同じものを用いた。ただし試料幅や厚さの変化によって電圧が左右され

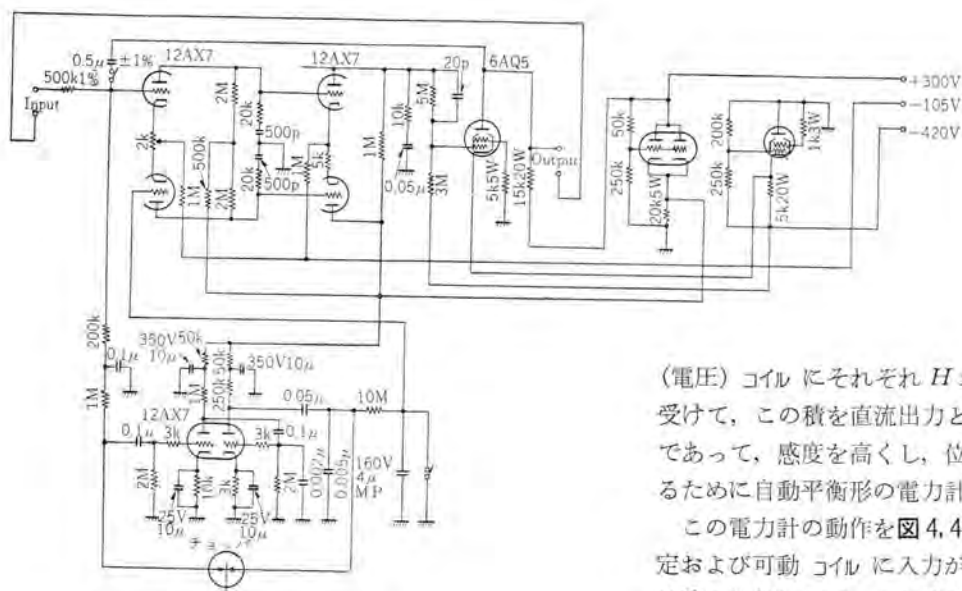


図 4.3 積分器

Fig. 4.3 Detailed circuit diagram of the integrator.

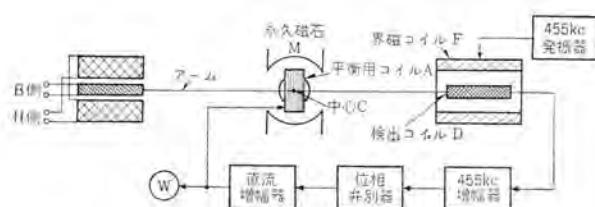


図 4.4 電力計の構成

Fig. 4.4 Diagram of wattmeter.

ないので、入力側のポテンショメータは省略した。後者の場合には増幅度が約 70 dB の直流増幅器を用いた。

4.5 電力計および電力計用増幅器

電流計形計器の固定（電圧）コイルにそれぞれ H および B に比例した入力を受けて、この積を直流出力として記録計に供給する部分であって、感度を高くし、位相誤差をきわめて小さくするために自動平衡形の電力計を用いた。

この電力計の動作を図 4.4 について説明する。いま固定および可動コイルに入力があると、この両者の同相分の積に比例したトルクを発生し、 C 点を中心にして可動コイルが回転する。この可動コイルのアームの他端には同じ巻数の検出コイル D が取り付けられており、界磁コイル F によって作られた 455 kc の磁界内に置かれているために、上記回転角に比例した 455 kc の電圧が検出コイル内に誘起する。この電圧を増幅し、回転方向を知るために位相弁別器に通し、平滑化した後に直流増幅して永久磁石 M 内にある平衡用コイル A に負帰還して発生トルクと平衡させる。こうすれば可動コイルはほとんど偏位しない状態で電力の測定ができるので、入出力間の直線性をきわめて良好にできる。力率特性は主として可動および固定コイルのインダクタンスによって支配されるが、この

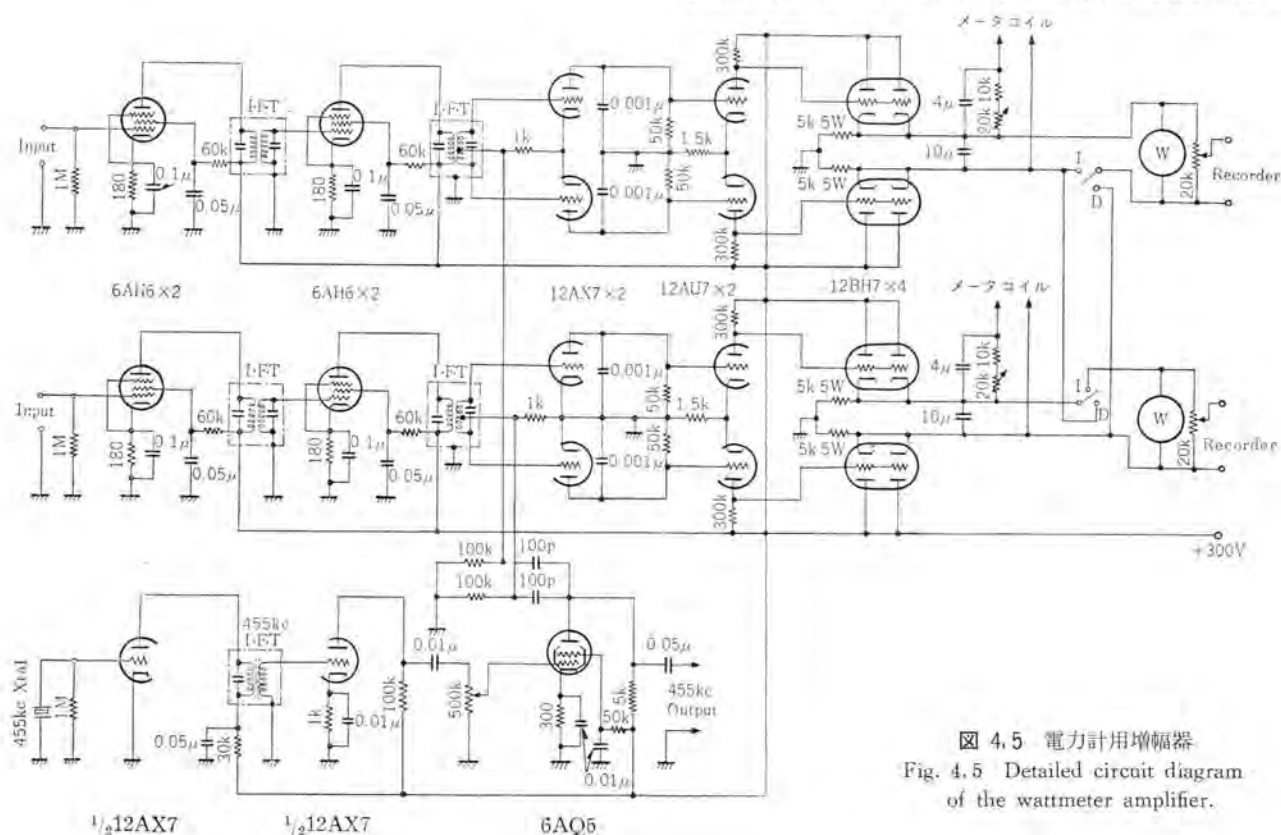


図 4.5 電力計用増幅器

Fig. 4.5 Detailed circuit diagram of the wattmeter amplifier.

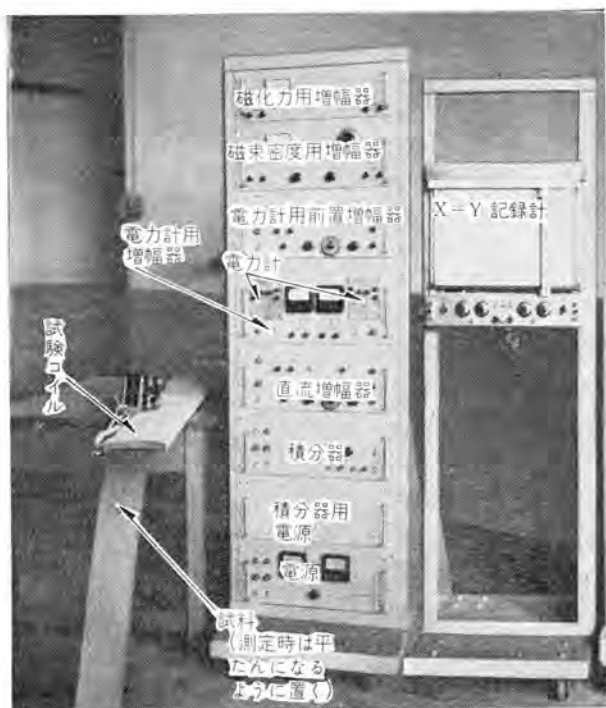


図 4.6 装置の全容
Fig. 4.6 Appearance of the testing apparatus.

電力計は相当高感度にできるので、無誘導の直列抵抗を入れて低力率特性の改善を計った。またトルク発生部は2個の固定コイルが相対して置かれ、その磁界方向が互に逆向きであるために、固定コイルのインダクタンスはきわめて小さな値にできるうえ、可動コイルとの間の相互インダクタンスもかなり小さくでき、誤差の原因となる要素はほとんど除かれている。

電力計用増幅器の回路を図4.5に示したが、この動作は前述のとおりであり、3.2項の(1)～(3)のいずれにも用いるように回路構成を2段とし、最終段の直流出力側で単独動作(I側)および差動動作(D側)の両方ができるようにした。

この電力検出部と増幅部との特性を測定しつぎのような結果が得られた。高周波増幅部の利得 70 dB、直流増幅部の利得 23 dB で、可動部の回転角は定格において約 0.3 度であり、Step 状のトルクに対する応答は帰還回路の時定数によってかなり左右されるが、われわれが使用する最適条件に各部を調整したときに 0.1 sec 弱であった。また周波数特性は現用のものではその上限が約 500 c/s で

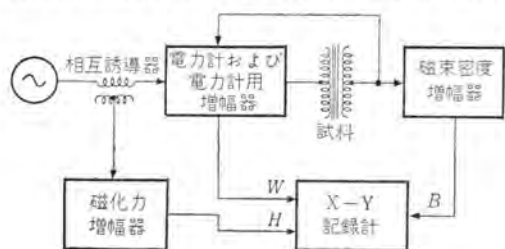


図 5.1 リング試料測定時の回路構成
Fig. 5.1 Measuring circuit diagram of the ring sample.

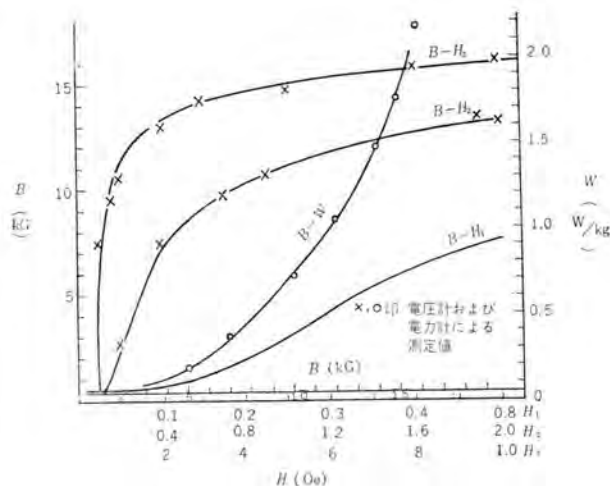
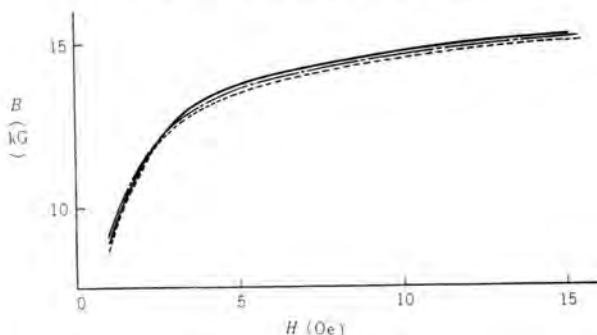


図 5.2 リング試料の自記結果
Fig. 5.2 Results of measured $B-H$ and $B-W$ curve on the ring sample.



実線 25 cm エプスタイン試験器による測定値
点線 連続試験器による測定値 (Mc なし)
鎖線 同上 (Mc あり)
注 Mc なしの場合には計算の時、空隙磁束分を補正して曲線を直した。

図 5.3 H コイルによる磁化特性の測定 試料 S12 タテ目
Fig. 5.3 Results of measured $B-H$ curve on the strip sample.

あるが、これは平衡用直流コイル付近にある鉄材のウズ電流時定数の大きいことが主因であって、この部分を空心にするとか、配置を適当にすればさらに高い周波数域まで使用できる。

装置の全容を図4.6に示した。

5. 測定結果

5.1 リング試料の測定

磁化力用増幅器、磁束密度用増幅器および電力計用増幅器の総合精度を試験するために、実験用試料としてはほぼ理想的磁気回路と考えられるリング材を用い、 $B-H$ 曲線および $B-W$ 曲線の自動記録を行なった。このときの測定回路は図5.1に示したように相互誘導器によって磁化力を取り出し、電力も一次電流と二次電圧の積として測定した。測定結果を図5.2に示したが、図中 $\times$ 、 $\circ$ 印はそれぞれ従来の方法で電圧計および電力計を用いて測定した値をプロットしたものである。

5.2 鋼帯試料の測定

幅を 100 mm にスリットした鋼帯約 8 m を試験コイル内

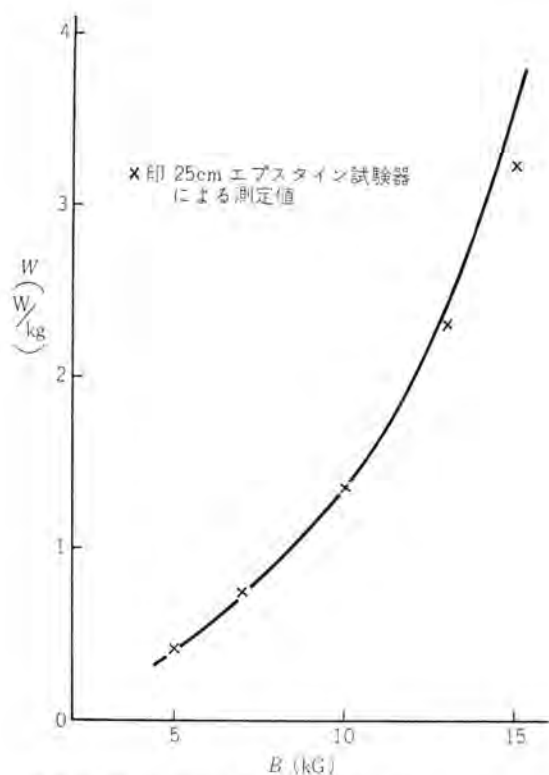


図 5.4 H コイル法による鉄損の測定 S14 タテ目
Fig. 5.4 Results of measured $B-W$ curve on the strip sample.

にそう入して $B-H$ および $B-W$ の測定をした。図 5.3 は $B-H$ の測定結果で、図中 25 cm エプスタイン試験器による測定結果は、同じ鋼帯コイルではあるが異なった部分から採取した試料のタテ目だけの測定値で 2 試料の平均値をとって示した。これら両者ともにひずみ取焼なましをしないで測定した値である。図にみられるように二次コイルは磁束密度の分布がほぼ均一な部分に巻かれたものを B の評価に用いているために、補償相互誘導器によってほぼ完全に空隙磁束分電圧が相殺されている。

25 cm エプスタイン試験器による測定結果が、低磁化力側で低くなっているのは、鋼帯試料は幅 100 mm にスリットされているのに対してこれは幅 30 mm に切断されており両者の受歪率に差があることと、同一コイルから採取し

た試料でもその場所が異なることなどによって生じたものであろう。しかしこれらの差は 1 % 以内である。また図 5.3 の鎖線と点線（補償相互誘導器を入れず、空隙磁束分を計算上で補正したもの）の間にもわずかな差があり、このうちいずれが真値に近いかについては検討をしていないが、その差は 12 kG 以上では 1 % 以内にあり、実用上は問題ないものと考えられる。

つぎに図 5.4 は H コイル法による鉄損の測定結果で、前述の $B-H$ 測定例と同じく 25 cm エプスタイン試験器によるタテ目だけの測定値と比較して示した。この場合も前述のように試料採取個所の差および試料截断法の差があるにもかかわらず、測定値相互間にかなり良好な一致が認められる。ただし H コイル法による測定値が、磁束密度 13~15 kG 付近から高く出ているが、これはこの付近から二次誘起電圧波形がひずみはじめるが、25 cm エプスタイン試験法ではこうした波形ひずみによる鉄損の増加を数式上で補正しているのに対して、H コイル法ではそうした操作をしておらずそのために差が現われたのである。この点に関しては波形率補正器（図 4.1 の①）を用いれば解決できる。

つぎにこの H コイル法によって磁束密度が約 10 kG の点における鉄損を約 30 min ごとに測定し、H 積分増幅器、B 増幅器および電力計用増幅器を総合したドリフトについて調べたが、15 回の測定による平均値が 1,324 W/kg に対して標準偏差は 0.0172 W/kg であった。

6. む す び

以上 ケイ素鋼帯の磁気特性自動記録装置について現在までに実験検討した結果について報告した。ケイ素鋼帯の特性管理に現在用いられている 25 cm エプスタイン試験器の測定誤差は、12~17 kG では磁化特性で 1 % 程度、鉄損で 3 % 程度とされている。ここに述べた鋼帯測定器も測定精度はほぼ同程度であるが、非破壊で試験が行なえるので、試験費用が大幅に軽減できるうえ、測定個所をそのまま機器に組み込めるために、材料の特性と機器の特性との相関を知るうえで非常に好都合である。

(36-4-17 受付)

将来の電力源 (2)

— 電磁流体発電と燃料電池 —

研究所 明石克寛*・秦卓也**・今村元***

4. 電磁流体発電

電磁流体発電は、高温の電離気体の流れから、電磁誘導によって、直接的に電力を取り出す新しい発電方式である。*気体の熱エネルギーを直接電気エネルギーに変えるところから、前述(将来の電力源(1))の熱電子発電および熱電気発電と対比され、燃料電池と同列にとりあげられているけれども、原理的にはむしろ在来タービン発電機の系統に近い。

両形式ともに、高圧の作業流体に熱エネルギーを加えて加熱し、変換装置を通して膨張させ、低圧低エンタルピーの状態に排出し、吸収熱エネルギーを電力に変換するものであるが、在来形式では作業流体によってタービンをまわし、発電機の固体導線中に電流を誘起させる、つまり熱エネルギー→機械エネルギー→電気エネルギーの変換系列をとるのに対し、電磁流体発電機では、高温の作業流体自身を導電媒質とし、その中にいきなり電流を誘導させるという相違がある。

この装置では、運動するものがガス流だけであって、ピストン機関、ガスタービン、蒸気タービンのような高速度で動く機械部分を要しない。したがって、装置の材料は単に高温だけに耐えられればよく、一般の熱機関に比べてかなり高い温度における運転が可能である。また、電離気体を作業物質とするため高温運転が本質的に必要でもある。したがって、カルノーサイクルの効率を考えてみると、電磁流体発電機の効率が相当高い値に達することがうなずける。実際、現在検討されている大形の電磁流体発電プラントでは約2,000 Kの運転温度におけるプラント効率が60%に達しようと考えられている。

この形式の小容量のものは、軍事用または宇宙開発用の対象にもとりあげられているが、むしろ本命は大形発電機プラントの分野への進出であって、在来タービン発電機に代わる機器として注目を集めている。

電磁流体発電機は、内部の現象を支配する法則が電磁気学と流体力学の二つの領域にまたがっているところから、MHD (Magneto-Hydro-Dynamic) 発電機と略称される。

4.1 MHD 発電機の原理

導電性のよい気体を図4.1のように磁界と直角方向に流すことによって、磁界、ガス の運動方向の両者に直交する方向に起

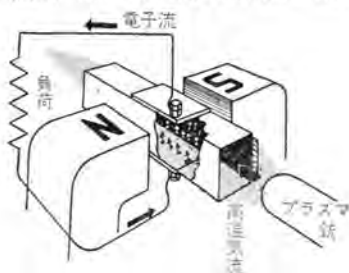


図 4.1 MHD 発電機の原理図

電力が得られる。これは周知の Faraday の法則によるもので、磁束と直角方向に導体を動かして起電力を得る在来発電機と原理的にはまったく同じである。

磁界が存在するダクトの中では、電磁気体中の自由電子が磁界と粒子間散乱によって偏向され、おおむね壁電極の一つに向かって対角線状に進行するから、陽極から負荷および陰極を通り再び気流に帰る経路の電流が発生するのである。

MHD 発電機の過程を記述する基本方程式は、電流方程式、流れの運動量保存の式およびエネルギー保存式の3個であって近似的に、

$$j = \sigma(uB + E) \quad (4.1)$$

$$\frac{dp}{dx} = jB \quad (4.2)$$

および

$$\rho u \frac{dh}{dx} = jE \quad (\text{発電機の出力}) \quad (4.3)$$

で表わされる。記号については表4.1を参照されたい。これから出力を大きくするには、気体の導電率、磁界の強さおよび流速を大きくすればよいことがわかる。

MHD 発電機の効率には二つあって、一つは有効電力と発生電力との比として定義される電気効率であり、いま一つは在来形式のタービン効率にあたる内部効率、すなわち実際のエンタルピー降下と等エントロピー膨張におけるエンタルピー降下との比である。しか

表 4.1 記号説明

x, y, z	直交座標 m	Q_1	イオンと電子との有効衝突断面積
d	電極間隔 m	$\bar{C}$	平均熱速度
b	磁界方向の幅 m	m_e	電子の質量
L	発電機長 m	δ	$\delta V u_0 B d$
B	磁束密度 Wb/m ²	β	j/j^*
V	端子電圧 V	ν	式(4.35)で定義される定数
E	電界強度 V/m	R_i	発電機の内部抵抗 Ω
δV	有効電極降下 V	R	負荷抵抗 Ω
ρ	密度 kg/m ³	P	端子出力 W
u	流速 m/sec	ξ	式(4.18')で定義される係数
m	質量流 kg/sec	η	効率
p	圧力 N/m ²	η_e	電気効率
p_t	総圧 N/m ²	η_i	内部効率
F_x	電磁体積力 N/m ³	M	Mach 数
h	エンタルピー J/kg	$F(\bar{T})$	$\sigma \sqrt{p}$
h_t	総エンタルピー J/kg	f	式(4.41)で定義される値
S	エントロピー J/kg·K	A_1, A_2	式(4.41)で定義される値
j	電流密度 A/m ²	ω_e	電子サイクロトロン周波数
j_s	短絡電流密度 A/m ²	τ_e	電子と中性粒子の衝突周期
j^*, j_0^*	$\frac{1}{2} j_s, \frac{1}{2} j_{s0}$	N_e	電子密度 /m ³
σ	電気伝導度 (Ω/m)	q_e	電子の電荷 C
T	温度 °K	k	$(\gamma-1) M_0^2/2$
T_t	総温度 °K	k_0	$1+k(1+C_2)^2$
T_t'	等エントロピー膨張端の温度 °K	P_{comp}	圧縮機動力 W
R_g	気体定数 J/kg·K	P_{turb}	タービン出力 W
C_p	比熱 J/kg·K	P_{motor}	$P_{comp} - P_{turb}$ W
γ	比熱比	η_{th}	全損失を考えたサイクル効率
I	電流 A	η_{th}	助磁電力、モータ動力およびコンバータ損失を含まないサイクル効率
I^*	$\frac{1}{2} I_s$	ϕ	(添字)
N_0	中性粒子密度	i	発電機入口の値
N_{ion}	イオン密度	o	発電機出口の値
Q_0	中性粒子と電子との有効衝突断面積	$-$	平均値

し、MHD 発電機の内部抵抗で散逸されるエネルギーは、在来発電機のロータコイルに生じるジュール損のように必ずしも全部が冷却によって廃棄を要するものではなく、ガス中に保有され、再循環または熱機関の付設により仕事の形に回収することができるから、電気効率を在来の発電機ほど重要視する必要はない。ただこの散逸は流れのエントロピーを増加させ、発電機内の圧力損を増大させるものであるからもちろん電気効率も高いほうが望ましい。

この装置の損失には以上のほかに側壁からの熱損、電極損、磁界コイルのジュール損などが考えられるけれども、これらはいずれも機器の大形化によって小さくすることができる。MHD 発電機で、大容量機器のほうが有利であるとする結論は、ここに由来するのである。

4.2 気体の導電率

MHD 発電機の特性を支配し、その実用化の成否をきめるものは、作業流体の導電率である。常温付近の通常気体は一般に電気の絶縁物で自由電子濃度がきわめて小さい。気体は放射線吸収や電場の印加によっても電離して導電性を示すが、もっとも直截的な電離法は高温に加熱することである。この方法による電離は質量法則にしたがい、導電率は温度に対し指数関数的に増大する。そして導電率 σ は次式で与えられる。

$$\sigma = \frac{1}{2} \frac{q_e^2}{m_e c} \frac{N_e}{N_0 Q_0 + N_i Q_i} \quad (4.4)$$

電離気体の電気伝導は主として電子に依存している。これはイオンに比し、電子移動度のはるかに大きいことに基づく。しかし電離気体では電子密度とイオン密度が相等しく電子のイオンによる散乱断面積 Q_i は中性粒子による断面積 Q_0 の数千倍に達するから、電離度が 0.1% 程度になると、導電率の温度による増加の割合は減少し、次第に飽和する傾向をもつ。幸にこの程度の低電離においても気体は一般に十分高い導電率を示し、完全電離における値とそれほど異ならない。

図 4.2 は電離空気の導電率を流れの Mach 数に対してプロットしたもので実験および破線は理論値を表わし、○印は衝撃波

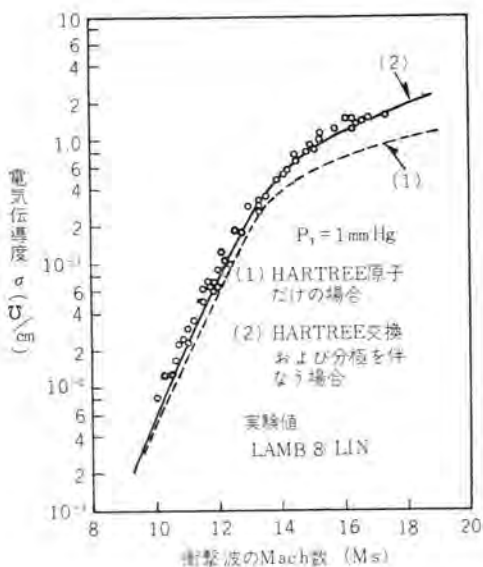


図 4.2 衝撃波の Mach 数と電気伝導度

管による実測値を示している。通常の燃焼ガスや原子炉の冷却材に相当と考えられる気体の電離ポテンシャルは 12~16 eV 程度の高い値を有する。したがって 2,000~3,000°C の温度範囲においても自由電子濃度はまだきわめて小さく、加熱法だけで適当な導電率を付与するには約 10,000°C が必要である。(もっとも 107°C 程度になると完全に電離し、このときの電離度は常温の金属をはるかにしのぐ。)しかしこれらの気体にナトリウム (5.14 eV)、カリウム (4.33 eV) およびセシウム (3.88 eV) などのアルカリ金属、そのほか電離ポテンシャルの低い物質をイオン化の種子として少量添加すると気体の導電率はいちじるしく増大する。このように種子気体を添加したときの電子濃度は Saha の方程式によって表わされる。

$$\log_{10} K_1 = \frac{5}{2} \log_{10} T - 5040 \frac{V_i}{T} - 6.49 \quad (4.5)$$

ただし $K_1 = [M^+][e]/[M]$ は $M \rightleftharpoons M^+ + e$ の反応に対する平衡定数である。

図 4.3~図 4.6 に大気圧における種々の種子添加気体の導電率を示す。図 4.3 は空気中に 1 原子% のカリウムを添加した場合、図 4.4 は燃焼ガスとカリウム、図 4.5 はヘリウムとセシウムの組み合わせ、図 4.6 はアルゴン および ヘリウム にセシウムおよびカリウムを加えたときの導電率の計算結果である。これらの計算に必要な電子の移動度に関するデータは Meek と Cragg の報告から

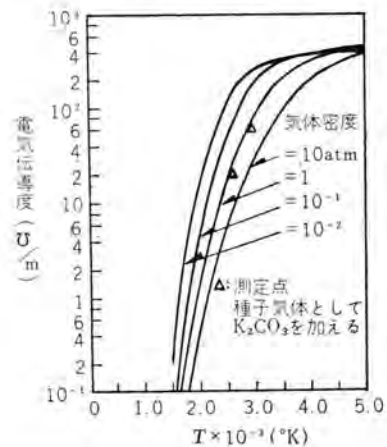


図 4.3 空気+1% カリウム混合気体の熱伝導度

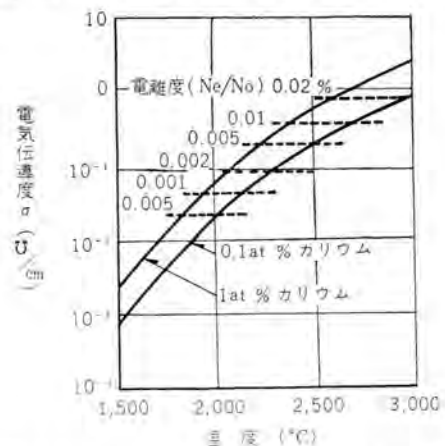


図 4.4 カリウム蒸気を少量添加した燃焼ガスの大気圧における電気伝導度の温度依存性

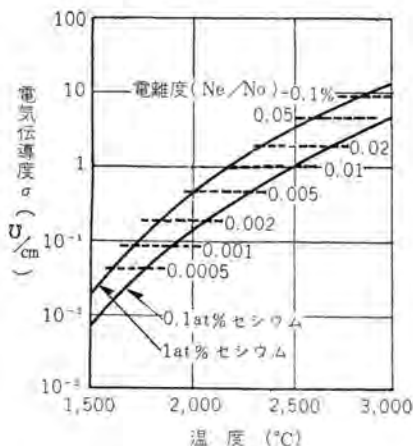


図 4.5 セシウム蒸気を少量添加したヘリウムの
大気圧における電気伝導度の温度依存性

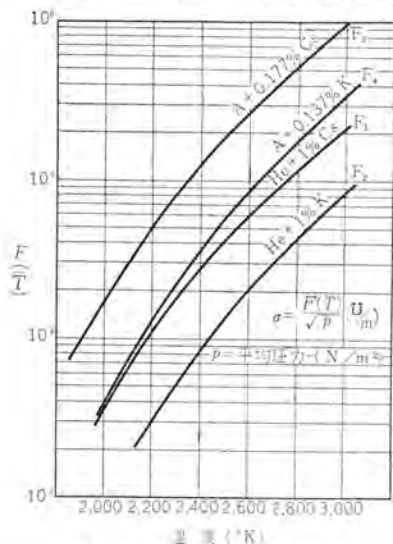


図 4.6 導電率の温度依存性

採用されている。図 4.3 の測定点は 燃焼ガス に対するものであ
って計算値との一致はかなり良い。電離度が 0.1% 以上になる
と既述のとおり導電率の改善はあまり期待されないことがわか
る。

電離気体の導電率は温度だけでなく圧力にも関係し、温度依
存を $F(T)$ で表わすと次式で与えられる。

$$\sigma = \frac{F(T)}{\sqrt{p}} \quad (4.6)$$

ただし T および p は MHD 発電機の出入口における平均の
温度および圧力を表わす。 $F(T)$ の形はもちろん ガス の組成に
よって図 4.3~図 4.6 のように変化する。

導電率が圧力とともに低下するのは、圧力の増大による電子
の易動度の減少が電子濃度の増加を凌駕するためである。

以上は イオン と電子 とが熱力学的な平衡を保つ場合に成立す
る基礎的事実であって、磁場が存在すると修正が必要となり、
また、気体中に塩素、水蒸気、酸素および 炭酸ガス のような電子
捕獲を伴う成分が含まれるときにも導電率は変化を受ける。

4.3 MHD 発電機の理論

MHD 発電機内部に現われる現象ははなはだ複雑で厳密な理
論的取り扱いはまだ期待できない。ここではつぎのような簡単

化の仮定のもとに一定流速形 MHD 発電機の近似理論を紹介す
るに止める。

- (1) 磁界の強さ B は発電機全体にわたって一様である。
- (2) 表皮効果がなく、発電機内の電場の強さは、 $E = \frac{V + \delta V}{d}$
で一様に分布している。
- (3) 気体の導電率がスカラー量であるとする。(電子の平均自
由行路が十分小さい)
- (4) 作業流体は圧縮性で粘性がない。
- (5) 導電率は機内一様であるとし、 T, p における一定値
を用いる。
- (6) 電位降下 δV に相当する熱損失以外に熱伝導などによ
る損失がないとする。
- (7) 一次元管流が適用されるとする。(したがって ダクト断
面にわたる諸性質は一様である)

以上の仮定を行なうと、気流を支配する基礎方程式はつぎの
ように表わされる。

質量保存式 $\rho u b d = m \quad (4.7)$

運動量保存式 $u \frac{du}{dx} = -\frac{dp}{dx} + F_x \quad (4.8)$

エネルギー保存式 $\rho u \frac{d}{dx} \left(h + \frac{u^2}{2} \right) = j E \quad (4.9)$

電流方程式 $j = \sigma (u B + E) \quad (4.10)$

体力関数式 $F_x = -j B \quad (4.11)$

状態方程式 $p = \rho R_g T \quad (4.12)$

エンタルピー・エントロピー関係式 $h - h_0 = C_p (T - T_0) \quad (4.13)$

電場方程式 $E = -\frac{V + \delta V}{d} \quad (4.14)$

全電流を I 、負荷に生ずる出力を P とすれば $P = IV$ で電極
降下 δV に散逸される損失は $I \delta V$ となるから電気効率はつぎ
のように表わされる。

$$\eta_e = \frac{P}{P + I \delta V} = \frac{1}{1 + \frac{\delta V}{V}} \quad (4.15)$$

また、発電機中に実際に生じた出力は実際の 全エンタルピー降下
 $h_{0t} - h_{it}$ に等しく、内部損失を伴わない理想出力は 等エント
ロピー膨張のエンタルピー降下 $h'_{0t} - h'_{it}$ で表わされるから、発電機内の
内部効率は、

$$\eta_i = \frac{h_{0t} - h_{it}}{h'_{0t} - h'_{it}} \quad (4.16)$$

で与えられ、したがって発電機全効率は、

$$\eta = \eta_e \cdot \eta_i \quad (4.17)$$

となる。

内部効率は在来発電機系の タービン効率 に相当し、これを温
度比、圧力比および Mach 数で表わすと、

$$\eta_i = \frac{1 - \zeta \frac{T_i}{T_0}}{1 - \zeta \left(\frac{P_i}{P_0} \right)^{\frac{\gamma-1}{\gamma}}} \quad (4.18)$$

となる。ただし、

$$\zeta = \frac{1 + \frac{\gamma-1}{2} M_i^2}{1 + \frac{\gamma-1}{2} M_0^2}, \quad M_i^2 = M_0^2 \left(\frac{u_i}{u_0} \right)^2 \frac{T_0}{T_i} \quad (4.18')$$

式 (4.7)~(4.14) を $u = u_0$ の条件で解くと、一定流速形
MHD 発電機の電氣的諸量がつぎのように与えられる。

$$\text{電流密度} \quad j = \sigma \left(u_0 B - \frac{V}{d} - \frac{\delta V}{d} \right) \dots\dots\dots (4.19)$$

$$\text{短絡電流密度} \quad j_s = \sigma \left(u_0 B - \frac{\delta V}{d} \right) \dots\dots\dots (4.20)$$

$$\text{負荷係数} \quad \beta = \frac{j}{j_s}; j^* = \frac{1}{2} j_s \dots\dots\dots (4.21)$$

$$\beta=1 \text{ における電圧} \quad V^* = \frac{j^* d}{\sigma} \dots\dots\dots (4.22)$$

$$\text{電極降下係数} \quad \xi = \frac{\delta V}{u_0 B d} \dots\dots\dots (4.23)$$

$$\text{開路電圧} \quad V_0 = u_0 B d (1 - \xi) = 2V^* \dots\dots\dots (4.24)$$

$$\text{発生電圧} \quad V = V_0 \left(1 - \frac{\beta}{2} \right) = V^* (2 - \beta) \dots\dots\dots (4.25)$$

$$\text{内部抵抗} \quad R_i = \frac{b}{b L \sigma} \dots\dots\dots (4.26)$$

$$\text{全電流} \quad I = j b L = \beta j^* b L = \frac{V_0 - V}{R_i} \dots\dots\dots (4.27)$$

$$\text{抵抗比} \quad \frac{R}{R_i} = \frac{V}{I R_i} = \frac{2}{\beta} - 1 \dots\dots\dots (4.28)$$

$$\text{短絡電流} \quad I_s = j_s b L = \frac{V_0}{R_i} \dots\dots\dots (4.29)$$

$$\beta=1 \text{ における電流} \quad I^* = \frac{I_s}{2} = \frac{V^*}{R_i} \dots\dots\dots (4.30)$$

$$\begin{aligned} \text{発生電力} \quad P &= IV = R_i I (I_s - I) \dots\dots\dots (4.31) \\ &= b L d \frac{B^2}{2} \left(1 - \frac{\beta}{2} \right) \sigma u_0^2 B^2 (1 - \xi)^2 \dots\dots\dots (4.32) \end{aligned}$$

これから、MHD 発電機の端子電圧は、磁界の強さ、気流速
度および電極間隔に比例すること、大きい電力を得るには B 、
 σ 、 u_0 および発電機の寸法を大きくすべきことなどがうかがえ
る。図 4.7 にこの場合の電圧-電流関係と出力の変化を示す。
図からわかるように最大出力は $\beta=1$ または $I = \frac{1}{2} I_s$ すなわち
負荷両端の電圧降下が開放端子電圧の半分になるような負荷接
続の場合に現われる。最大出力近傍の発電機効率¹⁾は機内のジュ
ール損のために 50% 程度に止まるが、最大出力より幾分低い値で
運転すると 80~90% の効率を期待することができる。

流体に関する諸量のうち流れに沿う圧力と温度の変化は次式
で与えられる。

$$\frac{p}{p_0} = 1 - \frac{x \beta j^* B}{p_0}; \frac{p_i}{p_0} = 1 - \frac{L \beta j^* B}{p_0} \dots\dots\dots (4.33)$$

$$\frac{T}{T_0} = \left(\frac{p}{p_0} \right)^{\frac{\gamma-1}{\gamma}}; \frac{T_i}{T_0} = \left(\frac{p_i}{p_0} \right)^{\frac{\gamma-1}{\gamma}} \dots\dots\dots (4.34)$$

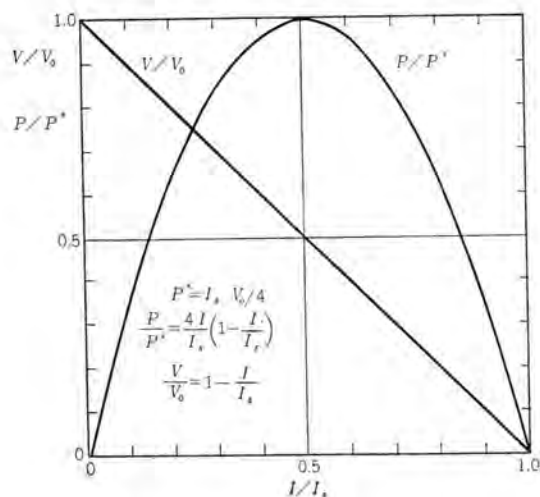


図 4.7 一定流速形 MHD 発電機の出力および電圧

$$\text{ただし} \quad \nu = \frac{2}{2 - \beta(1 - \xi)} \dots\dots\dots (4.35)$$

したがって ξ と ν が小さくなるとこれは $\frac{V_0}{V}$ に接近すること
がわかる。ダクト幅 b は密度に逆比例し、その平均値 $\bar{b}$ はつぎ
のようになる。

$$\bar{b} = \frac{1}{L} \int_0^L b dx = \frac{b_0 \nu \gamma}{\gamma - 1} \frac{1 - T_1/T_0}{1 - p_1/p_0} \dots\dots\dots (4.36)$$

また、一定流速形発電機の内部効率²⁾は

$$\eta_i = \frac{1 - T_1/T_0}{\left(1 + \frac{\gamma-1}{2} M_0^2 \right) - \left(1 - \frac{\gamma-1}{2} M_1^2 \right) \left(\frac{p_1}{p_0} \right)^{\frac{\gamma-1}{\gamma}}} \dots\dots\dots (4.37)$$

となる。図 4.8 は圧力比と Mach 数をパラメータとして η_i と ν
との関係を計算した結果で、たとえば $\eta_i \approx 0.8$ を得るには $\nu \approx$
1.22、 $\beta = 0.36$ とすればよいことがわかる。

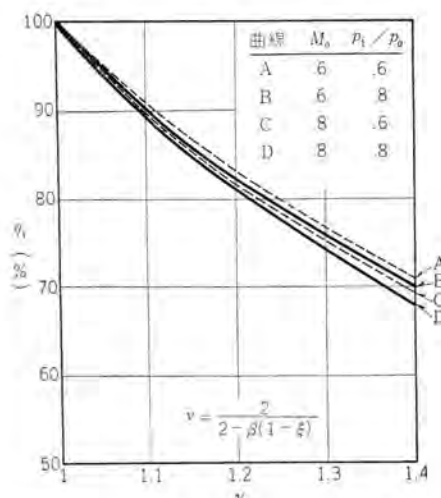


図 4.8 一定流速形 MHD 発電機の内部効率

一定流速形 MHD 発電機を設計するときに、任意に選定でき
る量は、気体の種類と β 、 T_0 、 $\frac{p_1}{p_0}$ 、 $\frac{\bar{b}d}{L^2}$ および $\frac{\bar{b}}{d}$ である。 δV
は 10~20 V 程度にとればよい。 β は $\eta_i \approx 0.8$ としてほぼ事前
に決定される。これから圧力、出力および導電率を求めるには
次式を使用する。

$$p_0 = A_1 L^{2/3} B^{4/3} \dots\dots\dots (4.38)$$

$$P = A_2 L^{8/3} B^{4/3} \dots\dots\dots (4.39)$$

$$\sigma = \frac{f}{\sqrt{p_0}} \dots\dots\dots (4.40)$$

ここに

$$A_1 = \left\{ \frac{\beta f u_0 (1 - \xi)}{2(1 - p_1/p_0)} \right\}^{2/3}, \quad A_2 = \frac{\beta}{2} \left(1 - \frac{\beta}{2} \right) \frac{u_0^2 f}{A_1^{1/2}} \frac{\bar{b}d}{L^2} (1 - \xi)^2$$

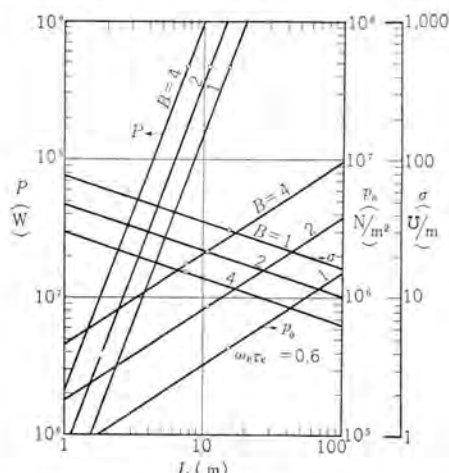
$$f = \frac{F(T)}{\sqrt{\frac{1}{2} \left(1 + \frac{p_1}{p_0} \right)}} \dots\dots\dots (4.41)$$

以上の諸式による計算結果の一例を図 4.9 に示す。仮定 (3) に
おいて、電子-中性粒子衝突の平均時間間隔が電子の旋回周期よ
り小さい、すなわち、

$$\omega_e \tau_e = \frac{\sigma B}{N_e q_e} < 1 \dots\dots\dots (4.42)$$

であるとした。1% セシウムを含むヘリウム³⁾のときは、

$$\omega_e \tau_e = 4370 \frac{B \sqrt{T}}{p} \dots\dots\dots (4.43)$$



He + 1% Cs., $\xi = 0$, $T_0 = 2,500^\circ\text{K}$, $M_0 = 0.8$
 $p_1/p_0 = 0.6$, $\beta = 0.366$, $L/\sqrt{bd} = 12$
 相当内部効率 $\eta_i = 0.80$

図 4.9 一定流速形 MHD 発電機の動作定数

となるが、図 4.9 の○印は $\omega_e\tau_e = 0.6$ に相当する。したがって○印より小さい L の値では理論の精度が悪くなる。さらに導電率をスカラー量と仮定したことによる誤差ももちろん含まれている。

基礎式の解として、流れのエンタルピー降下 $m(h_0 - h_1)$ が出力と電極損の和に等しいことも導かれる。

$$P + IdV = m(h_0 - h_1) \quad (4.44)$$

式 (4.44) は MHD 発電機が流れの熱エネルギーを電気エネルギーに変換することを意味する記述で、当然の帰結である。

一定流速形 MHD 発電機では、機内の流速が一定で、下流に向って温度が低減するから、流れの Mach 数は下流ほど大きくなるが、下流端において $M_1 = 1$ に達しても重大な制限は現われない。事実、超音速領域でも膨張は持続される。しかしながら、実際問題としては、いかにすぐれた拡散筒を使用しても、機体をはなれる際の損失増加は避けられないから、 M_1 を高く選ぶことはやはり望ましくない。したがって、 $M_1 = 1$ を一つの制限として課することも一方法と思われる。この場合の圧力比は、

$$\left(\frac{p_1}{p_0}\right)_{M_1=1} = (M_0^2)^{\frac{\gamma}{\gamma-1}} \quad (4.45)$$

で表わされる。

以上が一定流速形 MHD 発電機の近似の一般理論である。式 (4.7)～式 (4.14) は一定断面積または一定圧力の条件に対してもほぼ同じ手法で解けるけれども、一定断面積の場合には流れの choking が最も重要な制限因子になり、膨張比に限界が生ずることになる。

4.4 MHD 発電サイクル

MHD 発電機はちょうどガスタービンと同じように発電サイクルに適用されるが、その方式は大別して二つの系列に分かれる。一つは作業流体として燃焼ガスを用いる開放形であり、他の一つはアルゴンやヘリウムのような不活性ガスを連続的に循環させる密閉形である。

開放形 MHD 発電方式では、普通の燃焼ガスが利用できるため、比較的開発が容易であり、蒸気系に余剰動力が生じるから、在来ターボ発電機を付設することによって二次的な交流出力が得られるなどの特長がある。しかし、燃焼ガス中の電子の

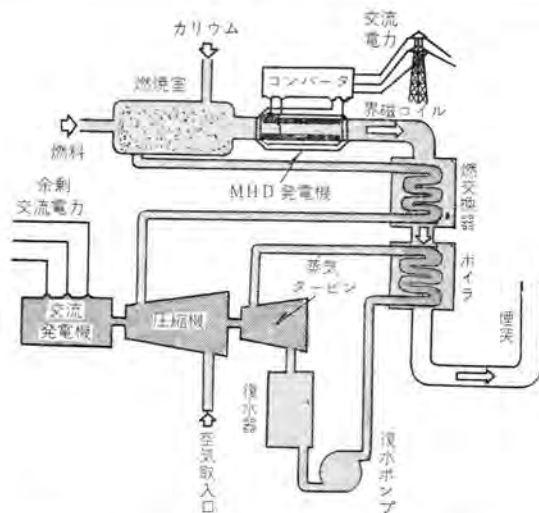


図 4.10 化石燃料の燃焼生成ガスを媒質とする開放形 MHD サイクル

移動度はヘリウムなどに比べるとかなり低く、また経済上種子気体にはカリウムしか利用することができない。したがって、開放形の運転温度は一般に密閉形よりさらに高くする必要がある。また、種子気体の水酸化物による空気汚染対策もやっかいな問題と思われる。図 4.10 は開放形 MHD 発電サイクルの主要配置を示す概念図である。同図においてまず、空気取入口から流入する空気を二次タービンに直結した圧縮機で圧縮し、再生熱交換器で予熱して燃焼室に送り込む。燃焼室では別に燃料を注入して反応させ、さらに種子気体としてカリウムを加え、導電気体として排出させる。この導電気体は燃焼室から MHD 発電機にはいて電力を発生し、再生熱交換器二次側およびボイラで余剰熱量を放出して煙突から系外に出る。ボイラ二次側に発生した蒸気は、蒸気タービンを回転させ空気圧縮機に動力を供給するとともに、二次発電機によって二次的交流電力を発生する。MHD 発電機による主出力はコンバータで交流電力に変換されて送電線に入るが、一部は直流のまま界磁巻線に供給され、MHD 発電機の磁場印加に利用されるのである。

図 4.11 はヘリウムを作業流体とする計画出力 380 MW の密

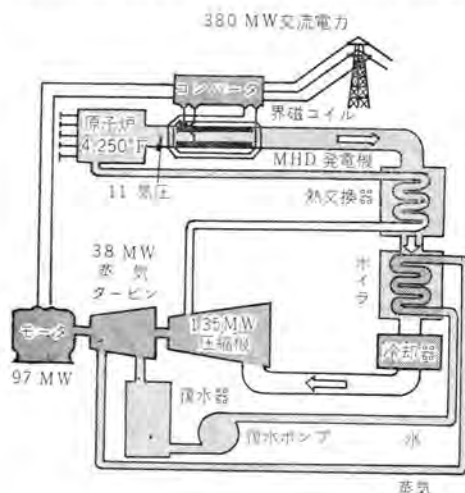


図 4.11 ヘリウム-セシウム混合気体を媒質とする 380 MW 密閉形 MHD 発電所

閉形 MHD 発電所の構成を示す。種子気体はセシウム (2%) で運転温度は約 4,000°F である。加熱装置に原子炉を採用しているけれども、もちろん外部燃焼方式にすることもできる。MHD 発電機自身の長さは約 50~60 ft、機内圧力は 11 気圧程度である。加熱器出口温度は 4,260°F で、コンバータ総出力は 477 MW。発電機の排気は予熱器二次側、ボイラおよび冷却器で余剰熱量を放出し、圧縮機および予熱器一次側を通して再び加熱装置にかえる。圧縮機の所要動力は 135MW でそのうち 38MW はボイラ蒸気タービン系から供給され、残りの 97 MW はコンバータ出力を利用する電動機によってまかなわれる。

したがって送電端における正味出力は 380 MW となる。開放形、密閉形に共通の機器として MHD 発電機またはコンバータなどのほかに、機内圧力降下に抗して流れを持続させる圧縮機、高温気流の熱エネルギーを回収する再生熱交換器、廃熱ボイラなどがある。これらの機器はもちろん、密閉形に用いる原子炉あるいは外部燃焼装置などの開発問題は決して軽視することのできないものである。

4.5 設計例

MHD 発電サイクルの構成、運転条件および効率などについて定量的な概念を示す一例として、ヘリウム+1%セシウムを作業流体とする密閉サイクルを検討しよう。

まず発電機の形式には、一定流速形を選び、設計条件を

$$\begin{aligned} M_0 &= 0.50 & \frac{L}{\sqrt{bd}} &= 12 & M_g \text{ (分子量)} &= 5.29 \\ T_0 &= 2,475^\circ\text{F} & B &= 2 \text{ Wb/m}^2 & R_g &= 1,570 \text{ J/}^\circ\text{C} \\ \frac{p_t}{p_0} &= 0.5 & \xi &= 0 & \gamma &= \frac{5}{3} \\ b &= d & P &= 500,000,000 \text{ W} \end{aligned}$$

などと仮定すれば、機内流速は $u_0 = 1,272 \text{ m/sec}$ となり、さらに $\beta = 0.4$ とすると、内部効率 $\eta_i = 0.81$ を得る。つぎに 4.3 節の解を用いて発電機に関する諸量を求めると、

$$\begin{aligned} \eta_i &= 0.81 & A_1 &= 37,980 & \rho_0 &= 0.1527 \text{ kg/m}^3 \\ \beta &= 0.40 & A_2 &= 134,000 & p_{0t} &= 724,100 \text{ N/m}^2 \\ T_{0t}/T_0 &= 0.801 & L &= 15.44 \text{ m} & p_{1t} &= 379,750 \text{ N/m}^2 \\ T_{0t} &= 2,681^\circ\text{K} & p_0 &= 593,500 \text{ N/m}^2 & p_{0t}/p_{1t} &= 1.906 \\ u_0 &= 1,272 \text{ m/sec} & b &= d = 1,287 \text{ m} & \sigma &= 18.88 \text{ g/m} \\ T_t &= 1,982^\circ\text{K} & b_t/b_0 &= 1.602 & j &= 9,600 \text{ A/m}^2 \\ T_{1t} &= 2,188^\circ\text{K} & b/b_0 &= 1.246 & V &= 2,620 \text{ V} \\ F(T) &= 12,600 & b_t &= 1.654 \text{ m} & V_0 &= 3,275 \text{ V} \\ f &= 14,550 & b_0 &= 1.033 \text{ m} & R &= 0.01372 \Omega \\ M_t &= 0.558 & p_t &= 296,750 \text{ N/m}^2 & R_t &= 0.00343 \Omega \\ T &= 2,228^\circ\text{K} & m &= 258 \text{ kg/sec} & I &= 190,800 \text{ A} \\ \omega_e \tau_e &= 0.92 \end{aligned}$$

を得る。(単位は MKS)。発電機主要部の寸法は $1.29 \text{ m} \times 15.4 \text{ m}$ 、質量流は 258 kg/sec 、入口の総圧は約 7.15 atm となる。この場合、 $\omega_e \tau_e$ が少し大きくなるが、設計例としての一般性を失うことはない。

つぎに、この発電機を密閉形プラントに適用したとすれば、そのサイクルを表わす温度-エントロピー線図は図 4.12 のようになる。サイクルの熱平衡を求めるため、プラント各部の状態量を計算し、サイクル効率を求めよう。

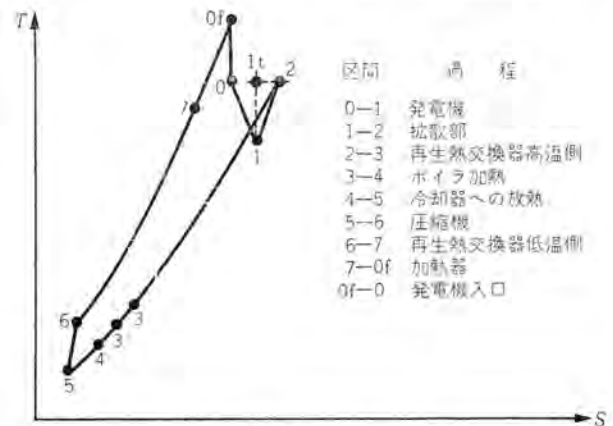


図 4.12 密閉形 MHD サイクルの温度-エントロピー線図

出力拡散筒 圧力回復率を 0.8 とすれば、

$$p_2 - p_1 = 0.8(p_{1t} - p_t) = 66,400 \text{ N/m}^2$$

$$\text{ゆえに、} \quad p_2 = 363,150 \text{ N/m}^2, \quad T_2 = 2,188^\circ\text{K}$$

圧縮機 圧縮機効率を 0.85、 $T_5 = 350^\circ\text{K}$ とし、再生熱交換器両側の全圧降下をともに 2% と仮定すれば、 $p_5 = 355,900 \text{ N/m}^2$ 、 $p_6 = 738,500 \text{ N/m}^2$ したがって圧縮比は 2.072 になる。さらに $T_8 = 489^\circ\text{K}$ 、 $T_6' = 468^\circ\text{K}$ と与えられ、圧縮機動力は $P_{\text{comp}} = 139 C_p m$ となる。

再生熱交換器 $T_3 = 620^\circ\text{K}$ とすれば、一次二次の温度降下を等しくおくことにより $T_7 = 2,057^\circ\text{K}$ が定まる。定圧比熱は $C_p = \frac{\gamma R_g}{\gamma - 1} = 3.925 \text{ J/kg}^\circ\text{C}$ であるから、交換熱量は $1.588 \times 10^8 \text{ W}$ になる。

廃熱回収なしのサイクル効率 サイクル中に投入される熱量は $m C_p (T_{0t} - T_7)$ であり、廃熱回収設備を設けない場合に系外に去る熱量は $C_p m (T_3 - T_5)$ であるから、サイクル効率は、

$$\eta_{th} = 1 - \frac{T_3 - T_5}{T_{0t} - T_7} = 0.568$$

となる。

廃熱回収の考察 発電機排出ガスの廃熱回収は図 4.12 の過程 (3-4) の間に、ボイラによって行なわれる。蒸発器の運転温度を 520°K 、過熱部分を 580°K 、復水器温度を 308°K (1.66°Hg) とし、さらに付設タービンの効率を 86% とすれば、この蒸気サイクルの効率は $\eta_s = 0.307$ となり、復水加熱量対蒸発・過熱量の比は 0.48 となって、いずれも実現可能である。そこで $T_3' = 530^\circ\text{K}$ と仮定すると $T_4 = 487^\circ\text{K}$ 。したがって、付設タービン・サイクルの損失と冷却器で失われる熱量とがこの MHD サイクルの全損失として計上され、その和は $229.2 C_p m$ になる。これに対してサイクルに投入する熱量は $624 C_p m$ であるから、廃熱回収を伴うサイクル効率は $\eta_{th} = 0.633$ に達する。しかしながら、付設タービン出力と圧縮機所要動力との差 $99.3 \times 10^6 \text{ W}$ は主発電機出力によってまかなわなければならないので、これを考慮すると正味効率は $\eta'_{th} = 0.591$ に低下する。

かように一定流速形に限らず一般に、MHD 発電機のサイクル効率としては約 60% を見込むことができる。この高効率の根源は高温運転の必要性と可能性とにあるが、将来高温材料の開発と相まっていっそうの改善が期待されているのである。

4.6 MHD 発電の研究現状

MHD 発電プラントの開発にあたっては、物理、材料、工学校

術などの一般的な分野にまだ非常に多くの予備的研究課題が残されている。なかでも、気体の導電率に関する広い範囲の実験的研究、気流のエネルギー交換および運動量交換の機構自身の定量的な究明などは、もっとも基礎的なものであって、信頼度の高いデータの集積が望まれる。

材料研究分野においては、金属の耐熱および耐熱衝撃性、アルカリ金属（種子気体としての）に対する耐食性などが中心課題であるが、このほかに耐久性の高いセラミック部品の開発研究も必要であろう。電極材料としても、耐熱耐食および耐久性のすぐれた高導電材料の研究が要望される。

これらの問題はウエスチングハウスにおいてもいくつかの方針に従って研究が進められている。第一は材料の開発とその性質の研究ならびに気体電子工学の基礎研究であり、第二は試作 MHD 発電機の建設運転である。

試作 1 号機は図 4.13 に見るように、小形実験用規模のもので、水素と酸素の混合燃焼ガスを作業流体とし、カリウムを種子気体に用い、出力は約 1 W である。

試作 2 号機は、出力約 9 kW の比較的大形のもので、最終出力を 20 kW に増加させる予定である。(図 4.14) 連続運転時間は約 1,000 min、ディーゼル・オイルを酸素で燃焼させ、燃料中にカリセッケンを溶解させる方法でカリウム種子気体を添加させている。助燃剤に空気を使用しないのは大量の空気予熱を避けるためである。発電機の界磁は架台に装架された 14,000 G の電磁石からなり、上下に移動できるようにくふうされている。

短時間の動力発生用の MHD 発電装置はすでに公開され、人工衛星の通信系などの特別な応用には実用しうる段階に達した。しかしながら、開発目標は当然実用規模の商用発電でなければならない。図 4.14 に見られる機器は短時間ではあるが、キロワット水準に達する電力を発生した史上最初の MHD 装置である。しかも作業流体は実験用プラズマのように電流アークで加熱された気体ではなくて、通常の燃焼過程で生成された気体であって、文字どおり「高温気流から直接電力」を獲得した点に意義がある。

発電機自身の大きさは $15\frac{1}{8}$ in $\times$ $4\frac{7}{8}$ in $\times$ 16 in、電極は流れの

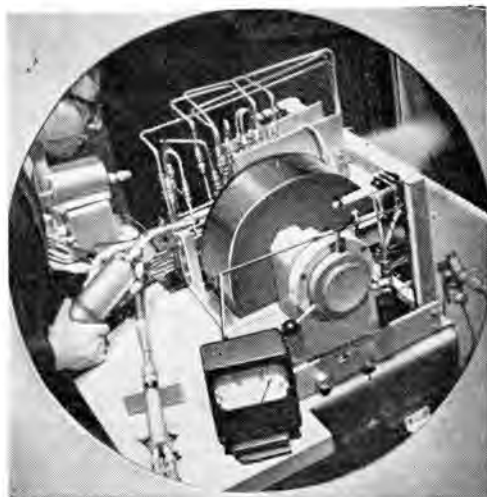


図 4.13 ウエスチングハウス実験用 1 W MHD 発電機

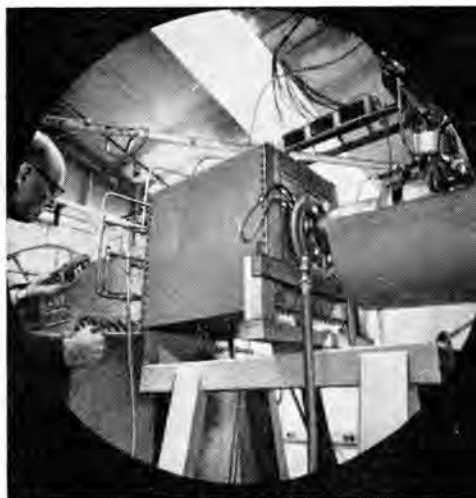


図 4.14 化石燃料を用いる ウエスチングハウス動力実験 MHD 発電機 (出力 > 9 kW, 持続時間 4 min)

両側面に間隔 $4\frac{3}{8}$ in で対向させた 3 組の黒鉛からなり、絶縁側壁は厚さ $1\frac{1}{4}$ in の酸化ジルコニウムである。燃焼気体の設計流量は 1.1 lb/sec、温度は約 4,600°F で、1 気圧付近の流速は 1,800 miles/h に達し、総温度は約 5,000°F になる。燃焼室は特殊設計の渦巻形で油-カリセッケン混合燃料を酸素で燃焼させ、混合プラズマを通して発電機に送り出す。燃焼炎管はステンレス製であるがそのほかはすべて酸化ジルコニウムで被覆され、発電機側壁は水によって冷却されている。

この装置は現在なお運転に供せられており、発電機の側壁設計の研究、電極材料と配置の実用試験、発電機内の出力分布の測定、種子気体との化学反応の研究、MHD 発電機の運転特性の把握、電極における電位分布、電圧降下および温度分布の測定など、広く実用化研究に活動が続けている。

4.7 MHD の将来

MHD 発電方式は発電機自身に可動部分を含まず機械的保守が容易であり、熱エネルギーから電力への直接変換であって、しかも高い総合熱効率を期待することができる。これらの技術的優位のほかに大容量化に対して特別の制約がないので、大形機の開発により発電原価をかなり低減できる見通しがある。かように MHD 方式はエネルギー利用の立場からみると、漸進ではなく変革をもたらすものと見なされ注目を集めているのである。

しかしながら上にも述べたようにこの方式の実用ラント開発はまだまだ研究的な段階のものであって、解決を将来に待つ問題が非常に多い。発電機の幾何学的構造だけに着目しても、たとえば直管形の中に一定圧力形、一定面積形、一定流速形あるいはこれらの組合形など種々のものがあり、直管形以外にもいろいろの形式のものが提案されているがいずれもまだ優劣を明らかにするほど研究が進められていない。開放形および密閉形のサイクル形式については各方面で各個に研究が進められているが、最近、間接燃焼密閉形 MHD 方式が最も有望視されるようになった。それは密閉形のほうが比較的低温運転に適していることと、外部燃焼加熱方式の開発がさほど困難でないことがわかってきたためであると思われる。原子炉加熱はまだ提案の域を出ない。

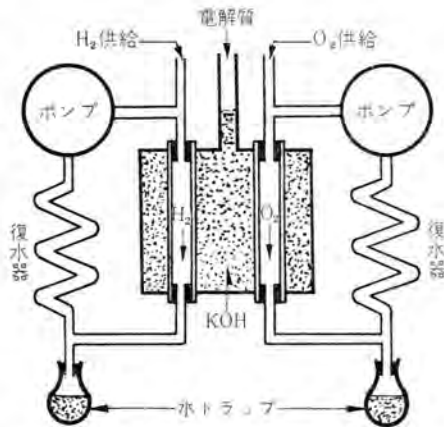


図 5.2 低温直接燃料電池の原理図

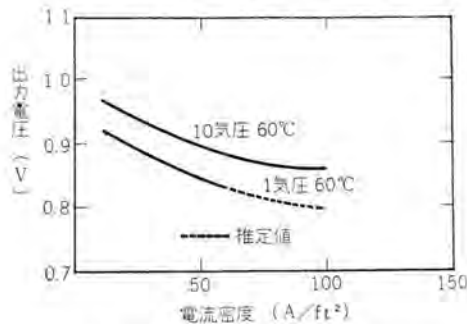
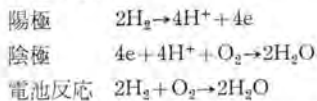


図 5.3 低温直接燃料電池の電流-電圧特性

ともに取り除くようになっている。酸素を 10 気圧に加圧した場合と常圧の場合について、電池の電流密度と電圧とを図 5.3 に示す。

電解質材料としてイオン交換樹脂を用いた場合、電気化学的反応はつぎのように示される。



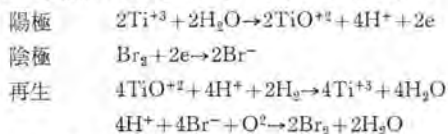
この場合の電流密度は 60 A/ft² で、電圧は 0.5 V といわれている。また開回路電圧は約 1.05 V である。できた水は交換膜外にあらわれ、ガス室から取り除かれる。

水素-酸素 (KOH 電解液) 電池は今日では低温電池の中でも優秀な動作特性をもっている。しかしながら電極反応を加速するのに電極に触媒が必要である関係上、むずかしい触媒の問題に遭遇するばかりでなく、燃料としての水素が高価であるため、より安い水素源を見出さねばならないという問題もある。

5.2 低温間接燃料電池

電解質材料としてチタニウムと臭素系またはスズと臭素系のものが研究されている。燃料と酸化剤は水素と酸素または空気を使用されている。低温間接燃料電池の原理図を図 5.4 に示す。

チタニウムと臭素系の反応はつぎに示すとおりである。



この場合の電極はグラファイトと白金被覆のタンタルである。一方電気抵抗が低く、しかも活性イオンに対して高抵抗を示す膜が

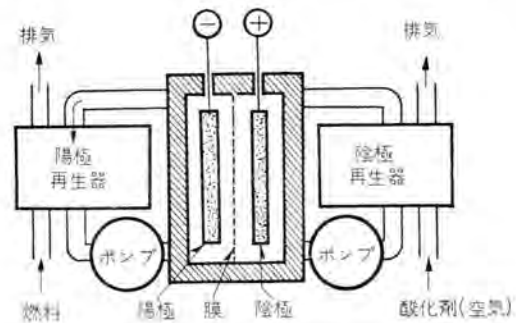


図 5.4 低温間接燃料電池の原理図

必要である。再生には直接電池の場合と同様触媒が必要で、たとえば、臭素系には臭素の酸化物、チタニウム系にはパラジウムが使用されている。このような電池で 80°C で運転して 40 A/ft²、0.8 V が得られているが運転実績も少なく問題点も多い。

これらのはかに熱的再生燃料電池、原子力再生燃料電池なども実験されており、前者は 850°C の高温で再生し、後者 Co-60 からの γ 線を利用しているが、まだ研究のいとぐちにすぎないばかりである。

5.3 高温燃料電池

低温電池が高価な燃料を使用するのに対し、高温電池は天然ガス、石炭のような非常に安価な燃料を使う点に利点がある。そのため高温電池では MW 級の電力発生に対して低温電池より経済的であることはその特長である。また低温電池で問題になる触媒も問題がなくなる。しかし動作温度が高いためにとくに電解質材料と電極材料に対してむずかしい要求事項がでてくる。現在研究されている装置では電解質材料として熔融塩を使用しているが、価格が安いこと、高温で耐食性が高いこと、伝導性が良好なことなどを満足せねばならない。電極材料としては、セラミックである酸化鉄、酸化ニッケル、または白金、鉄、ニッケル、コバルトなどの金属が使用されているが、普通これらは粉末か焼結した粉末の形で利用されている。

現在研究中のものは蒸発および構成材料の化学的腐食などのための電解質材料が消失し、その運転実績は短寿命である。これらを解決するために各国でその材料を研究中である。一方燃料処理方法も、最大効率を得るためには燃料入口でのカーボン析出という副反応を防止するために研究されねばならない問題である。

高温電池に力を注いでいる W 社での実験の写真を図 5.5 に示す。

5.4 効率

燃料電池には可動部分が含まれていないので静かに動作させることができ、その効率は電気出力の広い範囲にわたって電池の寸法と無関係である。この点は低出力では効率も低い蒸気タービン発電機に比して対照的である。燃料電池は低電圧の直流装置であるから、電気化学産業用としてとくに有望である。

燃料電池のもっとも特長とする性質は、蒸気タービン発電機そのほかの熱エンジンがカルノー・サイクル効率のためその効率が制限されているのに対し、カルノー・サイクル効率で動作しないということである。したがって高温燃料電池は理論的には今日のもっと



図 5.5 W 社における高温電池の実験

も効率の高い蒸気タービン発電機の 2 倍以上のエネルギーを化石燃料から発生しうる。

燃料電池の効率は普通つぎのように定義される。

$$\text{効率} = \frac{\text{発生電気エネルギー}}{\text{燃料の燃焼熱}}$$

この関係式より、今日最も近代的な発電所での最大効率が 42%

であるのに比較して、燃料電池は理論的には 70~90% の高い効率で動作させることができる。ただぐあいの悪いことには、電池効率は負荷の関数である。高負荷では効率は減少する。電池の寸法および重量によって決められる投下資金とその効率とがもっとも適当になるように経済的な妥協点を見出す必要がある。

最後に、低温燃料電池はこの 2~3 年間に特殊用途に応用面が開けるであろうが、大規模の電力発生用に燃料電池を利用することにはなお疑問がある。今後は低温電池では燃料および投下資金の大幅な節減が必要であり、さもないと安価な化石燃料を利用するために、費用のかからない長寿命の高温電池を開発する必要がある。

6. む す び

将来の電力源として最近話題になっている熱電子発電、熱電気発電、MHD 発電、燃料電池について簡単な紹介を行なった。これらの研究は外国でもいとぐちについたばかりで、原子力発電、核融合による発電ともかなり密接な関係があるので、今後の研究の成果が期待されている。執筆中においても新しい考え方が多数外国雑誌に発表されているが、ここでは省略した。一方わが国でも各研究機関で研究計画が進められている。近い将来にはこれらの成果が発表され、新しい電力源が出現することを期待している。

(昭 36-3-9 受付)

最近における当社の社外寄稿一覧

寄稿年月日	誌 名	題 目	執 筆 者	所 属 場 所
36- 3-11	OHM	モレクトロニクス	大久保利美	研究所
36- 3-11	OHM	電子写真	今 本 正	研究所
36- 3-11	OHM	エレクトロ・フォーミング	川村為男	無線機
36- 3-11	OHM	ラジオヒータ	中村泰而	無線機
36- 3-11	OHM	ラジオ・アイトーラ	柳下和夫	研究所
36- 3-13	エレクトロダイジェスト	磁気増幅器使用上の問題点	浜岡文夫・今出昭彦	研究所
36- 3-14	日本電気協会 研究会講演予稿と同協会誌	低圧配電線用柱上電圧調整器ポールレグ	早瀬通明	伊 丹
36- 3-14	日本電気協会 研究会講演予稿と同協会誌	航研遷音速風洞主駆動用静止レオナード装置	細 野 勇	伊 丹
36- 3-14	日本電気協会 研究会講演予稿と同協会誌	自動列車制御装置	北 岡 隆	伊 丹
36- 3-17	車両技術	インド国鉄向けイグナイトロン電気機関車	松田新市	伊 丹
36- 3-18	応用物理	CdS 単結晶中への CdS の拡散	伊吹順章・小宮啓義	研究所
36- 3-20	放送技術	モレクトロニクス	大久保利美	研究所
36- 3-21	溶接学会誌	JRR-2 研究用原子炉	南日達郎・中根守久 岸田公治	伊 丹
36- 3-23	電気材料便覧	PR 技術資料	児島要・野並志郎 富岡正幸	世田谷
36- 4- 4	電気学会	出力電圧を純正弦波とした時の直列インバータの定常特性	河 合 正	研究所

超臨界圧力タービン

1. 超臨界圧力タービンの熱効率

ランキンサイクルの熱効率は蒸気の圧力と温度によって大きく変化し、しかも熱効率が最高となる圧力と温度相互の組合せには密接な関係があることはよく知られているとおりである。蒸気の温度に対しては材料の耐熱強度より制約を受け、現在えられる材料では一応 650°C がその上限と考えられている。

図1.1は蒸気温度を 650°C に押えた場合のランキンサイクルの $T-S$ 線図である。このランキンサイクルにおいて復水器出口からボイラを経てタービンの入口に至るまでの加熱過程(a-b-c-d)では、水または蒸気の温度は刻々上昇して行くが、これをカル

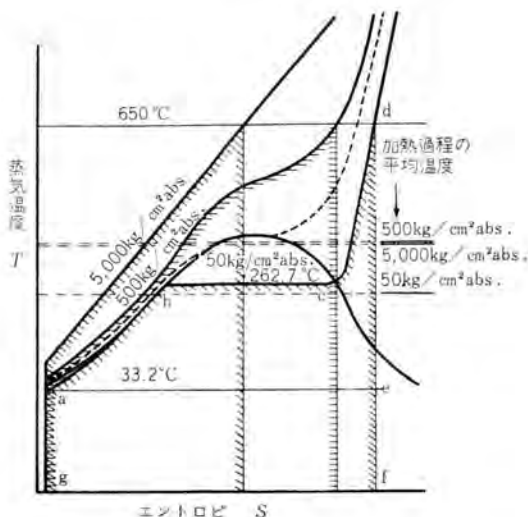


図 1.1 ランキンサイクルの $T-S$ 線図と加熱過程の平均温度

ノーサイクルに置き換えて考えると、放熱温度は一定であるから(復水器真空に対する飽和温度)加熱過程の平均温度が高いほどそのランキンサイクルの熱効率は良くなると思えることができる。図1.1において、蒸気温度 650°C の場合につき蒸気圧力が $50\text{ kg/cm}^2\text{ abs.}$, $500\text{ kg/cm}^2\text{ abs.}$, $5,000\text{ kg/cm}^2\text{ abs.}$ の三つの場合のランキンサイクル $T-S$ 線図を比較して見ると、臨界圧力 $225\text{ kg/cm}^2\text{ abs.}$ 以下では加熱過程にフラットな部分、すなわち等温の蒸発過程があるが、臨界圧力以上になるとこの蒸発過程がなくなる。したがっていま $50\text{ kg/cm}^2\text{ abs.}$ の場合と $500\text{ kg/cm}^2\text{ abs.}$ の場合を比較すれば、後者には温度一定の蒸発過程がないので、過熱過程の平均温度が高くなって熱効率も高い。つまり超臨界圧力プラントでは、蒸発過程がないために、加熱過程の平均温度が高くなり、臨界圧力以下のプラントより本質的に熱効率が良くなるわけである。

しかしながら、さらに圧力を上げて $5,000\text{ kg/cm}^2\text{ abs.}$ の場合について考えると、この圧力では過熱過程の等圧線は図1.1でわかるようにほとんど直線となるため、等圧線が上方にふくれ上がっている $500\text{ kg/cm}^2\text{ abs.}$ の場合よりも加熱過程の平均

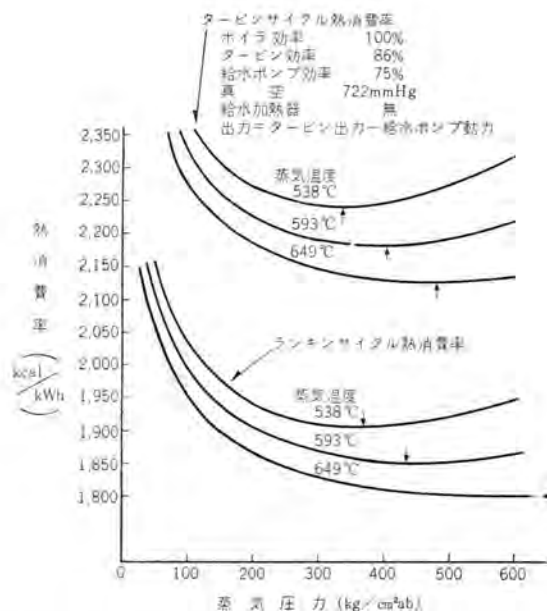


図 1.2 ランキンサイクルとタービンサイクルの熱消費率

温度はむしろ低くなり、したがって熱効率も圧力の高い $5,000\text{ kg/cm}^2\text{ abs.}$ のほうがかえって悪くなることになる。すなわち各蒸気温度に応じてそれぞれ熱効率が最高となるような最適圧力が存在し、図1.2に示すように、温度が下がるとともにその最適圧力も下がり、温度が 540°C まで下がると蒸気圧力を超臨界圧力にしても、それによる熱効率の向上はごくわずかとなる。極端な場合、蒸気温度が 262.7°C まで下がると最適蒸気圧力すなわち加熱過程の平均温度が最高となる蒸気圧力は $50\text{ kg/cm}^2\text{ abs.}$ となることは図1.1から明らかである。

実際のタービンプラントサイクルでは、タービン効率、ボイラ効率、プラントの容量、給水加熱器の数と形式、再熱器の数と圧力降下、給水ポンプその他の補機動力などの影響により、蒸気条件と熱効率の関係はかなり大幅に変化し、実際のサイクルの最適圧力(各温度に対する)はランキンサイクルの場合よりも低圧側に移ってくる傾向がある。とくに給水ポンプの所要動力は蒸気圧力の上昇とともに急激に増加するために、給水ポンプ動力を差引いたいわゆるネットヒートレート(Net Heat Rate)に対する最適圧力はランキンサイクルの場合よりもはるかに低くなっていく。図1.3, 1.4, 1.5に示すように蒸気温度が $566\sim 593^{\circ}\text{C}$ の場合の Net Heat Rate は出力に応じて圧力 $250\sim 350\text{ kg/cm}^2\text{ abs.}$ で最小となる。図1.6, 1.7, 1.8は主蒸気 $102\text{ kg/cm}^2\text{ g.}$, 538°C , 再熱 538°C の場合を基準として、蒸気条件をいろいろ変えた場合の熱消費率の変化率を示すものである。図1.8からわかるように Eddystone 325 MW プラントは、パイロットプラントとして、Net Heat Rate が最小となる蒸気条件 $352\text{ kg/cm}^2\text{ abs.}$, 650°C 再熱(2回) $566^{\circ}\text{C}/565^{\circ}\text{C}$ を採用しているが、効率が最高となる蒸気条件と、建設費、燃料費を考えた経済性が最高となる

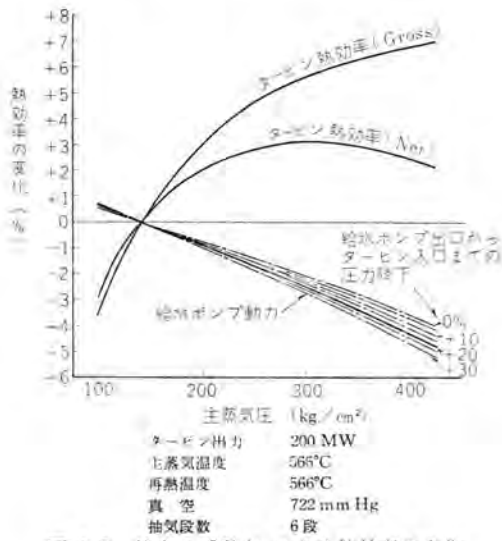


図 1.3 給水ポンプ動力による熱効率の変化

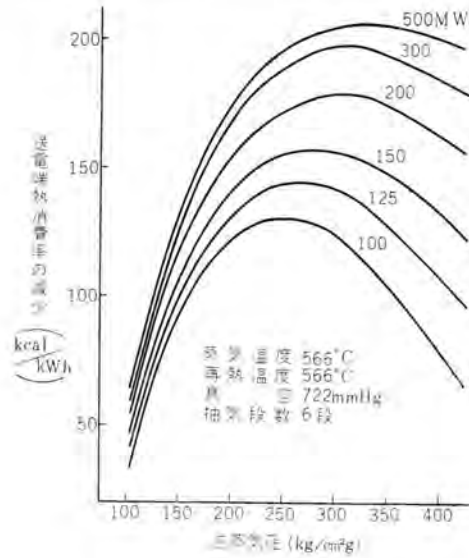


図 1.6 102 kg/cm²g 538°C/538°Cを基準とした場合の送電端熱消費率の減少

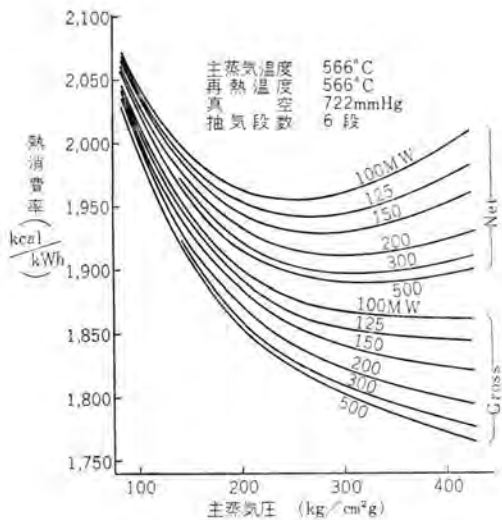


図 1.4 タービン熱消費率

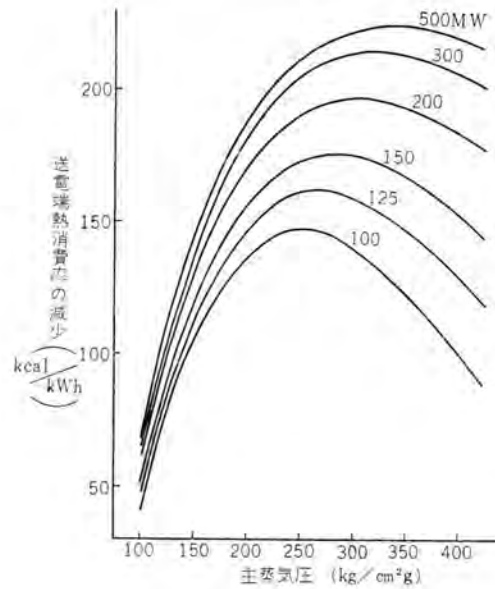


図 1.7 102 kg/cm²g 538°C/538°Cを基準とした場合の送電端熱消費率の減少

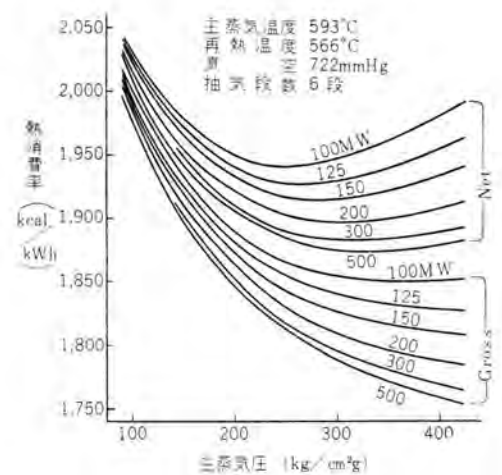


図 1.5 タービン熱消費率

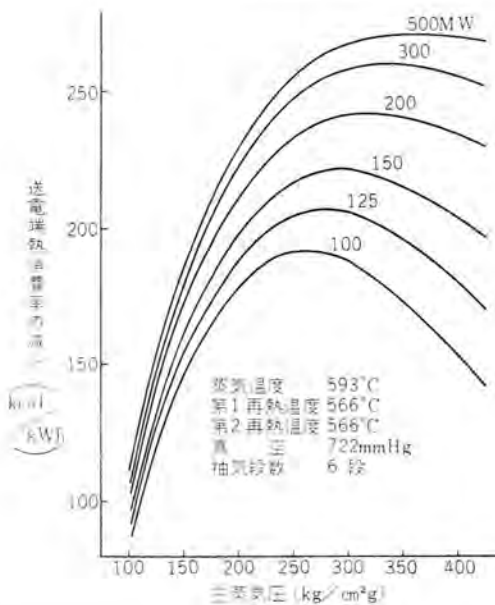


図 1.8 102 kg/cm²g 538°C/538°Cを基準とした場合の送電端熱消費率の減少

表 1.1 超臨界圧力ラント

発電所名	Philo-6	Eddystone-1	Avon	Breed-1	Philip Sporn-5	Eddystone-2	Hüls-1
容量 MW	125	325	215	450	450	325	18.15
主蒸気圧力 $\text{kg/cm}^2\text{g}$	316	352	246	246	246	246	300
主蒸気温度 $^{\circ}\text{C}$	620	648	593	565	565	565	600
第1再熱温度 $^{\circ}\text{C}$	565	565	565	565	565	565	—
第2再熱温度 $^{\circ}\text{C}$	565	565	—	565	565	565	—
タービン形式*	TC-2F	CC-2F	TC-3F	CC-6F	CC-6F	CC-6F	特任タービン
回転数 rpm	3,600	3,600/1,800	3,600	3,600/3,600	3,600/3,600	3,600/3,600	3,000
抽気段数	5	8	5	8	8	7	—
発電所熱効率 %	38.1	42.5	39.6	40.4	40.4	41.4	—

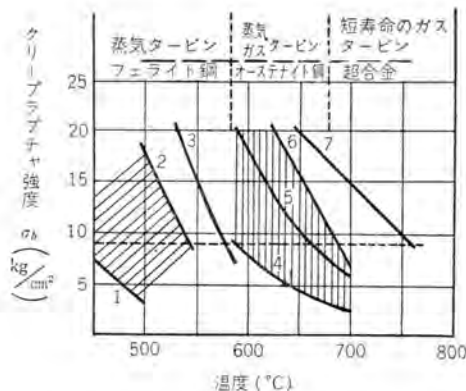
*TC-2F: タンデムコンパウンド 2 流排気形

CC-2F: クロスコンパウンド 2 流排気形

蒸気条件の間には自ら食い合いがあり、これまで米国で種々検討された結果、現状では主蒸気 $246 \text{ kg/cm}^2\text{g}$, 565°C , 再熱 566°C が実用機としてはもっとも経済的な蒸気条件と考えられている。

2. 超臨界圧力タービンの構造

超臨界圧力の蒸気は比容積が非常に小さいので、高圧部分のノズルおよび翼の高さが低くなり、そのために効率が低下し、またグラッドパッキンや仕切板パッキンからの漏洩損失も大きくなる。したがってある程度出力の大きいタービンでなければ、圧力を上げたことによる熱サイクル効率の向上と、内部効率の低下とが互いに相殺して、超臨界圧力の効果が得られない。また大容量のプラントほど発電原価における燃料費の占める割合が建設費のそれより大きくなっていくので、その意味でも効率がよく建設費の高い超臨界圧力ユニットの採用は大容量のものほど有利となるわけである。今までに建設された超臨界圧力プラント Hüls 18.2 MW, Philo 125 MW, Eddystone 325 MW, Avon 215 MW などはいずれもパイロットプラントとして計画されたために出力は比較的小さいが、これらのプラントを製作運転した結果、現在米国では、超臨界圧力プラントは 400 MW 以上の容量にならなければ必ずしも有利ではないと考えられている。



(注) カurve上の数字はそれぞれ下記の材料を示す

- 1: 非合金鋼
- 2: 13Cr, 1Mo 0.3V 鋼
- 3: 12Cr 1Mo 1Ni 0.3V ステンレス鋼
- 4: 16Cr 13Ni 0.7Cb ステンレス鋼
- 5: 18Cr 11Ni Ti ステンレス鋼 (AISI-321)
- 6: " " " (熱処理)
- 7: 43Co 20Cr 20Ni 4Mo 4Cb 鋼 (S-816)

図 2.1 タービン用耐熱材のクリープ強度 σ_b (10^5 h クリープ強度の平均値)

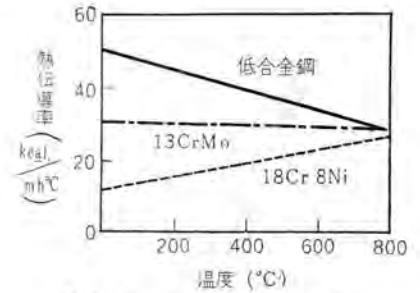


図 2.2 フェライト系鋼とオーステナイト系鋼の熱伝導率比較図

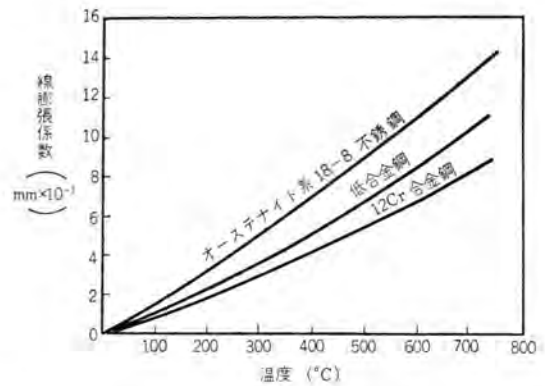


図 2.3 フェライト鋼とオーステナイト鋼の線膨張係数比較図

タービン各部の強度は 10 万時間に対する材料のクリープ強度と伸びを基準にして設計されるが、図 2.1 に示すように、高温における材料の強度は温度のわずかな上昇によっても急激に低下し、 600°C をこえるとオーステナイト鋼でなければ十分な強度は得られなくなる。しかしながらオーステナイト鋼は一般に降伏点低く、溶接性悪く、大きな素材を得にくく、しかも高価である。その上図 2.2, 2.3 に見られるとおり熱膨張係数大で熱伝導率が小さいので、同じ温度変化または温度勾配に対してフェライト鋼よりもはるかに大きな熱応力を生じるという本質的な欠陥がある。ゆえにオーステナイト鋼の使用はできるだけ極小部にとどめるべきであり、できうれば温度を抑えるかもしくは特殊な構造を採用することによって、フェライト鋼だけで間に合うように設計することが望ましい。

Eddystone 325 MW および Philo 125 MW は次に述べるように高温部に Cooling System を設けることによって、それぞれ 648°C , 620°C の蒸気に対してもオーステナイト鋼の使用をごく小さな部分だけにとどめているが、前述のとおり、現在では $246 \text{ kg/cm}^2\text{g}$, $566^{\circ}\text{C}/566^{\circ}\text{C}$ を実用プラントとしての超臨界圧力ユニットの標準条件とし、全面的にオーステナイト鋼の使用を避けている。

つぎにすでに運転中の超臨界圧力タービン Eddystone, Philo, Hüls についてその特長を簡単に説明しよう。

(1) Eddystone 325 MW

図 2.4 は Eddystone 325 MW プラント ($352 \text{ kg/cm}^2\text{g}$ $648^{\circ}\text{C}/566^{\circ}\text{C}/566^{\circ}\text{C}$) の超高压タービンの断面図であるが、このように超高压部をコンパクトにまとめているために

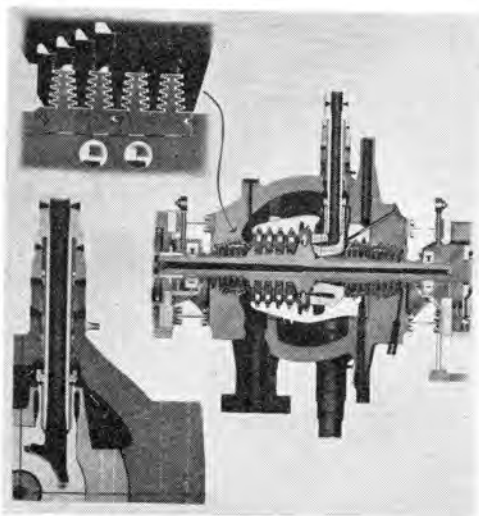


図 2.4 Eddystone 超高压タービン

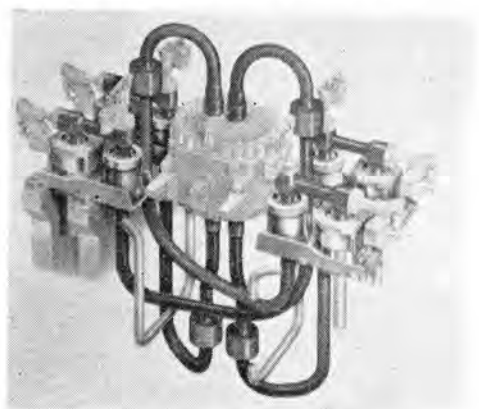


図 2.5 Eddystone 超高压タービン

- a. 素材の寸法が小さくなるので、材料の選択が自由になる。
(耐熱材の中には大きな素材を得られないものが多い。)
- b. 水平継手を有する普通の形式の車室を採用できる。
- c. ロータが短く細くなるので高压部の漏洩損失が少なくなる。

というような点で設計は楽になり信頼性も増すわけである。
大きな内圧を受ける外車室はほとんど球形に近い形とし、その中にさらに内車室を設けて高压高温の蒸気に触れる部分を極力小さくし、比較的大きな外車室は $175 \text{ kg/cm}^2 \text{ g}$, 538°C の蒸気にしか触れないように設計されている。したがって内車室、ノズルチャンパなど直接主蒸気に触れる部分は オーステナイト鋼 (16 Cr 13 Ni 3 Mo 鋼) であるが、外車室には フェライト鋼 ($2\frac{1}{4}$ Cr 1 Mo $\frac{1}{4}$ V 鋼) を用いている。ただし主蒸気の外車室を貫通する部分が、熱伝導または輻射により局部的に過熱されるのを防ぐために、蒸気入口管の回りにはスパイラルの通路を持ったバッフルを入れ、超高压タービンの排気、すなわち 538°C の蒸気を通してこれを冷却するような構造に設計されている。ロータは 12 Cr ステンレスのソリッドロータである。

主塞止弁、调速弁には オーステナイト鋼 を使用せざるを得ないので、これも極力コンパクトにして材料を得やすくし、また肉厚を薄くして熱応力を小さくする必要がある。したがって図 2.6、

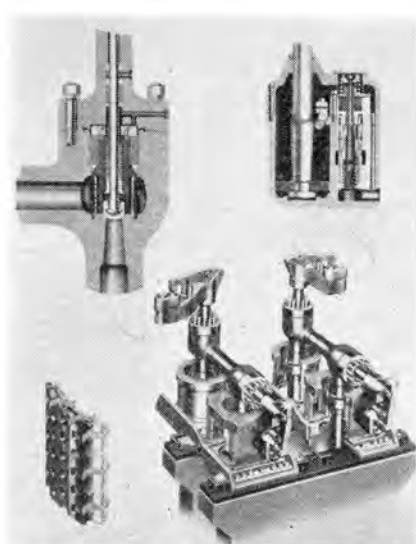


図 2.6 Eddystone 325 MW 主塞止弁および调速弁

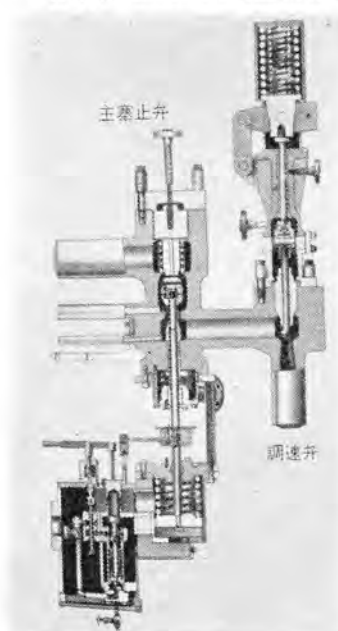


図 2.7 Philo 125 MW 主塞止弁および调速弁

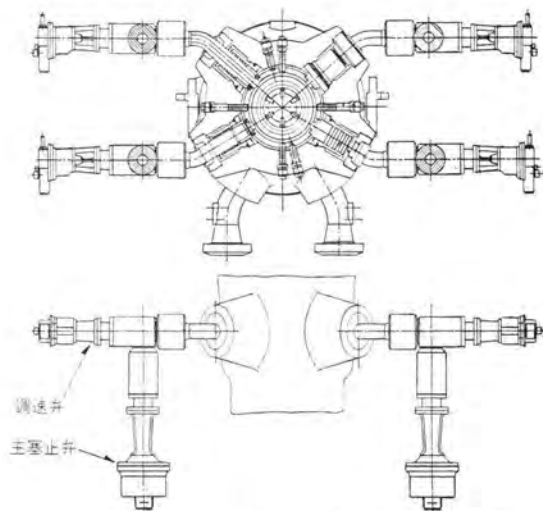


図 2.8 Hüls 18.15 MW 主塞止弁および调速弁

2.7.2.8に見られるとおり Eddystone に限らず Philo, Hüls いずれのタービンも主塞止弁を4個としてそれぞれ4個の調速弁に直結し、調速弁のコントロール方式としては絞り調速を採用している。絞り調速は部分負荷の効率についてはノズル調速に劣るが、超高压タービンはとくにロータが小さく、かつ調速段の衝撃力が大きいので、ノズル調速を行なえば部分負荷でパシナルアドミッションとなり、ロータに変形を生ずる恐れがある。またタービン全体を均一に加熱して熱変形を避けようという点は絞り調速のほうが安全である。この二つの理由から、超臨界圧力タービンではとくに絞り調速を採用している。

(2) Philo, 125 MW

図2.9は Philo 125 MW プラント (316 kg/cm²g, 620°C, 566°C

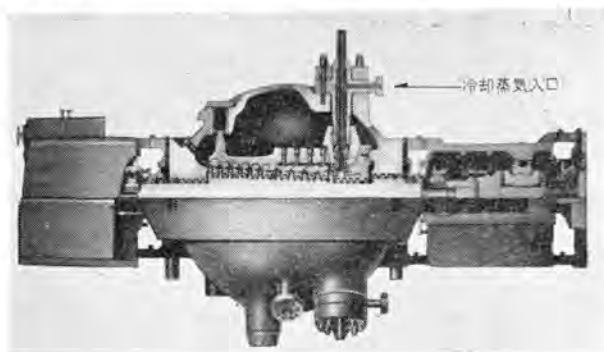


図 2.9 Philo 125 MW 超高压タービン

/566°C) の超高压タービンの断面図であるが、Eddystone 325 MW と同じく二重車室構造で、外車室は超高压タービンで膨張した後の蒸気、すなわち 86 kg/cm²g, 427°C の蒸気にしか触れないので外車室は Eddystone と同じフェライト鋼である。内車室にはオーステナイト鋼を使うべく検討した結果

- a. 高価である。
- b. 大きなオーステナイト鋼の素材は入手困難である。
- c. オーステナイト鋼を使えば、ツボ形車室を採用しなければならない。(熱膨張、熱伝導の点で二つ割車室は問題がある。)

ということがわかり、オーステナイト鋼内車室の採用を見合わせ、Cooling System を使うことによってフェライト鋼の内車室を採用した。すなわち図2.10のように超高压タービンの高压部に冷

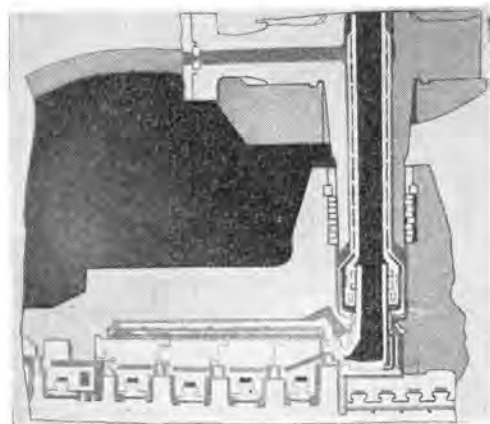


図 2.10 Philo 125 MW 超高压タービン cooling system

却蒸気の通路を設け、調速弁後よりとり出した蒸気を 515°C に減温してそこに流して、フェライト鋼製の内車室の温度は 540°C 以下になるように設計されている。冷却蒸気は調速弁後の蒸気であり、調速弁は前述のように絞り調速であるから冷却蒸気量は負荷にほぼ比例して増減するが、定格出力の場合約 27 t/h である。この Cooling System は作動が正確でないと直ちに過熱または過冷を生じ、かえって有害となるから、きわめて信頼度の高いものでなければならない。

ロータはオーステナイト鋼 (18Cr 10Ni Cb 鋼) 製であるが、前述のようないろいろの欠点もあるので、予備として 1Cr 14¹/₄ Mo 4¹/₄ V 鋼製のフェライト鋼製予備ロータも準備された。ただしこのフェライト鋼ロータを使用する場合にはロータの温度は Cooling System により 550°C 以下に維持される。オーステナイト鋼は降伏点が低いので、軸頸部にむしり傷を起こした経験があるので、この部分にはフェライト鋼製スリーブを焼バメしてある。またロータが軽くオイルウイップを起こす恐れがあるためとくに チルチングパッド式の軸受を採用している。

(3) Hüls 18.15 MW

図2.11は超臨界圧力蒸気 300 kg/cm²g, 600°C を用いる 背圧タービン Hüls 18.15 MW の断面図である。これは Eddystone,

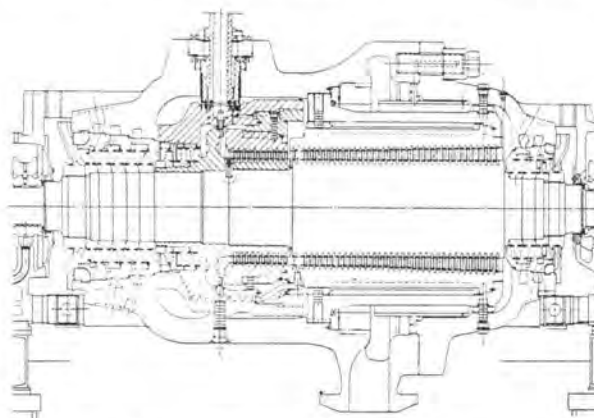


図 2.11 Hüls 18.15 MW 超高压タービン

Philo と異なり、ツボ形車室を用いたリアクションタービンである。外車室はフェライト鋼、内車室はオーステナイト鋼 (18Cr 13Ni 2Mo 鋼) である。ロータはフェライト鋼製であるが、高温部 (550°C 以上の部分) だけをオーステナイト鋼スリーブで保護している。

(三菱造船株式会社長崎造船所 津田鉄彌)

参考文献

- (1) Jerome Bartels: Trans. of ASME (July, 1955).
- (2) C.B. Campbell: ASME Paper No. 56-A-156.
- (3) C.C. Franck, Sr.: Combustion (November, 1955).
- (4) C.W. Elston: Trans. of ASME (February, 1957).
- (5) S.N. Fiala: Trans. of ASME (February, 1957).
- (6) C. Brennecke: VDI Zeitschrift (August, 1957).
- (7) C. Brennecke: VDI Zeitschrift (September, 1957).
- (8) J.H. Harlow: ASME Paper No. 56-A-165.
- (9) 桑野: 日立評論, 別冊 37 号 (昭 35 年 7 月).

記録を更新する 3,600 rpm タービン発電機

Record-Breaking 3,600 rpm Generators (Westinghouse Engineer, Vol. 21, No. 1, Jan., 1961, p. 6)

米国最大の 3,600 rpm 発電機 2 台が 1961 年初頭に運転開始の予定である。その一つは ハウストン 電力会社の 352 MVA 機であり、それから 2 カ月遅れてアーカンソー 電力会社の ハナ 発電所で 384 MVA 機が運転にはいる。蒸気条件は 2,000 psig, 1,000°F, 再熱 1,000°F で後者 384 MVA 機のタービンは最初の タンデムコンパウンド式である。

2 台の発電機とも内部冷却、水素ガス圧 45 psig でありさらに 60 psig, 10% kVA 増でも運転可能である。

(神戸製作所 森 与志彦訳)

製鉄工業における自動制御

Automatic Controls for Metal-Working (Westinghouse Engineer, Vol. 21, No. 1, Jan., 1961, p. 13)

近年製鉄工業においては自動制御が大きな話題となっている。この方式は素材の流れの制御から最終製品へのプロセスの制御までの全範囲にわたって行なわれている。一例をあげれば高炉貯鉄場の自動制御で、これは所定のプログラムに応じて材料を一連の貯蔵箱からコンベヤを通り高炉のスキップへ至る一連の流れを制御する。この制御系には高炉の材料装入スケジュールのパンチテープとタイプライタレコードを備えている。この新しい貯蔵場制御の中核部はトランジスタの論理回路であり、これはモータの集中制御系と関連されている。

ミシガン州にあるホットストリップミルの連続粗圧延機はプロダックによる位置制御が行なわれている。この圧延機は 1,100 kW のスケールブレーカ 5 スタンドの粗圧延機からなり 2 スタンドは 3,700 kW、残り 3 スタンドは 7,500 kW である。プロダック制御により粗圧延機の圧下装置、立テロール、リッドガード、入側スケールブレーカが自動的に制御される。位置制御が急速に行なわれることがこの方式の特長であるが、このことは異なった調整を必要とする 2 個のスラフがこの方式を採用した場合に同時に処理されうという事実で実証されている。

340.36 cm ユニバーサルラートミルにカードプログラム制御とプロセスコンピュータ制御を組合せて制御する方式がこの粗圧延機に初めて計画された。圧延機はプロダック制御方式で 15 パスの圧延スケジュールが制御される。コンピュータは圧延ロールの圧力、X 線厚み計の測定値を受けて自動的に各パスの前に圧延機の調整値を決定する。さらにこの装置はデータを収集し、所定の厚みの製品が生産されるように計算によって次のパスのロール圧力を予知する装置を含んでいる。またコンピュータはスラフの板幅を出すた

めにレバシングミルでは幅出圧延で行なわれるが、非可逆圧延の場合はスラフの延びを制御して板幅を出すように自動的に制御を行なう。

プロダック制御系はパンチカードからの指令が伝達されると自動的に粗圧延機ならびに仕上圧延機の圧下装置、サイドガイド、立テロールの位置を指令通りに調整する。また圧延機ならびにテーブルの速度、圧下量補償、運転サイクルをも制御する。この方式では圧延中任意に運転者は手動操作に切換えることも可能であり、またふたたび自動制御に復帰させることもできるようになっている。

2 段ロール非可逆冷間圧延機の自動厚み制御では 0.13~3.3 mm の厚みのもので $\pm 2\%$ の精度を保つことができる。この方式として二つの方式がある。一つは巻戻機の後面張力を自動的に調整する方式と他の方式は圧下を制御する方式である。圧下制御は巻戻機の張力制御の調整範囲がその限界に達したとき自動的に圧下制御が行なわれるようになっている。X 線厚み計からの厚みの偏差信号は初段増幅器を通じて積分増幅器にはいり最終の電力増幅器で増幅されて巻戻機の張力調整装置を制御する。張力調整がその限界値をこえると圧下制御が自動的に偏差補正を行なう。運転者は圧延スケジュールに応じて張力調整、圧下調整のいずれか一方を選択することもまた両者の方式を併用することも可能である。

(神戸製作所 神谷鉄男訳)

TE と MHD の研究

TE and MHD (Westinghouse Engineer, Vol. 21, No. 1, Jan., 1961, p. 27)

熱エネルギーの電気エネルギーへの直接変換の問題は今や世界的に盛んな研究が進められている。これは種類も目的もいろいろとあるが、ここでは二つの方法を例にとって概観しよう。

熱電気——実用的に電力を取出すために熱電気作用を利用することは、数年前に新しい材料が開発されていちじるしく促進されることとなった。1957 年にわずか 1 W 程度の出力のものを取扱っていた W 社の技術者は、60 年には 5,000 W に達する装置の開発に成功している。この 5 kW のものは海軍のために試作した試験用のものであるが、熱電素子は広範囲の電圧—電流出力が得られるよう結線の変更可能となっている。(10V 500 A から 120 V 42 A まで) また装置は 2.5 kW 出力のまったく同一の二つの部分に分けられるが、そのおのおのは 76.2 cm 直径 76.2 cm 高さの円筒状であり、熱電素子はその円筒の壁を形成し内側は燃焼するガスに接し外部は水冷される。熱電材料としては 6 種類のものが用いられているが、それぞれの材料がもっとも能率よく動作する範囲は異なっているので、それらを適当に直列につないで、温度コウ配に応じて、各材料が最適温度で動作するようになっており、高温側は 1,200°F 低温側は 50°F 程度である。単一材料をもってしては、このような温度範囲で

能率よく作動させることはできない。

MHD……一般回転電気機械に利用されているファラデーの法則は、磁界中を運動する導電性流体にもそのまま適用されるわけで、それがとりも直さずMHD発電機の原理である。高温の電離気体を磁界と直角方向に流し、電極を置いて電流を取出すわけである。ここでもっとも難関は十分な電離を保つための高温で、セシウムやカリウムのような金属で“Seeding”をやってもなおかつ4,000~6,000°Fを必要とし、この高温と化学作用に耐える材料が必要となる。多くの実験装置が今までのところ数秒の連続動作を示したにすぎないのもこのためであるが、W社研究所で開発した装置は4分間にわたって10kWの出力を出すという例外的な成績を示すことに成功した。この装置は目下、その動作特性、出力分布など各種の研究に用いられている。もちろん、MHD発電機が実用スケールにおいて大容量の持続発電を行なうまでにはなお多くの研究を必要とするが、一方、人工衛星の通信用電源等としての特殊な利用には、大いにその有用性を発揮するであろう。(研究所 潮 恒郎訳)

高温トランジスタ

High-Temperature Transistor (Westinghouse Engineer, Vol. 21, No. 1, Jan., p. 28)

345°C以上で利用できる最初のトランジスタがシリコンカーバイドで作られた。

シリコンカーバイドとは、従来不純物を多く含んだ形で、研摩機の研摩材として使用されている硬い結晶である。現在は開発段階で、まだ研究の域を出ないが、この新しいトランジスタの高温での動作能力は半導体装置の開発に重要な利益をもたらすものである。現在のトランジスタは、ほとんどすべてがゲルマニウムやシリコンから作られているが、ゲルマニウムで約100°C、シリコンで200°C以上の温度では動作できない。研究データではこのシリコンカーバイドトランジスタは350°Cまで増幅し、1以上の電力利得を示し、さらに発展すれば500°C程度まで動作できるとW社の研究者達は見越している。

このトランジスタは単接合トランジスタであり、一般にゲルマニウムやシリコンから作られる二接合形とは動作原理において異なるものである。

二接合トランジスタは半導体の内部に作られた接合を通して電荷キャリアを注入することにより電流を制御するものであるが、一方この単接合トランジスタは接合を通る電流を制御する場合に、開閉する弁のような動作をするものである。つぎのような二つの技術上の進歩により、この単接合シリコンカーバイドトランジスタが可能になったのである。すなわち非常に純度の良いシリコンカーバイド結晶が利用できるようになったこと、および半導体接合を作る技術が進み、不活性シリコンカーバイド結晶を清潔にし、エッチし、ハンダ付けする技術が完成されたことである。

このシリコンカーバイドトランジスタは12ミクロンの厚さの結晶から作

られる。不純物濃度は 10^{-7} 以下である。接合はその結晶を2,166°Cの白熱温度で、蒸発したアルミニウム中にさらすことにより作られる。このアルミニウム原子はシリコンカーバイド結晶中に拡散し、シリコンカーバイドをN形からP形に変える。この二つの形が出会う所に接合が作られる。

この拡散過程は0.01ミクロン以内にコントロールされる。このトランジスタの入力および出力端子を作るためにウェハーは2点において結晶本体の中の接合に達するまでエッチされる。この二つの端子とウェハーの本体に一つの端子を付けることによってトランジスタはでき上がる。代表的なトランジスタの大きさは、長さ約2mm、幅1mmであり結晶表面の動作面積は針の頭よりも小さい。このトランジスタの室温での電力利得は約60で357°Cまで増幅能力はある。このトランジスタはAir Force Cambridge Research Lab.のエレクトロニクス研究者達の所で作られた。

(研究所 栗根克訳)

電動機の進歩

Motors (Westinghouse Engineer, Vol. 21, No. 1, Jan., 1961, p. 15)

最近の機械類の発展はめざましく、そのため電動機の進歩はそれほどめだっていないが、その発展はいちじるしいものがある。

たとえば、ライフラインH全閉外扇形直流電動機や発電機の熱放散率が20%もよくなり、同一フレームに、より大きな容量のものを入れることが可能になった。事実57機種中48機種は、ツク番を一つ下げて製作している。なかにはツク番を二つ下げたものもある。これらの電動機は、外扇ファンと内部ファンを有する定速運転用、および広範囲な速度制御、正逆運転、自動制御、精密制御を要する運転用の400W~45kW 300~350rpmである。

最初、大形ターボ発電機用として開発されたサーマスタック絶縁が、150~520kWの交流電動機に用いられるようになったため、従来全閉形が使用されていたようなところにも、開放形、防マツ形が用いられるようになった。

また、1960年中に、つぎの定格の高周波加熱用発電機が開発された。すなわち、350kW 960c/s 300kW 3,000c/s、350kW 10,000c/sである。これには特殊なベアリングとグリースが用いられ、シリコン系統の絶縁物が使用されている。

また製鉄工場で使用するRun-out table 駆動用電動機は、永久磁石を使用することにより全コストを下げる事ができた。すなわち、永久磁石を使用することによって、界磁巻線や端子箱が省略でき、また直流励磁する必要がないのでM-Gセットの容量を減少させる事ができた。これらは400W~3.7kW、240Vの直流電動機である。

(名古屋製作所 三上邦夫訳)

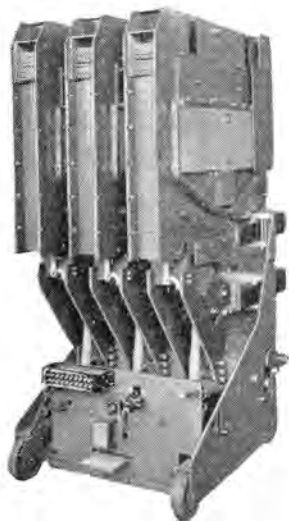
■ 12 kV 1,000 MVA 3,000 A 磁気シヤ断器の完成

このたび 12 kV 1,000 MVA 3,000 A という 磁気シヤ断器 ではわが国最大容量のものが完成した。

定格はつぎのとおりである。

形名	10-DHM-100
定格電圧	12 kV
定格電流	3,000 A
定格シヤ断容量	1,000 MVA
定格再起電圧	15 kc II号
定格投入電流	131,300 A
定格短時間電流 (2 秒)	48,100 A
定格シヤ断時間	5 サイクル
絶縁階級	10 号 A

消弧室はすでに相当製作経験があり優秀性の認められているセンタ・ローアウト方式を採用したが、従来のものと異なる斬新な構造として (1) 消弧板には 2 組のミジを設け一定電流以上ではアークが消弧室内で二つにわかれるように工夫され消弧能率を増加させたこと、(2) 漏れ磁束抑制コイルを吹消磁極の外周に設けて、漏れ磁束をおさえ、吹消磁束の強力化と均一化をはかったこと、などがあげられる。



バリヤを取はずした
10-DHM-100 形
磁気シヤ断器

■ 溶接アルミニウム母線

電源開発株式会社滝発電所納めとして 導体に 高純度の アルミニウムを使用し、ボルトジョイントを減らしてできるだけ現地で溶接する離相母線を 36 年 3 月に製作完了し、36 年 8 月に据付を完了する。

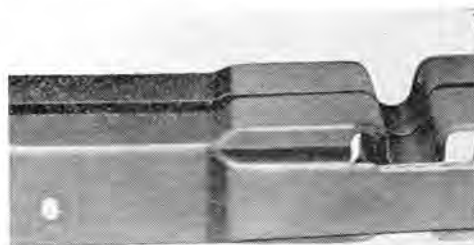
今までも離相母線のカバーにはアルミニウムを使用して来たが導体を銅のかわりにアルミニウムを使ったオールアルミニウムの離相母線

は初めての試みである。米国では昭和 32 年ごろにすでに 40 あまりの製作実績があり、広く使用されているがわが国では特高変電所の屋外裸母線にアルミパイプが使用されている例が二三あるだけで、今度のように発電機回路で密閉されそして重要な個所に適用されたのは初めてである。これはアルミニウムに対する銀メッキの手法が向上したことと使用者側の英断によるものである。銅母線に比べて安価・軽量で工作・据付が容易なのはもちろんであるが、大きさも 25% 程度増加しただけである。

当社では 35 年 8 月に関西電力株式会社読書第二発電所で銅母線の離相母線の現地溶接を行なったが、その技術と経験を生かして今度のアルミニウム母線の現地溶接を行なうものである。導体の長さは製作上ある限度があり、運搬・据付の面からも制限されて必ず接続箇所が必要になり従来のボルト締め方式を極力やめて現地溶接方式とした。これはボルト締めの場合は熱膨張収縮によるゆるみとか接触面の問題などから特別の考慮を必要とするが、溶接ジョイントの場合はこれらの考慮を必要とせず一般に保守を要せず離相母線の場合、とくに有意義である。



11 kV 6,000 A アルミ導体の離相母線温度上昇試験



溶接アルミ積層ジョイント

■ 20 t 消火車けん引用交流電気機関車

尼崎コープス株式会社納めとして鋭意製作を進めてきた 灼熱コープス運搬用消火車けん引のための 20 t 交流電気機関車が伊丹製作所で完成し、数回にわたる新装置の現車試験の後このほど無事営業運転にはいった。

この機関車の外観は写真に示すように近代的感觉にマッチしたスマートなもので、運転室内もキャビネット形の操作盤を中央において取扱操作にとくに便利になっている。この機関車のおもな仕様はつぎのとおりである。

機関車定格

電 圧	三相 220 V 60 c/s
容 量	75 kW
速 度	12 km/h
けん引荷重	約 66 t
機関車寸法	
全 長	5,630 mm
全 幅	4,800 mm
全 高	5,750 mm

またこの機関車にはつぎの新装置を備えている。

1. 自動消火遠隔装置

一般に消火塔からの散水は地上設備によるものが多いがこの機関車は運転室からの押しスイッチ操作によって地上設備を動作させるものである。

2. 自動追尾運転装置

灼熱コークスを消火車に積み込む場合機関車の速度とコークスの押し出されてくる速度をマッチさせるもので、この装置によってコークスの積み込みはスムーズに行なわれる。

3. 誘導無線装置

コークス炉側と絶えず無線電話連絡を行なって運転することにより操業の円滑をはかるものである。



機関車外観



運転室の
誘導無線装置

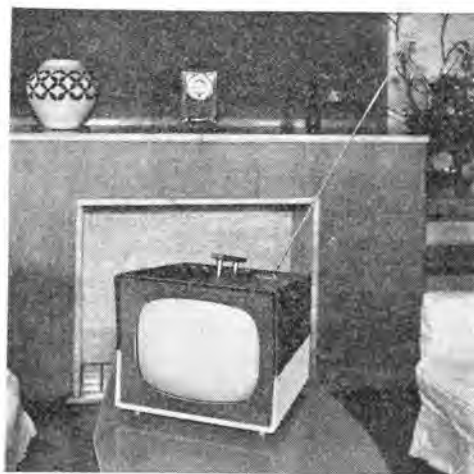
■ 14 形トランジスタテレビジョン 14P-117形

このたび、当社では 14 形トランジスタテレビジョンを開発し、第 4 回東京国際見本市に展示した。本機は、先に開発した 8 形トランジスタテレビジョン 8P-116 形をさらに検討改良し、とくに偏向系の発振回路の安定化、偏向出力回路の能率の改善などを目標として設計されており、つぎのような特長がある。

1. 消費電力が少ないこと……本機の消費電力は 14 形真空管式テレビジョンの 1/3 (AC 動作時)～1/5 (DC 動作時)であり、きわめて経済的である。
2. ポータブルであること……本機は アルカリ 蓄電池による動作が可能であり、室内または、戸外のいかなる所でも受像ができる。

本機の定格は、つぎのとおり

受信チャンネル	Ch. 1～Ch. 12
トランジスタ	27 石
ダイオード	11 本
スピーカ	12 cm
アンテナ	モノポールアンテナ折込式 外部アンテナ端子付
電 源	AC 100 V 50/60 c/s 45 W DC 12 V 25 W
寸 法	330×380×370 mm
重 量	20 kg
最大感度	20～40 μ V
音声最大出力 (無コイ)	1 W

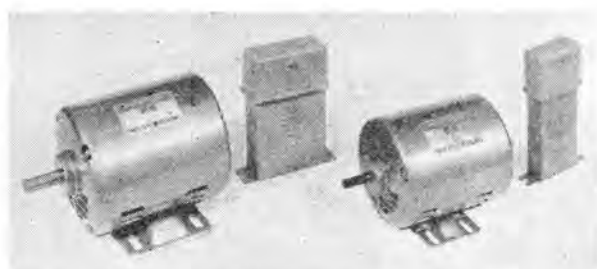


14 P-117 形トランジスタテレビジョン

■ 単相コンデンサモートル SL-R, SL-RT 形 100 W 200 W 4 P の開発完了

さきに生産を開始した鋼板フレーム製 単相コンデンサモートル SL-R 形 35 W, 65 W 4 P に引き続いて、このほど 100 W, 200 W 4 P の開発を完了し近々生産開始の運びとなった。

この 100 W, 200 W はポンプ用、ファン用、事務機械用、映写機用、その他クラッチ付モートルなど比較的起動トルクを要しない用途



SL-R 形 200W 4P

SL-R 形 100W 4P

については、きわめて好適であり最近とくにその性能が認識されて、需要が高まっている。

そのおもな特長は、起動および全負荷電流が少ないこと、保守が容易でがんじょうなモートルであることなどである。

なお電圧および負荷の異常の際のモートル焼損を防ぐためにオートカット（熱動安全器）付、SL-RT 形とすることも可能である。

写真は鋼板フレーム製 SL-R 形 100 W, 200 W 4 P の外観を示し、外形寸法 100 W 4 P は NEMA 42 フレームに準じた A 604.3 フレーム、200 W 4 P は、新 NEMA 48 フレームに準じた A 707 フレームで作られ、同出力の国産標準モートルのうちでもっとも小形軽量化されている。

■ 焼結形 CdS 光導電セル量産開始

最近各方面で急速に実用化が進められている CdS 光導電セルについてその概要を紹介する。CdS は可視光に非常にすぐれた感度もっており、とくに単結晶セルが $5,200 \text{ \AA}$ 付近に鋭い感度の山を示すのに反し、焼結形セルは不純物のコントロールにより、可視光全域に広い感度分布を持たすこともできる。そのうえ製作方法が比較的簡単で特性および受光面積なども大幅に変えうるといふ大きな特長を有している。焼結形 CdS セルは照度に対し $0.01 \sim 10,000 \text{ lx}$ の範囲で抵抗値がほぼ照度に比例して変化するうえ、印加電圧に対しても大体比例して変化する。また時定数および温度変化は照度が低い範囲では比較的大きい

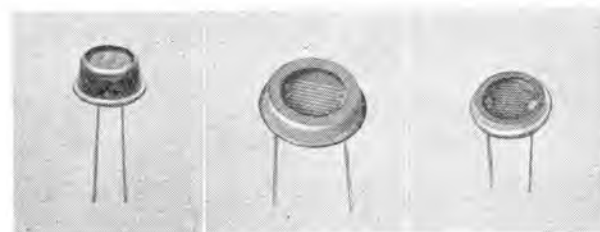
焼結形 CdS セル特性表

形 式 記 号	PZC-3101	PZC-3102	PZC-3103	PZC-3104	PZC-5102	PZC-7102
寸 法 (mm ²)	12 × 6.5	18 × 4	15 × 3	22 × 3.4	23 × 10.33	× 8.5
概略重量 (g)	1.6	2.4	2.4	3.2	10.5	12
受光面積 (mm ²)	6 × 2	11	10	13	12	20
最適使用電圧 (V)	100	10	5	10	100	100
最大許容電圧 (V)	300	100	100	100	300	300
最大許容電源周波数 (kc)	1	1	1	1	1	1
最適負荷抵抗 (k Ω)	200	10	5	2	25	5
感 光 度 (mA)	0.04~0.2	0.5~2.5	1.5~5.0	1.0~5.0	0.4~2.0	4~20
瞬間最大許容光電流 (mA)	2.5	5	20	25	20	100
連続最大許容電流 (mA)	0.5	1	4	5	4	20
暗 電 流 (μ A)	<1	<5	<10	<10	<10	<20
有効波長域 ($\text{\AA}$)	5,000~7,500					
応動及遅延時間 (m sec)	<60	<50	<50	<50	<80	<100
最大許容温度 (°C)	60	60	60	60	60	60
瞬間消費電力 (W)	0.25	0.25	0.1	0.25	1.0	2.5
連続消費電力 (W)	0.25	0.05	0.02	0.05	0.2	0.5

が、高照度になるに従って次第に小さくなるという性質をもっている。一般的なセルでは 100 lx 程度で時定数が $80 \sim 100 \text{ m sec}$ 、温度変化が $0.5 \sim 1\% / ^\circ\text{C}$ の値になる。現在までに開発されている用途は テレビの自動輝度調整回路、エレベータの乗客の流れに応じた自動戸閉装置、そして街灯の自動点滅器などのほか、カメラおよび 8 ミリシネカメラの自動絞り、自動車のヘッドライトの自動角度切換え、またすでに試作したものとしては スポット照度計、積算光量計、カウンタその他光学的応用装置、自動制御装置など光を利用するあらゆる装置に応用されるであろうと思われる。写真に各セルの外観を、表にそれぞれの特性を示した。最後に各セルの特長を述べると、PZC-3101 は非常に小形で有効受光面積は $2 \times 4 \text{ mm}^2$ であるので小さな光源での制御に適している。また PZC-7102 は最大連続 20 mA という大きな電流を流しうるのでリレーなどを直接動作させたりするのに有効で、PZC-3102~PZC-3104 および PZC-5102 の各セルは両者の中間の性能および大きさを持っているので用途によって選択使用される。

■ 水冷三極送信管 8T15

8T15 は WL-7215 に相当する水冷三極管で、高パービアン스에設計されているので、低い陽極電圧で高出力が得られる。たとえば陽極電圧 5 kV では出力は 6 kW 、 9 kV では 13.5 kW と



PZC-3101

PZC-3102

PZC-3103

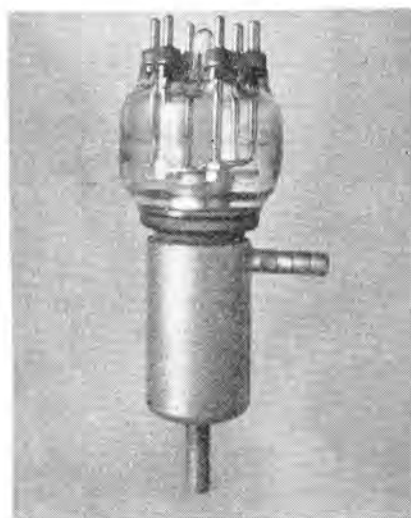


PZC-3104

PZC-5102

PZC-7102

焼結形 CdS セル外観



なる。陽極には、トリウム・タングステンフィラメントを使用し、その変形や破壊を防止するための考慮がはらわれている。水冷筒は高能率に設計され、その上陽極に固定してあるので、非常に小形で、取り扱いが簡便である。

このような特長を有する 8T15 は、高周波誘導、誘電加熱はもちろん、超音波洗浄、放電加工等の工業応用に最適である。

定格はつぎのとおりである。

一般定格

電気的 定格	フィラメント トリウム・タングステン	全長	241.3 mm
電圧	6 V	最大部直径	92.1 mm
電流	60 A	重量(約)	0.8 kg
増幅率	22	冷却水量(陽極部)	17 l/min
最大周波数	30 Mc	冷却風量(ガラス部)	0.8 m ³ /min

最大定格 (C 級電信および発振)

陽極直流電圧	9.2 kV
グリッド直流電圧	1.5 kV
陽極直流電流	2 A
グリッド直流電流	0.5 A
陽極入力	18 kW
陽極損	9 kW

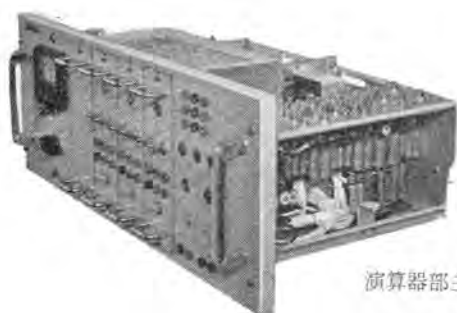
代表的動作例 (C 級電信および発振)

陽極直流電圧	5	9 kV
グリッド直流電圧	-800	-1,400 V
グリッドピーク電圧	1,240	1,850 V
陽極直流電流	1.61	2.0 A
グリッド直流電流	0.4	0.18 A
励振電力(約)	480	337 W
出力	6.43	13.6 kW

■ 自動制御用アナログ演算機の受注盛ん

最近、アナログ演算機を各種プロセスの自動制御用として閉ループの中に組み込み、演算回路方式によって伝達関数の形をもっとも望ましい状態に設定し、最適の制御性能を得ようとする機運が急速に高まり、富士製鉄、いすゞ自動車、住友電工など、各方面よりこの種アナログ演算機を受注し、一部はすでに納入を終わり実用にはいった。これらはいずれも、イグナイトロンと組み合わせて使用され、とくに富士製鉄に納入のものは線材ミル制御用として Rougher から Finisher に至るまでの各 Stand の駆動モータを制御するイグナイトロンと組み合わせられ、各 Stand 間に生ずる線材のループ幅が一定となるようミルの速度制御を行なうのに使用される。これら自動制御用アナログ演算機の特長はつぎのとおりである。

1. 進相および遅相補償など伝達関数を広い範囲で選択して設定できるので、制御系の性能を非常にすぐれたものとす



演算器部主シアー



電源部

ることができる。

2. 単位演算要素は完全プラグイン式の標準ユニットに組み込まれていて保守点検が容易である。
 3. 使用部品は使用環境に対して十分保証された最高級のもので、とくに高安定、長寿命であり故障が少ない。
- なおこれらアナログ演算機は、現在は電子管式であるが、近日常に全トランジスタ化すべく着々準備が進められている。

■ わが国最初のシリコン整流器式移動変電所を阪神電鉄から受注

当社ではこのたび阪神電鉄納めシリコン整流器式のトレーラ形移動変電所を受注した。この種の移動変電所にシリコン整流器を採用したのはわが国で初めてである。

電鉄用移動変電所は新規の電車路線建設時とか、変電所機器の取り換えなどに必要なものであり、当社としては今までにイグナイトロン式のものをわが国 1 号機として南海電鉄に納入して以来 4 号機まで(うちトレーラ式 1 組)製作しているので今回は 5 号機となるものである。

こんどの場合ますます激増する運輸事情に備えて阪神電鉄では現在の 600 V を 1,500 V に昇圧する計画であるが、このほか既設および新設の各変電所の共通予備ならびに老朽の回転変流機の取り換えの際、さらに臨時電車増発時の緊急出力増加用などとするために設置することに決めたものである。

この移動変電所はシヤ断器車 1 台(ガイシ形シヤ断器搭載)変圧器車 2 台(整流器用変圧器搭載)整流器車 1 台(シリコン整流器、高速度気中シヤ断器、配電盤搭載)の 4 車よりなる。各トレーラは長さ 6 m 以下、重量 10 t 以下の小形軽量になるように設計され、それぞれ別々にけん引車に接続出動できるものである。その仕様はつぎのとおりである。

出力	1,200 kW 1,500 kW
電圧	600 V/1,500 V
定格	100%連続、200%1.5 h、500%30 sec
受電	20 kV 三相 60 c/s
結線方式	六相二重星形結線、2 回路直並列切換方式

昭和 36 年 10 月末に工場完成の予定である。



超 音 波 探 傷 器

考案者 藤 沢 亘

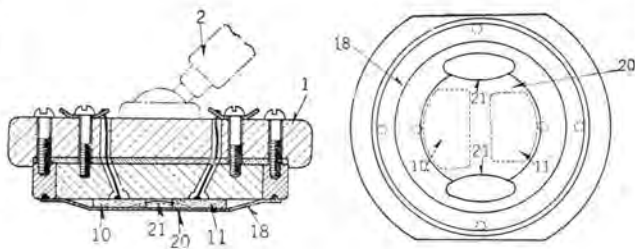
この考案は ステッキ の先端に取付けられ、たとえば軌条上をしゅう動しながら探傷する探傷器の改良に関するものである。

このような探傷器は歩行しながら探傷する際、歩行につれて ステッキ が揺動しても、あるいは軌条面に若干の平面むらがあってもつねによく軌条面になずみ接触することが要望される。

このような要望に答えるためこの考案は、上記操作 ステッキ (2) の先端に揺動自在に探傷子 (1) を取付け、かつその下面に取付けた送受波用の振動子 (10) (11) を被覆する保護板 (18) のしゅう動面 (20) に、上記振動子 (10) (11) に相隣るくぼみ

(21) を設け、このくぼみによって被探傷面に接触するしゅう動面をできるだけ減少させたものである。

(実用新案登録第 499818 号) (長谷川記)



回 転 電 機 プ ラ シ 揚 装 置

考案者 藤 山 辰 之

この考案は、ブラシ揚装置を集電環短絡操作機構と連動させる回転電機 ブラシ 揚装置に関するもので、大容量化による二次回路容量の増加、および回転電機の高速度などに対処してきわめて強固な構造の連動機構を提供するものである。

つぎに図 1、図 2、図 3 によってこの考案の作動を説明する。

回転電機を起動し、これが運転状態にはいるのを見計らって取手 (1) を反時計方向に回動操作すると、クランク 腕のローラ (6) が集電環短絡用 レバー (5) を反時計方向に揺動させ短絡環 (9) を短絡用接片 (7) にかみ合わせさせて集電環 (8) を完全に短絡する。

一方、電ブラシ (22) は、前集電環 (8) の短絡後に引揚動作にはいるわけであるが、このとき、しゅう動環 (14) のカム係合子 (17) は、ちょうど取手軸 (3) に嵌着したカム (10) のカム溝 (11) の傾斜部 B (図 3 の展開図参照) と係合する位置に達しており、このカム係合子 (17) が傾斜溝 B に沿って下降することによりしゅう動環 (14) を距離 (L) だけ下方に押し下げる。したがって、横杆 (20) と腕 (21) との連

杆機構によって連結された電ブラシ 保持器棒 (19) が角 δ 回転し、この棒 (19) に定着された電ブラシ の引揚動作を行なう。

この考案は、このようにして連動動作が完遂されるので、集電環の短絡と電ブラシ の引揚動作とを誤動作なく確実に連動させることができ、また上記のように構成することによって、冒頭に記述した条件を満足させることができるので、たとえば運転中の振動、起動時のショックなどによる電ブラシ の不安定な状態を解消することができる。

(実用新案登録第 499700 号) (藤田記)

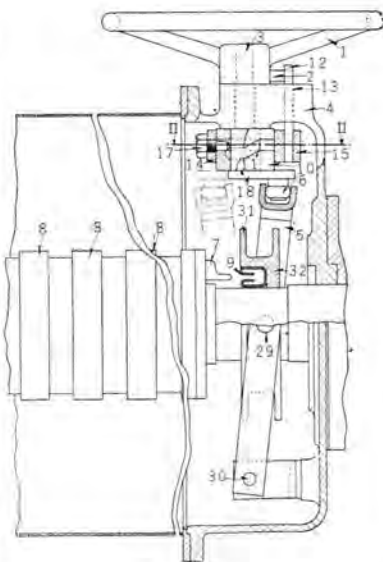


図 1

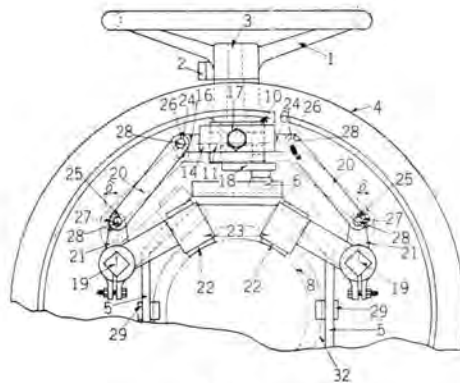


図 2

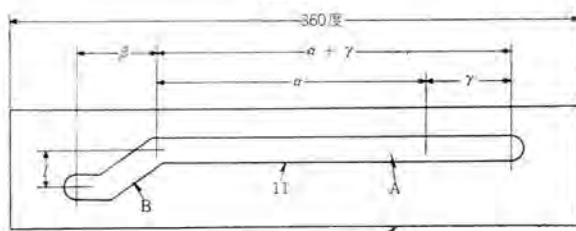


図 3

本社 営業所 研究所 製作所 工場 所在地

本 社	東京都千代田区丸の内 2 丁目 3 番地 (東京ビル内) (電) 東京 (201) 大代表 1611
本社商品事業部	東京都千代田区丸の内 2 丁目 20 番地 (三菱商事ビル内) (電) 東京 (211) 代表 2511・2531
本社施設部	東京都千代田区丸の内 1 丁目 8 番地 (仲 27 号館) (電) 東京 (211) 代表 1261・1271・1281
東京商品営業所	東京都千代田区丸の内 2 丁目 20 番地 (三菱商事ビル 3 階) (電) 東京 (211) 代表 2511
大阪営業所	大阪府北区堂島北町 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り 2 の 4 (電) 本局 (23) 代表 6231
福岡営業所	福岡市天神町 58 番地 (天神ビル内) (電) 福岡 (75) 代表 6231
札幌営業所	札幌市大通り西 1 丁目 13 番地 (電) 札幌 (3) 代表 9151
仙台営業所	仙台市大町 4 丁目 175 番地 (新仙台ビル内) (電) 仙台 (2) 代表 6101
富山営業所	富山市安住町 23 番地 2 (電) 富山 (2) 0151
広島営業所	広島市八丁堀 63 番地 (昭和ビル内) (電) 中 (2) 2211
高松営業所	高松市寿町 1 丁目 4 番地 (第一生命ビル内) (電) 高松 (2) 代表 5021 (ビル) 4416 (直通)
小倉出張所	小倉市京町 10 丁目 281 番地 (電) 小倉 (5) 8234
静岡出張所	静岡市七間町 9 番地 10 (電) 静岡 (2) 2595 (3) 2962
金沢駐在員	金沢市田丸町 55 番地 1 (電) 金沢 (3) 6213
岡山駐在員	岡山市内山下 30 番地 (佐々木ビル) (電) 岡山 (3) 2948
研 究 所	兵庫県尼崎市南清水字中野 80 番地 (電) 大阪 (48) 8021
商 品 研 究 所	神奈川県鎌倉市大船 782 番地 (電) 大船代表 3131
神戸製作所	神戸市兵庫区和田崎町 3 丁目 (電) 兵庫 (6) 代表 5041
伊丹製作所	兵庫県尼崎市南清水字中野 80 番地 (電) 大阪 (48) 8021
長崎製作所	長崎市平戸小屋町 122 番地 (電) 長崎 (3) 代表 3101
無線機製作所	兵庫県尼崎市南清水字中野 80 番地 (電) 大阪 (48) 8021
名古屋製作所	名古屋市中区矢田町 18 丁目 1 番地 (電) 名古屋 (73) 1531
静岡製作所	静岡市小島 110 番地 (電) 静岡 (3) 0141~0145
中津川製作所	岐阜県中津川市駒場 (電) 中津川 2121~8
和歌山製作所	和歌山市岡町 91 番地 (電) 和歌山 (3) 代表 1275
福岡製作所	福岡市今宿青木 690 番地 (電) 福岡 (82) 代表 1568
福山製作所	福山市沖野上町 6 丁目 709 番地 (電) 福山 代表 2800
姫路製作所	姫路市千代田町 840 番地 (電) 姫路 代表 6900
大船製作所	神奈川県鎌倉市大船 800 番地 (電) 大船 代表 2121
世田谷製作所	東京都世田谷区池尻町 437 (電) 東京 (414) 代表 8111
郡山製作所	福島県郡山市字境橋町 1 番地 (電) 郡山 1220~1223
北伊丹製作所	伊丹市大鹿字主ヶ池 1 番地 (電) 伊丹 代表 5131
無線機製作所	東京都世田谷区池尻町 305 (電) 東京 (414) 代表 8111
東京工場	東京都世田谷区池尻町 305 (電) 東京 (414) 代表 8111
札幌修理工場	札幌市北二条東 12 丁目 98 番地 (電) 札幌 (2) 3976

次号予定

三菱電機 Vol. 35 No. 8

エレクトロニクス特集

- 巻頭言
- 新形トランジスタ VHF/FM 無線機 (FS-9, 10 形固定用
および FM-9, 10 形移動用)
- 列車用 400 Mc 帯環状スロットアンテナ
- 400 Mc 帯トランジスタ化多重無線機
- カラーテレビ受像機の問題点
- 3端子対サーキュレータ
- RC-4形気象用レーダ
- ロケット追尾レーダの角度追尾に関する研究 (1)
- サーボ式計算機コンポーネント (1)
- 航空機の自動操縦装置
- 工作機械数値制御装置 (3)
- MUSE Program System の概要
- 記憶装置用磁心のパルス特性直視装置
- 技術解説: (高周波誘導加熱装置Ⅲ) 電動発電機式高周波
発電機

雑誌「三菱電機」編集委員会

委員長	吉村 誠 一郎	常任委員	宗村 平
常任委員	浅井 徳 次	委員	山田 栄
"	荒井 深 二	"	片岡 高
"	安藤 安 二	"	本 俊
"	小川 清 一	"	榎 善
"	小堀 富 次	"	崎 野
"	高井 得 一	"	関 祐
"	中野 光 雄	"	前 俊
"	馬場 文 夫	幹 事	米 井
"	船 橋 正 信	(以上 50 音順)	上 八

昭和 36 年 7 月 16 日印刷 昭和 36 年 7 月 18 日発行
「禁無断転載」 定価 1 部 金 100 円 (送料別)

編集兼発行人 吉村 誠 一郎
東京都千代田区丸の内 2 丁目 3 番地
印刷所 大日本印刷株式会社
東京都新宿区市谷加賀町 1 丁目
印刷者 高橋 武 夫
東京都新宿区市谷加賀町 1 丁目
発行所 三菱電機株式会社内「三菱電機」編集部
電話 東京 (201) 1611

発 売 元 株式会社オー・ム社書店
東京都千代田区神田錦町 3 の 1
東京 (291) 0915・0916 振替東京 20018



460 kV エレファントブッシング

かねて住友電工株式会社と共同で460 kVのエレファントブッシングを研究中のところ、間接方式(ケーブル側エレファントブッシングと変圧器ブッシングを油中で独立した接続箱中で接続する方法)による試作を完成した。

油中貫通ブッシングとしては、油入密封コンデンサ460 kVの標準変圧器用ブッシングを使用、ケーブル側エレファントブッシングとの接続はチュリッポコンタクト方式を採用した。構造ならびに配置は写真および図に示すとおりである。

今後衝撃耐電圧および商用周波耐電圧試験、油中のコロナ発生状況の測定、加熱劣化促進試験およびエレファントケースの内径とセッ絡電圧の関係など各種の試験を行なう。

