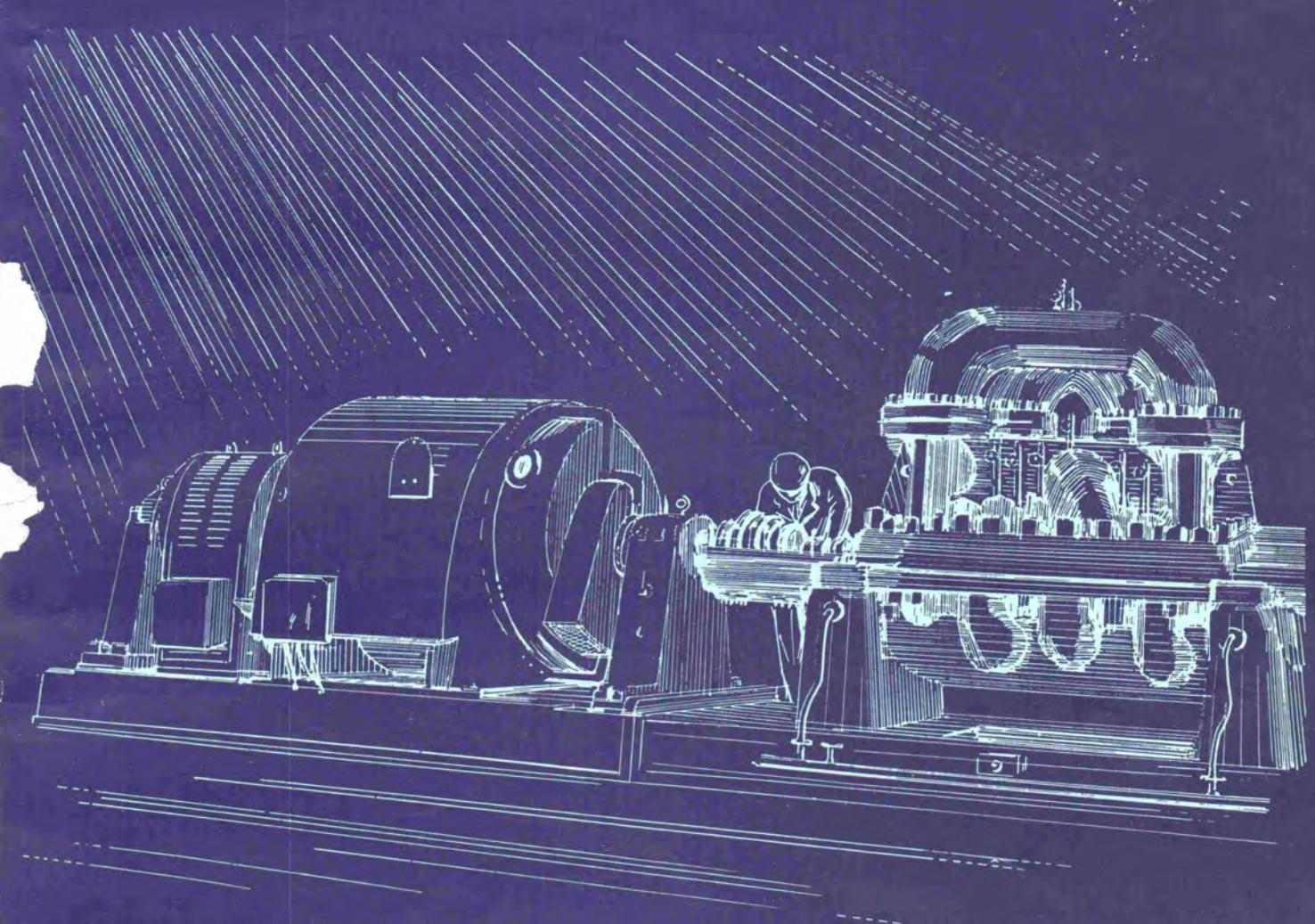


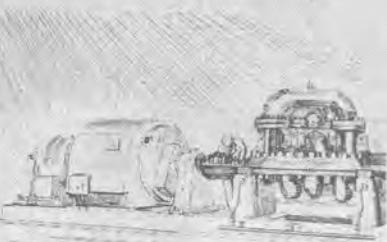
MITSUBISHI DENKI

三菱電機



Vol. 27 1953

10



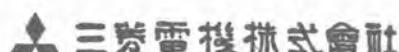
MITSUBISHI DENKI

三菱電機

表紙説明

表紙のベン画は荏原製作所ご注文品にて中部電力名泉発電所に設置された第八号汽輪用給水ポンプ直結 1,000 kW 3,600 rpm の高速大容量の三相誘導電動機であります。最近発電所に装備される発電機の容量が漸次増大されるようになつたので、直結式ターボ送風機あるいはポンプ用として大容量高速度の誘導電動機の需要が多くなつてきました。この種高速度、大容量の誘導電動機はとくに回転子線輪の巻線方式、線輪端の支持方式(リテーニングリング使用)通風冷却方式等に新方式を採用し、また材料面において珪素鋼板、線輪端保持環、回転子溝板等に最も意を尽し優秀な製品を完成納入致しました。仕様の大略は下記のとおりであります。

ポンプ	電動機
口径 200 mm	容量 1,000 kW
容量(毎時) 260 トン	周波数 60 ~
吸込圧力 3 kg/cm ²	回転数 3,600 rpm
吐出圧力 85 kg/cm ²	電圧 3,300 V
水温 110°C(最高 120°C)	極数 2



本社

東京都千代田区丸の内(東京ビル)
(電) 和田倉(20) 代表 1631・2331
研究所 神戸製作所
神戸市兵庫区和田崎町
名古屋製作所
名古屋市東区矢田町
伊丹製作所
兵庫県尼ヶ崎市南清水
長崎製作所
長崎市平戸小屋町
大船工場
神奈川県鎌倉市大船
世田谷工場
東京都世田谷区池尻町
郡山工場
福島県郡山市宇摩橋町
福山工場
福山市仲野上町
姫路工場
兵庫県姫路市千代田町
和歌山工場
和歌山市岡町
中津川工場
岐阜県中津市駒場安森
福岡工場
福岡市今宿青木
札幌修理工場
札幌市北二条東12
大阪営業所
大阪市北区堂島北町8番地1
(電) 福島(45) 5251-9
名古屋営業所
名古屋市中区広小路通
(電) 本局(23) 6231-5
福岡営業所
福岡市天神町(三菱ビル)
(電) 西(2) 5821-5825
札幌営業所
札幌市南一条西5の14
(電) (2) 2378・3911
仙台事務所
仙台市東一一番丁63
(電) 仙台 2573・8057
富山事務所
富山市安住町23の2
(電) 富山 4692・5273
広島事務所
広島市袋町1(明治生命ビル)
(電) 中 1059・4824
高松出張所
高松市南緑屋町34の3
(電) 高松 3178・3250
小倉出張所
小倉市博労町63(富士ビル)
(電) 小倉 3614

昭和 28 年 第 27 卷 第 10 号

目 次

- 送電線閃絡点指示装置 豊田準三 2
低圧屋内配線の保護 篠崎善助 11
積算電力計の電圧寄生振動 上野 弘・武田克巳 18
コンデンサ起動単相誘導電動機の起動特性 白田長一・梶谷定之 27
三菱 MA-430 型高速多気筒冷凍圧縮機 中村長一・原田真吾 36

品質奉仕の三菱電機

送電線閃絡点指示装置

研究所

豊田準三*

Flash Over Faults Locator for Power Lines

Junso TOYODA

Engineering Laboratory

In view of the paramount importance to locate the flash over fault on live power lines promptly after its occurrence, a Type B flash-over fault locator has been experimentally built by us.

It is a device to send out high frequency impulse locating signals over the power line without resorting to other channels.

This paper deals with this subject and also discusses on several practical problems about the power level necessitated and undesired for the locating signal as well as on propagation losses.

In the experiments, a damped oscillation in a coupled circuit, consisting of a charged capacitor and inductance, is used as a source of the locating signal, which is made to start on the transmitting equipment toward the fault 3.42 m. s. ($6.67 \times 2^{\mu}$ s.) after receiving the fault surges, and it travels as far as the other end of line where a receiving apparatus is installed, indicating the distance between the faulty point and the signal sending end by a binary electronic counting device in the receiving apparatus.

Man-made fault tests conducted on the East Kyushu Power Line is also reported herein of its successful results.

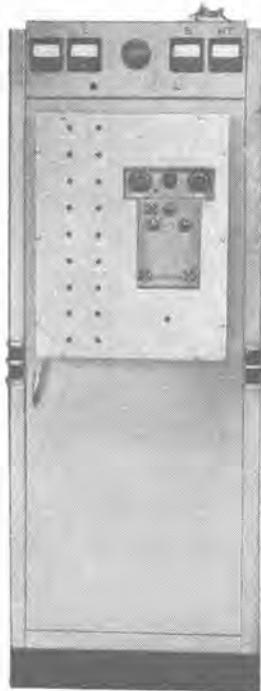
I. まえがき

送電中の送電線に発生した故障の位置を迅速確実に知ることは、送電機能の確保の立場から極めて肝要なことである。送電線路が山間を走行する率の多いわが国では、とくにその重要性が力説され、送電線閃絡点指示装置の実用上の発展が期待されている。技術的に極めて困難な点の多いこの問題も、関係各研究部門の努力により最近になって実用性が論ぜられる段階にまで到達してきたことは、電力資源の能率的活用の見地から極めて有意義なことである。国内重要幹線には不可欠の装置として全国的に装備される日の一月も早からんことが期待される。

2. 一般的事項

通信線、ケーブル回線、では故障のほとんどすべてが、

永久接地、完全断線あるいは完全短絡であり事故の状態が永続的なものであるから、非動作状態（無電圧状態）にして置き、いわゆるバルスエコー方式による故障点探知が可能である。これに比べて架空送電線の閃絡事故は大部分が電弧による接地あるいは短絡であり、遮断器により自動的に送電系統より切り放された後は相当程度絶縁耐力が回復するから、遮断された後ではバルスエコー方式により探知することは不可能である。すなわち閃絡事故発生瞬時から遮断器が動作するまでに指示動作を完了する必要がある訳である。さらにまたこの装置の動作機構あるいは指示結果が故障サージそのものにも、後続する線路上の往復振動その他の雑音にも、あるいはまた遮断器動作に附隨して生ずる過渡現象によつても悪影響を蒙らないことも要求され、技術的には相当に困難なものである。



1 図 実験用 B 型閃絡点指示装置

Fig. 1. Experimental set of type B flash-over fault locator for power lines.

この閃絡点指示装置には方式として数種類あげることができるが、各方式の特長の比較検討は別文献に譲ることとし、本文では当研究所で試作しその実用性を認められた B 型閃絡点指示装置についてのみ記述することにする。

B 型閃絡点指示装置はこの種装置の内最も高級なるものと考えてよく、原案は米国の B.P.A. から提案されたものであり、米国ではすでに発達している極超短波回線との協同動作によりすでに実用段階に入っていると聞いている。極超短波回線が未発達のわが国では電力線搬送回線を起用することが提唱され、これがわが国内での B 型閃絡点指示装置発展のはじとなつた。*

* 提唱者電力中央研究所が本装置発展の大きな推進力となつていることを特筆したい。

B 型閃絡点指示装置は発生事故により起動された、送信端装置より送出された高周波パルスの受信端での到着波による標定方式であり、他の方式(A 型、C 型、F 型)では故障点よりの反射波により故障位置の標定を行うのに比して、透過波による標定方式であるという点で明確なる特長を有している。場所的に送信装置と受信装置を別々に設置するという使用上の多少の難点があり、装置の電子管回路構成がかなり複雑化するにもかかわらず、他の方式では追従のできない利点が極めて多い。その主たる利点は次の如くに列挙できる。

(1) 透過波着信による標定方式であるから、分岐点等による固定反射で機能が制限されることがない。

(2) 故障の発生した相を選択して標

定信号を送出する必要がなく、並行 2 回線の監視も可能である。(わが国では相選択絶電器の設備を有する線路が少ない。)

(3) 遅延起動が可能であるから閃絡故障に附隨する雑音に影響されることが少ない。

(4) 計数器指示によるため、直読可能で指示結果が明確である。(オシロ写真結果による方式の如く、現像の煩雑さおよび結果の判読に熟練を必要としない。)

(5) 結合装置としては電力線搬送電話の装置を役立たせることができるものが多く、場合によつては線路による結合も可能性がある。

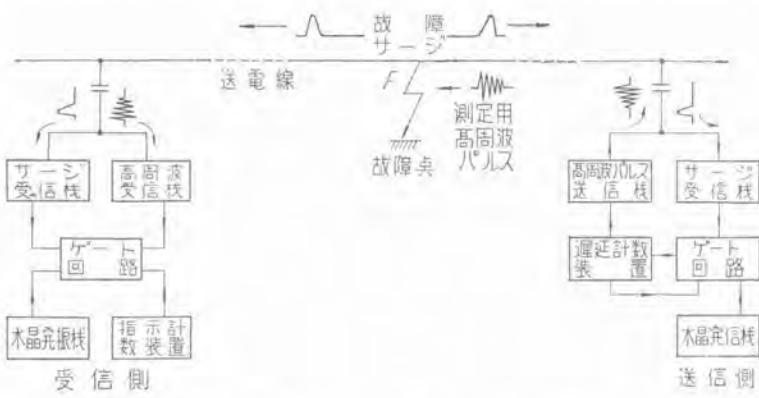
(6) 遮断器の開閉サージにより装置の動作が監視できる。

これらの利点は後述の各地の実地試験結果によつても実証された。当初技術的難点から敬遠され勝であつた本方式も、本質的な優位が実験的にも確認できたため、この種装置の代表的なものとして実用上からもその主流になろうとしている情勢である。試作した本装置の外観写真は 1 図に示した。

3. 装置の原理および動作機構

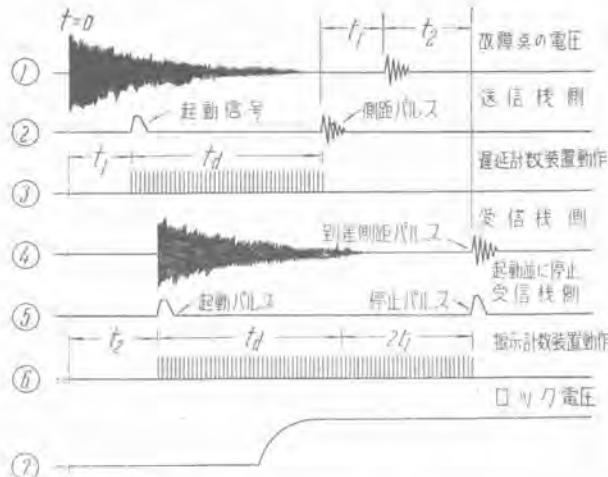
B 型閃絡点指示装置の構成は 2 図に示し、その動作機構は 3 図に示した。その機能は本質的には受信装置入力に到来する二つの衝撃波(第 1 は故障サージの到来波、第 2 は送信装置より故障サージにより起動して送出される標準パルスの受信装置側への到来波)の時間差を電子管計数器により測定指示するにある。

2 図に示した如く、送電中に線路上 F 地点に故障が発生したとすると、そのために発生したサージ電圧は両方向に分かれて進行し、それぞれ受信端装置および送信端装置に到来する。受信装置に到来した故障サージは、同装置内のサージ受信部により受信されゲート回路を「開」とする。ゲート回路は送信端装置よりの標準高周波パルスを高周波受信部で受信検波した出力により「閉」となるようにされている。このゲート回路が「開」となつてから「閉」となる時間だけ電子管計数器が水晶発振出力



2 図 B 型閃絡点指示装置構成図

Fig. 2. Block diagram of type B flash-over fault locator.



3 図 各部動作電圧
Fig. 3. Various operating voltages.

により駆動される訳であり、駆動した水晶発振器の高周波振動のサイクルの数を電子管計数機構によるネオンの点灯数で指示するようになつてゐる。指示として表わされたネオンの点灯数と水晶発振器の高周波振動 1 サイクル (150 Kc では $6.67 \mu s$) の時間の積が上記測定時間差であり、装置の固有誤差を度外視すれば、送信装置側における遅延時間 t_d と故障点 - 送信端間を電気波動が往復するに要する時間の和に相当する。

一方送信端装置に到来した故障サージは同装置内のサージ受信部で受信されゲート回路を「開」とし一定時間計数器遅延を行つた後に、線路へ高周波パルスを送出し、同時にゲート回路は「閉」となる。この出力は線路全長を伝播したる後、前述の如く受信端装置で受信されるのであるが、ここに設けた遅延時間は故障発生直後に生ずる雑音または線路上を故障サージが往復して生ずる有害電圧を避けて標定動作を行うために設けた時間である。計数器が 1 単位 (試作装置では $2^9 = 512$) 計数するに要する時間 ($6.67 \mu s \times 512 = 3.42 \text{ ms}$) に選んであるから、3 図中 $2t_d$ に相当する時間差のみが点灯数に表われる訳である。この際送信側受信側共に同一単位の計数器でなければならないことはもちろんである。150 Kc の水晶発振の 1 サイクルは $6.67 \mu s$ であり、電気波動が線路上を 1 キロ往復するに要する時間もほとんど $6.67 \mu s$ と見做すことができるから、点灯数はそのまま F 地点と送信端間の距離をキロ単位で表示したことになり、直読可能で極めて便利である。(水晶発振を 300 Kc にすれば 0.5 キロ単位の表示が得られる。)

3 図最下段に示したロック電圧は、故障発生直後に生ずる強烈な雑音により高周波受信器が動作して不良の停止信号を生じないように設けたものである。この電圧が生ずる以前は高周波受信器の感度は完全に零であり、故障サージ到着後計数器が 1 単位計数し終る頃には十分な感度を有するように制御する機能を有し、不良動作を防止する効果がある。

4. 機能に関する実用上の諸問題

上述のような原理と動作機構により、故障発生瞬時にその地点を指示する機能が確実に発揮できるために実用上問題となる二、三の事項を以下論ずることとする。

B 型閃絡点指示装置にあつては、その指示機構の本質は、独立した 2 個の瞬時電気現象の時間差を電子管計数器の起動および停止により測定指示するにあるから、起動動作および停止動作の確実さがこの装置の機能の生命といえる。起動電圧は数万ボルトで送電中に生ずる故障サージであるから、ゲート回路を「開」とする動作に不足はない。したがつて確実な指示を得るには確実な停止動作ができるかどうかが問題の焦点となると考えてよい。これをさらに詳細に考えれば、標準高周波インバルスがいか程強力に発生できるか、それが線路に送出されて受信側に到着するまでにどれだけ減衰するか、また受信側に到着して計数器の停止動作が行われるときに障害となる電圧がどれだけあるかの三点に尽きる。すなわち送信高周波パルスの出力、線路の減衰、有害電圧レベルの三点が実用上の問題となる。

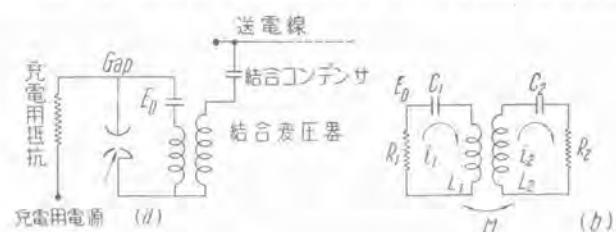
ア. 標定に用いる高周波パルスの出力

標準に用いる高周波パルス発生装置として常識的に考えられるのは真空管発振による高周波パルスの発生であるが、予想される線路伝播の減衰度および有害電圧の強度から考えてもまた標定動作が必要とされる頻度から考えても、実際問題として経済的に色々の難点が考えられる。また停止動作が行われた後は高周波のエネルギーは無用のものであることを考えると、必要とされる波尾長はそれ程大である必要はないと思われ、瞬時出力の強度がます第一に肝要な事項と考えられるので本装置には減衰高周波振動を起用した。詳細なる数値計算は別の機会に譲り、本文では 4 図 a の如き回路で予め充電されている蓄電器の静電エネルギーが出力回路抵抗 R (實際には線路のサージインピーダンスと考えればよい。) にいかなる減衰振動波としてとり出せるかを検討する。等価回路を 4 図 b の如く考えると、これは次のような連立 2 次微分方程式の解として求められる。

$$L_1 \frac{di_1}{dt} + r_1 i_1 + \frac{1}{c_1} \int i_1 dt + M \frac{di_2}{dt} = E \quad (1)$$

$$L_2 \frac{di_2}{dt} + r_2 i_2 + \frac{1}{c_2} \int i_2 dt + M \frac{di_1}{dt} = 0 \quad (2)$$

(1), (2) 式より i_1 あるいは i_2 のいずれか一方を消去



4 図 結合減衰振動回路
Fig. 4. Coupled circuit for damped oscillation.

すると4次の微分方程式となり、これが一般的に解けるのは、疎結合の場合あるいは抵抗の値が小なる時である。そうでない場合は、次の4次方程式を数値的に解く必要がある。

$$\begin{aligned} p^4 + \frac{2(\delta_1 + \delta_2)}{1-k^2} p^3 + \frac{w_1^2 + w_2^2 + 4\delta_1 \delta_2}{1-k^2} p^2 \\ + \frac{2(\delta_1 w_2^2 + \delta_2 w_1^2)}{1-k^2} p + \frac{w_1^2 w_2^2}{1-k^2} = 0 \quad \dots \dots \dots (3) \end{aligned}$$

ここに

$$\begin{aligned} w_1^2 = \frac{1}{L_1 C_1}, \quad w_2^2 = \frac{1}{L_2 C_2}, \quad \delta_1 = \frac{R_1}{2L_1}, \quad \delta_2 = \frac{R_2}{2L_2} \\ k^2 = \frac{M^2}{L_1 L_2} \end{aligned} \quad \dots \dots \dots (4)$$

この方程式の4根を p_1, p_2, p_3, p_4 とすれば

$$\begin{aligned} p_1 = -\alpha_1 + j\beta_1, \quad p_2 = -\alpha_1 - j\beta_1 \\ p_3 = -\alpha_2 + j\beta_2, \quad p_4 = -\alpha_2 - j\beta_2 \end{aligned} \quad \dots \dots \dots (5)$$

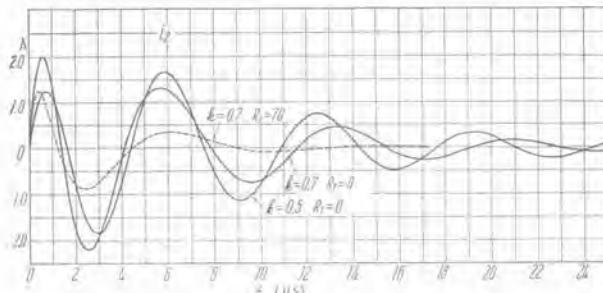
の形で表わされ、 i_1 と i_2 は次の如く求められる。

$$\begin{aligned} i_1 &= A_1 e^{p_1 t} + A_2 e^{p_2 t} + A_3 e^{p_3 t} + A_4 e^{p_4 t} \quad \dots \dots \dots (6) \\ i_2 &= B_1 e^{p_1 t} + B_2 e^{p_2 t} + B_3 e^{p_3 t} + B_4 e^{p_4 t} \end{aligned}$$

A_i および B_i はそれぞれ初期条件で定まる係数である。放電電弧の抵抗を零とみなし、また $R_1 = 500 \Omega$ とした場合の、4図の結合回路の出力振動電流波形 i_d を計算した一例を5図に示す。この場合は定数を次の如く選んだ。

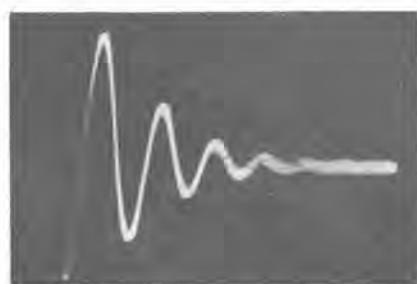
$$L_1 = 0.5 \text{ mH}, \quad L_2 = 0.07 \text{ mH}, \quad E = 1000 \text{ V}$$

$$C_1 = 0.002 \mu\text{F}, \quad C_2 = 0.0143 \mu\text{F}$$



5 図 結合回路の減衰振動電流計算値

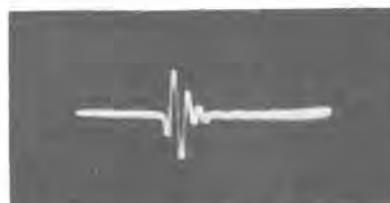
Fig. 5. Damped oscillation of coupled circuit (based on calculations).



送出高周波パルス 250 Kc

(高千穂白相送信 尖頭値 1250 V)

H. F. Pulse sent out at Takachiho white-phase, peak value 1250 V.



嘉穂の白相着信波形 尖頭値 180 V
(線路に接地なき場合 嘉穂 500 Ω 終端)
H. F. Pulse received at Kaho white-phase (no grounded point between Takachiho and Kaho, 500 ohm termination at Kaho) received peak value 180 V.



嘉穂の白相着信波形 尖頭値 95 V
(中川にて白相接地 嘉穂 500 Ω 終端)
H. F. Pulse received at Kaho white-phase (white-phase grounded at Nakagawa, 500 ohm termination at Kaho) received peak value 95 V.

6 図 九州東幹線高千穂・嘉穂間 (124 km) における高周波パルス伝送特性

Fig. 6. Propagation characteristics of H. F. Pulse at East Kyushu Power Line; 124 km from Takachiho to Kaho.



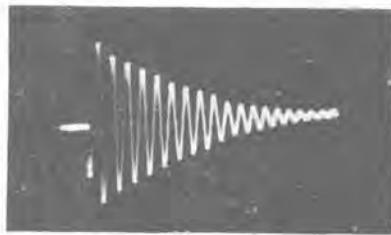
送出高周波パルス 250 Kc
日進白相送信 尖頭値 1650 V
H. F. Pulse sent out at Nissin, on white-phase, peak value 1650 V.

泰阜の白相着信波形 尖頭値 340 V
線路・川口(日進より 53 km)にて青相
赤相短絡
状況・泰阜にて各相 500 Ω 終端
H. F. Pulse received at Yasuoka, on white-phase, peak value 340 V (in the red phase, peak value 135 V in the case where blue-phase and red phase case where blue and red phase were short circuited at Kawaguchi, short circuited at Kawaguchi, 53 km from Nissin) each phase was terminated with 500 ohm at Yasuoka.

泰阜の赤相着信波形 尖頭値 135 V
線路・川口(日進より 53 km)にて青相
赤相短絡
状況・泰阜にて各相 500 Ω 終端
H. F. Pulse received at Yasuoka, on white-phase, peak value 135 V (in the red phase, peak value 135 V in the case where blue-phase and red phase case where blue and red phase were short circuited at Kawaguchi, short circuited at Kawaguchi, 53 km from Nissin) each phase was terminated with 500 ohm at Yasuoka.

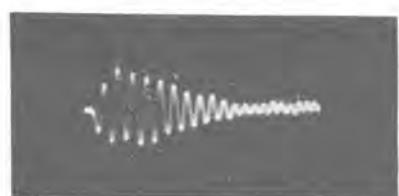
7 図 天竜西幹線日進・泰阜間高周波パルス伝送特性

Fig. 7. Propagation characteristics of H. F. pulse at West-Tenryu Power line; 86 km from Nissin to Yasuoka.



送出高周波パルス 350 Kc
新愛本 B 相送信 尖頭値 2200 V
H. F. Pulse sent out at Shin-Aimoto on B phase peak value 2200 V.

成出 B 相着信波形 尖頭値 430 V
線路・成出, 新愛本間接地点なし
状況・成出 B 相搬送電話結合装置終端
H. F. Pulse received at Narude on B phase, peak value 430 V (in the case where no grounded point between Shin-Aimoto and Narude) carrier telephone device termination at Narude.



成出 B 相着信波形 尖頭値 265 V
線路・成出より 30 km の点で B 相接地
状況・成出 B 相搬送電話結合装置終端
H. F. Pulse received at Narude on B phase, peak value 265 V (in the case where B phase grounded at a point 30 km from Narude) carrier telephone device termination at Narude.

8 図 新北陸幹線新愛本・成出間 (90 Km) 高周波パルス伝送特性

Fig. 8. Propagation characteristics of H. F. pulse at Shin-Hokuriku Power line, 90 km from Shin-Aimoto to Narude.

件は近似的に満足すべきものであろうが、既設の線路では実際問題として切り放して実験することは不可能である。最も良い方法は、測定装置を 2 個所に分散して行うという煩雑さはあるが、線路の一端より送信して他端に到着する透過波の波形観測を行う方法である。

この方法では透過波の着信波形を波頭より詳しく観測するために、線路伝播に要する時間差遅延して起動する高速度時間軸でオシロ観測を行う。このような方法で既設送電線の数例について伝播特性の実測を行つた。^{*} 実測波形の例は 6 図、7 図、8 図に示した。各例に見るように、波頭は相当大きな減衰と変歪を受けているが、後続の高周波成分はかなりよく伝播していることが判る。

導体帰路成分のみにつき理論的に考えれば、導体の表皮効果を考慮すると高周波抵抗 R_s は単位長につき

$$R_s = \sqrt{\mu \rho f} \times 10^{-9} / r \quad (\Omega/cm) \cdots \cdots (7)$$

で与えられる。一例として新北陸幹線についての定数を
導磁率 $\mu=1$ 線の半径 $r=1.29 \text{ cm}$
 $\rho=2.82 \times 10^{-6} \Omega \text{ cm}$ (アルミの固有抵抗)

として、 $f=350 \text{ Kc}$ について計算すると

$$R_s = 2.10 \Omega/\text{km}$$

線路の平均線間隔 $d=1245 \text{ cm}$ 、平均高さ $h=1000 \text{ cm}$ より導体帰路回路サージインピーダンス Z_a および大地帰路回路サージインピーダンス Z_0 を計算するとそれ

$$Z_a = 138 \log_{10} \frac{d}{r} = 412 \Omega$$

$$Z_0 = 138 \log_{10} \frac{8h^3}{rd^2} = 497 \Omega$$

導体帰路回路の減衰定数 γ_a を計算すると

$$\gamma_a = \frac{R_s}{2Z_a} = 0.00255 \text{ Neper/km} = 0.0221 \text{ db/km}$$

次に印加電圧の内何%が導体帰路回路成分として送出されるかを示す分波係数 m を計算すると、開放端の条件の場合は

$$m = 1 - \frac{Z_0}{2Z_a + Z_0} = 62.4\% = 4 \text{ db}$$

したがつて全線 90 km に関する全減衰量は

$$0.0221 \times 90 + 4 = 5.99 \text{ db}$$

と算定できる。

実測値については、8 図の測定結果によれば、送信受

* 本実測に関しては電力中央研究所のご援助に深甚なる謝意を表する。

信の波高値の比は 0.196 であり、これを開放端の条件に換算すれば 0.39 であり、これは 8 db の減衰に相当する。*

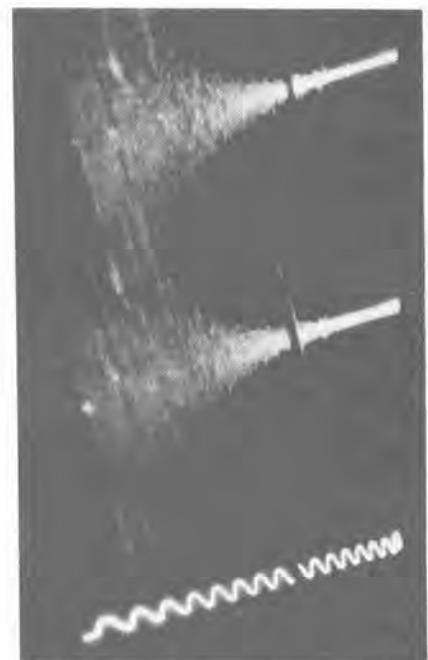
* 播送波 300 Kc の定常状態測定値として 70 Ω 端電圧比として 16 db という値が別途実測されている。

計算値と実測値を比較すれば、後者の方が大きい値を示しているが、分波比 m にかなり大きな誤差が想像され(ブロッキングコイル等のため)る他に、減衰振動波による測定であるから波頭の変形を考慮すべきこと、線路架設の変移点(線の配列の変化、撲架等)による反射損失および碍子等よりの反射損失もあり、また多少ながら輻射損失もあることを考慮すればまず妥当な値を示しているものと思われる。

ウ. 標定に障害となる有害電圧について

B 型閃絡点指示装置にあつては前述の如く、動作完全を期するには標定高周波パルスの受信側到着時における信号対雑音比がそのキーポイントとなる。したがつて標定高周波パルスの出力を増大する一方その着信時における有害電圧に十分の考慮を要する。この有害電圧の中まず問題になるのは故障に附隨して生ずる雑音である。この雑音の発生は故障の種類、送電線路の特性、あるいは終端の装置等により支配されること多く、一般的に論ずることはできない。実地試験として人工故障による実測を行う機会を得たので一例を記述する。

9 図は中部電力平岡一大井川線において行われた人工故障試験の雑音を示す。これは送信装置(大井川発電所に設置)の線路端で得られた記録で、線路雑音と遅延起動(855 μs 遅延)により送出された標定高周波パルスの状況が記録されている。この送電線は 154 kV、全長 48 km であり、人工故障は線路電圧 100 kV の状態で、中間地



9 図 人工故障により生ずる雑音と高周波パルス
時間目盛 10 Kc

垂直の暗線は
(ブラウン管面上に表わされる)
遅延起動高周
波パルスの位
置を記すた
めのもの

Fig. 9. Noise voltage caused by man-made fault experiment, time marker 10 Kc vertical line were, for the memory of positions of delayed H. F. pulse appearing on the braun tube.

送電線閃絡点指示装置・農田

点豊岡(平岡より 30 km)において 600 kV の衝撃電圧を印加して行つたものである。線路長が比較的短かいのでサージの往復振動が激しく、その上ヒューズも併用して行われたもので、故障雑音としては相当強烈なものである。それでも記録により明らかな如く 855 μs 程度経過すれば相当に減衰していることが判る。この雑音エネルギーのうち、高周波受信器の通過帯域にあるものが有効妨害電圧と考えれば、余裕を見て 1.7 ms ないし 3.4 ms の遅延送信を行えば、故障雑音に関する限り十分な対策が講ぜられたと考えてよかろう。(後述)

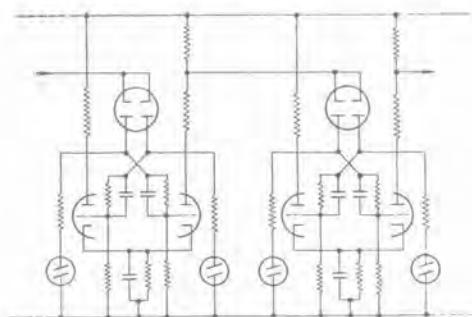
標準機能上有害となる電圧には故障雑音の外に、同一線路に設置された播送機器の信号がある。これに関しては故障標定が行われる時にその信号が存在しているかどうかは確率からいえば少ないものであろう。例を電力線播送電話に採つてみると、最悪の場合は B 型閃絡点指示装置の受信側でダイヤリング信号を送出していた際に故障が発生した場合である。この信号の出力は 45 dbm とされているので 500 Ω の線路電圧に換算すれば約 180 V である。したがつて B 型指示装置の受信側は待機状態ではこの電圧の影響を蒙らないで、送出側高周波パルスに対しては十分な検波出力の得られるように対処すべきである。もし電力線播送電話と協用することが前提条件であり、同一周波数の標定高周波パルスを使用するとすれば、少くとも 300 V 程度の着信レベルが望ましいことになる。

B 型閃絡点指示装置の標定動作として最も不利なのは、装置が結合されている間に故障が発生した場合、すなわち故障相標定を行わねばならない時である。この場合は他相に故障が生じた場合に比べて着信レベルが小で雑音が大である。6 図の例から逆算すると、この場合には 120 km 程度の送電線では送信側より有効尖頭電圧約 3000 V の高周波パルス(250 Kc について)の送出が必要ということになる。前述の減衰振動波を用うれば、これはそれ程困難なことでもないが真空管発振方式では実際問題として仲々困難な点が多いと思われる。

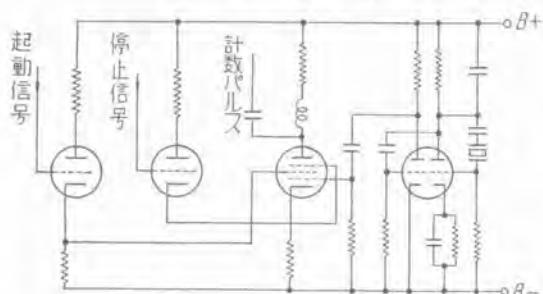
実地に設置する場合には播送装置とは違つた周波数に選べば S/N 比としては有利になることはもちろんであるが、ブロッキングコイル、結合装置、濾波器等に改造が要求されることになり、このような問題は設置しようとする線路特有の経済問題として検討する必要があろう。

5. 試作 B 型閃絡点指示装置について

試作した B 型閃絡点指示装置は 1 図に示した如きものである。構成は 2 図に示した外に、受信側では送信側の高周波パルス発生装置と同一のテストパルス発振器が附加され、送信装置には高周波受信器およびロック回路が組み込まれ、構造外観は両者全く同一である。切換スイッチにより両者の機能を送受交代せしめることも可能で便利である。以下各部の大要を記述する。



10 図 電子管計数回路 (2 段のみ示す)
Fig. 10. Electronic counter circuit.
(showing only 2 stages)



11 図 ゲート回路および水晶発振回路
Fig. 11. Gate circuit and crystal oscillator circuit.

ア. サージ受信器

送電線上に生じた故障により生ずるサージを受信し、電子管計数器の起動を行ふべくゲート回路を「開」とする信号を作る機能を有し、通常の抵抗結合1段のものであるが、正負いずれのサージにも応動できるよう極性転換回路（2極管および3極管回路より成る。）が前置されている。

イ. 高周波パルス受信器

送信装置より送出された標準高周波パルスを受信検波して計数器ゲート回路の停止信号を作る役をする。複回調回路を有する一段の増幅器、検波器より成り、故障サージに対しては十分な入力制限を行うように2極管振幅制限器が前置されている。

ウ. 高周波パルス発生器

前記4図の如き減衰高周波発生回路を用い、図中3点ギャップの代りにサイラトロンを起用してあるので、繰返し送信も可能であり調整に便利である。充電電圧は3.5 kVで500Ω抵抗負荷で約5 kWの尖頭値が得られている。

エ. 電子管計数器、ゲート回路計数パルス発振器

計数器は受信側では指示装置の役をし、送信側では標準高周波パルスの遅延起動の役をする。計数回路は2進法9段のものを用い、512まで計数表示が可能で、6H6および6SN7

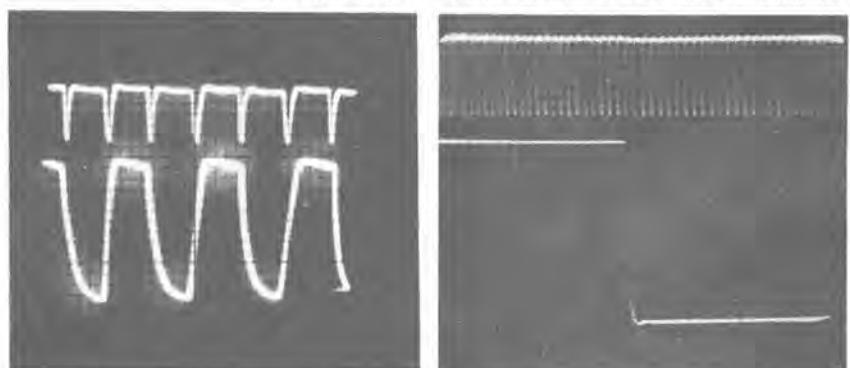
を用いた通常の計数回路である。繰返し計数の場合については、460 Kc（計数間隔2.2μs）まで動作が確認できているが、指示がキロ単位という便利な点があるので150 Kcを用いている。計数回路の内2段だけを10図に示した。計数パルス発振は非同調型の水晶発振器を用い、水晶片の差し替えだけで周波数を変更することができる。ゲート回路はサイラトロン2本と高相互コンダクタス5極管より構成され水晶発振器と共に11図に示してある。計数パルスの例を12図に示した。

オ. ロック回路

ロック電圧の機能は前述のとおりであるが、この機能は確実な指示を得るために非常に重要なもので、とくに故障時に高周波受信器の感度を確実にロックする必要がある。本試作装置では計数器の第7段目（または第8段目）の計数パルスにより動作を行うサイラトロンの放電電圧により初めて感度を有するようになつていて、すなわちサージ到着後427μs（あるいは855μs）までの間に生ずる雑音その他の有害電圧には、高周波受信器は完全に感度が零で、以後は約250μsの時定数で感度が増大し初めて、その後計数器が2ⁿの計数を終了する時には十分な感度に達するようになつていて、その動作電圧例は13図に示した。

カ. 自動復帰回路

B型閃絡点指示装置では、一度装置が動作して遅延起動送信および計数器指示動作が行われた後は再び待機状態とするためにスイッチ等の操作が必要である。標準動作は接地継電器等により起動するのではなく、サージにより起動するのであるから、誘導雷の如きものでも表示が行われる。夏季の誘導雷の多い時期には上記の操作は保守の点から難点視されるので、この動作を自動的に行うのが自動復帰回路である。一度指示動作が行われた後一定時間（約1/5秒～15秒の間可変）を経て、元の待機状態にするように設計された継電器回路である。遮断器がトリップする如き実故障に対しては遮断器付属接点と協同動作を行い、手動で復帰せしめない限りは復帰動作



計数器初段の計数パルス (上)
計数器第二段の計数パルス (下)
Counting pulse of counter at 1st stage (upper) and at 2nd stage (lower)

計数器初段の計数パルス (上)
計数器第八段の計数パルス (下)
Counting pulse of counter at 1st stage (upper) and at 8th stage (lower)

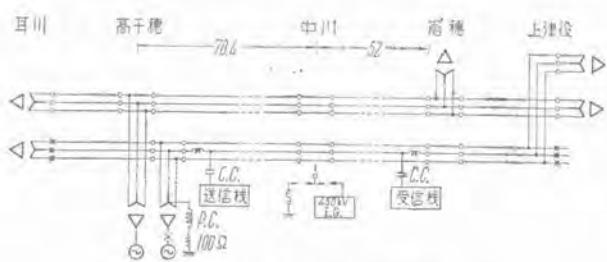
12 図 計数パルス波形
Fig. 12. Counting pulse wave forms.



13 図 ロック電圧波形
故障サージ到着後
(42.7 μ sより起ち上つ
ている。下部写真は
85.4. μ s 間隔の時間目
盛)

Fig. 13. Lock voltage which began to rise 42.7 μ s after receiving fault surge.

Lower oscillogram is a time marker, 85.4 μ s interval.



14 図 九州東幹線試験線路図

Fig. 14. East Kyushu Power Line used for man-made fault experiment.

は行わず、ネオン指示が点滅し警報が発生するようになつてゐる。また PC 系統の線路のような場合には、遮断器付属接点との協同動作よりも接地継電器との協同動作の方がより有効と思われる。

キ. テストバルス発生回路

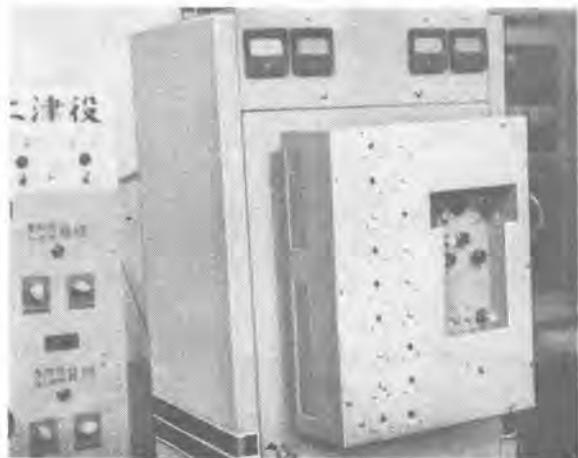
これは標定高周波バルス発生回路と同一のものであり、本装置が正常な動作状態にあるかどうかを日常点検する目的のものである。押ボタンを押すことにより、受信器からテストインバルスが発信されるようになつていて、これにより受信側に小さな誘導サージが生じたと同じ動作が行われ、送受信間の距離が表示されることになる。この距離は既知であるから本装置が正常状態であるかどうかは、この指示が確実であるかどうかにより検討可能である。同様な動作は試送電の際の遮断器投入サージによつても生ずるからこれによつても動作確認ができる訳である。

6. 実測例について

試作装置により実地に動作試験を行つた例を記述する。14 図は 1953 年 1 月に九州東幹線 (110 kV 2 回線) で行われた人工故障試験の線路状況図である。図示したように嘉穂変電所に受信装置、高千穂変電所に送信装置を設置し (両所間 122.4 km)、背線白相へ結合蓄電

器により結合した。上津役変電所より同回線を 50 % 電圧にて活線状態とし、中間開閉所中川において 450 kV の衝撃電圧を印加してその故障の標定を行つた。^{*} 15 図 a は白相故障、同図 b は青相故障の場合の受信側で得たオシロ記録である。故障雜音と標定高周波バルスの着信が示されている。故障相標定の場合(15 図 a)は、健全相標定の場合に比し着信が約 $1/2$ となつてゐることが判る。受信装置における指示状況は 16 図のようで中川開閉所の高千穂からの距離が ± 1 km の誤差で正しく示されていることが判る。試験は P.C. 接地系とした場合、高抵抗接地系とした場合、各 4 回行いその成績は 1 表に示した如くである。同表に示したように、試験過程において生ずる遮断器投入サージ(嘉穂での指示 122 km ± 1)、中川におけるディスコン投入サージ(嘉穂での指示 70 km ± 1)をもすべて標定し、また人工故障標定 8 回を含めて計 22 回を 100 % の成功率で標定を完遂し得た。この種の試験としては飛躍的な成績である。また本実測では前記自動復帰装置を用いて人工故障の全過程(遮断器投入→中川のディスコン投入→人工故障)を全然無調整で完遂し、その実用上の操作についても確実さを実証し得たことも特筆したい。

* 故障実験は電力中央研究所担当。



二進法表示	零表示
256 ●	○ 0
128 ●	○ 0
64 ○	● 0
32 ●	○ 0
16 ●	○ 0
8 ●	○ 0
4 ○	● 0
2 ○	● 0
1 ●	○ 0

15 図 人工故障の生じた位置を計数器表示により 70 km と示している状況(下は表示結果の説明図)

Fig. 15. Counter indication of man-made fault point; binary indication of 70 km on the counter is illustrated on left.



故障雜音 標定パルス着信
noise caused locating H. F.
by fault pulse arrived
(a) 嘉穂白相受信(人工故障中川白相)
(a) Fault noise and H. F. pulse on
white-phase received at Kaho, man-
made fault on white line at Nakagawa.



故障雜音 標定パルス着信
noise caused by fault locating H. F.
pulse arrived
(b) 嘉穂白相受信(人工故障中川青相)
(b) Fault noise and H. F. pulse on
white-phase received at Kaho, man-
made fault on blue phase at Nakagawa.



誘導雷雜音 標定高周波パルス着信
induced lightning locating H. F. pulse
noise arrived
17 図 誘導雷雜音と標定高周波
パルス受信波形

Fig. 17. Induced lightning noise
and locating H. F. pulse received.

16 図 人工故障雜音と標定高周波パルスの受信波形
Fig. 16. Wave forms of received voltages of man-made fault noise
and locating H. F. pulse.

1 表 九州東幹線における人工故障試験記録

試験項目	線路の状態	インパルス印加相 (於中川)	インパルス波形	結果
無電圧インパルス試験	高千穂および嘉穂にて 切断 ただし白相は両 端にて装置に接続	青 白 白	短 短 長	72 71 71
試験インパルス 450 kV ピーク		青(白相中川接地)	尾	75*
			長	70
60 kV 線路電圧	高千穂にてテルゼン	青	閉路サージ	閉路サージ
人工故障試験	コイル挿入	白	資料ナシ	資料ナシ
350 kV ピーク	(200 Ω直列抵抗)	青 白	123 122 122	71 70 70
60 kV 線路電圧	上律役 高抵抗 (635 Ω)	青	121	70
人工故障試験	接地の場合	白	122	70
試験インパルス 350 kV ピーク		青 白	122 122	70 70

* “4”を指示するネオンの接触不良

17 図は本試作装置に先行した仮作装置を黒部幹線の北御牧開閉所(受信側)および豊岡開閉所(送信側)に設置して雷観測に参加した際、北御牧開閉所附近の誘導雷(1952年7月25日午後5時40分)で動作した場合の受信装置入力端電圧の記録で雑音と標定高周波パルスの着信が記録されている。この場合は北御牧豊岡間の距離と装置の固有誤差を加算した指示(127)が得られた。

7. むすび

以上試作したB型閃絡点指示装置を中心として、一般的な事項および実測例を併せて記述した。実際問題として技術的に困難な点の多いこの問題も、基礎的検討より実用上の諸問題を検討する段階にまで到達したことは事実である。必要不可欠なものとして有効な機能を全国の送電線において発揮できるまでは研究努力は続けたいものと思う。

最後に東大藤高教授、電力中央研究所富山所長他高圧係各位、電試法貴部長他各位のご懇切なご教示に厚く御礼申上げ、九州電力、東京電力、関西電力、中部電力等関係各電力会社の実測に関する並々ならぬご援助に深甚の謝意を表し、当社若山所長、薄井室長、木村課長、横須賀室長、安藤技師のご鞭撻、ご援助に感謝の意を表し、浅見、蔭山、中西、茂木、岡野、山下、諸氏の並々ならぬご協力を満腔の敬意を表する。

文 献

- 富山順二、藤高周平 電学誌、昭和28年2月
広瀬 肇、有働竜夫 電学誌、昭和28年2月
豊田準三、安藤安二 電学誌、昭和28年3月

低圧屋内配線の保護

名古屋製作所

篠崎善助*

Overcurrent Protection for Low Voltage Interior Wirings

Zensuke SHINOZAKI

Nagoya works

According to the provisions of the regulations for structures, circuit breakers are usually installed to protect interior wirings at the service entrance or on the branch circuits. But the protection of electrical cords connected to the ends of these wirings from short circuit hazards has been coming into a serious consideration of late. The current flowing through the cord does not vary as in the branch circuit with the load, and no overcurrent protection is necessary. However, the protection against the short circuit hazard is the matter neglected. From this viewpoint, Type BH thermal magnetic circuit breakers are taken up and their protection performance together with studies on probable short circuit current on the circuit including the cord are discussed herein.

1. まえがき

電気工作物規程第27条、第132条および第134条で規定されているように、屋内に施設する低圧電線は、引込口および分岐点でそれぞれ自動遮断器を装備して保護されることになつてゐる。この自動遮断器は電線に予定された電流よりもある程度大きな電流が、障害をおよぼす程に長く持続して流れることを防ぐとともに、線間に短絡が生じたさい異常に大きな短絡電流を、瞬時に遮断する機能を兼ね備えなければならない。したがつて電路の変り目ごとに、その部分の電線を保護するための自動遮断器の定格電流は、保護すべき電線の許容電流値に一致させる必要がある。最近家庭電化が急速に普及し、これら電路の末端に家庭用電気器具が接続される機会が多くなり、したがつて電線以外の器具用コードの保護も重視されるようになつてきた。もちろんコードの過電流保護は、接続器具の過負荷によつて起るもので、分岐点の自動遮断器によつて防ぎ得ないものであるが、短絡時に起る過大電流によるコードの発煙、溶断による災害を未然に防ぐことが必要である。

自動遮断器としては従来ヒューズが安価なために広く

用いられてきたが、その溶断特性が不均一で、溶断の都度取扱いが煩しく、そのため適正ヒューズの使用が厳守されず、不正ヒューズの使用のためにかなりの事故を起してきたことは種々の文献⁽¹⁾に報告されている。

当社はノーヒューズ遮断器を20年来製作してきたが、コード保護の万全を期するために一部改良して、国情に添う熱電磁型の遮断器とした。

回路遮断器は短絡事故の場合にも自動的に開路し、手動でリセットできるから繰返して使用することができ、さらにその構造上破壊しなければ外部からその整定を変えることができないよう封印してあり、その動作特性はつねに一定に維持できる。本文では熱電磁型遮断器の特性を述べ、この遮断器による屋内配線保護上の問題ならびにヒューズ特性との比較をのべる。

2. BH型ノーヒューズ遮断器の概要

当社の熱電磁型回路遮断器はBH型ノーヒューズ遮断器と呼び、バイメタルを用いて持続する過電流にたいして瞬時遮断を行い、短絡電流にたいしては電磁石の働きにより瞬時遮断を行うもので、いわゆる Thermal-Magnetic trip の引外自由型(Trip free type)の遮

* 技術部管制器課長



1 図 BH 型 クイックラグ遮断器

Fig. 1. Type BH quicklag circuit breaker.

断器である。定格電圧は 125 V、定格電流は 15~50 A で 1 図に示すようにその構造はきわめて小型軽量でつきの 4 部分からなつている。

- (a) モールド部分 (b) 開閉機構
- (c) デアイオン消弧室 (d) 過電流引外機構
- (a) モールド部分は耐熱性フェノール樹脂成形物よりなるケース、カバーおよびハンドルで、その形状は分電盤の分岐回路遮断器として分電盤組立に都合のよい構造とし、内部に納まる開閉機構および端子部分が簡単に組立てることができ、端子をのぞく充電部分は完全に密閉され開閉操作がきわめて安全である。

(b) 開閉機構は引バネを用いた簡単なトグル機構の早入早切式で、接点は銀-タングステンを用い、可撓電線はきわめて細い素線を用いているので可撓性に富んでいる。

(c) デアイオン消弧室は平板型のデアイオングリッドからなり、グリッドに接する空気層の急速な消イオン効果により電弧を瞬時に消滅するので、接触子の消耗が著しく軽減される。

(d) 過電流引外機構は適切な過電流保護を司る要素で反限時の動作特性を与えるバイメタルと定格電流の 18~20 倍の電流で瞬時動作するマグネットとの二つからなる。バイメタルはよく熱処理され過電流によって永久ヒズミの起らないよう高温度に耐えるもので、定格電流での電力損失は少ない。マグネットはバイメタルに固定し引外しバネに取付けたアマチュアを吸引し整定電流で 1 サイクル以下で動作する。

遮断器の動作は手動操作により、ハンドルの文字によつて表示される。過電流あるいは短絡によつて動作したときは過電流引外機構が外れ自動的に開路する。そのときハンドルは入、切の中間の位置をとり自動遮断を表示する。再投入にはハンドルを切にもどしリセットしてから「入」に入れる。遮断器の動作特性は国内規格が制定

されていないので米国火災保険協会標準および NEMA の規格に準拠している。

3. 屋内配線保護の現況

屋内配線の保護についての現行の電気工作物規程では単に自動遮断器によることを規定しているが、電線の太さと自動遮断器の定格との選び方は何も定めてないために、各電力会社ではそれぞれの立場で内線規程や工事規程でその組合せを定めており、各社まちまちであるが、米国では電気工事規程 (N. E. Code) に明記し統一されている。

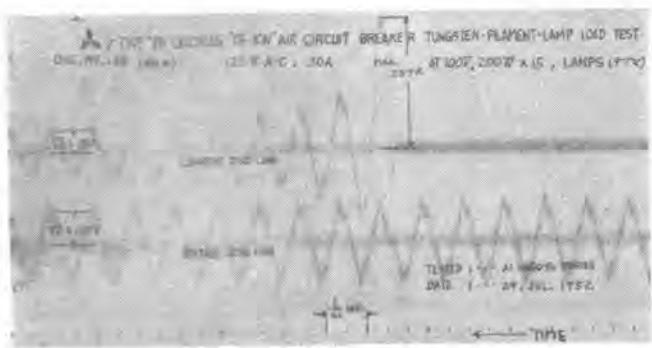
屋内配線の過電流保護装置の具備すべき条件について米国のエジソン電気研究所 (E. E. I.) が主催して屋内電路の保護についての調査事項を公表しており、その内容の概要は筆者がすでに紹介した⁽²⁾が、重要な点を再録すれば次のようなものである。

- (1) 米国における電気による火災の統計
- (2) 住宅の分岐回路の負荷の現況と定格の趨勢
- (3) 電線およびコードの通電試験
- (4) 家庭用電動器具の起動特性の影響
- (5) 分岐回路保護装置の好ましい特性の決定
- (6) これにもとづいて各種自動遮断器の試験結果の検討

これらの資料によつて回路遮断器の動作特性は画期的な改良が加えられ、いろいろな考案が発表せられている。米国における分岐回路の定格は 15, 20, 30, 50A で、この回路に適合する最小電線 AWG #14, 12, 10 および #6 の保護装置にはそれぞれ 15, 20, 30, 50A の自動遮断器を用いている。もちろん分岐回路には器具用コードも接がれ、短絡事故が起ればコードの発煙、溶断などの事故なく動作する遮断器であることが必要で、整定電流以上の電流では電磁引外がはたらく熱電磁式の遮断器が貢用されている。

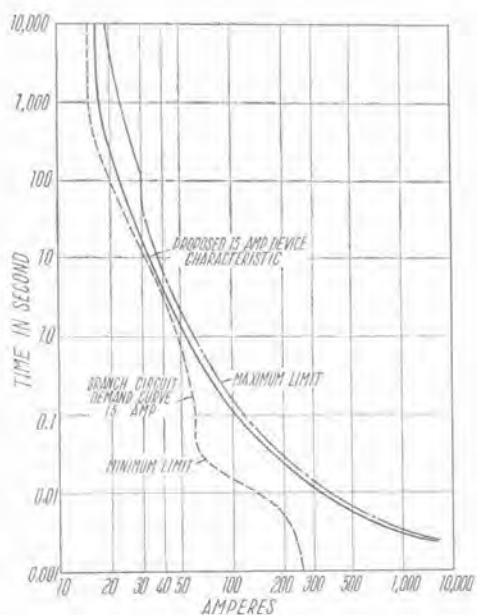
この遮断器の規格は米国火災保険協会試験所の "Standard for Branch-Circuit and Service Circuit-Breakers (1949)" によつておりその要点は、つきのとおりである。

- (1) 開閉機構が完全に密閉され、リベットの除去、コンパウンドの除去、その他破壊しなければ動作電流が変更できない構造であること
- (2) 白熱電球の越流で閉路時に作動しないこと
- (3) 定格電流を連続通電するも動作しないこと
- (4) 定格電流の 125 % の電流で 60 分以内に動作すること(定格電流 50A 以下)
- (5) 定格電流の 200 % の電流で 2 分以内に動作すること(定格電流 30A 以下, 41~50A では 4 分以内)
- (6) 短絡電流では瞬時に動作し、器具、電線、コードに過度の温度上昇を起させず、規定の遮断容量(100 A まで 5000A の試験回路)を持ち遮断が安全であること。



2 図 タングステン電球の越流

Fig. 2. Overshooting current of tungsten lamp.



3 図 E.E.I. 要求および推奨性能曲線

Fig. 3. E.E.I. Demand curve and proposed protective device characteristics.

(7) 開閉の位置、自動遮断の位置が明確に表示され、引外自由型であること。

(8) 周囲温度や取付方法によつて動作特性が大きく変わること。

家庭電化が広まつて分岐回路にいろいろな負荷が接がるが、その大部分はやはり電灯で、最近では蛍光灯もかなり進出したがタングステン電球が圧倒的に多い。タングステン電球は消灯時のヒラメント抵抗が、点灯時のそれにくらべ非常に少く(約14~15分の1)、点灯瞬時に流れる電流(一般に越流と呼んでいる)が非常に大きい。しかしこの電流は2図に示すオシログラムでも明かなように数サイクルで定常状態になるが、電磁式引外の構造によつてはこの越流で動作するものがある。したがつて電球点灯時に動作しないことを確認する試験が課せられる。蛍光灯ではその点灯方式によつても相異するが、越流に相等するものは起動電流で、これはさほど問題にならない。つぎに冷蔵庫、洗濯機のような電動機による家庭電気機器では、電動機の起動電流によつて自動遮断器

が動作しないことが必要で、起動電流値が規格で制限されているものもある。これらの負荷機器や電灯が支障なく運転されるために回路として要求する曲線を検討してE.E.I.の資料ではデマンド曲線として15, 20A回路について公表し(3図)、これをもとにProposed Device Characteristicsを発表している。この特性を満足すれば前記した諸条件を満すことができることを確めたものである。

この特性はわが国にも適用し得るものであるが、実際には電力会社の工事規程も相異しており、また電線の構造、したがつて許容電流値のとり方も相異するので、この特性は一部修正する必要がある。この修正点を検討するためには電線の許容電流、温度上昇一時間特性、ヒューズの溶断特性などの資料が不十分であり、さらに使用し得るコードの太さの相異も見のがせない。この点については後章で検討するが、この特性要求項目については東京電力福田、小林両氏の提示された資料⁽¹⁾によつて大要をうかがうことができる。

4. 屋内配線の短絡電流の検討

屋内配線に起り得べき短絡電流は、個々の電気設備について計算によつて推定できるが、1表のような資料が電気工学ハンドブックに発表されている。この表は交流100Vの屋内配線の引込口開閉器または分電盤の位置での短絡電流の実測値である。近時電気が広く利用され電源容量が急に大きくなつていて、この古い資料とは相当相異していることも想像されるが、これは主に大口需要家の設備で、この場合は設備相当の保安装置が設けられていることであろう。都市密集地帯、繁華街を除いた一般需要家では依然として電圧降下と電力制限による不便

1表 屋内配線の短絡電流

需 要 家	短 絡 電 流 A		
	最 大	最 小	平 均
高圧受電の大口需要家	3,500	710	1,800
架空線供給の小口需要家	1,100	140	450
地中線供給の小口需要家	1,390	83	595

電気工学ハンドブック屋内配線第51表による

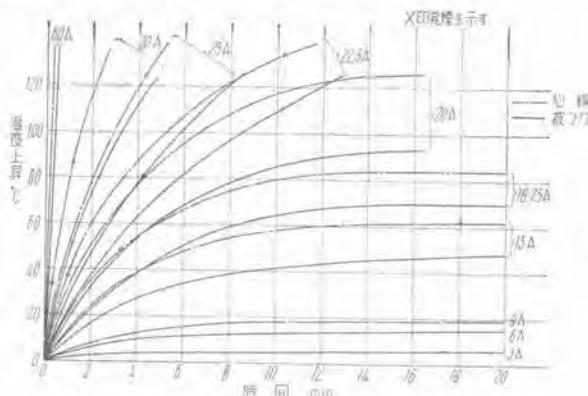
2表 50,000A 短絡試験回路にコードを接続したときの実測電流

遮断器 定格	コード種別	短絡電流 A	
		コード長さ 1 m	コード長さ 2 m
15A	袋 打	625	354
	ビニール	740	347
20A	袋 打	745	360
	ビニール	730	357
15A 20A	袋 打	1,510	870
	袋 打	1,400	830
30A	袋 打	1,550	1,350
	ビニール	7,840	1,300

をかこつていることから、この古い資料と余り変化がないといつても過言でなかろう。一方今日広く用いられる小口需要家の引込口用カットアウトスイッチ（JISC 8301）の遮断電流は 1,000A と規定しており、この程度の遮断電流で一応満足しているようである。

この短絡電流値は引込口の負荷側端子で短絡が起つたときの値で、屋内配線の末端のコンセントからとられる器具用コードの一部分や電灯コードの一部で短絡の起つたときには、多少の例外はあるにしても数 100A 程度が流れるにすぎない。当社が実測した一例をあげると 2 表のとおりである。これは引込口での短絡電流を 5,000A としたとき、当社 BH 型ノーヒューズ遮断器の定格電流 15, 20, 30A のものと、 0.5 mm^2 , 0.75 mm^2 , 1.25 mm^2 の器具用コードとを直列に接続し、そのコードの長さをそれぞれ 1m の場合と 2m の場合について、コードの末端で短絡させたとき流れた電流値である。コードの長さは家庭電気器具の JIS 規格で定められた長さを参考とし、電気器具の端子の部分とそのコードの中間で短絡した場合とを想定したものである。コンセントでの短絡はコードに関係なく、コンセント直後のコードの短絡は非常に少ないと見做した。

引込口で 5,000A の短絡電流が流れる回路の電源変圧器を求めるとき、3,000/100V 級柱上変圧器で内部インピーダンス 2.5%，それに外部抵抗を内部インピーダンスに等しいと仮定して合成インピーダンスは 3.54% となるから大体 20 kVA 程度の変圧器となる。これは都市中心部における設備としても小さい方ではないし、5,000A は高圧受電の大口需要家の分電盤分岐回路に対しても妥当な数値と考えられる。コードの保護を検討するさいに、コードを遮断器に直列に接ぎ短絡したさいの実際の短絡電流値を 5,000A とすることを要望されるむきもあるが、これは甚だ苛酷で、実際の電流値が 5,000A となれば試験回路の整定電流は 10,000A を超えることとなり、このような回路には 5,000A 遮断定格の遮断器は使用し得ないことになる。このことは後章の短絡試験結果からも明かである。

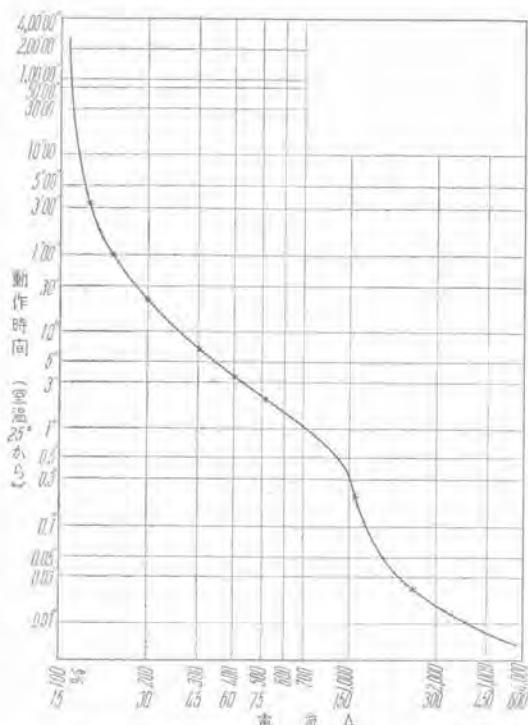


4 図 袋打器具用コード 0.5 mm^2 (2 心) 温度上昇曲線(架空)
Fig. 4. Temperature rise curves for two core 0.5 mm^2 braided cord for apparatus.

3 表 0.5 mm^2 コード短絡試験結果

遮断器定格	使 用 コード	電 壓 V	電 流 A	遮断時間	コード温度上昇 $^{\circ}\text{C}$		測定法
					被覆	心線	
BH 15A	袋打 2 心 0.5 mm^2 $l=2 \text{ m}$	18.75 22.5 30 45 120 60 75 155 252 354	3分20秒	35	49		
			1分30秒	22	37	ストップ	
			22 分	18	34	ウォッチ	
			6.5 分	16.5	30.5		
			3.5 分	14.5	24	サーモカップル	
			2 分	14.5	23.5		
			0.208	暖く感ず	*6~7	オシログラフ	
			0.0234	?	*5~6		
			0.0121	?	*2~3		
			0.0107	?	*3~4	オシログラフ	
	$l=1 \text{ m}$	625					

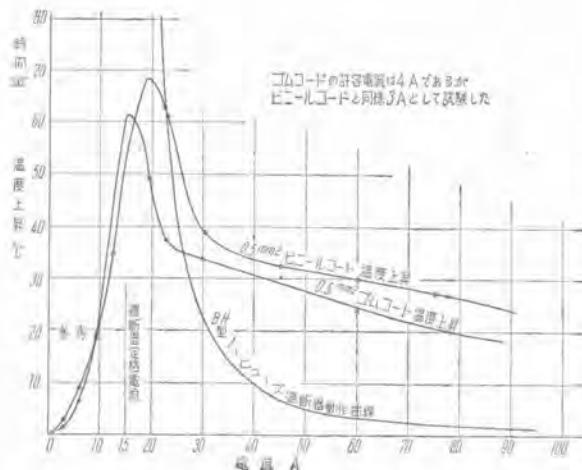
* 正確な計測はできない。



5 図 15A 定格 BH 型遮断器動作特性
Fig. 5. Operating characteristic curve for type BH circuit breaker rated 15A.

5. 器具用コードの温度上昇

BH 型遮断器の保護目的はコードの温度上昇を防ぐものではないが、コードの発煙や溶断にたいしての保護を検討するための資料として、コードの温度上昇を調べた。米国の規格やデマンド曲線、要望特性が妥当かどうかの検討で問題となるのは、米国の工事規程では器具用コードの許容最小径を $\#18$ (0.81 mm^2) としているが、わが国の工作物規程では最小導体太さ 0.75 mm^2 が標準で、軽小な家庭用電気器具に取付ける場合には 0.4 mm^2 (最近は 0.5 mm^2 が多い) のコードの使用も認めている。それでコードの温度上昇もこの太さのものについて行つた。二心コードを 2m の長さに切り一端をハンダ付して中央部の心線にサーモカップルを埋め水平に保持し、許容電



6 図 0.5 mm^2 器具用コードの温度上昇 (15A BH 型
遮断器で 0.5 mm^2 器具用コードを保護した場合)

Fig. 6. Temperature rise of 0.5 mm^2 cord for apparatus.

流より種々の電流を流した場合の温度上昇は 4 図である。この図は袋打コードであるが塩化ビニールコードについても測定した。塩化ビニールコードは熱比抵抗が大で同一電流ではゴムコードに比し温度上昇が高い。発煙温度は電流によつて相異し、電流が増せば発煙までの時間が短くなり、被覆の熱発散が少くなり発煙時の心線温度は高くなるが大体 $85\sim130^\circ\text{C}$ であつた。

工作物規程の改正案によれば、米国電気工事規程、および東京電力内線規程にならひ、分岐回路定格を自動遮断器の定格によつて定めることになるが、いま引込口の自動遮断器として当社 BH 型遮断器を用いた場合にどの程度のコード保護ができるかを実測した結果 3 表を得た。この試験に使用した BH 型遮断器の動作特性は 5 図で、これと 0.5 mm^2 コードの温度上昇曲線とから作図によつて得られた温度上昇を 6 図に示した。この試験の結果を検討するとコードの最高温度上昇を示すのは BH 型遮断器の最小動作電流の近くで、その値は $60\sim70^\circ\text{C}$ に達する。コードの過電流保護はこの遮断器の保護目的でなく短絡時の過大電流による災害を防ぐのが目的であるから、遮断器の定格電流以下の電流に対しての温度上昇は参考値としてかかげた。

3 表の試験の結果組合される遮断器定格の大約 105 % 以上の電流からコードの許容電流値の約 40 倍までの電流について発煙保護ができるこことを認めることができたが、この結果から短絡電流が数 10A の場合にも十分保護できることが明かである。

6. コードを含めた遮断試験

(規格案による)

当社ノーヒューズ遮断器のようにモールド内に納めた回路遮断器の規格は、目下日本電機工業会と電気協会が協同で特別委員会を設け審議中であるが、その遮断電流値のきめ方

は遮断器を取除いた試験回路の電流値で表わすこととし、 $2,500\text{A}$, $5,000\text{A}$ および $10,000\text{A}$ の 3 種としている。(米国では $5,000\text{A}$, $10,000\text{A}$ の 2 種で、 $5,000\text{A}$ は 250V , 100A 以下に適用する。また JIS 8314 簡形ヒューズは 60A まで $5,000\text{A}$, それ以上 $10,000\text{A}$ である) コードの長さは单心 1m (2 心コードの 50cm で短絡した場合に相当する) とし、遮断器に直列に接続して試験電流を流し、コードの発煙溶断の有無を確めることに仮決定している。

当社はこの案にもとづいて、 15A 定格の BH 型遮断器と 0.5 mm^2 の单心コード 1m とを組合せ、 $5,000\text{A}$ の試験回路で試験した。その結果は 4 表に示すとおりで、そのときのオシログラムを 7 図から 10 図に示した。

この結果 $5,000\text{A}$ の試験回路で 0.5 mm^2 の单心コード 1m については安全に保護し得ることを確認することができた。また参考として 0.5 mm^2 单心コード長さ 10cm のときの試験を行つたが、このときは遮断器が動作しているのにコードも同時に心線が溶断し、保護ができなかつた。しかしコードの被覆への点火はなかつた。さらに同一電流で 0.75 mm^2 の单心コード 10cm の試験を行つたがこの場合は完全に保護できた。

7. 電線保護としての遮断器とヒューズ

屋内配線保護に設けられる自動遮断器の代表的なものにヒューズと遮断器とがあり、両者の規格は 5 表に示したとおりである。同一目的にたいし規格の内容にはかなり相異しているし、また戦後米国規格が一部に使用されてヒューズはきわめて混乱している。これらの保護装置の規格改訂や新設には、前記の特別委員会がけて審議中であるが、この委員会の資料を参考にして現行規格によつたヒューズと当社 BH 型遮断器との電線保護のようすを調べた。

工作物規程によれば 15A の分岐回路には、いかなる定格のヒューズを組合せるかは規程していないので、東京電力の内線規程によつて、 15A の爪付ヒューズ、簡形ヒューズおよび当社の BH 型遮断器を用いて 1.6mm の

4 表 コードを含む短絡試験

遮断器定格	回路電圧 V	遮断電流 A	遮断時間	遮断状況	条件	オシロ番号
BH 型	125~126	2,090	0.00565	異常なし	0.5 mm ² 单心 器具用ビニールコード 長さ 1 m	295
		2,190	0.00653	"		296
		2,070	0.00834	"		297
	15A	2,135	0.00445	"	0.5 mm ² 单心 器具用ゴムコード 長さ 1 m	298
		1,980	0.0097	"		
		1,860	0.0095	"		
125V	3,820	0.00658	心線溶断	0.5 mm ² 单心 ゴムコード 長さ 10 cm		
		3,080	0.00745	被覆引火せず		
	4,100	0.0081	異常なし	0.75 mm ² 单心 ゴムコード 長さ 10 cm		
試験回路				5,290A	力率 62%	291

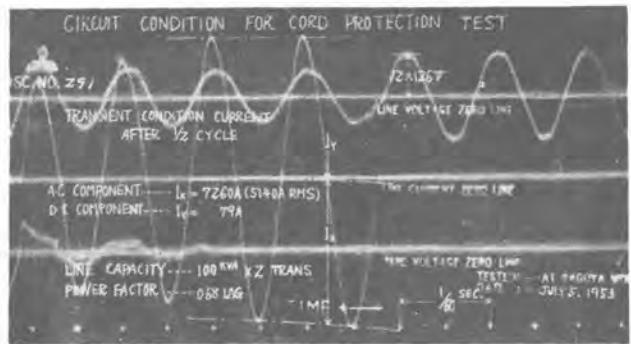


Fig. 7. Confirmation of 5,000A testing circuit.

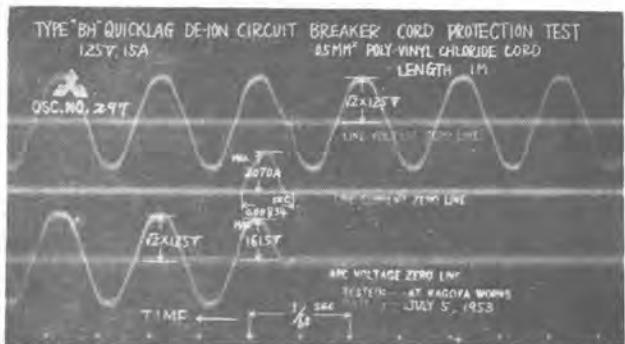


Fig. 8. Short circuit test for circuits including 0.5 mm^2 vinyl chloride covered cords 1st test.

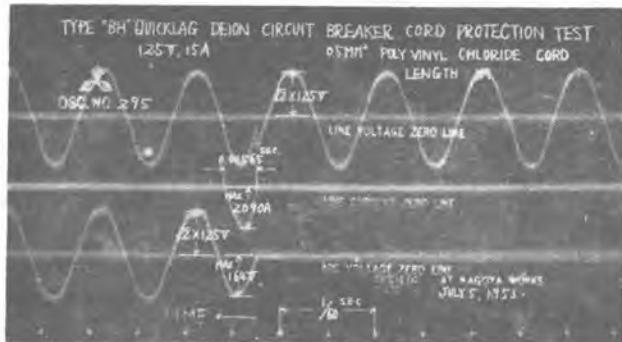


Fig. 9. Short circuit test for circuits including 0.5 mm^2 vinyl chloride corde 3rd test.

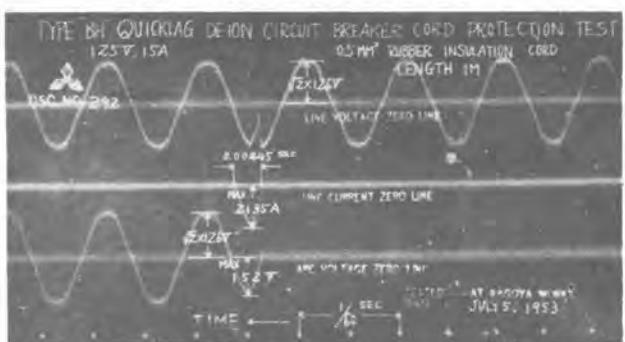
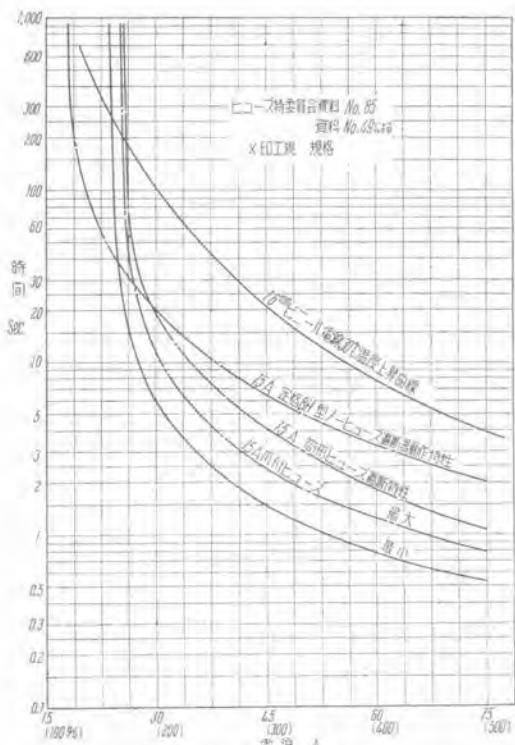


Fig. 10. Short circuit test for circuits including 0.5mm^2
rubber covered cords 1st test.

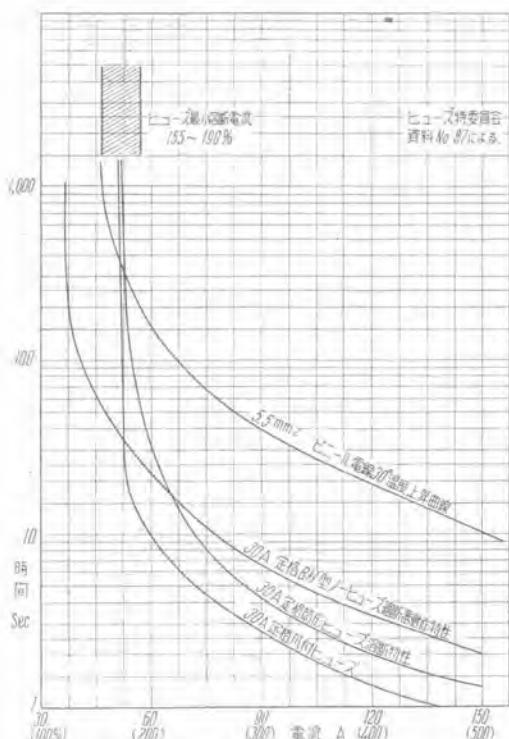
5表 ヒューズ規格一覧表

規格名	過負荷耐量	溶断特性			遮断電流		
工作物規程(1950) 裸ヒューズ 低圧 200A 以下 JES 電気 8313 爪ツキヒューズ	1.25 I_n 連続 1.45 I_n 5 分以上	2 I_n 1 分以内			指定なし		
JES 電気 8314 筒形ヒューズ 250 V 600A 以下	1.4 I_n 連続	30A 以下 1.9 I_n 40A 以上 1.8 I_n 時間規定なし			60A 以下 5,000A 60A 以上 10,000A 力率 40% 以下 試験回路の端子間で短絡したときの値		
参考	Underwriter (1947) N. E. Code A. B. Rules 600 V 600A	1.1 I_n 連続	I_n	1.35 I_n	2 I_n		
			0~30	60 分以内	2 分以内		
			31~60		4 "		
			61~100		6		
			101~200		8		
			201~400	120 分以内	10		
			401~600		12		
参考	Underwriter Branch Circuit Breaker		I_n	1.25 I_n	2 I_n		
			0~40	60 分以内	2 分以内		
			41~50	"	4 "		
			51~100	1	6		
			101~225	120 分以内	8		
			226~400		10		
			401~600		12		
			交流の場合は力率 0.45~0.50				
			250 V	100A 以下	5,000A		
				100A 以上	10,000A		
			600 V	全部	10,000A		



11 図 15A 定格自動遮断器の特性と電線との関係
Fig. 11. Relation between characteristics of automatic circuit breakers rated 15A and electric cords.

ビニール電線を保護する場合を考える。1.6 mm² ビニール電線の温度上昇を 30°C に保えたときの電流・時間曲線とそれぞれの保護装置の動作特性との関係は 11 図である。また 12 図は 30A 定格の保護装置と 5.5 mm² ビニール電線との同様な関係を示したものである。図中爪付ヒューズは代表的ヒューズメーカーの製品を電気試験所で試験された結果で、その最小溶断電流は 160～170 % であり、筒形ヒューズは日本電機工業会のメンバが自社製のものについて試験したものので、その最小溶断電流は 170 % 位で、いずれも JIS 規格または工作物規程の特性に合格している。BH 型遮断器の動作特性は 5 図の特性で、これも平均動作特性に近く、最小動作電流は約 105 % であり、米国火災保険試験所の標準に準拠して製作したものである。1.6 mm² ビニール電線の 30°C 温度上昇曲線は、電線工業会の資料によつたもので、筒形ヒューズ溶断曲線とは 175 % の電流で 200 秒で交り、爪付ヒューズの溶断曲線とは 160 % の電流で 280 秒で交るが、しかし BH 型遮断器の動作曲線とは交らない。このことは 1.6 mm² のビニール電線は 15A の筒形ヒューズや爪付ヒューズでは、定格電流の 130 % から 160 % または 170 % の電流が流れたときには電線の温度上昇は 30°C を超えることを示し、上記の過電流について 30°C 以下の上昇値に保つことができないことを意味する。すなわち完全な保護ができない。30A 定格の保護装置と 5.5 mm² のビニール電線との場合も同様である。BH 型遮断器とは交らないということは過電流のあらゆる範囲で電線の温度上昇は 30°C を超えないこと



12 図 30A 定格自動遮断器の特性と電線との関係
Fig. 12. Relation between characteristics of automatic circuit breakers rated 30A and electric cords.

で、電線の過熱保護が完全であることを示している。これらの結果からヒューズの溶断特性のうち最小溶断電流のきめかたは、現在のように定格電流の 140 % で溶断しないというようなものではなく、すくなくとも米国規格の 135 % または 125 % (遮断器)で動作するものが望ましいことを示唆しているものと解せられる。

3. む す び

屋内配線に用いるゴム絶縁電線または塩化ビニール電線の保護に熱動型遮断器を用いてきたが、電路末端のコードとくに 0.5 mm² のコードの短絡時の保護が重視されてきたので、遮断器定格電流の 10 倍以上の電流で瞬時作動する電磁引外を加え、BH 型クイックラグ熱電磁型遮断器を作つた。この遮断器によるコードの保護の成績を公にするとともに、実際屋内電路に起る短絡電流、とくにコードを含めた電路の短絡電流を検討し、試験規格立案上の参考とした。

なお屋内配線過電流保護の立場からヒューズと遮断器の相異を明かにし、最小溶断電流または最小動作電流のとり方にについて私見を述べた。紙面の都合から細部の説明を省略したので著者の意図が十分理解頼えないのではないかと懼れている。つきの機会をとらえて補足したい。

文 献

- (1) 福田・小林 屋内配線用サーキットブレーカ 昭 27-8 月 オーム
- (2) 篠崎 ノーヒューズ遮断器 電気計算 27 年 2 月

積算電力計の電圧寄生振動

福山工場

上野 弘・武田克己

Parasitic Vibration Existing in Induction Watthour Meters

By Hiroshi UENO, Katsumi TAKEDA

Fukuyama Factory

This is an account of theoretical and experimental studies on parasitic vibration generated in the revolving disc of induction type watthour meter owing to the excitation of the potential coil. As this phenomenon has a very important relation with the noise and life of the meter, there have been several literatures made public. But studies made on Type MA and Type MD single phase meters now being produced on a large scale in our company have become clear, thereby the results have been published. The writer deem it a great happiness if this proves helpful to the design of meters in future.

1. まえがき

誘導型積算電力計の電圧寄生振動すなわち電圧線輪の励磁のみによつて回転子円板に発生する機械的振動については、従来の普通型計器ではあまり問題視されなかつたようであるが、最近普及されつつある広範囲計器では発音および寿命の点で相当問題となるよう考へられるので、できるだけ実際の使用状態に近い条件で理論的および実験的にこの問題について検討した。

計器の設計が広範囲化されるにつれ電圧磁束および制動磁束の増大が伴つてくる。したがつて回転子円板に発生される振動強制力が増大され寄生振動がスタートしやすくなつてくる。もし定格電圧においてこの振動が存在するためにビボットが軸受(ジュエル)上を運動しているときはビボットの摩耗は相当大きく、従来 JIS で定義されていた計器の寿命比較係数である機械的良度が無意味なものとなつてくる。

本文では円板振動のスタートする条件、スタートした後の振幅の大小、振動図形、制動磁石配置のいかんにより振動強制力がいかに異なるか、すなわち振動抑制に対してそれが有利であるかなどについて理論的に検討し、実際計器についてこれらを観測した結果から、この

振動が計器の発音、寿命に対していかに重要な関係を有するかを述べ、また負荷電流が流れた場合の影響についても多少の検討を加えた。

2. 制動磁石 2 個を有する対称的配置の場合

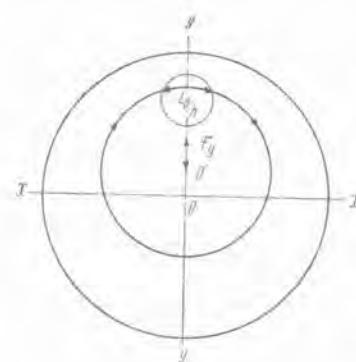
電圧磁束と電圧磁束により円板上に誘起された渦流との間の電磁力を考へると、

f =給与電圧の周波数, $\omega = 2\pi f$

h =電圧線輪による交番磁界の強さ

$H_h \sin \omega t$

$i=h$ により円板に誘起した渦流



1 図 電圧磁束と電圧磁束により誘起された渦流との間の電磁力
Fig. 1. Parasitic force between potential flux and eddy current induced by it.

$$k \frac{dh}{dt} = kwH_p \cos \omega t = I \cos \omega t$$

I_0 =電圧磁束による渦流通路の内、電圧磁束との相互作用により電磁力を発生する部分の長さ

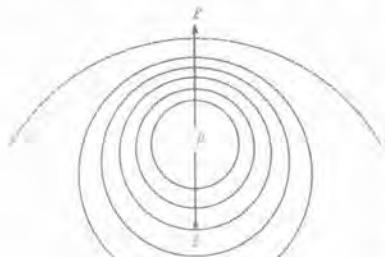
i なる渦流円の中心は1図に示すように、電圧磁束の中心と円板の中心 O を結んだ y 軸上 O' にあると考えられるので、 h と i の相互作用による電磁力は y 軸方向と一致している。

この電磁力は2図に示すごく渦流円密なる部分にできる力 f と渦流円疎なる部分にできる力 f' との差 ($f-f'$) であるから割合小さいものと考えられる。上記 I_0 は $(f-f')$ の電磁力を発生するに等しい i の部分の長さを考えると、この電磁力 f_y は

$$\begin{aligned} f_y &= I_0 h_i = I_0 H_p \sin \omega t I \cos \omega t \\ &= F_y \sin 2\omega t \end{aligned} \quad (1)$$

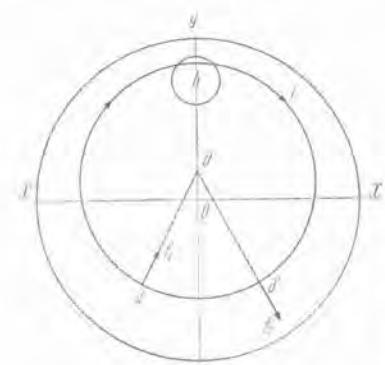
$$\text{ここに } F_y = \frac{1}{2} I_0 H_p I = \frac{1}{2} I_0 k w H_p^2 \quad (2)$$

制動磁束と電圧磁束により円板上に誘起された渦流との



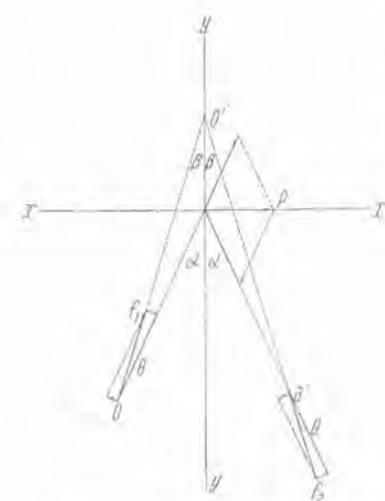
2 図 電圧磁束と電圧磁束により誘起された渦流との間の電磁力

Fig. 2. Parasitic force between potential flux and eddy current induced by it.



3.4 図 制動磁束と電圧磁束により誘起された渦流との間の電磁力

Fig. 3, 4. Parasitic force between damping flux and eddy current induced by potential flux.



間の電磁力を考えると、

b =制動磁石の磁界中の渦流通路の長さ

H_m =制動磁石の磁界の強さ

制動磁石の磁束が、電圧磁束により円板上に誘起された渦流 i を切ることによつてできる電磁力 f_1, f_2 は3図のごとくなる。電圧磁束による渦流円の内制動磁石の磁束を切る渦流円 i の中心 O' は y 軸上に存在すると考えられるが回転子円板の中心 O とは一致せず y 軸上 O 点より電圧磁束の中心に近い側、たとえば O' 点にあるものと考えられる。したがつて H_m と i の相互作用による電磁力は渦流円 i にたいして円板上法線方向すなわち制動磁石中心 a, a' と渦流円中心 O' を結ぶ直線 aO' および $a'O'$ 方向にある。この場合2個の制動磁石はおのおの極性反対の配置とすれば f_1, f_2 は3図の方向となる。4図に示すごく f_1, f_2 を円板の中心 O に働く力と直角な力とに分解すると、 $f_1 \cos \theta, f_1 \sin \theta; f_2 \cos \theta, f_2 \sin \theta$ となる。この内 $f_1 \cos \theta, f_2 \cos \theta$ はそれぞれ円板の中心に働く横圧力でその合成力 f_x はベクトル \overrightarrow{OP} となる。

$$f_1 = b H_m I = b H_m I \cos \omega t$$

$$f_2 = -b H_m I = -b H_m I \cos \omega t$$

$$f_x = f_1 \cos \theta \sin \alpha + f_2 \cos \theta \sin \alpha$$

$$= 2b H_m I \cos \theta \sin \alpha \cos \omega t \quad (3)$$

$f_1 \sin \theta, f_2 \sin \theta$ は $Oa = Oa' = r$ をアームとする同方向のモーメントでその値は

$$m = rf_1 \sin \theta + rf_2 \sin \theta = 2rb H_m I \sin \theta \cos \omega t \quad (4)$$

(1)式の f_y と(3)式の f_x は円板の中心に働く横圧力であるから円板全体を併進振動させる力であり、(4)式のモーメント m は円板の中心 O を中心とする回転振動させるモーメントである。

f_x と f_y による円板の併進振動の運動方程式は、 x 方向を実数軸とし y 方向を虚数軸と考えた複素ベクトルとして取扱えれば、

$$\begin{aligned} M \left(\frac{d^2x}{dt^2} + j \frac{d^2y}{dt^2} \right) - N \left(\frac{dx}{dt} + j \frac{dy}{dt} \right) + R(x + jy) + (Q_x + jQ_y) \\ = (2b H_m I \cos \theta \sin \alpha \cos \omega t) \\ + j \left(\frac{1}{2} I_0 H_p I \sin 2\omega t \right) \end{aligned} \quad (5)$$

ここに

M =回転子全質量

N =制動磁石による制動係数

R =潜動防止穴による制動係数で、この場合制御力は変位に正比例するものと仮定した

$Q = Q_x - jQ_y$ 円板全体を動かす場合の摩擦力でビボットへ回転子全重量がかかりジューエル上を移動する場合の摩擦力

$= Mg\mu, Q_x$ は x 軸方向の分力、 Q_y は y 軸方向の分力と考える

μ =ビボットとジューエル間の摩擦係数

g =重力の加速度

この運動方程式は流体摩擦、固体摩擦が同時に存在する場合の強制振動の式に相当し、上式の右辺を簡単にし

て

$$f_x + jf_y = F_x \cos \omega t + jF_y \sin 2\omega t \quad \dots \dots \dots (6)$$

と考えた場合、この力の最大値が静止固体摩擦 Q より大なる時、始めて振動が起るのであり、静止固体摩擦 Q より小なる時は振動は起らない。

振動がスタートする条件は

$$(f_x + jf_y)_{\max} > Q \text{ 静止}$$

$f_x + jf_y$ の最大値は

$$F_x^2 \cos^2 \omega t + F_y^2 \sin^2 2\omega t$$

$$= F_x^2 \cos^2 \omega t + 4F_y^2 \sin^2 \omega t \cos^2 \omega t$$

の最大値で、上式を t について微分して O とおくことにより、極大、極小を求めるとき、

$$\sin 2\omega t = 0 \quad \dots \dots \dots (a)$$

$$\sin^2 \omega t = \frac{1}{2} \cdot \frac{1}{2} \left(\frac{F_y}{F_x} \right)^2 \quad \dots \dots \dots (b)$$

なる場合で (a) より極大値は F_x 、極小値は O ；(b) より極小または極大値は

$\left(F_y + \frac{1}{4} \frac{F_x^2}{F_y} \right)$ となる。最大値は F_x かあるいは

$\left(F_y + \frac{1}{4} \frac{F_x^2}{F_y} \right)$ でいずれが最大になるかは F_x と F_y の割合により決ることであるが、 $F_x \gg F_y$ の場合には

F_x が最大値となり、 $F_x \gg F_y$ の場合には

$\left(F_y + \frac{1}{4} \frac{F_x^2}{F_y} \right)$ が最大値となる。

今考えている制動磁石 2 個の場合には $F_x \gg F_y$ と考えられるので F_x が最大値となる。すなわち振動がスタートする条件は

$$2bH_m I \cos \theta \sin \alpha > \mu \text{ 静止 } M_g \quad \dots \dots \dots (7)$$

(5) 式を x 軸方向、 y 軸方向別々に取扱えば

$$M \frac{d^2x}{dt^2} + N \frac{dx}{dt} + Rx + Q_x = 2bH_m I \cos \theta \sin \alpha \cos \omega t \quad \dots \dots \dots (8)$$

$$M \frac{d^2y}{dt^2} + N \frac{dy}{dt} - O + Q_y = \frac{1}{2} l_0 H_m I \sin 2\omega t \quad \dots \dots \dots (9)$$

(8) 式、(9) 式の Q_x 、 Q_y はそれぞれ時間 t の函数と考えられ、

$$Q_x = Q \sqrt{\left(\frac{dx}{dt} \right)^2 + \left(\frac{dy}{dt} \right)^2},$$

$$Q_y = Q \sqrt{\left(\frac{dx}{dt} \right)^2 + \left(\frac{dy}{dt} \right)^2}$$

とすると、複雑な微分方程式となり現象を掴むのに困難である。故に運動摩擦係数 μ が今考えている振動の場合(ビボットがジューエル上を運動する速度範囲で)速度に正比例するものと仮定すると、単位速度当りの摩擦力を q とおいて

$$Q_x = q \frac{dx}{dt}, \quad Q_y = q \frac{dy}{dt}$$

ただし $\frac{dx}{dt}$ 、 $\frac{dy}{dt}$ がともに O なる時は M は静止摩擦係数となり大きな値になるものとする。

このように仮定した場合の (8) 式、(9) 式はそれぞれ

$$M \frac{d^2x}{dt^2} + (N+q) \frac{dx}{dt} + Rx = 2bH_m I \cos \theta \sin \alpha \cos \omega t \quad \dots \dots \dots (10)$$

$$M \frac{d^2y}{dt^2} + (N+q) \frac{dy}{dt} = \frac{1}{2} l_0 H_m I \sin 2\omega t \quad \dots \dots \dots (11)$$

定常振動の変位はこの微分方程式の特解で公式により

$$x = C_x \cos(\omega t - \gamma_1) \quad \dots \dots \dots (12)$$

$$y = C_y \sin(2\omega t - \gamma_2) \quad \dots \dots \dots (13)$$

$$C_x = \frac{2bH_m I \cos \theta \sin \alpha}{\sqrt{R^2 + \omega^2[(N+q)^2 - 2MR] + \omega^4 M^2}} \quad \dots \dots \dots (14)$$

$$\gamma_1 = \tan^{-1} \frac{\omega(N+q)}{R - \omega^2 M} = \tan^{-1} \left(-\frac{N+q}{\omega M} \right) \quad \dots \dots \dots (15)$$

$$C_y = \frac{l_0 H_m I}{4 \cdot \omega \sqrt{(N+q)^2 + 4\omega^2 M^2}} = \frac{l_0 k H_m^2}{4 \sqrt{(N+q)^2 + 4\omega^2 M^2}} \quad \dots \dots \dots (16)$$

$$\gamma_2 = \tan^{-1} \left(-\frac{N+q}{2\omega M} \right) \quad \dots \dots \dots (17)$$

振幅 C_x は (14) 式より明かなように電圧に正比例し、 C_y は (16) 式より明かなように電圧の自乗に比例する。力と変位の間の位相差 γ_1 、 γ_2 は (15)、(17) 式より明かなように (-) 符号を持ち、周波数に関係する。

モーメント m (4) 式は円板の中心 O を中心とする回転振動でその運動方程式

$$M' \frac{d^2\delta}{dt^2} + N' \frac{d\delta}{dt} + R'\delta = 2\gamma bH_m I \sin \theta \cos \omega t \quad \dots \dots \dots (18)$$

ここに M' = 回転子の慣性能率 = $\frac{M}{2} G^2$ (ただし G は円板半径)

N' = 制動磁石の単位角速度当りの制動係数 = γN

R' = 潜動防止穴による単位角変位当りの制御係数

$$= \gamma' R$$

(18) 式の場合ビボットとジューエル間の回転摩擦は微小なる故無視した。

併進振動の場合のビボットとジューエル間の摩擦力は前記のごとく静止の場合 μMg で無視できないのみならず、強制力小なる場合は振動を起しない程大であつたが、ビボットとジューエル間の摩擦回転力はビボットとジューエル間の接触刃の半径を a とした場合

$$\frac{3}{16} \pi \mu a M g$$

で表わされ、普通 μMg が 3 gr 前後に比し $\frac{3}{16} \pi \mu a M g$ は 0.003 gr/cm 前後でモーメント m の腕は 3 cm 前後であるから 0.001 gr となり無視できる程小である。定常回転振動の角変位は (18) 式の特解で公式により

$$\delta = D \cos(\omega t - \gamma_3)$$

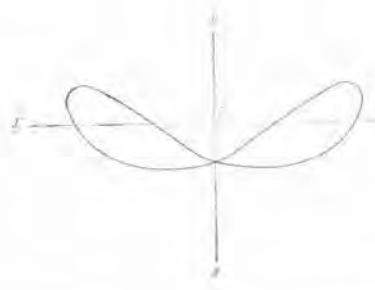
$$D = \sqrt{R'^2 + \omega^2(N'^2 - 2MR') + \omega^4 M^2}$$

$$\gamma_3 = \tan^{-1} \frac{\omega N'}{R' - \omega^2 M} = \tan^{-1} \left(-\frac{N'}{\omega M} \right) \quad \dots \dots \dots (19)$$

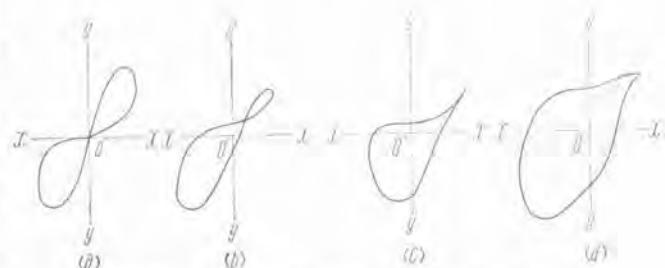
$$= \tan^{-1} \left(-\frac{N}{\omega M} \frac{2\gamma}{G^2} \right)$$

観測点における変位 ξ は観測点と円板の中心 O を結ぶ距離 p に比例するので

$$\xi = p\delta = pD \cos(\omega t - \gamma_3) \quad \dots \dots \dots (20)$$



5 図 円板中心の併進振動（制動磁石 2 個の場合）
Fig. 5. Vibrating motion at the center of disc (in the case of two damping magnets)



6 図 円板側面の振動（制動磁石 2 個の場合）
Fig. 6. Vibrating motion at the edge of disc (in the case of two damping magnets)

普通の場合 θ が割合小さいので θ は各観測点と円板の中心 O を結ぶ半径方向にたいして直角な方向の直線交番振動と見なすことができる。式より明かなように、この振幅は電圧に正比例する。力と変化との位相角 γ_3 は式より明かなように $(-)$ 符号を持つ。

円板の中心が受ける併進振動は (12), (13) 式で表わされ、これは明かに Lissajous curve (リサジュールの図形) を描くことを示し、 x は周波数 f , y は $2f$ の交番振動であるから 5 図のごとき 8 字形となる。前記のごとく $C_x \gg C_y$ と考えられるので x 軸方向に振巾の大なる軌跡となる。この振動は円板全体が受けているのであるから観測点の如何に関係なく同様に観測される。

観測点が y 軸上 O 以外の点にある時は、円板の併進振動以外に (20) 式の振動が重なつて観測される。(20) 式の振動はこの場合 x 軸方向と考えてよいので x 軸方向の変位 x' は

$$x' = C_x \cos(\omega t - \gamma_1) \pm p D \cos(\omega t - \gamma_3)$$

ここに $(+)$ 符号は y 軸上円板の中心 O より上側すなわち電磁石側で、 $(-)$ 符号は円板の中心より下側すなわち制動磁石側である。上式を変形すれば

$$\left. \begin{aligned} x' &= A \cos(\omega t - \gamma_1) \\ A &= C_x \cos(\gamma_1 - \gamma_3) \pm p D \cos(\gamma_3 - \gamma_1) \\ \gamma_1 &= \tan^{-1} \frac{C_x \sin \gamma_1 \pm p D \sin \gamma_3}{C_x \cos \gamma_1 \pm p D \cos \gamma_3} \end{aligned} \right\} \quad \dots (21)$$

y 軸方向の変位は円板の中心の場合と同一で $y = C_y \sin(2\omega t - \gamma_2)$ 故に観測点が y 軸上 O 以外の点にあつた時の図形は

$$\left. \begin{aligned} x' &= A \cos(\omega t - \gamma_1) \\ y &= C_y \sin(2\omega t - \gamma_2) \end{aligned} \right\} \quad \dots (22)$$

これは 5 図と同様の図形で y 軸方向の振巾は円板の中心における場合と同一であり、 x 軸方向の振巾は (21) 式に示すとく円板の中心 O より観測点までの距離 p によって異なり、中心 O に対して上、下でモーメント振動の項が $(+)$, $(-)$ 符号を変えるので振巾も異なり、 γ_1, γ_3 が小さい場合には中心 O より下側では円板の中心における振巾より小となり、中心 O より上側では大となる。

観測点が x 軸上 O 以外の点にある時は、円板の併進運動と (20) 式の振動が y 軸方向に重畠されて観測される。故に y 軸方向の変位 y' は

$$y' = C_y \sin(2\omega t - \gamma_2) \pm p D \cos(\omega t - \gamma_3)$$

(\pm) の符号は円板の中心 O に対して左と右で区別される。 p の大なる円板の端の方では $p D \gg C_y$ と考えられるので y' は $p D \cos(\omega t - \gamma_3)$ を基本波と考え、これが 2 倍高調波 $C_y \sin(2\omega t - \gamma_2)$ による歪形波となる。 x 軸方向の変位は円板の中心と同様である。ゆえに図形は

$$\left. \begin{aligned} x &= C_x \cos(\omega t - \gamma_1) \\ y' &= C_y \sin(2\omega t - \gamma_2) \pm p D \cos(\omega t - \gamma_3) \end{aligned} \right\} \quad \dots (23)$$

(15), (17), (19) 式より $\gamma_1 > \gamma_2 > \gamma_3$ でしかも三者共 $(-)$ 符号を持つので (23) 式の図形は 6 図 a), b), c), d) のごとくなる。ここに a) 図は $\gamma_1 = \gamma_2 = \gamma_3 = 0$ とした時 b), c), d) は $\gamma_1, \gamma_2, \gamma_3$ が異なり次第にその数値を大きくしていく時の図形である。

観測点が x 軸上中心 O に対して左側にあつた場合と右側にあつた場合との相違は 6 図を y 軸を回転軸として 180° 反転した図形となる。すなわち y 軸の符号はそのまままで x 軸の符号を $(+)$ $(-)$ 反転した形となる。したがつて振巾は左右同一である。

3. 制動磁石 1 個を非対称および対称配置した場合

制動磁石 2 個を対称配置した場合と電磁石および円板の関係は変えないで、制動用磁石のみ 1 個でしかも非対称配置(普通一般に非対称の場合が多い)とする場合を考える。

電圧磁束と電圧磁束により円板上に誘起された渦流との間の電磁力は (1) 式と同一で

$$f_y = F_y \sin 2\omega t \quad \dots (1)$$

制動磁束と電圧磁束により円板上に誘起された渦流との間の電磁力は、3 図における O 点に制動磁石の磁束中心があるものと考えると

$$f_i = 2bH_m I \cos \omega t$$

この各分力 $f_i \cos \theta$ は中心 O に働く横圧力となり、 $f_i \sin \theta$ は中心 O に働くモーメントである。4 図を参照して $f_i \cos \theta$ をさらに x 軸方向、 y 軸方向の各分力に分解すると

$$x \text{ 軸方向 } f_i \cos \theta \sin \alpha = 2bH_m I \cos \theta \sin \alpha \cos \omega t$$

$$y \text{ 軸方向 } f_i \cos \theta \cos \alpha = 2bH_m I \cos \theta \cos \alpha \cos \omega t$$

$f_i \sin \theta$ は (2) の場合と同様に円板の中心 O を中心と

するモーメントで

$$m = \gamma f_1 \sin \theta = 2\gamma b H_m I \sin \theta \cos \omega t$$

円板の中心 O に対する併進振動の強制力の内 y 軸方向の力は

$$f_y' = \frac{1}{2} l_0 H_p I \sin 2\omega t + 2bH_m I \cos \theta \cos \alpha \cos \omega t \quad \dots \dots (24)$$

右辺第1項は前記のごとく割合小さく右辺第2項は普通 α, θ が小さいので相当大きな値となる。したがつて f_y' は第2項を基本波としそれの2倍高調波(第1項)で重んじて歪形波と考えてよい。 x 軸方向の力は上記のごとく

$$f_x = 2bH_m I \cos \theta \sin \alpha \cos \omega t \quad \dots \dots (25)$$

運動方程式は(2)の場合と同様に

$$\begin{aligned} M \left(\frac{d^2x}{dt^2} + j = \frac{d^2y}{dt^2} \right) + N \left(\frac{dx}{dt} + j \frac{dy}{dt} \right) \\ + R(x+jy) + (Q_x + jQ_y) \\ = (2bH_m I \cos \theta \sin \alpha \cos \omega t) \\ + j \left(\frac{1}{2} l_0 H_p I \sin 2\omega t + 2bH_m I \cos \theta \cos \alpha \cos \omega t \right) \end{aligned} \quad \dots \dots (26)$$

ただし記号は(5)式と同様とする。

右辺の力の最大値が静止固体摩擦 O より大なる時振動を起すことは前回と同様である。

上式の右辺を簡単にして

$$(F_x \cos \omega t) + j(F_y \sin 2\omega t + F_y' \cos \omega t)$$

$F_y' \gg F_y$ とすればこの力の最大値はほぼ $\sqrt{F_x^2 + F_y'^2}$ である。

$$\sqrt{F_x^2 + F_y'^2} = 2bH_m I \cos \theta$$

振動がスタートする条件は

$$2bH_m I \cos \theta > \mu \text{ 静止 } Mg \quad \dots \dots (27)$$

制動磁石の等価磁極の位置 α が(2)の場合と同じ位置にあるとすれば(27)式と(7)式を比較すれば明かなごとく、制動磁石を1個にした方がはるかに振動のスタートに対して条件が悪い。(26)式を(2)の場合と同様、 x 軸、 y 軸別々に取扱いビボットとジユーエル間の運動摩擦係数が速度に正比例するものと仮定すると運動方程式は

$$\begin{aligned} M \frac{d^2x}{dt^2} + (N+q) \frac{dx}{dt} + Rx \\ = 2bH_m I \cos \theta \sin \alpha \cos \omega t \end{aligned} \quad \dots \dots (10)$$

$$\begin{aligned} M \frac{d^2y}{dt^2} + (N+q) \frac{dy}{dt} = \frac{1}{2} l_0 H_p I \sin 2\omega t \\ + 2bH_m I \cos \theta \cos \alpha \cos \omega t \end{aligned} \quad \dots \dots (28)$$

定常振動の変位はこの微分方程式の特解で

$$x = C_x \cos(\omega t - \gamma_1) \quad \dots \dots (12)$$

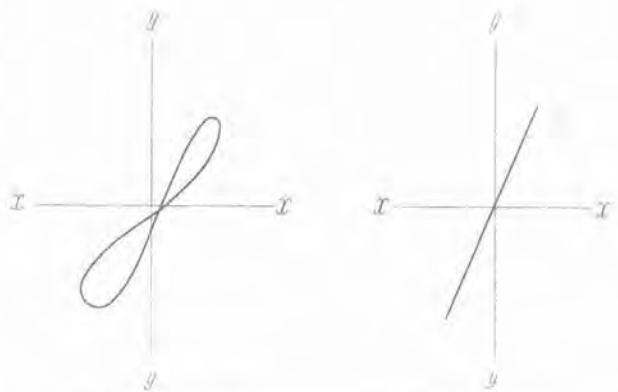
$$C_x = \frac{2bH_m I \cos \theta \sin \alpha}{\sqrt{R^2 + \omega^2[(N+q)^2 - 2MR] + \omega^2 M^2}} \quad \dots \dots (14)$$

$$\gamma_1 = \tan^{-1} \left(-\frac{N+q}{\omega M} \right) \quad \dots \dots (15)$$

$$\begin{aligned} y = y_1 + y_2 = C_{y1} \sin(2\omega t - \gamma_2) \\ + C_{y2} \cos(\omega t - \gamma_1) \end{aligned} \quad \dots \dots (29)$$

$$C_{y1} = \frac{l_0 H_p I}{4\omega \sqrt{(N+q)^2 + 4\omega^2 M^2}} \quad \dots \dots (16')$$

$$\gamma_2 = \tan^{-1} \left(-\frac{N+q}{2\omega M} \right) \quad \dots \dots (17)$$



7, 8 図 円板中心の併進運動(制動磁石1個の場合)

Fig. 7, 8. Vibrating motion at the center of disc.
(in the case of one magnet)

$$C_y^2 = \frac{2bH_m I \cos \theta \cos \alpha}{\omega \sqrt{(N+q)^2 + \omega^2 M^2}} \quad \dots \dots (30)$$

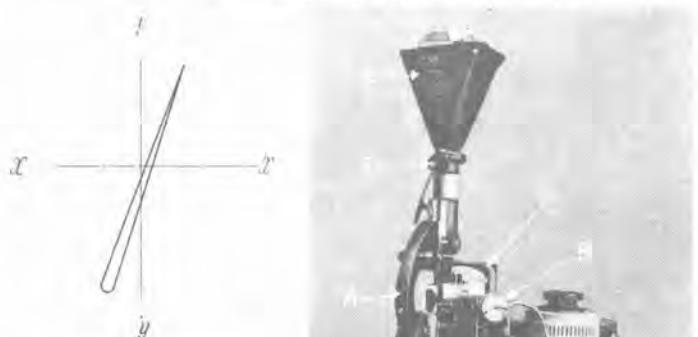
故に円板の中心の併進振動は(2)式の x と(29)式の y との合成振動となる。7図はその一例であり、 $C_y^2 \gg C_x^2$ の時は x と y の位相差はほとんどなしと考えられるので図形はほぼ8図のごとき直線となる。 x 軸の振幅 C_x は(2)の場合と同じであり、 y 軸の振幅は(2)の場合より y_2 による分だけ大である。

円板の中心 O を中心とするモーメント m は(2)の場合と全く同一の値であり、したがつて同一の回転振動を与える。故に観測点が y 軸上 O 点以外の点にある時の振動は(21)式の x' と(29)式の y により支えられる。すなわち

$$\begin{cases} x' = A \cos(\omega t - \gamma_1) \\ y = C_y' \sin(2\omega t - \gamma_2) + C_y^2 \cos(\omega t - \gamma_1) \end{cases} \quad \dots \dots (31)$$

円板の中心の振動の場合と x 軸の振幅および位相が異なる場合で図形はほとんど7図または8図と同様となる。観測点が x 軸上 O 点以外の点にある時の振動は

$$\begin{cases} x = C_x \cos(\omega t - \gamma_1) \\ y = y_1 + y_2 + \xi \\ = C_y' \sin(2\omega t - \gamma_2) \\ + C_y^2 \cos(\omega t - \gamma_1) + pD \cos(\omega t - \gamma_3) \end{cases} \quad \dots \dots (32)$$



9 図 円板側面の振動
(制動磁石1個の場合)

Fig. 9. Vibrating motion
at the edge of disc.
(in the case of one
damping coil)



10 図 円板前面および側面の
振動観測装置
Fig. 10. Apparatus for observing
vibrating motion at the edge of disc.

y_1 は $(y_2 + \gamma)$ に比し微小であるから y はほとんど周波数 f なる正弦波に近くなり、 x も周波数 f なる正弦波であるから (32) 式の図形は 9 図に示すごとく巾の狭い橢円形となる。

1 個の制振磁石が対称配置するわち 3 図、4 図において a 点が y 軸上にきた場合で $\theta = \alpha = 0$ の場合を考える。 f_y は y 軸方向のみとなり x 軸方向の分力は O であり、モーメントも O となる。

したがつて振動強制力は y 軸方向のみで円板全体が併進振動を受ける。

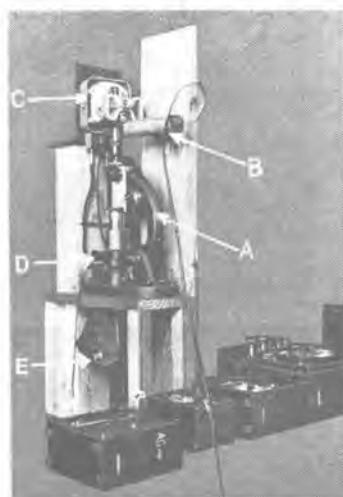
$$f_y = F_y \sin 2\omega t + F'_y \cos \omega t \\ = \frac{1}{2} l_0 H_n I \sin 2\omega t + 2bH_m I \cos \omega t$$

力 f_y の最大値がビボットとジュエル間の静止固体摩擦 Q より大なる時振動がスタートする。 $F'_y \gg F_y$ なる故 f_y の最大値はほぼ F'_y と考えて大差ない。

$$2bH_m I > \mu_{\text{静止}} M_d \quad \dots \dots \dots (33)$$

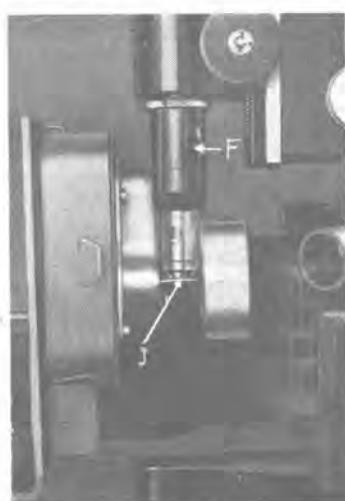
(7) 式、(27) 式および (33) 式を比較するとこの場合が振動のスタートに対して一番条件が悪いことになる。振動がスタートした後の変位は

$$y = y_1 + y_2 = C_y' \sin(2\omega t - \gamma_2) \\ + C_y^2 \cos(\omega t - \gamma_1) \\ C_y' = \frac{l_0 H_n I}{4\omega \sqrt{(N+q)^2 + 4\omega^2 M^2}},$$



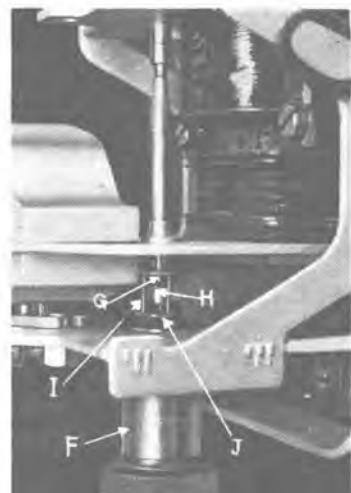
11 図 円板中心の振動観測装置

Fig. 11. Apparatus for observing vibrating motion at the center of disc.



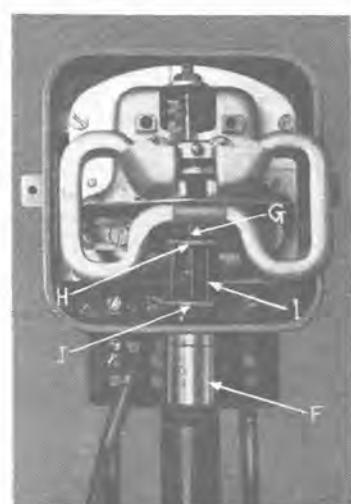
12 図 円板前面および側面の観測方法

Fig. 12. Arrangement for observing the vibrating motion at the edge of disc.



13 図 固定下部軸受

Fig. 13. Fixed lower bearing.



14 図 特殊下部軸受

Fig. 14. Special lower bearing.

$$\gamma_2 = \tan^{-1} \left(-\frac{N+q}{2\omega M} \right) \quad \dots \dots \dots (34)$$

$$C_y^2 = \frac{2bH_n I}{\omega \sqrt{(N+q)^2 + \omega^2 M^2}},$$

$$\gamma_1 = \tan^{-1} \left(-\frac{N+q}{\omega M} \right)$$

$y_2 \gg y_1$ なる故 y の波形は y_2 が y_1 なる 2 倍高調波で歪んだ歪形波となり方向は y 軸と一致した直線である。

4. 観測方法

観測方法は薄いアルミニウム板の表面に黒色ラッカを塗布し、これを水銀蒸気にさらし水銀の微粒を付着させた小片を観測部に貼り付ける。この部分に強い光線を投射して水銀の微粒による反射光線を高倍率の顕微鏡により観測した。10 図、11 図はその装置を示す。A は顕微鏡、B は投光器、C は被観測計器、D は観測口、E は撮影器である。10 図の方法により円板の前面および側面を 11 図の方法により円板の中心すなわちビボットの振動を観測する。顕微鏡はオリックス、撮影器は Leitz のものを組合せ倍率は 380~950 倍とした。倍率が高いため外部の僅かな振動（廻転中の発電機、人の歩行など）が作用して波形を歪めること、また対物レンズと被観測点との距離が小さくなるので光線の投入が適当な角度にな

るようになりますことに注意しなければならない。

観測点は次の三項に分けた。

(1) 円板の前面および側面の観測(倍率 800 倍 15 図～22 図)

これは 12 図に示す方法によつて円板周上の観測を行つた。

(2) 軸受固定によるビボット先端の観測(倍率 950 倍 23 図～26 図)

これは 13 図に示す方法により軸受を固定し、ビボットより 3 本の支柱を出し軸受下方においてビボット中心と思われる点の振動を観測した。

(3) 特殊軸受によるビボット先端の観測(倍率 380 倍 27 図以降)

これは 14 図に示す方法により軸受とビボット先端との静止摩擦力を利用しビボット先端の運動そのままを軸受に伝えこの軸受の振動を観測した。軸受が水平方向に自由に動けるように軸受を弱いビアノ線で支えこれから 3 本の支柱を出し軸受の下方においてビボット中心と思われる点を観測した。ただし振動はビボット先端の振動と位相が 180° 違つた振動を観測していることになる。

以上の図において F は顕微鏡筒、G はビボット、H は軸受、I は支柱、J は被観測面である。15 図より 44 図までは上記の方法により観測撮影した写真である。

5. 観測結果および考察

現在使用中の軸受はジュエルがスプリングで支え



15 図 MD 型円板前面
100 V, 60 ~

Fig. 15. Front edge of disc, type MD,
100 V, 60 ~



16 図 MD 型円板側面
100 V, 60 ~

Fig. 16. Right edge of disc, type MD,
100 V, 60 ~



17 図 MD 型円板前面
150 V, 60 ~

Fig. 17. Front edge of disc, type MD,
150 V, 60 ~



18 図 MD 型円板側面
150 V, 60 ~

Fig. 18. Right edge of disc, type MD,
150 V, 60 ~

19 図 MA 型円板前面

100 V, 60 ~

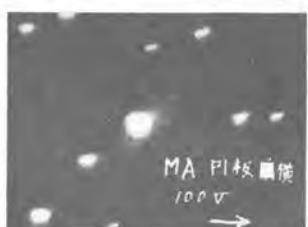
Fig. 19. Front edge of disc, type MA,
100 V, 60 ~



20 図 MA 型円板側面

100 V, 60 ~

Fig. 20. Right edge of disc, type MA,
100 V, 60 ~



21 図 MA 型円板前面

150 V, 60 ~

Fig. 21. Front edge of disc, type MA,
150 V, 60 ~



22 国 MA 型円板側面

150 V, 60 ~

Fig. 22. Right edge of disc, type MA,
150 V, 60 ~



23 国 MD 型中心(軸固定)

100 V, 60 ~

Fig. 23. Center of disc
(fixed lower bearing)
type MD, 100 V, 60 ~



24 国 MD 型中心(軸固定)

150 V, 60 ~

Fig. 24. Center of disc
(fixed lower bearing)
type MD, 100 V, 60 ~



25 国 MA 型中心(軸固定)

100 V, 60 ~

Fig. 25. Center of disc
(fixed lower bearing)
type MA, 100 V, 60 ~



26 国 MA 型中心(軸固定)

150 V, 60 ~

Fig. 26. Center of disc
(fixed lower bearing)
type MA, 150 V, 60 ~



られ軸受ネジとの間に若干間隙のある構造のもので、円板中心の振動が観測できないので円板の前面と側面を12回の方法で観測した。制動磁石2個を対称配置した場合(MD型)で電圧のみ加えた場合は、15図、16図に示すごとく定格100V附近では回転振動のみであり、電圧上昇にともない強制力が増加し静止摩擦力(振動抑制力)以上になると併進振動を起す。この状態は17図、18図に示す。この場合写真に発音中であるのは必ずしも音が聞いているという意味ではなく併進振動を起しているという意味で音は出ない場合もある。併進振動のスタートする電圧は計器個々で異なりまた同一計器でも測定ごとにその値は異なる。このことは摩擦係数 μ が条件によつて異なることが原因と思われる。また一旦スタートした併進振動

はある程度電圧を下げないとストップしない。すなわちストップ電圧はスタート電圧より必ず若干低い。17図は多少上下振動をともなつたため不鮮明となつた。制動磁石1個をわずかに非対称配置した場合(MA型)で電圧のみ加えた場合は19図~22図で、MD型の場合と同様である。21図はクリープのため線の幅が広くなつた。

以上現在使用中の軸受構造ではビボットの振動に対してジュエルもある程度追従して振動しているためビボットとジュエル間の相対的な併進振動のスタートが割合高い電圧(たとえばMA型、MD型の例では115V~130V程度であつた)になつているものと考えられる。

軸受(ジュエル)を固定した場合には、ジュエルはもはやビボットの振動に追従できないため割合低い電圧



27図 MD型中心(特殊軸受)
50 V, 60 Hz

Fig. 27. Center of disc
(fixed lower bearing)
type MD, 50 V, 60 Hz



28図 MD型中心(特殊軸受)
100 V, 60 Hz

Fig. 28. Center of disc
(special lower bearing)
type MD, 100 V, 60 Hz



29図 MD型中心(特殊軸受)
125 V, 60 Hz

Fig. 29. Center of disc
(special lower bearing)
type MD, 125 V, 60 Hz



30図 MA型中心(特殊軸受)
50 V, 60 Hz

Fig. 30. Center of disc
(special lower bearing)
type MA, 50 V, 60 Hz



31図 MA型中心(特殊軸受)
100 V, 60 Hz

Fig. 31. Center of disc
(special lower bearing)
type MA, 100 V, 60 Hz



32図 MA型中心(特殊軸受)
125 V, 60 Hz

Fig. 32. Center of disc
(special lower bearing)
type MA, 125 V, 60 Hz

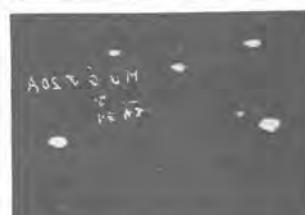
33図 MD型中心(特殊軸受)
0 V, 10 A, 60 Hz

Fig. 33. Center of disc
(special lower bearing)
type MD, 0 V, 10 A, 60 Hz



34図 MD型中心(特殊軸受)
0 V, 20 A, 60 Hz

Fig. 34. Center of disc
(special lower bearing)
type MD, 0 V, 20 A, 60 Hz



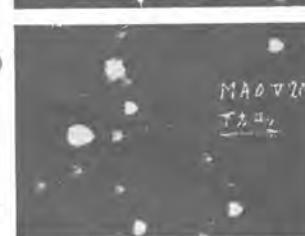
35図 MA型中心(特殊軸受)
0 V, 10 A, 60 Hz

Fig. 35. Center of disc
(special lower bearing)
type MA, 0 V, 10 A, 60 Hz



36図 MA型中心(特殊軸受)
0 V, 20 A, 60 Hz

Fig. 36. Center of disc
(special lower bearing)
type MA, 0 V, 20 A, 60 Hz



37図 MD型中心(特殊軸受)
100 V, 10 A, 同相電流

Fig. 37. Center of disc
(special lower bearing)
type MD, 100 V, 10 A,
in phase current.



38図 MA型中心(特殊軸受)
100 V, 10 A, 同相電流

Fig. 38. Center of disc
(special lower bearing)
type MA, 100 V, 10 A,
in-phase current.

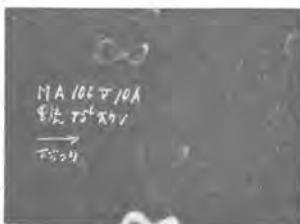




39 図 MD 型中心(特殊軸受)
100 V, 10 A, 45° 遅電流
Fig. 39. Center of disc
(special lower bearing)
type MD, 100 V, 10 A,
45° lagging current



40 図 MD 型中心(特殊軸受)
100 V, 10 A, 45° 進電流
Fig. 40. Center of disc
(special lower bearing)
type MD, 100 V, 10 A,
45° leading current



41 図 MA 型中心(特殊軸受)
100 V, 10 A, 45° 遅電流
Fig. 41. Center of disc
(special lower bearing)
type MA, 100 V, 10 A,
45° lagging current



42 図 MA 型中心(特殊軸受)
100 V, 10 A, 45° 進電流
Fig. 42. Center of disc
(special lower bearing)
type MA, 100 V, 10 A,
45° leading current



43 図 MD 型中心(特殊軸受)
100 V, 20 A, 同相電流
Fig. 43. Center of disc
(special lower bearing)
type MD, 100 V, 20 A,
in-phase current

からビボットとジュエル間の相対併進振動がスタートする。23~26 図はこの場合を示す。23~24 図は MD 型、25~26 図は MA 型である。

軸受（ジュエル）を自由に動けるようにした場合は 27~32 図で振巾と電圧の関係は x 軸方向は電圧に比例し y 軸方向は MD 型の場合電圧の自乗に MA 型の場合電圧の 1~2 乗に比例している。これは前述の理論式によく一致している。

次に計器に電圧のみでなく負荷電流が流れた場合の影響をしらべた。負荷電流が流れることにより起る駆動回転力および制動回転力の横圧力によりビボットとジュエル間の摩擦力が増加するがこの値は定格負荷においても数%で問題になる程でない。一方電流磁束の通過により円板に流れる渦流と制動磁束との間に電磁力が働き振動強制力も若干増加すると考えられる。実際の計器における強制力の増加を見るため前述の特殊軸受(3)を利用し円板回転中のビボット先端の振動を観測した。電流のみ流した場合の振動は 33~36 図で電圧のみによる振動に比しごく僅かであることが知れる。電圧と電流を同

時にくわえた場合は 37~38 図のごとくで、28~31 図と比較すれば明かなように振巾は電圧のみの場合に比しどとんど変化なくただ波形が幾分異なるのみである。電圧に対して電流の位相を変化した場合は 39~42 図に示すように振動波形が変化するのみで振巾には変化はない。次に MD 型において電流を 200% にした場合を 43 図に示す。この場合も電流の影響は大して見出されない。

6. むすび

誘導型積算電力計の電圧寄生電磁力のうち主なるもの二つを考えこれを解析すると、回転振動を起す要因となるモーメントと併進振動を起す要因となる強制力となる。回転振動は相当低電圧からスタートするので定格電圧では常に存在するがビボットとジュエルの接触円の最外端における走行距離を考えても問題にならぬ程小である。故にビボットの摩耗に対してほとんど影響ないと考えて差支えない。

併進振動は振動抑制力（静止摩擦回転力）が大であるため割合高い電圧からスタートする。このスタート電圧はビボット、ジュエル間の摩擦係数 μ の変化により異なるため不安定であるバンドを持つている。円板の併進振動のためビボット、ジュエル間に相対的な併進振動が存在する場合はビボットがジュエル上を走行する距離は相当大きな数字となり定格負荷時の走行距離に比し数十倍にも上るためビボットの摩耗に対して重要な影響をおよぼす。このような場合にはもはやいわゆる機械的良度で計器の寿命を比較推論することはできない。このビボットとジュエル間の相対併進振動を防ぐにはある程度ルーズな下部軸受構造を選べばよい。ジュエルが完全にルーズでビボットの振動に追従できる構造は理想的であるが実際の構造としては外の条件で実現困難であり、当社で現在使用中の MA 型 MD 型の下部軸受構造でも相当程度ビボットの振動に追従できているので相対併進振動のスタート電圧は観測の結果 115V~130V 程度であつた。負荷電流が流れたための強制力の増加はほとんど無視できる程度であり、この場合問題はむしろ円板の回転によるビボット、ジュエル間の摩擦係数 μ の減少である。すなわち最悪の場合の μ (最小値)に対してもビボット、ジュエル間の相対併進振動がスタートあるいは持続しないことが発音およびビボットの寿命に對して考慮を要する重要な点となるのである。

併進振動のスタートする条件式を比較すれば明かなように制動磁石を 1 個で制動するよりも 2 個にして対称配置した方が強制力が小となるため振動はスタートしにくい。

以上下部軸受構造としてビボット対ジュエル構造を持つ積算計器の発音および寿命に重要な関係を持つ円板の電圧寄生振動について理論的および実験的 (MD 型、MA 型につき) に考察しこの振動を防ぐには設計上いかなる考慮が必要であるかを論じた。

参考文献

- (1) F. C. Holtz: The Anomalous Behavior of the Moving Systems of Single-Phase A. C Watt-hour Meters at no Load.
[E. E. Vol. 59, No. 2, Feb. 1940]
- (2) G. F. Shotter: Parasitic Forces Existing in Induction Watt-hour Meters.
[The PIEE Part II No. 53, Oct. 1949]

コンデンサ起動単相誘導電動機の起動特性

名古屋製作所

臼田長一・梶谷定之*

Starting Characteristics of Capacitor Start Single Phase Induction Motors

Choichi USUDA, Sadayuki KAJITANI

Nagoya Works

Theoretical formula for starting characteristics of capacitor start single phase induction motors have been introduced by means of the Tensor analysis, and theoretical values have been worked out with them to attest they are very close to actually measured values. Then, for the purpose of clarifying the change of starting characteristics against the change of frequency especially a simple formula has been worked out. This is represented by an equation of the first degree, and its directional coefficient is easy to determine. This formula, being well coincident with the results of actual measurement within the range of commercial frequencies, is proved to be good for practical use.

I. まえがき

一般に単相誘導電動機の起動特性を算出することは複雑であり、とくにコンデンサ入分相起動では一層複雑なものとなつてゐる。

しかしながらこの起動特性が電圧、周波数の変動によつてどのように変化するものであるか、とくに現下のように電圧、周波数の変動の激しい情勢下にあつては、検討を要する問題となつてくる。

このうち電圧の変動に対する起動特性の変化の様子は理論的にも容易に考察されるのであるが、周波数の変動に対してはまだ理論的にも十分の考察が加えられていない。

そこでわれわれ、 $1\frac{1}{2}$ HP 4P コンデンサ起動単相誘導電動機についてまず起動特性の算式を導きこれによる理論値と実験結果を対比し、ついで周波数の変動に対する起動特性の変化について簡略式を算出し、その変化の様子を明らかにした。

なお起動特性の算出は、「テンソル解析」の方法によつた。

これらの結果、各理論値と実測値とが、算式の近似化による誤差と実測の許容誤差内でよく一致した。

2. 特性の算式

A 記号

計算を進めるにあたつて本文に用いた記号を先に記しておく。

E : 電動機端子電圧

\dot{I}_{as} : 固定子直軸分電流 すなわち主巻線電流

\dot{I}_{qs} : 固定子横軸分電流 すなわち起動巻線電流

\dot{I}_{ar} : 回転子直軸分電流

\dot{I}_{qr} : 回転子横軸分電流

R_s : 固定子主巻線抵抗

X_s : 固定子主巻線インダクタンス

X_m : 固定子主巻線と回転子との相互インダクタンス

R_a : 固定子起動巻線抵抗

R_a' : $R_a + R_c$, 固定子起動巻線抵抗にコンデンサの等価抵抗 R_c を含めたもの

X_a : 固定子起動巻線インダクタンス

R_c : コンデンサの等価抵抗

X_c : コンデンサのリアクタンス

a : 固定子の起動巻線と主巻線との有効巻数比

aX_m : 固定子起動巻線と回転子との相互インダクタンス

R_r : 回転子抵抗

X_r : 回転子インダクタンス

R'_r : $R_r \cdot \frac{X_m^2}{R_r^2 + X_r^2}$ 一次主巻線端子から見た
二次の等価抵抗

$-X'_r$: $-X_r \cdot \frac{X_m^2}{R_r^2 + X_r^2}$ 一次主巻線端子から見た
二次の等価インダクタンス

$a^2 R'_r$: 一次起動巻線端子から見た二次の等価抵抗

$-a^2 X'_r$: 一次起動巻線端子から見た二次の等価インダクタンス

($R'_r, X'_r, a^2 R'_r, a^2 X'_r$, に励磁の損失分を含めて考えても差支えない。)

R_R : $(R_s + R'_r)$ 一次主巻線端子から見た電動機の抵抗分

X_R : $(X_s - X'_r)$ 一次主巻線端子から見た電動機のインダクタンス分

R_A : $(R_a + R_r) + a^2 R'_r$ 一次起動巻線端子から見た電動機の抵抗分
 $= R_a' + a^2 R'_r$

X_A : $(X_c - X_a + a^2 X'_r)$ 一次起動巻線端子から見た電動機のインダクタンス分

Z_M : $\sqrt{R_M^2 + Y_M^2}$ 一次主巻線端子から見た電動機のインピーダンス

Z_A : $\sqrt{R_A^2 + X_A^2}$ 一次起動巻線端子から見た電動機のインピーダンス

以上抵抗、インダクタンス、インピーダンスはいずれも一極当たりについて考える。

ω : 周波数

ω_0 : 基準周波数

$\Delta\lambda$: $(\omega - \omega_0)/\omega_0$ 任意の周波数と基準周波数の差の基準周波数に対する比

S : モータ全負荷運転時の滑り

P : モータ出力

4. 一般的解法

1 図はコンデンサモータの回路図を示し、これを図の如く一極当たりについて直軸分 (d) と横軸分 (q) とに分けて考える。矢印の方向は、電流および回転方向の正の方向を示す。

さてこの回路におけるインピーダンステンソル $[\dot{Z}]$ は、

	ds	dr	gr	gs	
d_s	$R_s + jX_s$	jX_m			
d_r	jX_m	$R_r + jX_r$	$(1-S)X_r$	$(1-S) \cdot a \cdot X_m$	
q_r	$-(1-S)X_m$	$-(1-S)X_r$	$R_r + jX_r$	$j \cdot a \cdot X_m$	
q_s			$j \cdot a \cdot X_m$	$R_a' + j(X_a - X_c)$	

(2.1)

したがつて行列式で表示すれば

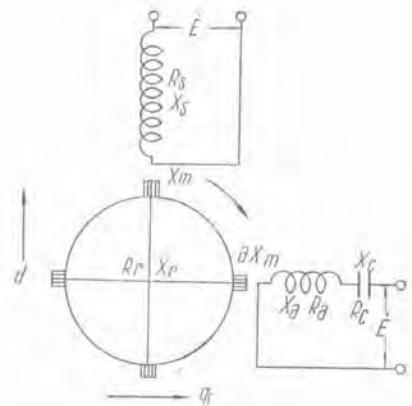
$$[\dot{E}] = \begin{bmatrix} \dot{E} \\ \dot{E} \\ \dot{E} \\ \dot{E} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_s + jX_s & jX_m & 0 & 0 \\ jX_m & R_r + jX_r & (1-S)X_r & (1-S)aX_m \\ -(1-S)X_m & -(1-S)X_r & R_r + jX_m & ja \cdot X_m \\ 0 & 0 & jaX_m & R_a' + j(X_a - X_c) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \dot{I}_{d_s} \\ \dot{I}_{d_r} \\ \dot{I}_{q_r} \\ \dot{I}_{q_s} \end{bmatrix} \quad (2.2)$$

上式を解いて各電流値 $\dot{I}_{d_s}, \dot{I}_{d_r}, \dot{I}_{q_r}, \dot{I}_{q_s}$ を求める。まず短絡行列を用いて \dot{I}_{d_r} の項を消去する。その結果のインピーダンステンソルを $[\dot{Z}']$ とすると、

$$[\dot{Z}'] = [V] [\dot{Z}] [S'] \quad (2.3)$$

ただし

$$[V] = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 \end{bmatrix}, [S'] = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 \\ -jX_m & R_r + jX_r & R_r + jX_r \\ 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 1 \end{bmatrix}$$



1 図 コンデンサモータの接続図
Fig. 1 Connection diagram of condenser motor.

$$\begin{aligned}
|\dot{Z}'| = & \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} R_s + jX_s & jX_m & 0 & 0 \\ jX_m & R_r + jX_r & (1-S)X_r & (1-S)a \cdot X_m \\ -(1-S)X_m & -(1-S)X_r & R_r + jX_r & jaX_m \\ 0 & 0 & jaX_m & Ra' + j(X_a - X_c) \end{bmatrix} \\
& \times \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 \\ -jX_m & -(1-S)X_r & -(1-S)a \cdot X_m & 0 \\ R_r + jX_r & R_r + jX_r & R_r + jX_r & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & 0 \end{bmatrix} \\
& d_s \quad d_r \quad q_s \quad q_r \\
= & d_s \begin{bmatrix} R_s + jX_s + \frac{X_m^2}{R_r + jX_r} & -jX_m(1-S)X_r & -jaX_m^2(1-S) \\ R_r + jX_r & R_r + jX_r & R_r + jX_r \\ -(1-S)X_m + \frac{jX_m(1-S)X_r}{R_r + jX_r} & \frac{(1-S)^2X_r^2}{R_r + jX_r} + R_r + jX_r & \frac{(1-S)^2aX_m \cdot X_r}{R_r + jX_r} + jaX_m \\ 0 & jaX_m & Ra' + j(X_a - X_c) \end{bmatrix} \quad (2.4)
\end{aligned}$$

さらに短絡行列を用いて d_r の項を消去する

$$\begin{aligned}
|\dot{Z}''| = & \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} R_s + jX_s + \frac{X_m^2}{R_r + jX_r} & -jX_m(1-S)X_r & -jaX_m^2(1-S) \\ R_r + jX_r & R_r + jX_r & R_r + jX_r \\ -(1-S)X_m + \frac{jX_m(1-S)X_r}{R_r + jX_r} & \frac{(1-S)^2X_r^2}{R_r + jX_r} + R_r + jX_r & \frac{(1-S)^2aX_m \cdot X_r}{R_r + jX_r} + jaX_m \\ 0 & jaX_m & Ra' + j(X_a - X_c) \end{bmatrix} \\
& \times \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 \\ -(1-S)X_m + \frac{jX_m(1-S)X_r}{R_r + jX_r} & \frac{(1-S)^2aX_m \cdot X_r}{R_r + jX_r} + jaX_m & 0 & 0 \\ R_r + jX_r & R_r + jX_r & R_r + jX_r & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 \end{bmatrix} \\
& = \begin{bmatrix} R_s + jX_s + \frac{X_m^2}{R_r + jX_r} + \frac{jX_m \cdot X_r(1-S)}{R_r + jX_r} & -\frac{(1-S)X_m(R_r + jX_r) + jX_m(1-S)X_r}{(R_r + jX_r)^2 + (1-S)^2X_r^2} & -jaX_m^2(1-S) \\ R_r + jX_r & R_r + jX_r & R_r + jX_r \\ -ja \cdot X_m - \frac{(1-S)X_m(R_r + jX_r) + jX_m(1-S)X_r}{(R_r + jX_r)^2 + (1-S)^2X_r^2} & \frac{jX_m(1-S)X_r \cdot a \{(1-S)^2X_m \cdot X_r + jX_m(R_r + jX_r)\}}{(1-S)^2X_r^2 + (R_r + jX_r)^2} - \frac{jaX_m^2(1-S)}{R_r + jX_r} \\ -ja^2 \cdot X_m \frac{(1-S)^2X_m \cdot X_r + jX_m(R_r + jX_r)}{(1-S)^2X_r^2 + (R_r + jX_r)^2} + Ra' + j(X_a - X_c) & -ja^2 \cdot X_m \frac{(1-S)^2X_m \cdot X_r + jX_m(R_r + jX_r)}{(1-S)^2X_r^2 + (R_r + jX_r)^2} + Ra' + j(X_a - X_c) \end{bmatrix} \quad (2.5)
\end{aligned}$$

故に $|\dot{Z}''| = \begin{bmatrix} A & B \\ C & D \end{bmatrix}$ という形になる。

ところで

$$\begin{aligned}
A = & R_s + jX_s + \frac{X_m^2}{R_r + jX_r} + \frac{jX_m \cdot X_r(1-S)}{R_r + jX_r} - \frac{(1-S)X_m(R_r + jX_r) + jX_m(1-S)X_r}{(R_r + jX_r)^2 + (1-S)^2X_r^2} \\
= & (R_s + jX_s) + \frac{R_r + jX_r \cdot S(2-S)}{(R_r + jX_r)^2 + (1-S)^2X_r^2} \cdot X_m^2 \quad (2.6)
\end{aligned}$$

$$\begin{aligned}
B = & a \left\{ \frac{jX_m(1-S)X_r}{R_r + jX_r}, \frac{(1-S)^2X_m \cdot X_r + jX_m(R_r + jX_r)}{(1-S)^2X_r^2 + (R_r + jX_r)^2}, \frac{jX_m^2(1-S)}{R_r + jX_r} \right\} \\
= & \frac{-ja \cdot X_m^2 \cdot R_r(1-S)}{(R_r + jX_r)^2 + (1-S)^2X_r^2} \quad (2.7)
\end{aligned}$$

$$\begin{aligned}
C = & a \left\{ -jX_m, -\frac{(1-S)X_m(R_r + jX_r) + jX_m(1-S)X_r}{(R_r + jX_r)^2 + (1-S)^2X_r^2} \right\} \\
= & \frac{j \cdot a \cdot X_m^2 \cdot R_r(1-S)}{(R_r + jX_r)^2 + (1-S)^2X_r^2} \quad (2.8)
\end{aligned}$$

$$\begin{aligned}
D = & -jX_m \left\{ \frac{(1-S)^2X_m \cdot X_r + jX_m(R_r + jX_r)}{(1-S)^2X_r^2 + (R_r + jX_r)^2} \right\} \cdot a^2 + Ra' + j(X_a - X_c) \\
= & a^2 \cdot X_m^2 \cdot \frac{R_r + jX_r \cdot S(2-S)}{(R_r + jX_r)^2 + (1-S)^2X_r^2} + Ra' + j(X_a - X_c) \quad (2.9)
\end{aligned}$$

さてここで

$$\frac{R_r+jX_r \cdot S(2-S)}{(R_r+jX_r)^2+(1-S)^2X_r^2} = M \quad (2.10) \quad \frac{R_r(1-S)}{(R_r+jX_r)^2+(1-S)^2X_r^2} \quad (2.11)$$

と置けば

$$[\dot{\tilde{Z}}'] = \begin{bmatrix} R_s+jX_s+M \cdot X_m^2 & -jaX_m^2N \\ jaX_m^2N & R_a'+j(X_a-X_r)+a^2X_m^2M \end{bmatrix} \quad (2.12)$$

となる。

ところで

$$\begin{bmatrix} \dot{\tilde{E}} \\ \dot{\tilde{E}} \end{bmatrix} = [\dot{\tilde{Z}}'] \begin{bmatrix} \dot{\tilde{I}}_{ds} \\ \dot{\tilde{I}}_{qs} \end{bmatrix} \quad \text{であるから}$$

$$\begin{aligned} \begin{bmatrix} \dot{\tilde{I}}_{ds} \\ \dot{\tilde{I}}_{qs} \end{bmatrix} &= \begin{bmatrix} (R_s+jX_s)+M \cdot X_m^2 & -jaX_m^2 \cdot N \\ jaX_m^2 \cdot N & \{R_a'+j(X_a-X_r)\}+M \cdot a^2 \cdot X_m^2 \end{bmatrix}^{-1} \begin{bmatrix} \dot{\tilde{E}} \\ \dot{\tilde{E}} \end{bmatrix} \\ &= \begin{bmatrix} (R_a'+j(X_a-X_r))+M \cdot a^2 \cdot X_m^2 & jaX_m^2 \cdot N \\ -jaX_m^2 \cdot N & (R_s+jX_s)+M \cdot X_m^2 \end{bmatrix}^{-1} \begin{bmatrix} \dot{\tilde{E}} \\ \dot{\tilde{E}} \end{bmatrix} \\ &= (R_s+jX_s+M \cdot X_m^2) \{R_a'+j(X_a-X_r)+M \cdot a^2 X_m^2\} - a^2 X_m^4 \cdot N^2 \end{aligned} \quad (2.13)$$

したがつて固定子の起動巻線電流 \dot{I}_{qs} は

$$\dot{I}_{qs} = \frac{(X_m^2(M-jN \cdot a)+(R_s+jX_s))\dot{\tilde{E}}}{(R_s+jX_s+M \cdot X_m^2)(R_a'+j(X_a-X_r)+M \cdot X_m^2 \cdot a^2)-a^2 X_m^4 \cdot N^2} \quad (2.14)$$

また固定子の主巻線に流れる電流 \dot{I}_{ds} は

$$\dot{I}_{ds} = \frac{\{R_a'+j(X_a-X_r)\}+M \cdot a^2 \cdot X_m^2+jX_m^2 \cdot a \cdot N}{(R_s+jX_s+M \cdot X_m^2)(R_a'+j(X_a-X_r)+M \cdot X_m^2 \cdot a^2)-a^2 X_m^4 \cdot N^2} \cdot \dot{\tilde{E}} \quad (2.15)$$

さてこれらの式の中に含まれる M, N の値は前式で示したとおりであるが、次のように変形すればその式の意味を明確にさせることができる。

$$\begin{aligned} M &= \frac{R_r+jX_r \cdot S(2-S)}{(R_r+jX_r)^2+(1-S)^2X_r^2} = \frac{1}{2} \left\{ \frac{S}{R_r+jS X_r} + \frac{2-S}{R_r+j(2-S) X_r} \right\} \\ &= \frac{1}{2} \left[R_r \left\{ \frac{S}{R_r^2+S^2 X_r^2} + \frac{(2-S)}{R_r^2+(2-S)^2 X_r^2} \right\} - jX_r \left\{ \frac{S^2}{R_r^2+S^2 X_r^2} + \frac{(2-S)^2}{R_r^2+(2-S)^2 X_r^2} \right\} \right] \end{aligned} \quad (2.16)$$

$$\begin{aligned} N &= \frac{R_r(1-S)}{(R_r+jX_r)^2+(1-S)^2X_r^2} = -\frac{j}{2} \left\{ \frac{S}{R_r+jS X_r} - \frac{2-S}{R_r+j(2-S) X_r} \right\} \\ &= -\frac{j}{2} \left[R_r \left\{ \frac{S}{R_r^2+S^2 X_r^2} - \frac{(2-S)}{R_r^2+(2-S)^2 X_r^2} \right\} - jX_r \left\{ \frac{S^2}{R_r^2+S^2 X_r^2} - \frac{(2-S)^2}{R_r^2+(2-S)^2 X_r^2} \right\} \right] \end{aligned} \quad (2.17)$$

すなわち上式の各項は単相誘導電動機の特性式によく表わされるような形となる。

次にシンデンサモータとしてトルクの算式を求める。このトルクテンソルは (2.1) の観察から

$$|G_s| = \begin{vmatrix} d_s & d_r & q_r & q_s \\ d_r & & & \\ d_r & & & \\ q_r & -X_m & & \\ q_s & & & \end{vmatrix} \quad |G_r| = \begin{vmatrix} d_s & d_r & q_r & q_s \\ d_r & & & \\ d_r & & & \\ q_r & X_r & & \\ -X_r & & & \end{vmatrix}$$

トルクを τ とすると

$$\tau = |\dot{I}|_t^* |G_s| |\dot{I}| + |\dot{I}|_t^* |G_r| |\dot{I}| \quad \text{の実数部}$$

ところで第二項はいわゆるリアクショントルクであつてこの実数部は 0 となる。故に

$$\tau = |\dot{I}|_t^* |G_s| |\dot{I}| \quad \text{の実数部} \quad (2.18)$$

ただし

$$|\dot{I}| = \begin{bmatrix} \dot{I}_{ds} \\ \dot{I}_{dr} \\ \dot{I}_{qr} \\ \dot{I}_{qs} \end{bmatrix} \quad \text{また } |\dot{I}|_t \text{ は } |\dot{I}| \text{ の転置行列} \\ |\dot{I}| \text{ は } |\dot{I}| \text{ の共轭行列を表す。}$$

したがつて $|\dot{I}|_t^* = |\dot{I}_{ds} \ \dot{I}_{dr} \ \dot{I}_{qr} \ \dot{I}_{qs}|^*$

$$\begin{aligned} \tau &= [\dot{I}_{as}, \dot{I}_{ar}, \dot{I}_{qr}, \dot{I}_{qs}]^* = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & aX_m \\ -X_m & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \quad \text{の実数部} \\ &= -X_m \cdot \dot{I}_{qr}^* + aX_m \cdot \dot{I}_{ar}^* + \dot{I}_{qs} \quad \text{の実数部} \end{aligned} \quad (2.19)$$

上式中に含まれる \dot{I}_{ar} , \dot{I}_{qr} については次の如くして求まる。

前 (2.2) 式において短絡行列を用いて \dot{I}_{ar} の項を消去すると,

$$\begin{aligned} \dot{E} &= \begin{bmatrix} R_s + jX_s + \frac{X_m^2}{R_r + jX_r} & -jX_m(1-S)X_r & -jaX_m^2(1-S) \\ -(1-S)X_m + \frac{jX_m(1-S)X_r}{R_r + jX_r} & \frac{(1-S)^2 X_r^2}{R_r + jX_r} + R_r + jX_r & a \left[\frac{(1-S)^2 X_m \cdot X_r}{R_r + jX_r} + jX_m \right] \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \dot{I}_{as} \\ \dot{I}_{qr} \end{bmatrix} \\ \dot{E} &= \begin{bmatrix} 0 & jaX_m \\ jaX_m & R_r' + j(X_a - X_r) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \dot{I}_{as} \\ \dot{I}_{qr} \end{bmatrix} \end{aligned}$$

上式を点線の如く分割して

$$\begin{aligned} \dot{E} &= (0 \quad jaX_m) \begin{bmatrix} \dot{I}_{as} \\ \dot{I}_{qr} \end{bmatrix} + (R_r' + j(X_a - X_r)) \dot{I}_{as} \\ \dot{E} &= \dot{I}_{qr} \cdot jaX_m + (R_r' + j(X_a - X_r)) \cdot \dot{I}_{as} \\ \text{故に} \quad \dot{I}_{qr} &= \frac{\dot{E} - (R_r' + j(X_a - X_r)) \dot{I}_{as}}{ja \cdot X_m} \end{aligned} \quad (2.20)$$

同様にして \dot{I}_{ar} の項を消去して \dot{I}_{qr} を求める。

$$\begin{aligned} \dot{E} &= \begin{bmatrix} R_s + jX_s & jX_m & 0 & -\dot{I}_{as} \\ jX_m + \frac{(1-S)^2 X_r \cdot X_m}{R_r + jX_r} & R_r + jX_r + \frac{(1-S)^2 X_r^2}{R_r + jX_r} & -jX_m(1-S)X_r + (1-S)X_m \cdot a & \dot{I}_{ar} \\ \frac{j(1-S)X_m^2}{R_r + jX_r} & \frac{jX_m(1-S)X_r \cdot a}{R_r + jX_r} & \frac{X_m^2 \cdot a^2}{R_r + jX_r} + R_r' + j(X_a - X_r) & \dot{I}_{qr} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \dot{I}_{ar} \\ \dot{I}_{qr} \end{bmatrix} \end{aligned}$$

上式を点線の如く分割して

$$\begin{aligned} \dot{E} &= (R_s + jX_s) \dot{I}_{ar} + [jX_m \quad 0] \begin{bmatrix} \dot{I}_{ar} \\ \dot{I}_{qr} \end{bmatrix} = (R_s + jX_s) \dot{I}_{ar} + jX_m \cdot \dot{I}_{qr} \\ \text{故に} \quad \dot{I}_{ar} &= \frac{\dot{E} - (R_s + jX_s) \dot{I}_{qr}}{jX_m} \end{aligned} \quad (2.21)$$

ウ. 起動特性

いま求めた各電流の算式中滑り $S=1$ と置けば起動時の各値を求めることができる。

まず (2.10) (2.11) 式より

$$S=1 \text{ のとき } M = \frac{1}{R_r + jX_r}, \quad N = 0 \text{ となるから}$$

$$(2.14) \text{ より } \dot{I}_{qr(s=1)} = \frac{\dot{E}}{\left(R_r' + j(X_a - X_r) + \frac{a^2 X_m^2}{R_r + jX_r} \right)} = \left(R_r' \frac{a^2 X_m^2}{R_r^2 + X_r^2} + R_r' \right) - j \left(X_a - X_r + X_r \frac{a^2 X_m^2}{R_r^2 + X_r^2} \right) \quad (2.22)$$

$$(2.15) \text{ より } \dot{I}_{as(s=1)} = \frac{\dot{E}}{\left(R_s + jX_s + \frac{X_m^2}{R_r + jX_r} \right)} = \left(R_s \frac{X_m^2}{R_r^2 + X_r^2} + R_s \right) + j \left(X_a - X_r \frac{X_m^2}{R_r^2 + X_r^2} \right) \quad (2.23)$$

以下とくに許りなき限り \dot{I}_{qs} , \dot{I}_{as} , \dot{I}_{qr} , \dot{I}_{ar} はそれぞれ $S=1$, すなわち起動時の電流値を示すものとする。

$$\text{また } R_r' = R_r + \frac{X_m^2}{R_r^2 + X_r^2}, \quad X_r' = X_r + \frac{X_m^2}{R_r^2 + X_r^2} \text{ とおく。}$$

なお R_r' , X_r' は後程説明するように一次主巻線端子から見た 2 次の等価抵抗, 等価インダクタンスを意味する。かくて

$$\dot{I}_{qs} = \frac{(R_r' + a^2 R_r') + j(X_a - X_r + a^2 X_r')}{(R_r' + a^2 R_r') + (X_a - X_r + a^2 X_r')^2} \cdot \dot{E} = (A + jB) \text{ とする。} \quad (2.24)$$

$$\dot{I}_{as} = \frac{(R_s + R_s') + j(X_r' - X_r)}{(R_s + R_s')^2 + (X_r' - X_r)^2} \cdot \dot{E} = (C + jD) \text{ とする。} \quad (2.25)$$

また (2.20) (2.21) と (2.22) (2.23) から

$$\begin{aligned} \dot{I}_{qr} &= \frac{\dot{E} - (R_a' + j(X_a - X_c)) \cdot \dot{I}_{qs}}{jaX_{qr}} = \frac{a^2 X_m^2}{jaX_{qr}} \cdot \dot{I}_{qs} \\ &= -\frac{a}{X_m} (jR_r' + X_r') (A + jB) \end{aligned} \quad (2.26)$$

$$\begin{aligned} \dot{I}_{qr} &= \frac{\dot{E} - (R_r' + jX_r) \dot{I}_{qs}}{jX_{qr}} \\ &= -\frac{1}{X_m} (jR_r' + X_r') (C + jD) \end{aligned} \quad (2.27)$$

起動トルク τ_s は (2.19) カら

$$\tau_s = X_m (-\dot{I}_{qr}^* \cdot \dot{I}_{qs}) + aX_m (\dot{I}_r^* \cdot \dot{I}_{qs}) の実数部$$

これに (2.24) (2.25) (2.26) (2.27) の値を代入すると
 $\tau_s = 2a \cdot R_r' (AD - BC)$

この式で A, D, B, C の値をそれぞれ元の値に直して計算すると

$$\begin{aligned} \tau_s &= 2 \cdot a \cdot R_r' \\ &\cdot \frac{(Ra' + a^2 R_r') (X_s - X_r') - (X_c - X_a + a^2 X_r') (R_s + R_r')}{((Ra' + a^2 R_r')^2 + (X_c - X_a + a^2 X_r')^2)((R_s + R_r')^2 + (X_s - X_r')^2)} \cdot E^2 \\ &= 2 \cdot a \cdot R_r' \frac{R_A \cdot X_M + X_A \cdot R_y}{(R_A^2 + X_A^2)(R_y^2 + X_y^2)} \cdot E^2 \\ &= 2 \cdot a \cdot R_r' \cdot E^2 \cdot \frac{(R_A \cdot X_M + X_A \cdot R_y)}{Z_A^2 \cdot Z_M^2} \text{ (同期ワット)} \end{aligned} \quad (2.28)$$

ただし上式の計算では τ_s の符号は負になるが、これは回転方向が最初に考えたものと逆で反時計方向になるからである。したがつて τ_s の値としては符号を考えず絶対値のみで示した。

さらに (2.28) において

$$\begin{aligned} R_A &= \cos \phi_A & X_A &= \sin \phi_A \\ Z_A &= \sqrt{R_A^2 + X_A^2} & & \\ R_M &= \cos \phi_M & X_M &= \sin \phi_M \\ Z_M &= \sqrt{R_M^2 + X_M^2} & & \end{aligned}$$

また $\frac{E}{Z_y} = I_M$: 主巻線電流 $\frac{E}{Z_A} = I_A$: 起動巻線電流で示すと

$$\begin{aligned} \tau_s &= 2 \cdot a \cdot R_r' I_A \cdot I_M (\sin \phi_M \cos \phi_A + \cos \phi_M \sin \phi_A) \\ &= 2a \cdot R_r' I_A \cdot I_M \sin(\phi_A + \phi_M) \\ &= 2 \cdot a \cdot R_r' \cdot I_A \cdot I_M \cdot \sin \phi \text{ (同期ワット)} \end{aligned} \quad (2.29)$$

ただし $\phi = \phi_A + \phi_M$ 主巻線電流 I_M と起動巻線電流 I_A との位相角を示す。

なおトルクの単位を (%) で示せば

$$\tau_s = 2 \cdot a \cdot R_r' \cdot \frac{(1-S)}{P} \cdot E^2 \cdot \frac{(R_A \cdot X_M + X_A \cdot R_y)}{Z_A^2 \cdot Z_M^2} \text{ (%)} \quad (2.30)$$

ただし S : 全負荷運転のときの滑り P : モータ出力 (ワット)

以上の結果は起動電流は電圧に比例し、起動トルクは電圧の自乗に比例することを示しているが、周波数についてはその関係はまだ十分明らかではない。

3. モータ回路の抵抗、インダクタンス、リアクタンス、インピーダンスの測定

前節で求めた算式中に含まれる R, X, Z, \dots は次の方法によつて求めることができる。なおこの場合、モータの極数、並列回路数を考慮すべきであるが、このモータのように極数 4、並列回路数 2 のものについては次の

測定法で直接 1 極当たりの R, X, \dots が求まる。

(1) R_s, X_s, R_a, X_a

回転子をはずし、固定子主巻線(または起動巻線)のみに一定電流 $I_{s(a)}$ を流す時、インピーダンス電圧を $E_{s(a)}$ 、損失を $W_{s(a)}$ とすれば

$$R_{s(a)} = \frac{W_{s(a)}}{I_{s(a)}^2}, \quad X_{s(a)} = \sqrt{\left(\frac{E_{s(a)}}{I_{s(a)}}\right)^2 - R_{s(a)}^2}$$

(2) R_M, X_M, R_A, X_A, R_r'

回転子をつけて拘束試験を行う。その時主巻線、起動巻線別々に行い、電流、電圧、損失の値をそれぞれ $I_{M(A)}$ 、 $E_{M(A)}$ 、 $W_{M(A)}$ とすれば

$$R_M = (R_s + R_r') = \frac{W}{I_y^2}$$

$$R_A = (R_a + R_r') = (R_a' + a^2 R_r') = \frac{W_A}{I_A^2}$$

したがつて

$$R_r' = R_M - R_s$$

$$\text{また } Z_M = \frac{E_M}{I_M}, \quad X_M = \sqrt{Z_M^2 - R_M^2}$$

$$Z_A = \frac{E_A}{I_A}, \quad X_A = \sqrt{Z_A^2 - R_A^2}$$

なお R_A, X_A の測定時コンデンサを別にして測定するときは、コンデンサの容量、力率を測定し X_C, R_C を求めて X_A の代りに $(X_C - X_A)$ 、 R_A の代りに $(R_A + R_C)$ を用う。

$$\text{すなわち } \cos \varphi = \frac{W}{E \cdot I}, \quad Z_C = \frac{E}{I}, \quad R_C = Z_C \cos \varphi$$

$$X_C = \sqrt{Z_C^2 - R_C^2} \text{ から } X_C, R_C \text{ を求める。}$$

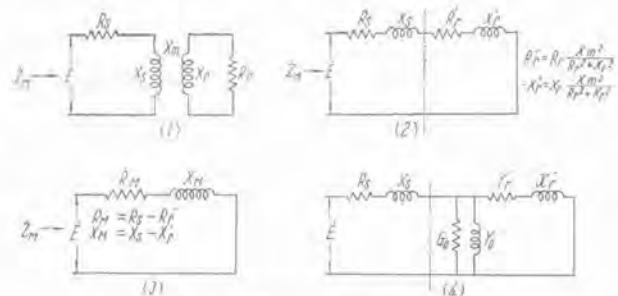
以上のようにして求めた各 R, X, Z についていま一度考えて見る。

2 図において、一次主巻線(または起動巻線)端子から見たモータ回路 (1) は等価的に (2) で表わし得る。

(2) はさらに (3) となる。(4) は従来から使用されている二相モータの起動時の等価回路である。

(1) を (2) に書き直すことによつて二次の抵抗 R_r' が $R_r' \frac{X_m^2}{R_r'^2 + X_r'^2} = R_r'$ となつて一次と直列に結ぶ。これは

第 2 節の算式中 $R_r' \frac{X_m^2}{R_r'^2 + X_r'^2} = R_r'$ と仮りに置いたものと一致し結局 R_r' は一次主巻線端子から見た一次等価抵抗を意味することになる。これは回路 (4) と比較すれば判るように、従来の等価回路における一次側に換算した二次等価抵抗 r_r' とは幾分異なる。すなわち従来の二



2 図 二相誘導電動機の等価回路

Fig. 2. Equivalent circuit of two phase induction motor.

次等価抵抗 r'_r にさらに励磁アドミッタンス、コンダクタンスも合せて考えたものとなつてゐる。

X_r' についても同様なことがいえる。

次に以上の実験では、一次インダクタンス X_s に漏洩リアクタンスが含まれていないが、この漏洩リアクタンスは二次側に含まれることになる。しかしながらこの起動特性で問題になるのは常に一次インダクタンスと二次インダクタンスの和 X_M であるから、そのための誤差は生じない。

4. 実験

(1) R, X, Z の算定

1/3 HP 4 P 150 μF コンデンサ起動、単相誘導電動機について実験を行つた。このモータについて R, X, Z の値は次の1表の如く算出された。

$(R_A), (X_A)$ はコンデンサを取りはずした時の値を示す。

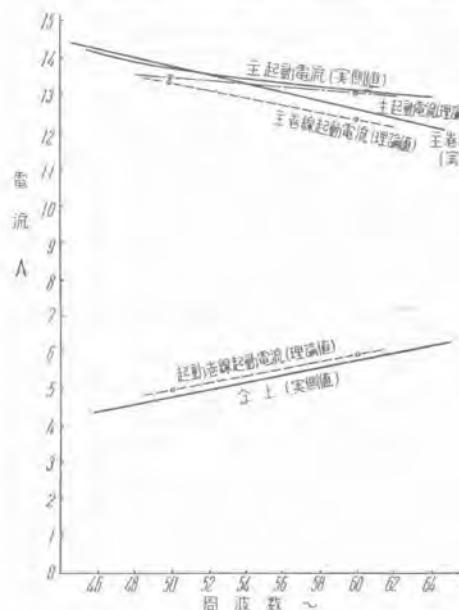
(2) 実測値

各周波数に対する起動トルク、起動電流を実測した結果は2表の如くである。この表の中で、滑り $S=3.5\%$ (実測では 50 \sim で回転数 $N=1448$ rpm $S=3.46\%$)。

電圧 = 100 V

2 表 各周波数に対する起動電流、起動トルクの実測結果

周波数 $f(\text{~Hz})$	起動電流 A			起動トルク T_s		全負荷トルク T_H	主巻線電流と起動 巻線電流の位相差 $\sin \phi$	二次等価 抵抗 $R_r' \Omega$
	主巻線 I_M	起動巻線 I_A	合成 I	g.m.	%			
46	14.32	4.42	14.12	237	260	91.0	0.980	102°30'
48	14.00	4.63	14.00	238	273	87.1	0.986	99°30'
50	13.88	4.82	13.87	237	284	83.4	0.984	100°00'
52	13.60	5.00	13.68	237	295	80.4	0.986	99°40'
54	13.32	5.20	13.48	231	299	77.3	0.987	99°20'
56	13.20	5.40	13.36	228	305	74.8	0.985	99°55'
58	12.88	5.60	13.24	222	308	72.0	0.990	98°10'
60	12.60	5.70	13.12	219	314	69.8	0.991	97°30'
62	12.40	5.98	13.04	216	321	67.4	0.992	97°25'
64	12.12	6.10	12.96	204	313	65.2	0.994	96°15'



3 図 各周波数に対する起動電流

Fig. 3. Starting current against various frequencies.

コンデンサ起動单相誘導電動機の起動特性・日田・梶谷

1 表 モータ回路の R, X, Z の測定値

	60 \sim	50 \sim		60 \sim	50 \sim
R_s	2.12	2.12	X_p'	0.63	0.35
X_s	6.66	5.55	Z_A	16.95	20.08
L_s	0.0177	0.0177	R_A	11.38	11.31
R_a	6.72	6.72	X_A	12.55	16.55
X_a	5.22	4.35	R_C	2.25	2.25
L_a	0.0138	0.0138	X_C	17.3	20.65
Z_M	8.12	7.47	(R_A)	9.13	9.06
R_M	5.45	5.38	(X_A)	4.75	4.1
X_M	6.03	5.20	a	0.838	0.838
R_r'	3.33	3.26			

60 \sim で $N=1736$ rpm $S=3.55\%$ として各周波数に対する回転数 N を求め、これから全負荷トルク T_H を算出し、さらに T_H を用いて起動トルク T_s を % に換算した。また主巻線電流と起動巻線電流の位相差 $\sin \phi$ は実測結果から算出したものである。

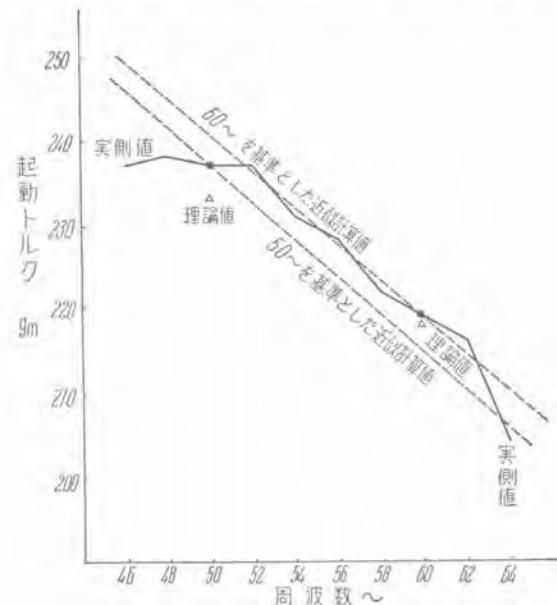
以上の結果を図示したものが3図、4図である。

(3) 理論値

前節で求めた結果をここにまとめてみると

(a) 起動電流 (A)

i. 主巻線 (I_M)



4 図 各周波数に対する起動トルク

Fig. 4. Starting torque against various frequencies.

$$I_M = I_{M'} = \frac{E}{\sqrt{(R_s + R_r')^2 + (X_s - X_r')^2}} = \frac{E}{\sqrt{R_M^2 + X_M^2}} = Z_M \quad (3.1)$$

ii. 起動巻線 (I_A)

$$I_A = I_{A'} = \frac{E}{\sqrt{(R_a + R_c + a^2 R_r')^2 + (X_a - X_c + a^2 X_r')^2}} = \frac{E}{\sqrt{R_A^2 + X_A^2}} = Z_A \quad (3.2)$$

iii. 合成起動電流 (I)

$$I = I_M + I_A = \left(\frac{1}{R_M + jX_M} + \frac{1}{R_A + jX_A} \right) E = \left(\frac{R_M Z_A^2 + R_A Z_M^2}{Z_M^2 \cdot Z_A^2} - j \frac{X_M Z_A^2 - X_A Z_M^2}{Z_M^2 \cdot Z_A^2} \right) E$$

したがつて $I = \sqrt{(R_M Z_A^2 + R_A Z_M^2)^2 + (X_M Z_A^2 - X_A Z_M^2)^2} \cdot E \quad (3.3)$

(b) 位相角

$$\phi = \tan^{-1} \frac{X_M}{R_M} + \tan^{-1} \frac{X_A}{R_A} \quad (3.4)$$

(c) 起動トルク

$$\tau_s = 2 \cdot a \cdot R_r' \cdot E^2 \frac{(R_A \cdot X_M + R_M \cdot X_A)}{Z_M^2} = 2 \cdot a \cdot R_r' I_A \cdot I_M \sin \phi \quad (\text{同期ワット}) \quad (3.5)$$

または $\tau_s = 2 \cdot a \cdot R_r' \frac{(1-S)}{P} \cdot E^2 \frac{(R_A \cdot X_M + R_M \cdot X_A)}{Z_A^2} = 2 \cdot a \cdot R_r' \frac{(1-S)}{P} \cdot I_A \cdot I_M \sin \phi \quad (\%) \quad (3.5')$

以上の算式に 1 表の各値を代入して計算した結果が 3 表である。比較のために実験値を併記した。

3 表 起動トルク起動電流および主巻線と起動巻線電流の位相角の理論値と実測値との比較

	起動電流 A						位相角度	
	起動トルク %	合 成	主巻線	起動巻線	60	50	60	50
周波数 ~	60	50	60	50	60	50	60	50
理 論 値	313	279	13.10	13.45	12.32	13.39	5.90	4.98
実 測 値	314	284	13.12	13.87	12.60	13.88	5.70	4.82
							95°40'	99°45'
							97°30'	100°00'

5. 起動特性の簡略式

起動トルク、起動電流が周波数とともにどのように変化するかは、これらの式中に周波数の函数であるインダクタンス、リアクタンス、インピーダンスが複雑に入組んでいたため一言で表わすのは困難である。

しかしながらわれわれの問題とする周波数範囲はせいぜい 45 から 65 ~までの限られた範囲であり、したがつてある基準周波数を中心とした狭い周波数範囲内では適当な近似計算を行つて起動特性の簡略式を導くことができよう。すなわち今基準周波数を ω_0 とし、この基準周波数に近いある周波数を ω とする

$$\frac{\omega - \omega_0}{\omega_0} = J\lambda \quad (5.1) \quad \text{とおく} \quad J\lambda \ll 1$$

これを用いて任意周波数 ω に対する電流値 I に対して次のような近似計算を行う。

$$I = \frac{E}{\sqrt{R^2 + \omega^2 L^2}} = \frac{E}{\sqrt{R^2 + \omega_0^2 L^2 (1 + J\lambda)^2}} = \frac{E}{\sqrt{R^2 + X_0^2 + 2J\lambda X_0^2}} = \frac{E}{Z_0} \cdot \sqrt{\frac{1}{1 + \frac{2J\lambda X_0^2}{R^2 + X_0^2}}}$$

ただし $Z_0 = \sqrt{R^2 + X_0^2}$, $X_0 = \omega_0 L$

さらに $\frac{2J\lambda X_0^2}{R^2 + X_0^2} \ll 1$ なるとき上式は二項定理によつて次のように展開される。

$$\frac{E}{Z_0} \left[1 - J\lambda \left(\frac{X_0}{Z_0} \right)^2 \right] \quad (5.2)$$

故に主巻線の起動電流 $I_M = I_M(\omega_0) \left[1 - J\lambda \left(\frac{X_0}{Z_0(\omega_0)} \right)^2 \right]$ となる。

つぎに容量分の入つた起動巻線の起動電流について考える。

$$I = \frac{E}{\sqrt{R^2 + \left(\frac{1}{\omega c} - \omega L \right)^2}} = \frac{E}{\sqrt{R^2 + \left(\frac{1}{\omega_0 c (1 + J\lambda)} - \omega_0 L (1 + J\lambda) \right)^2}}$$

これについても前同様適当な近似計算を行ふと

$$\frac{E}{Z_0} \left[1 + J\lambda \cdot \frac{(X_0^2 - X_{L0}^2)}{Z_0^2} \right] \quad (5.3)$$

ただし $Z_0 = \sqrt{R^2 + \left(\frac{1}{\omega_0 c} - \omega_0 L \right)^2}$, $\frac{1}{\omega_0 c} = X_{C0}$, $\omega_0 L = X_{L0}$

4 表 (その 1) 近似計算による起動トルクの算定値
基準周波数 60㎐ のとき $a=0.964$
 $b=0.552$

周波数 f (㎐)	$\Delta\lambda$	$1+(a-b-1)\Delta\lambda$	$\frac{(1+a\Delta\lambda)(1-b\Delta\lambda)}{(1+\Delta\lambda)}$	起動トルク τ_s (g.m)
64	+0.0667	0.961	0.961	210
62	+0.0333	0.981	0.981	215
60	0.0000	1.000	1.000	219
58	-0.0333	1.019	1.020	223
56	-0.0667	1.039	1.040	228
54	-0.1000	1.059	1.059	232
52	-0.1333	1.078	1.080	236
50	-0.1667	1.098	1.098	240
48	-0.2000	1.118	1.120	245
46	-0.2333	1.137	1.140	249

4 表 (その 2) 近似計算による起動トルクの算定値
基準周波数 50㎐ のとき $a=1.017$
 $b=0.488$

周波数 f (㎐)	$\Delta\lambda$	$1+(a-b-1)\Delta\lambda$	起動トルク τ_s (g.m)
64	+0.28	0.868	206
62	+0.24	0.887	210
60	+0.20	0.906	215
58	+0.16	0.925	219
56	+0.12	0.943	224
54	+0.08	0.962	228
52	+0.04	0.981	233
50	0.00	1.000	237
48	-0.04	1.019	242
46	-0.08	1.038	246

故に起動巻線の起動電流は

$$I_A = I_{A(\omega_0)} \left[1 + \Delta\lambda \cdot \frac{(X_{e(\omega_0)}^2 - X_{A'(\omega_0)}^2)}{Z_{A'(\omega_0)}^2} \right] \quad (5.3')$$

ただし $X_{A'}$ はコンデンサをはずした時の X_A の値である。

かくて起動トルク τ_s は

$$\begin{aligned} \tau_s &= Z \cdot a \cdot R_{r'} \cdot I_A \cdot I_y \cdot \sin \varphi \\ &= 2 \cdot a \cdot R_{r'} \cdot I_{A(\omega_0)} \cdot I_{M(\omega_0)} \sin \varphi \\ &\times \left[1 + \Delta\lambda \cdot \frac{(X_{e(\omega_0)}^2 - X_{A'(\omega_0)}^2)}{Z_{A'(\omega_0)}^2} \right] \\ &\times \left[1 - \Delta\lambda \left(\frac{X_{M(\omega_0)}}{Z_{M(\omega_0)}} \right)^2 \right] \\ &= \tau_{s(\omega_0)} \left[1 + \Delta\lambda \cdot \frac{(X_{e(\omega_0)}^2 - X_{A'(\omega_0)}^2)}{Z_{A'(\omega_0)}^2} \right] \\ &\left[1 - \Delta\lambda \left(\frac{X_{M(\omega_0)}}{Z_{M(\omega_0)}} \right)^2 \right] \quad (\text{同期ワット}) \quad (5.4) \end{aligned}$$

またこの式で $\tau_{s(\omega_0)}$ を % で表わせば、 τ_s の単位は % となる。上式では考へている周波数範囲で $R_{r'}, \sin \varphi$ は一定としている。

単位を実用単位 (g.m) で表わすときは全負荷トルクは周波数に逆比例するから、全負荷トルク $T = T_{(\omega_0)} / (1 + \Delta\lambda)$ (g.m) となるから

$$T_s = T_{(\omega_0)} \left[1 + \Delta\lambda \cdot \frac{(X_{e(\omega_0)}^2 - X_{A'(\omega_0)}^2)}{Z_{A'(\omega_0)}^2} \right] \left[1 - \Delta\lambda \left(\frac{X_{M(\omega_0)}}{Z_{M(\omega_0)}} \right)^2 \right] \quad (1 + \Delta\lambda) \quad (5.5)$$

故にトルクと周波数の関係は狭い周波数範囲内で

$$T = T_0 \frac{(1 + a\Delta\lambda)(1 - b\Delta\lambda)}{(1 + \Delta\lambda)} \quad (\text{g.m}) \quad (5.6)$$

となる。

$$T = T_0 [1 + (a - b - 1)\Delta\lambda] \quad (\text{g.m}) \quad (5.7)$$

で表わし得る。

$$\text{ただし } a = \frac{X_{e(\omega_0)}^2 - X_{A'(\omega_0)}^2}{Z_{A'(\omega_0)}^2}, \quad (5.8)$$

$$b = \frac{\left(\frac{X_{M(\omega_0)}}{Z_{M(\omega_0)}} \right)^2}{1 - \Delta\lambda} \quad (5.9)$$

次に基準周波数を 60㎐, 50㎐ において時の 46㎐ から 64㎐ までのトルクを上式 (5.7) を用いて求めて見る。

その結果は 4 表の如くになり、これをさらに 4 図に併せて図示した。

図で分かるように基準周波数から遠く離れた周波数では近似計算による誤差と $R_{r'}, \sin \varphi$ を一定としたための誤差が幾分響いてくるが、それ以外の所ではよく一致していると思われる。

6. む す び

コンデンサ起動単相誘導電動機について一まず理論式を導き、これを用いて理論値を算出してみたが実測値に非常に近い値を得た。

つぎに、とくに周波数の変化に対する起動特性の変化の様子を明らかにする目的で簡略式を算出したが、これは一次式で表わされその方向係数も容易に定められる。そうしてこの式は商用周波数範囲内で実測結果とよく一致し、十分使用し得ることがわかつた。

正 誤

Vol. 27 No. 7 「ロートトロールの応用」のうち誤を下記のように訂正いたします。

頁	行	誤	正
20	英文表題	Rototorol	Rototorol
"	英文内容梗概 第 2, 3 行	"	"
22	左下から 4 行	最後の調整は 3 図の	最後の調整は 2 図の
"	右上から 2 行	なお 2 図の	なお 3 図の
23	右下から 12 行	意図した調製	意図した調整

三菱 MA-430 型高速多気筒冷凍圧縮機

長崎製作所

中村長一・原田真吾*

Type "MA-430 High Speed Multi-Cylinder Refrigerating Compressors

Choichi NAKAMURA • Shingo HARADA

Nagasaki Works

High speed, multi-cylinder refrigerating machines, which have been under development with painstaking efforts since 1951, are now counted among our regular products with success. The machines are possessed of various characteristics compared to old vertical compressors, of which the most noteworthy features are their high speed advantages derived from it. In this report are given the testing data and operating results as well as the particulars of the units.

1. まえがき

最近各メーカーとも技術の粋を集めて高速多気筒のアンモニア圧縮機の製作に乘出してきた。戦時中 10 年のブランク時代を通り戦後急速に海外の高速型の資料ならびに機器が輸入されて従来の低速型と比較されその優劣が論じられているが需要者の側ではまだこの型が是非かの最後の判断を下していないようである。

これはまだ日なお浅く、かつ据付けられた工場ならびにこれらの機種を有するプラントが少く、一般に知られていないためと従来の型式低速のものが通念となりかような高速のものは危いという懸念からであろう。当社においては長年の試作研究を経て昭和 27 年 2 月始めて本機を世に送り出して以来、目下各種の型のものを量産に移しておりすでに MA-438 型の第 1 号機は実動千時間記録し好評を博している。

ここに当社製品の概要を述べ斯界のご批判を乞う次第である。

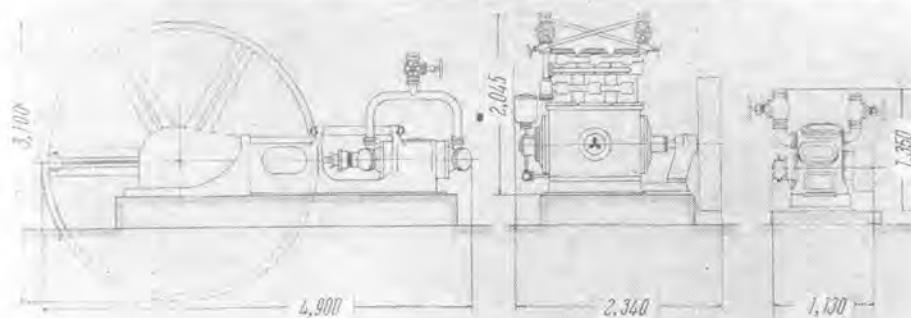
2. 冷凍圧縮機の回転数の変遷

アンモニア冷凍機は今から約 73 年前 1880 年頃リンデンにより現在のメカニズムの圧縮式冷凍機が製作されて以来

段々と回転数が増して現在のものに到達したもので、その当時は低速のスチームエンジンをもつて 50 rpm 位で運転しておつたものが、1910 年に 80~90 rpm, 1930 年に 120~250 rpm, 1940 年に 250~300 rpm となり、1950 年にビルタ、ヨークその他一流メーカーにより高速多気筒圧縮機が販売されるようになつた。

1 図左側は 1915 年頃輸入されたビルタ製でライボルト製アンモニア圧縮機の比較

年 代	1915~1930	1940~1950	1951 新型
製 作	ビルタ	三菱電機	三菱電機
馬 力	50 HP	50 HP	75 HP
回 転 数	90 rpm	230 rpm	860 rpm
気 筒 数	單気筒	3 気筒	8 気筒
冷凍能力	30 RT	30 RT	45 RT
重 量	約 8,000 kg	3,800 kg	1,300 kg



1 図 最近 40 年間における冷凍圧縮機の変遷
Fig. 1. Changes of refrigerating compressors for past four decades.

1 表 MA 430 型アンモニア圧縮機標準仕様

型 式	MA 434			MA 436			MA 438		
	B	C	B	C	D	B	C	D	
シリンドラ数	4	4	6	6	12	8	8	16	
シリンドラ配置	V	V	V	V	V+V	V	V	V+V	
シリンドラ径 mm	115		115			115			
ストローク mm	90		90			90			
容量制御範囲	全負荷	1/2	全負荷	2/3	1/3	全負荷	3/4	1/2	
接続用管の 称 呼	吸入管	2 ¹ / ₂ "	3"	3"	3"×2	4"	4"	4"×2	
	吐出管	2"	2 ¹ / ₂ "	2 ¹ / ₂ "	2 ¹ / ₂ "×2	3"	3"	3"×2	
	冷却水管	1/2"	1/2"	1/2"	1/2"×2"	3/4"	3/4"	3/4"×2	
回転数 rpm	50~	975	975	975	975	975	975	975	
	60~	975	880	975	880	975	880	880	
標準冷凍能 力 RT	50~	25	37.6	37.6	75.3	50	50	100	
	60~	25	22.6	37.6	34	68	60	45.3	90.5
標準状態におけ る軸動力 HP	50~	36	35.6	54	53.5	107	72	71	142
	60~	36	32.1	54	48.2	96.5	72	64.2	128.4
駆動方 式	Vベルト	直結	Vベルト	直結	串型直結	Vベルト	直結	串型直結	
電 動 機	50~	6	6	6	6	6	6	6	
	60~	6	8	6	8	6	8	8	
型 式	巻線開放型または電源容量に応じてカゴ形を使用できる								

- 備考 1. 表中 B はベルト駆動、C はモートル、D はモートルの両軸端に各 1 台ずつ取付けたるもの、串型直結。
 2. 本表は交流電動機による駆動の場合であるが圧縮機としては上記回転数にとらわれる必要はない。

2 表 MA-438 型アンモニア圧縮機仕様

用 途	1段圧縮式冷凍機の圧縮機 多段圧縮機のブースタ	
形 式	シリンドラ配置	V-8 気筒 单衡復流式 冷却方式 ベッド、クーリング
諸 元	気筒径×行程 ピストン押のけ量 長 × 高 × 幅 Vベルト 溝車 重量	115φ×90mm 6.43 m ³ /min 1070×1180×1020 D型×6本 500φ mm 1300kg
性 能	回転数 冷凍能力 所要馬力	860 rpm (300~1000) 46.1 冷凍トレ (算定規準は高圧ガス取締法施行規則第4条による) 75 HP
標準状態	吐出圧力 蒸発温度	12 kg/cm ² -15°C 凝縮温度 30°C
管 接 続	吸 入 吐 出	側 側 4" 3"
クランク室	使 用 潤滑油	冷凍機油 #150 または #300
内潤滑	給 油 方 式	強制給油
	オイルポンプ	歯車式
	標準油圧	吸入圧+1.5~2.5 kg/cm ²
	油 量	25 l
冷却水	接続管出入口 通水方式 水 量	3/4" 2 バンク並列通水 30 l/min 1.8 T/h
容量制御	方 調 节 節 範 囲 作動シリンドラ数 ソレノイドバルブ付	吸入弁開放式 50% 75% 100% 4~ 200/220V 50/60~1/4"
安全弁	弁 口 径 作動圧力	20 mm 17 kg/cm ²
駆動装置	Vベルト駆動または 直結	直結のとき 60~8P 860 rpm

備考 標準仕様は上表とおりであるが回転数は 860 rpm にとらわれる必要はない。300~1000 rpm の範囲で自由選定してよろしい。その時は P.T および HP は当然変更あるものである。

ィール 3.1 m という山のような堂々たる威容を持つもので非常に頑丈でなお今日まで働いているものである。中央はなお当社で現在製作している豊型 3 気筒、右側は新型 MA-438 である。かように高速化されると小型軽量となり、材料は非常に少くて済みしたがつて値段も下り種々の長所があるが反面、斬新な設計、材料の選定等幾多の困難と使用者側の認識と一段の高等な取扱技術を要するようになり、このことは丁度焼玉エンジンとディーゼルエンジンとの運転のように後者は油消費量が数割少いが取扱いは一段と高等な技術を要すると同様である。

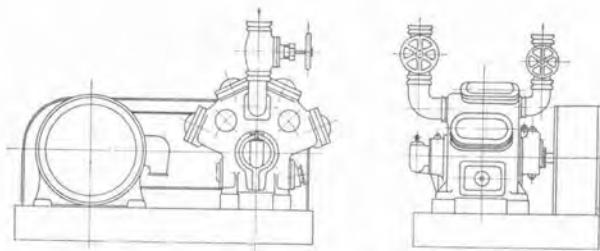
3. 標準機種

当社の標準機種ならびに要目は 1 表および 2 表のとおりである。MA-430 型とし一位の数、4, 6, 8 により 4 気筒、6 気筒、8 気筒を示し各機種を通じて内部の部品はすべて共通部品として互換性と品質管理により製品の均一と製作を容易にしている。また駆動方式および配置は 2, 3, 4 図に示すようにベルト駆動、直結、電動機の両側に 2 台を直結した串型等がある。

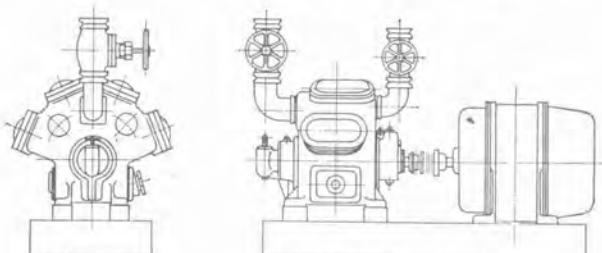
5 図は MA-438 の外観、6 図は MA-436 の外観を示す。

4. 構 造

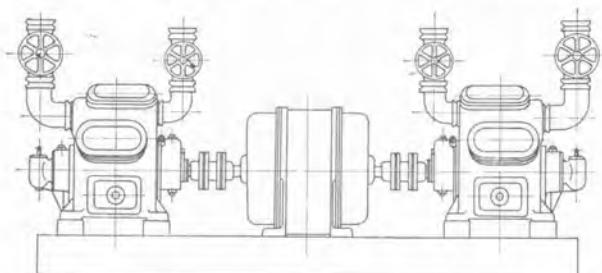
本圧縮機が従来と著しく相違した点は高速にしたこと、容量制御ができること、軸封が完全であることであるが 4, 6, 8 気筒共シリンドラ径、ストロークはすべて同一で容量はシリンドラ数と回転数により自由に広範囲に選定できるようにしたことである。



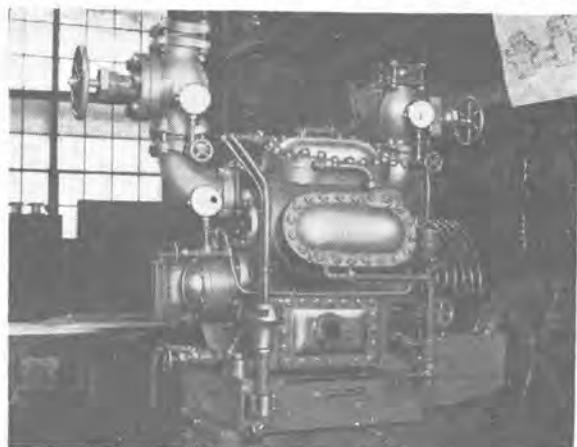
2 図 駆動方式 V ベルト駆動 B 型
Fig. 2. Type B compressor, belt driven.



3 図 駆動方式 直結 C 型
Fig. 3. Type C compressor, motor direct driven.



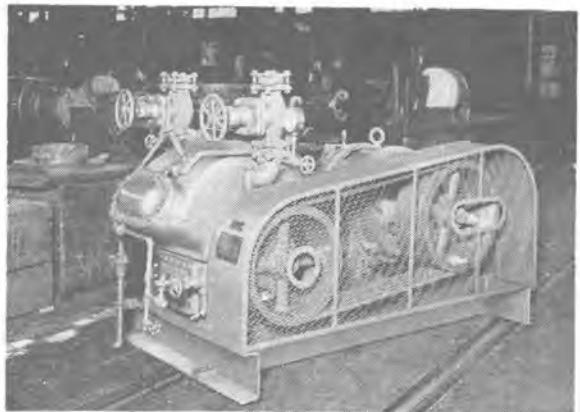
4 図 駆動方式 2 台直結 D 型
Fig. 4. Type D two-compressors, one motor driven.



5 図 MA-438 型 外観写真
Fig. 5. Appearance of type MA-438 refrigerating compressor.

かようにして内部部品を同一として互換性と大量生産を考慮した。この点は製作者側にとつても需要者側にとつても好ましきことである。7図はその内部構造ならびに部品名称を示す。本図は8気筒の断面図であるがその他の4,6気筒のものもクラシクケース、軸、吸入止弁、吐出止弁、エルボが異なるのみで他は同一である。

圧縮機の作動については従来のものと同様につき省略

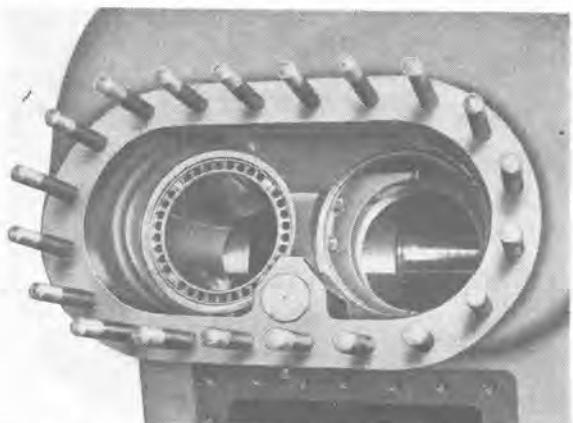


6 図 MA-436 型 外観
Fig. 6. Appearance of type MA-436 refrigerating compressor.

するが下記の部品については一段と変つた機構であるのでその要点を述べる。

(1) シリンダーライナ (8図～11図参照)

ライナはファイングレーンの高級鋳物で、クラシクケースに自由に抜き差しでき、しかもあそびのない固さで嵌合せており、内面は特殊なクロームメッキを施した上、ホーニング仕上をしているから十分な耐摩耗性を有している。吸入ガスはライナの側壁をつたてライナの上部

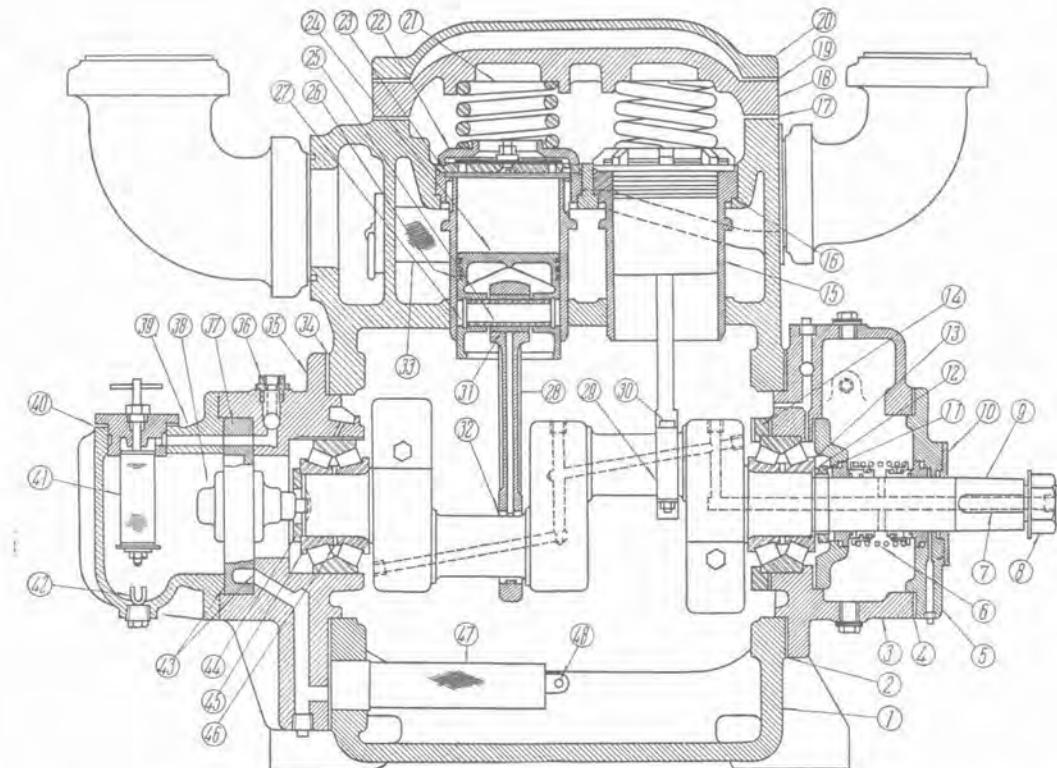


8 図 クランクケースへライナを嵌入したところ
Fig. 8. Liner set-in the crank case.



9 図 シリンダーライナ ピストン 連桿
ピストンリング ピストンピン

Fig. 9. Cylinder liner, piston, connecting rod, piston ring and piston pin.



番号	名 称	番号	名 称	番号	名 称	番号	名 称
1	クランク室	13	ペアリング	25	ピストンピン	37	ポンプ類
2	パッキン	14	軸受押え環	26	ピストンリング	38	油ポンプ
3	軸封箱	15	シリンドライナ	27	止め環	39	油溜箱
4	パッキン	16	シールガスケット	28	連接棒	40	パッキン
5	軸封蓋	17	パッキン	29	軸受冠	41	油こし器
6	軸封装置	18	シリンドラ蓋	30	締付ボルトとナット	42	マグネットブレーキ
7	キー	19	パッキン	31	ピストンピンメタル	43	フィッシングヘーベ
8	締付ナット	20	水ジャケット蓋	32	連接棒メタル	44	軸受押え金
9	クランク軸	21	安全バネ	33	ガスこし網	45	テーパローラペアリング
10	パッキン押え	22	シリンドラヘッド押え	34	パッキン	46	間隔環
11	リングナット	23	シリンドラヘッド	35	軸受箱	47	油こし網
12	座金	24	ピストン	36	逆止弁	48	支え棒

7 図 圧縮機断面図および部品名称

側面 32 個の小穴からシリンドラ内に吸込まれる構造としガススピードは堅型よりもおそらく取つてある。

(2) 連桿

ピストンピンは、特殊鋼に高周波焼入をし表面は超仕

Fig. 7. Cross section of compressor.

上を施してある。ピストンピンメタルには鉛青銅を使用し、クランクピンメタルにはホワイトメタルを使用している。なお組立分解の場合は、連桿ピストンをとりつけたままシリンドライナの上部から抜き差しできるよう



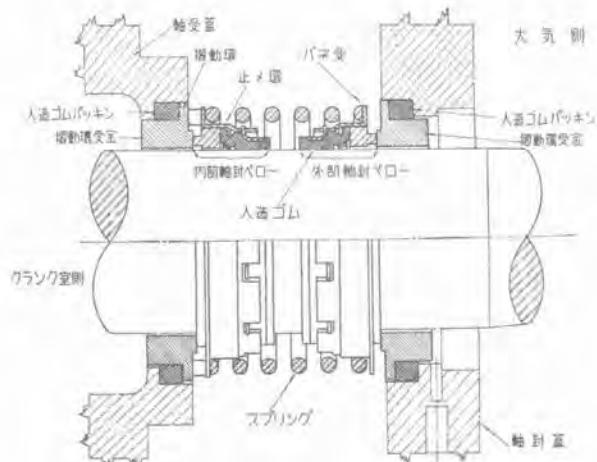
10 図 吸入弁 吐出弁 シリンダヘッド組立

Fig. 10. Suction valve, discharge valve and cylinder head assembly.

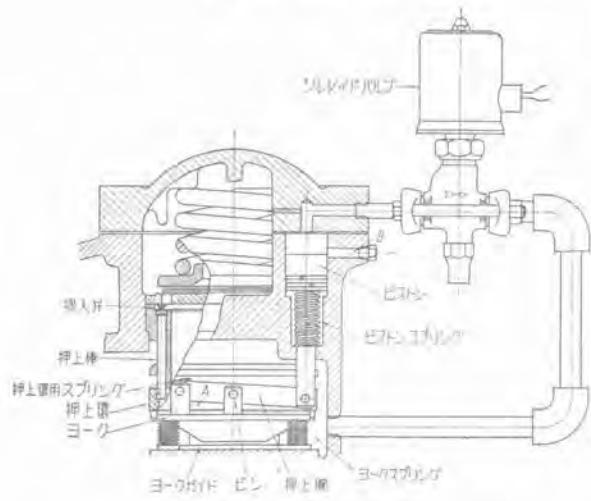


11 図 オイルポンプ オイルフィルタ ソレノイドバルブ

Fig. 11. Oil pump, oil filter and solenoid valve.



12 図 軸封装置
Fig. 12. Shaft seal.



13 図 容量制御装置
Fig. 13. Capacity controlling device safety valve.

大きくなっています。

(3) 吸入弁

各シリンダ上部に1枚のリングバルブを使用し、シリンダ上部の弁座に摺合せしてある。

(4) 吐出弁

シリンダ上部の弁盤に円形の板弁を3枚重ねて固定してあり、弁として動作するのはこのうち一番下側の1枚で上部の2枚はバルブリフトの抑制と、弁のとりかえの予備のためにつけてある。

(5) クランク軸受

ダブルテーパローラベアリングを使用し取替えを容易にしてある。

(6) クランク軸

一つのクランクピニオンに2~4本の連桿をとりつけ、クランクピニオンの部分には火焔焼入れを施し軸の中心部には潤滑油通路の錐穴を設けてある。

(7) 軸封装置

耐油性のネオプレーン系のゴムパッキン、熱処理した特殊鋼と鉛青銅の金属摺動面をおのの二重に使用した特殊軸封装置を採用し、なおその上、油密封も併用して

ガス洩れの絶無を期している。構造は12図に示す。

(8) 容量制御装置

これは起動の際のアンローダと運転中のキャバシショントロールに使われる。構造は13図に示す。これにより8気筒のものでは1/2, 3/4, 全負荷の3段の制御ができるから電動機は、可変速度のものでなくとも軽負荷で起動可能でありまた動力も非常に節約できる。

(9) 油循環系統

冷凍圧縮機の寿命を短くし、故障を起す大部分の原因は潤滑油中のごみに起因しているので機械自体の鋸砂等は完全に取り去るが、冷却管、蒸発管はその長さから考えてもどうしても塵芥の付着しているのは避けられない。機械の中をごみが回らないように3段にフィルターを備え、そのうち潤滑油用ギャーポンプ出口にあるフィルタは特殊な構造のものを使用し、運転中でも機械を止めることなしに上部のハンドルを回すだけで、フィルタに付着したごみを掃除できるようにして完璧を期し、その中の鉄粉は下の磁石に付着させるようになっている。軸端にとりつけたギャーポンプから吐き出された潤滑油は、軸封室に入りそれよりクランク軸および連桿の中の油穴を経て各所に配分される。なおギャーポンプの吐出圧力は油調節弁で外部から運転中に自由に調節できる。

(10) シリンダ冷却

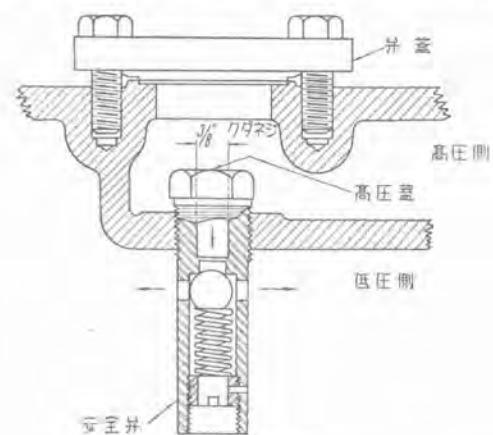
シリンダの外側部はサクション側の冷いガスで冷却され圧縮して高温になつたガスはシリンダヘッドの上部を冷却水を通して冷却される。

(11) 安全弁

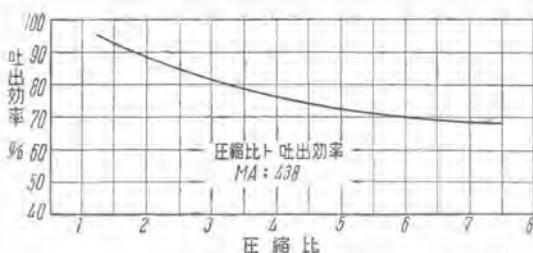
クランクケースの高圧側と低圧側の間には、安全弁を設け高圧側の圧力が異常に上昇した場合は低圧側へ圧力を逃すようになつております。安全弁口径は高圧ガス取締法に準拠している。14図は安全弁を示す。

5. 圧縮機性能ならびに試験

冷凍機あるいは冷凍装置の性能となると熱、流体、機械工学の関連性を持つて考究しなければならないのでこのような総合的なことは別にして圧縮機について述べる。

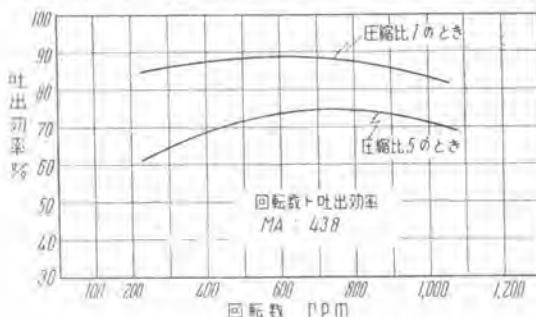


14 図 安全弁
Fig. 14. Safety valve.



15 図 圧縮比と体積効率

Fig. 15. Compression ratio and volume efficiency.



16 図 回転数と体積効率

Fig. 16. Speed rpm and volume efficiency.

冷凍効果は循環される冷媒の重量すなわち、ピストン押除け量の如何によつて変化するが、体積効率は吐出圧力および吸込圧力の差異、冷媒の種類ならびにクリヤラシスの大小、弁の洩れにより変化する。一般に真の体積効率 (Real Volumetric Efficiency) は試験して見なくてはわからないものであるが従来のもので 80~50% 程度である。また見掛けの体積効率 (Apparent Volumetric Efficiency) すなわち有効行程に対する実際のピストン行程の比が同一とすれば機械の能力あるいは冷凍トンは圧縮機の回転数に比例する。これよりして体積効率と圧縮比ならびに回転数との関係を試験の結果を 15 図と 16 図に示す。

NH₃ 標準状態にて

蒸発圧力に対する飽和冷媒温度

$$t_1 = -15^{\circ}\text{C} \quad P_1 = 2.411 \text{ kg/cm}^2 \text{ ab}$$

凝縮圧力に対する飽和冷媒温度

$$t_2 = +30^{\circ}\text{C} \quad P_2 = 11.895 \quad "$$

膨脹弁直前における冷媒温度

$$t_u = +25^{\circ}\text{C} \quad P_u = 10.2 \quad "$$

$$\text{圧縮比} = \frac{P_2}{P_1} = 4.93 \div 5$$

	圧縮比	体積効率(%)
アンモニア	4.93	74.5%
フレオン (F-12)	4.08	77%
フレオン (F-22)	4.06	78%

高速多気筒型は低速のものより体積効率が落ちるといわれているがその点、試験の結果から見て僅少の差しかないようである。

耐圧ならびに気密漏洩試験

本試験は“冷凍用機器の構造および検査基準”により耐圧ならびに気密漏洩試験を施行し、また船舶用のもの

はそれぞれ NK 規格、AB あるいはロイド規格により監督官の立合のもとに施行している。

真空試験

圧縮機は冷凍機として使用する場合は、一面真空ポンプであるから真空度はその良否を決定するものであり、バルブ作動の精粗漏洩を判定する基準ともなるのであるが、試験の結果は 730 mm 水銀柱 (28.7 インチ) 程度である。

その他各部温度上昇ならびに、120% の過速度試験等施行後厳密なる解放検査を行い異状なきを確めた後再組立て納入するものである。

6. MA-430 型の特長

(1) 小型

床面積、高さは従来のものの $1/4 \sim 1/5$ になり、建屋、機械室、基礎工事が有利になる。

(2) 軽量

重量は従来のものの $1/3 \sim 1/8$ になり、クレーンその他吊上装置の必要がなく柔弱なる基礎あるいは建物の 2 階等の据付にも差支えない。

(3) 保守手入れが簡単

狭い場所で一人でシリンドライナの取付け、取はずし、バルブの点検等分解、組立が楽にできる。従来の型のように部品の重量大きく、背の高いものに比べて非常に容易になつていている。

(4) 電動機が小型になる

機械自身が高速なため、電動機も小型でそのうえカゴ形で差支えないから非常に安価なものですが、この面からも重量、容積ならびに最初の建設費が軽減される。

(5) 容量制御装置

従来のアンモニア圧縮機に見られなかつた容量制限装置があり、これにより運転中の負荷軽減、起動時のアンリーダの作動が自由にできるから動力の節約により、安くて能率のよいカゴ形誘導電動機を使用できる。自動運転方式を併用すれば、この特長はますます発揮される。

(6) 完全なバランス

動的平衡が完全で振動が少い、簡単な基礎に取りつけて運転は至極静かである。

(7) 密封完全

特殊な軸封装置を使用しているから、機械からのガス洩れ、油洩れは絶対無いといつてよい程である。

(8) 耐久性に富む

シリンドライナ軸受その他は材料の選定と精密な工作中により十分の耐久性をもつておりそれと同時に、従来、機械故障の原因となつた油の中のごみが完全に濾過されるように特殊な油こしをつけているからこの面からも耐久性は非常に増している。

(9) 本機には冷媒として、フレオン (F-12)(F-22) も使用できる。この場合は冷凍能力、所要馬力に幾分の相異がある。