

# 可飽和リアクトル型定電圧自動移相器

小野田 芳 光\*

## The Saturable Reactor Type Constant Voltage Automatic Phase Shifter

By Yoshimitsu Onoda  
Hitachi Research Laboratory, Hitachi, Ltd.

### Abstract

The mercury arc rectifier shows excellent characteristics as a static Leonard device or power amplifier when used under the grid control by means of an automatic phase shifter.

Among a rich variety of the automatic phase shifter, the saturable reactor type is most suitable for the mercury rectifier for its excellent reliability and fast responsibility. The new automatic phase shifter of the saturable reactor type introduced herein has achieved superior characteristics as compared with other types of the same category, such as constant output voltage, improved output wave-shape and wide shifts-angle (theoretically 180°).

The reason for this achievement may be found in that the new phase shifter has been provided with an input winding and an output winding, the number of turns of which is three times that of the former.

In this paper, the writer describes the theory of the new phase shifter, giving out some interesting results of his experiment.

### [I] 緒 言

最近、水銀整流器の格子制御や二相電動機の世界制御に自動移相器が相当用いられるようになった。特に、水銀整流器は自動移相器を用いて格子制御を行い、電力増幅器として、また静止レオナードとして使用するときすぐれた特性をあらわすから、ますます使用される傾向にある。

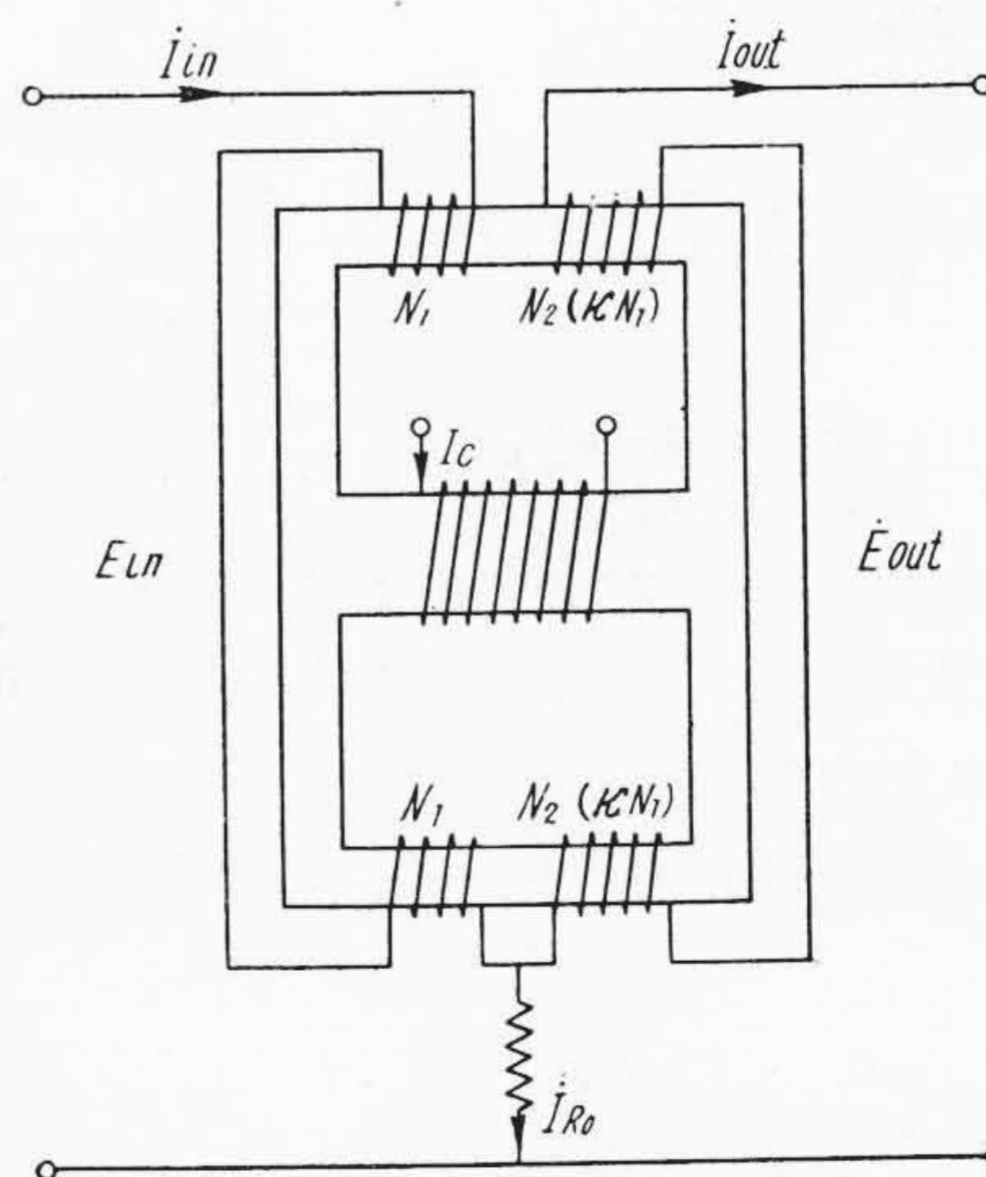
この自動移相器には誘導位相調整器と操作電動機を組合わせたもの、電子管回路によるもの、可飽和リアクトル型のものなどがあり、それぞれ一長一短があるが、上記の目的に対しては信頼性と速応性の点から可飽和リアクトル型のものが適当と考えられる。たゞ、従来の可飽和リアクトル型ものは移相角度が十分でなく、出力波形が悪く、移相とともに出力電圧の大きさが変化する欠点があつたが、こゝにあげるものは<sup>(1)(2)</sup>その欠点がほとんどない。

以下、この移相器の理論および実験結果の二三について述べる。

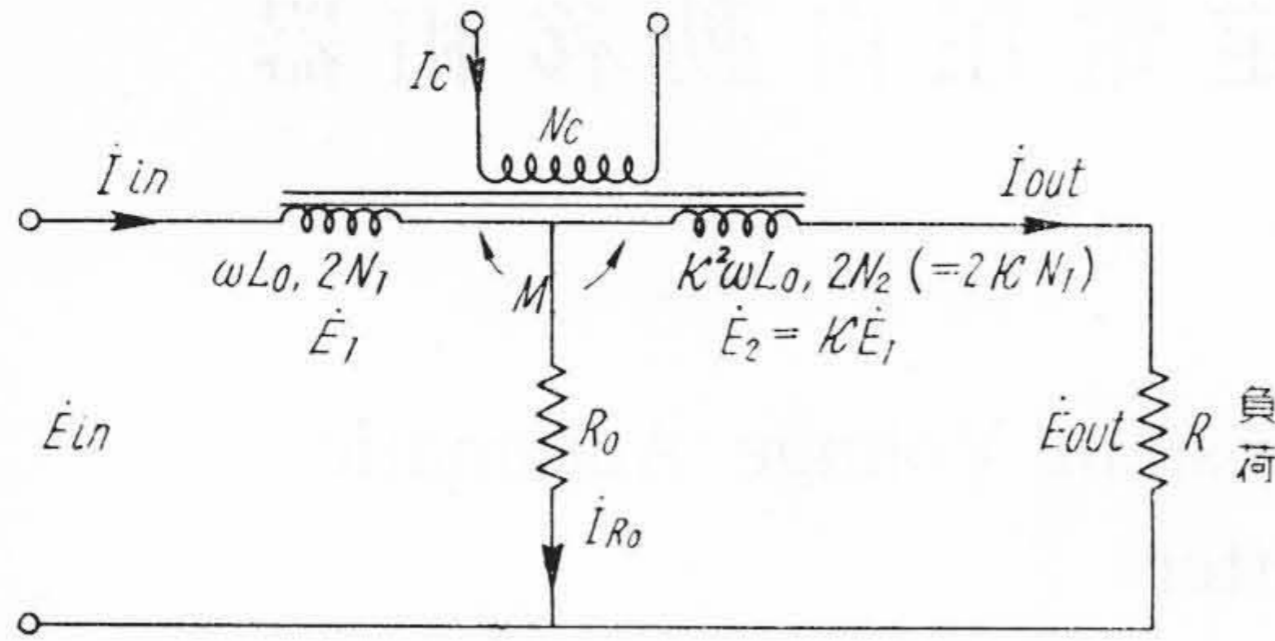
\* 日立製作所日立研究所

### [II] 電 圧 円 線 図

第1図にこの移相器の原理を示す説明図を、



第1図 可飽和リアクトル型定電圧自動移相器  
Fig. 1. The Saturable Reactor Type Constant Voltage Automatic Phase Shifter



第2図 定電圧自動移相器の等価回路  
Fig.2. Equivalent Circuit of the Constant Voltage Automatic Phase Shifter

第2図にその等価回路を示す。

交流磁束の高調波分を無視しうるならば交流回路は線型であると考えることができるので、第2図よりつぎの連立方程式がえられる。

$$\left. \begin{aligned} j\omega L_0 \dot{I}_{in} + j\omega M \dot{I}_{out} + R_0 \dot{I}_{R0} &= \dot{E}_{in} \\ i\omega M \dot{I}_{in} + (R + j\kappa^2 \omega L_0) \dot{I}_{out} - R_0 \dot{I}_{R0} &= 0 \\ \dot{I}_{in} - \dot{I}_{out} - \dot{I}_{R0} &= 0 \\ R \dot{I}_{out} - \dot{E}_{out} &= 0 \end{aligned} \right\} \dots (1)$$

また、結合係数を1と考えれば

$$M = \kappa L_0 \dots \dots \dots (2)$$

(1)式と(2)式より  $\dot{E}_{in}$  と  $\dot{E}_{out}$  の関係を求めれば

$$\dot{E}_{out} = \frac{R - j\omega \kappa L_0 \alpha}{R + j\omega L_0 \{\alpha + (1 + \kappa)^2\}} \dot{E}_{in} \dots \dots \dots (3)$$

ここに  $\alpha = R/R_0$

制御電流  $I_c$  を変化すると鉄心が飽和するので交流巻線のリアクタンス  $\omega L_0$  が変化する。このとき  $\dot{E}_{out}$  の軌跡は第3図に示すように

中心が

$$\zeta = \frac{\alpha(1 - \kappa) + (1 + \kappa)^2}{2\{\alpha + (1 + \kappa)^2\}} \dot{E}_{in} \dots \dots \dots (4)$$

半径が

$$r = \frac{(1 + \kappa)(\alpha + 1 + \kappa)}{2\{\alpha + (1 + \kappa)^2\}} E_{in} \dots \dots \dots (5)$$

の半円を描くことが(3)式より知られる。すなわち、制御電流を変化することにより、移相角度を最大  $0^\circ$  より  $-180^\circ$  まで変化することができる。

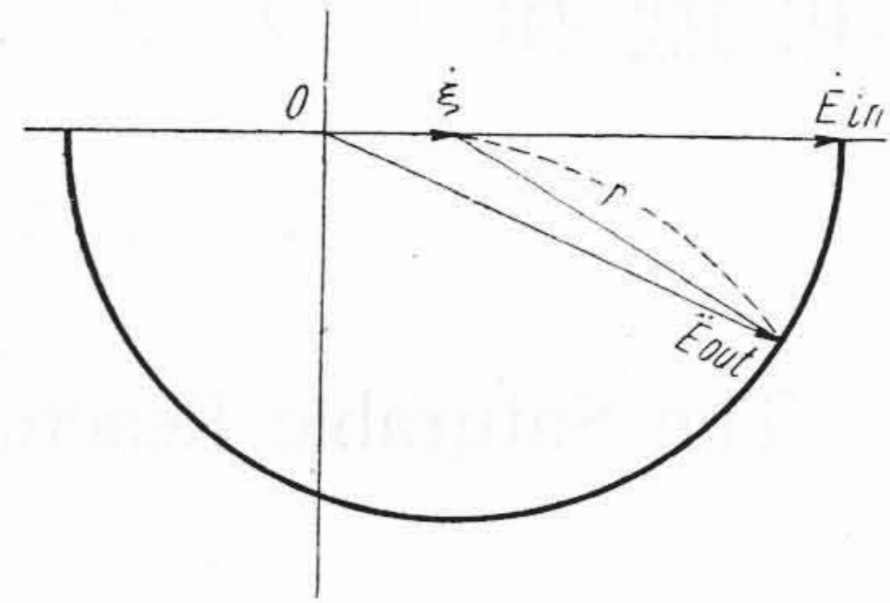
$\dot{E}_{out}$  の絶対値が常に  $\dot{E}_{in}$  の絶対値に等しいためには

$$\zeta = 0, \quad r = E_{in}$$

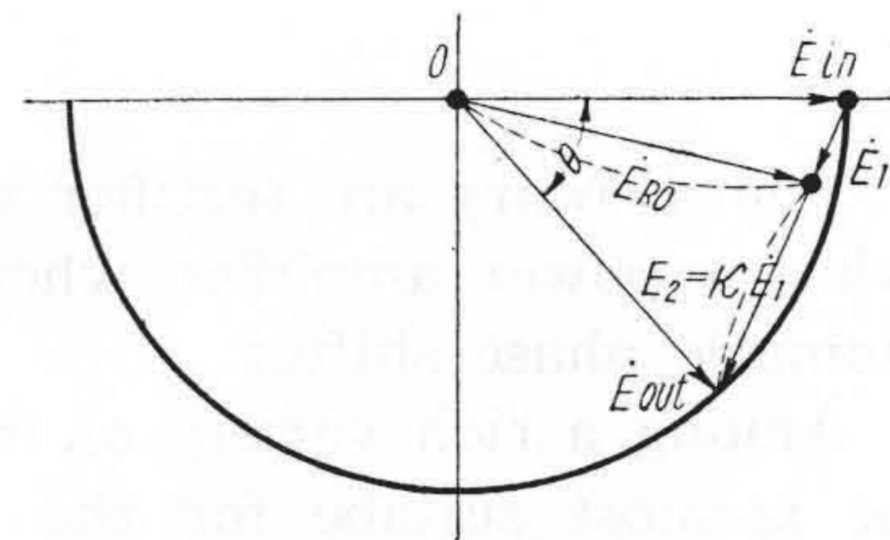
であることが必要である。

この条件を満足する  $\kappa$  と  $\alpha$  の関係を求めると

$$\alpha = \frac{(1 + \kappa)^2}{\kappa - 1} \dots \dots \dots (6)$$



第3図 (3)式で示される  $\dot{E}_{out}$  の軌跡  
Fig.3. Locus  $\dot{E}_{out}$  Shown by Eq (3)



第4図 移相器の電圧ベクトル図  
Fig.4. Voltage Vector Diagram of the Phase Shifter

すつわち、(6)式の条件を満足すると、常に出力電圧の大きさが入力電圧のそれに等しく（実際には抵抗および漏洩インダクタンスの降下だけ異なる）なるのであるが、 $\alpha$  が大きいときは、固定抵抗に流れる電流が大となり、一方移相角  $\theta \neq 0$  の場合には常に固定抵抗にかかる電圧  $E_{R0}$  は入力電圧  $E_{in}$  に等しくなるので(第4図)移相器の効率が悪くなることが知られる。

ゆえに、(6)式を微分し0とおき  $\alpha$  を最小ならしめる  $\kappa$  を求めるとつぎのようになる。

$$\kappa = 3 \quad \text{または} \quad \kappa = -1$$

$\kappa = -1$  の場合は、移相角が変化しないので  $\kappa = 3$  の場合が効率最大の場合である。このときの  $\alpha$  は(6)式より  $\alpha = 8$

つぎに、 $\omega L_0$  の変化に対する移相角の変化を求めるため、 $\alpha$  をパラメータとして  $\dot{E}_{out}$  の軌跡を求めれば(3)式より

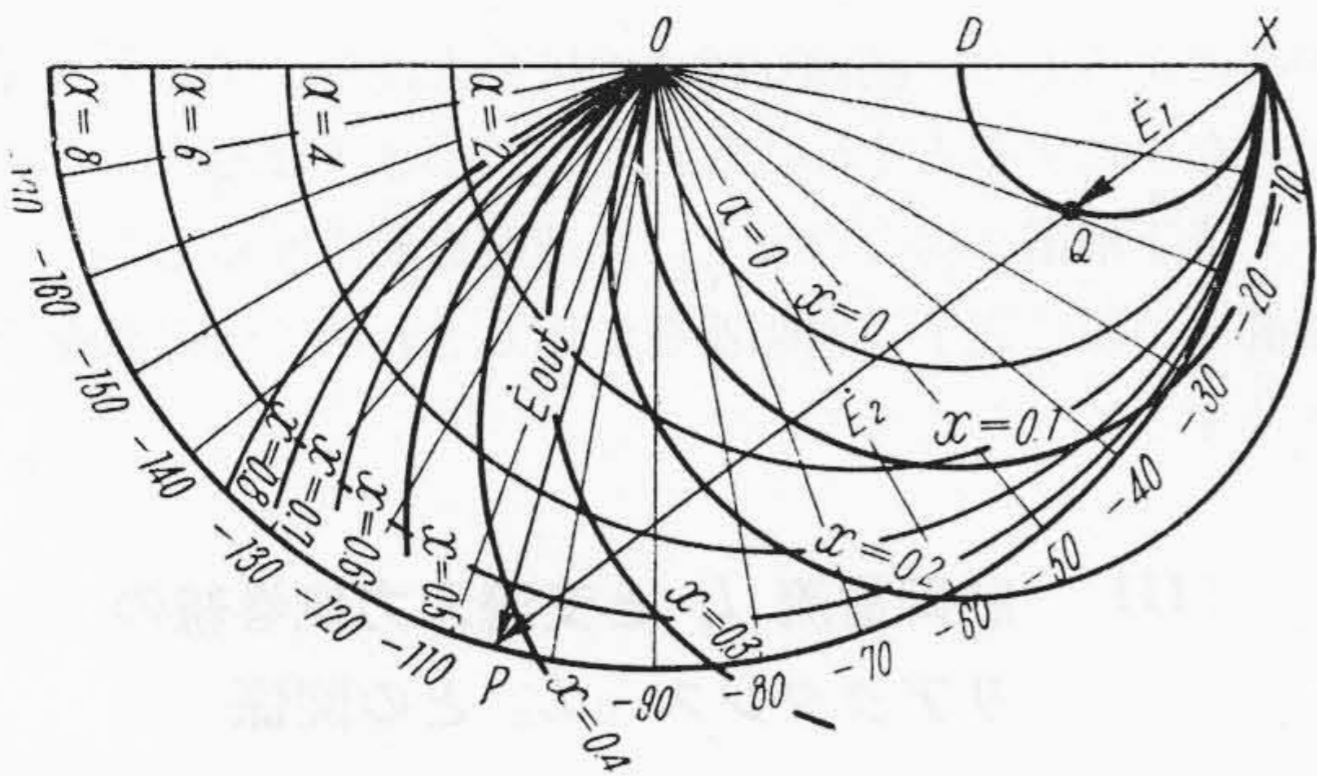
$$\text{中心} \quad \xi = \frac{1}{2} (1 - j\kappa x) \dot{E}_{in} \dots \dots \dots (7)$$

$$\text{半径} \quad \lambda = \frac{1}{2} \sqrt{1 + \kappa^2 x^2} E_{in} \dots \dots \dots (8)$$

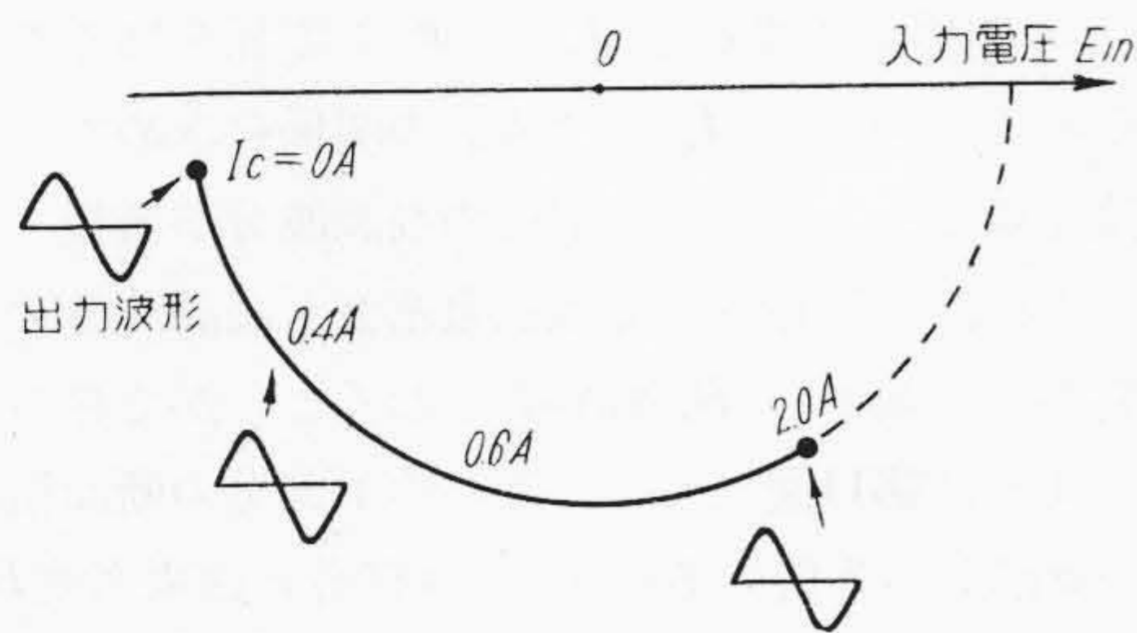
ここに  $x = \omega L_0 / R_0$

の半円となる。

以上の結果より、 $\kappa = 3$  の場合の電圧円線図を画いたのが第5図である。この図には  $\alpha$  の種々な値のものも細線で記入してあるが、太線の  $\alpha = 8$  の場合が定電圧自動移相器の軌跡となる。図で  $\dot{E}_1(\vec{XQ})$  は定電圧移相器の



第5図  $\kappa=3$  の場合の電圧円線図  
Fig. 5. Voltage Circle Diagram of  $\kappa=3$



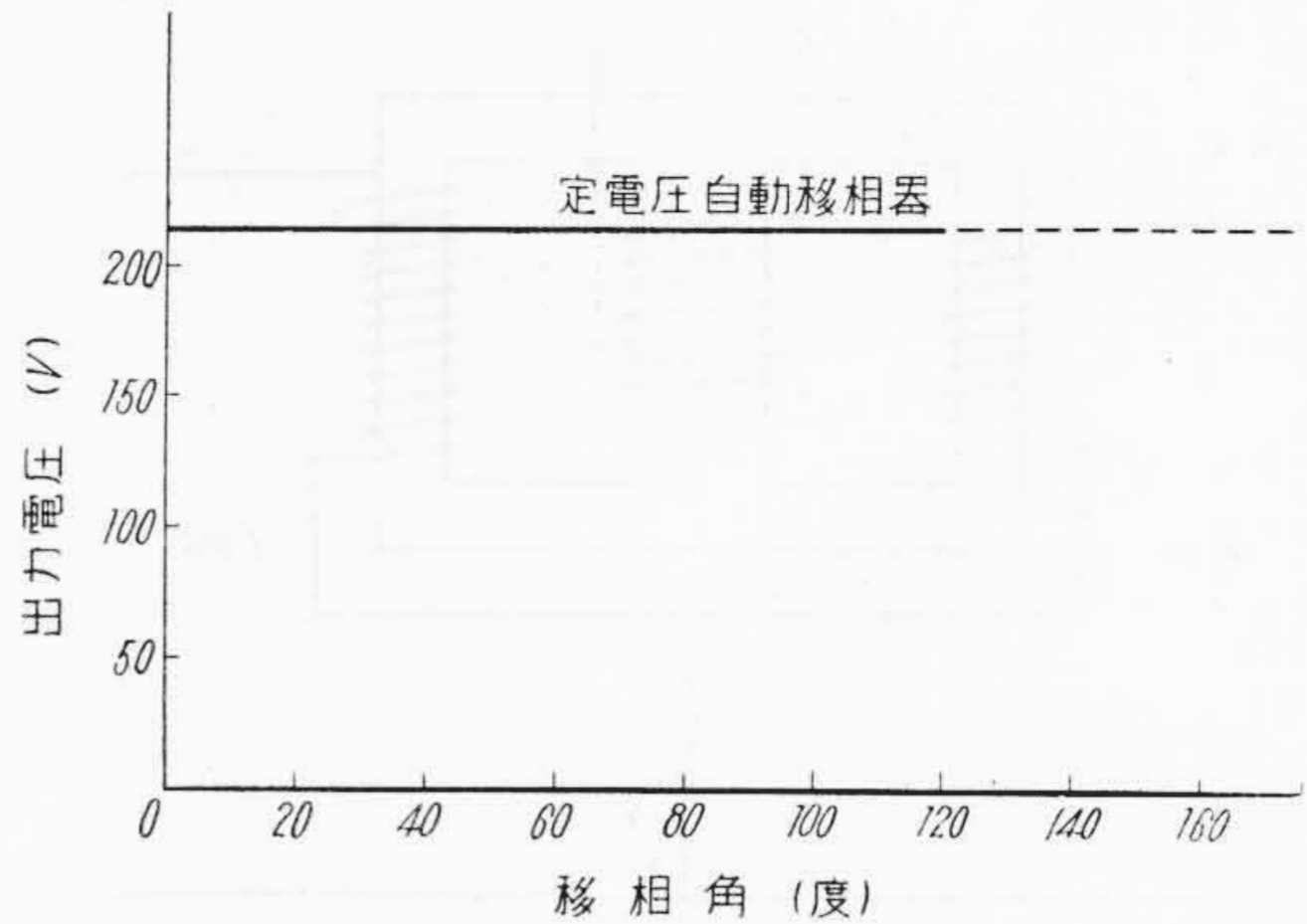
第6図  $\kappa=3, \kappa=8$  の場合の実験結果  
(出力電圧の絶対値は抵抗および漏洩リアクタンス  
降下だけ入力電圧のそれより小さい)  
Fig. 6. Experimental Results for  $\kappa=3,$   
 $\alpha=8$

場合の交流入力側巻線にかゝる電圧であり、 $\dot{E}_2 (= \kappa \dot{E}_1, \vec{QP})$  は交流出力側巻線にかゝる電圧である。弧  $\widehat{XQD}$  は  $\dot{E}_1$  の軌跡である。

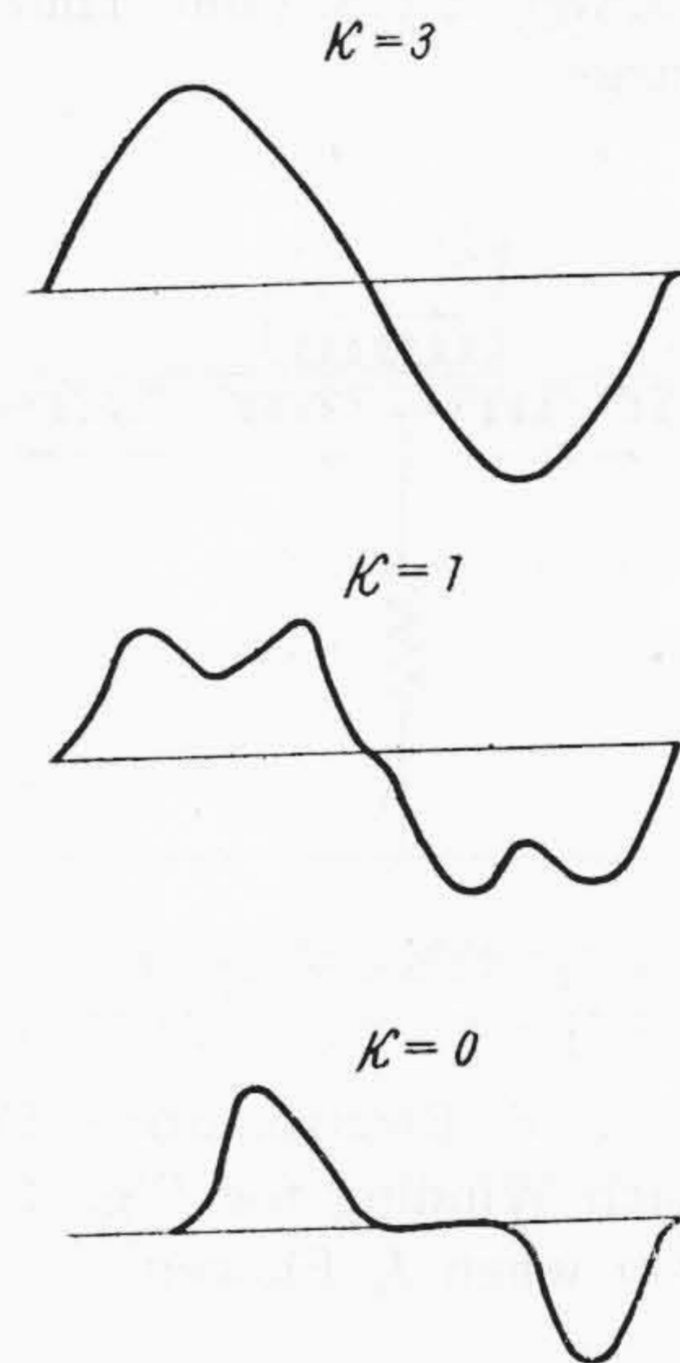
実験結果の一例を第6図および第7図に示す。これから知られるように出力電圧の絶対値はほとんど一定で従来の可飽和リアクトル型移相器と比較すれば格段の相異がみられる。

上記の理論では負荷を抵抗と考えたが、実際にはインダクタンスの場合が少なくない。このときはコンデンサでインダクタンスを補償し、等価的に抵抗にらしめている。

この移相器は普通の可飽和リアクトルに較べて出力波形が非常によい。この傾向は第8図に示すように  $\kappa$  を大きくする程顕著になる。その理由は交流磁束の振幅が  $\kappa$  を大きくするにしたがい小さくなり、電圧波形が歪まなくなるからである。すなわち、 $\kappa$  が大きくなると出力巻線の巻数が大きくなるが、入力電流に較べて出力電流は相当小さいので出力巻線の断面積が小さく、そのため巻線の占める断面積をさほど増加せずに交流磁束の振幅を小さくすることができるのであるが、さらに交流巻線にかゝる電圧が大となつて、一般に波形が悪くなる筈の移相角の大きなところでも入力巻線と出力巻線に流れる電流の位相がほぼ反対方向になるため、交流磁束の振幅が



第7図 定電圧自動移相器の特性  
Fig. 7. Characteristic of Constant Voltage Phase Shifter

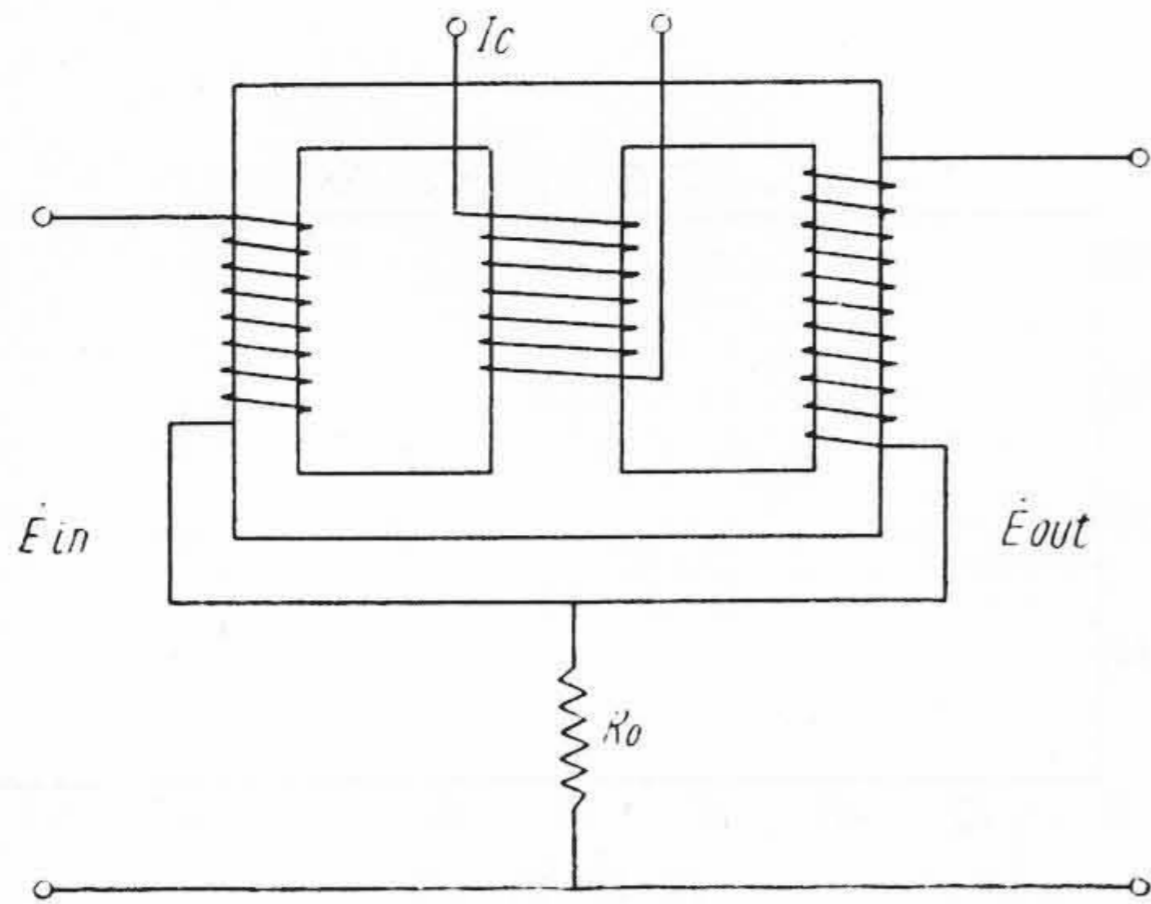


第8図 種々の  $\kappa$  に対する出力電圧の波形  
(負荷は抵抗のみ)  
Fig. 8. Output Voltage Wave-Form for Various  $\kappa$

ほとんど増加せずむしろ波形がよくなる傾向になる。 $\kappa=0, 1$  の場合でも L.C. 共振回路を負荷側に入れるとある程度波形がよくなる。

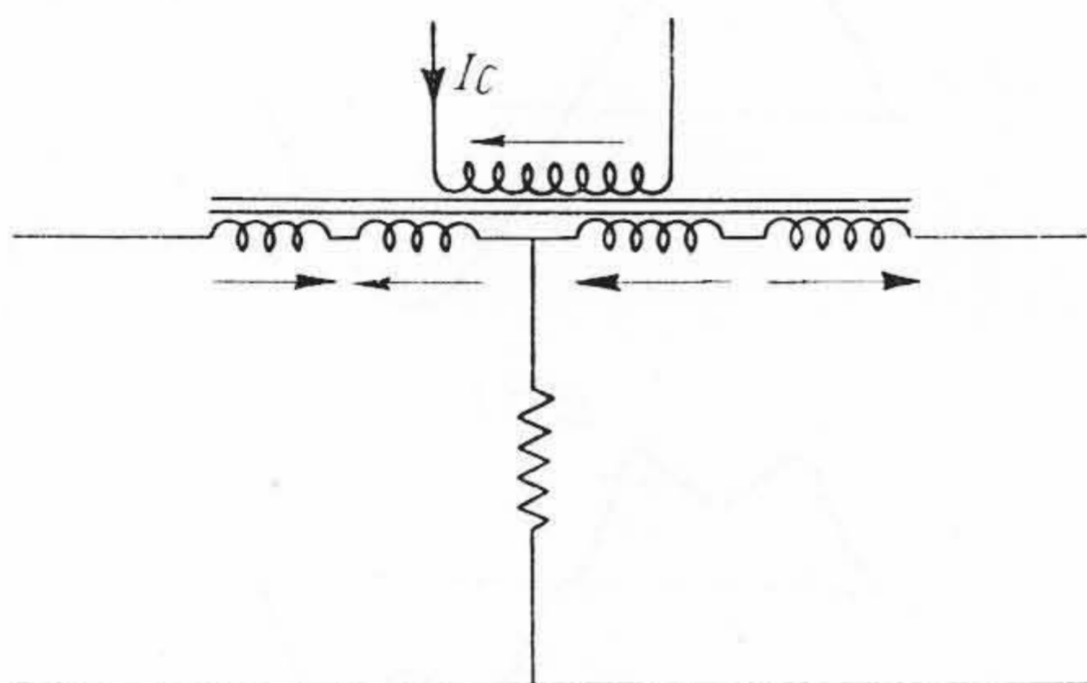
なお第9図(次頁参照)の結線でも上記理論は同様になりつつのであるが、この結線では時間おくれが大きくて使用することができない。すなわち、第1図の結線であると制御巻線に直流が流れたとき交流巻線に誘起される電圧は第10図(次頁参照)のようになり、互いに打消しあうが、第9図の結線では打消されず制御電流により作られる磁束を妨げるような電流を流すので時間おくれが増すのである。

第1図の結線の移相器では時定数が制御電流のおくれ



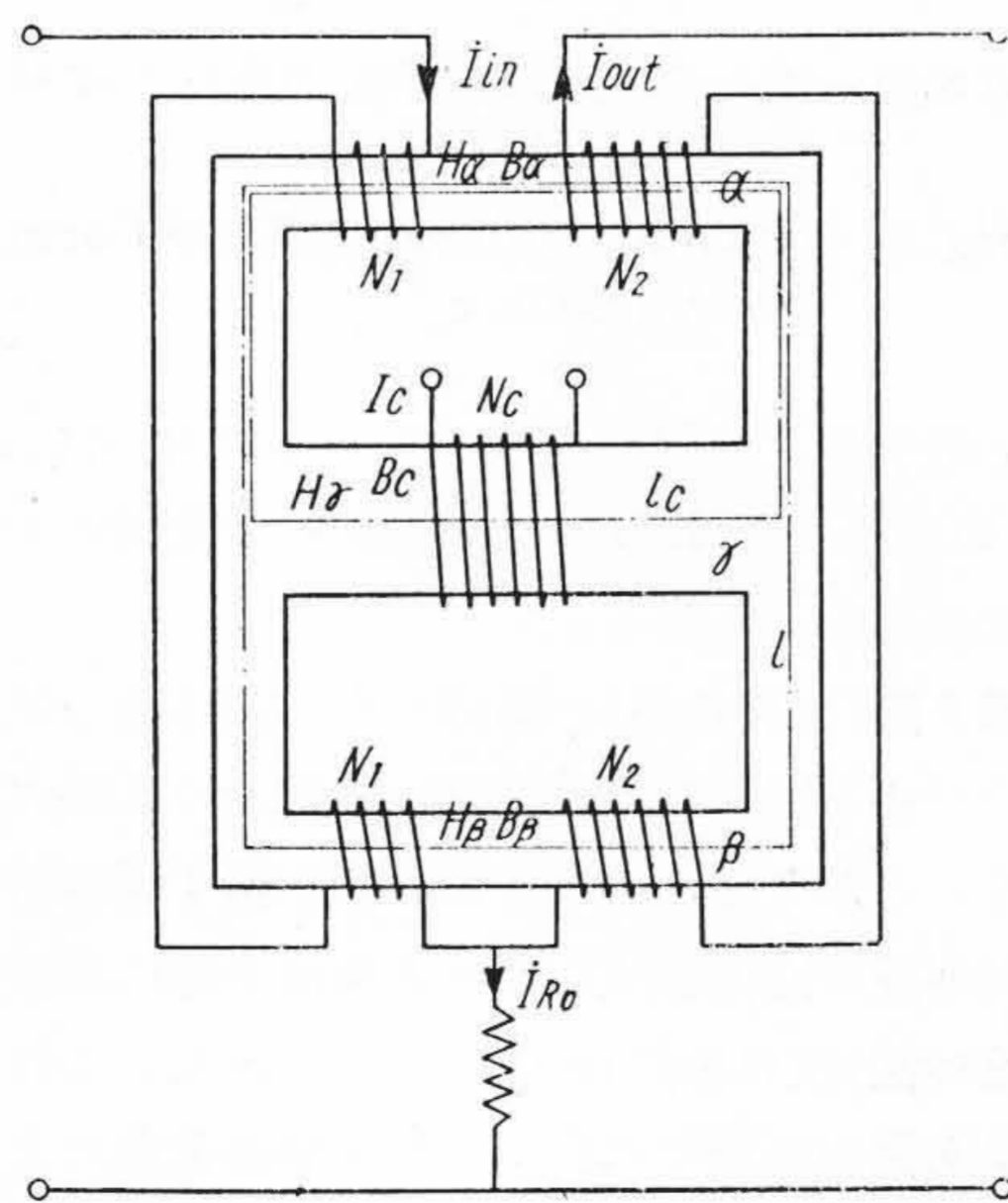
第9図 定電圧自動移相器の他の結線 (ただし、この結線では時間おくれが大きい)

Fig. 9. Other Connection of the Constant Voltage A.P.S. (But Time Lag is Large)



第10図 第1図の結線の場合で  $I_c$  が流れたとき各巻線に誘起される逆起電力の方向

Fig. 10. Induced Electromotive Forces of Each Winding for Fig. 1 Connection when  $I_c$  Flowed



第11図 定電圧自動移相器の磁気回路  
Fig. 11. Magnetic Circuits of the Constant Voltage Automatic Phase Shifter

のみによるので、制御巻線の抵抗を大にし、インダクタンスを小にするとそれにしたがって小さくなる。インパクト降下補償の場合のように高速度を要求するものには制御入力源に電子管増幅器を使用しきわめて時定数を小さくすることができる。

〔III〕 制御電流  $I_c$  と交流入力側巻線のリアクタンス  $\omega L_0$  との関係

前に示した電圧円線図より交流入力側巻線のリアクタンス  $\omega L_0$  と移相角  $\theta$  の関係が知られるが、実際に必要なのは制御電流  $I_c$  と  $\theta$  の関係である。ところで、 $I_c$  と  $\omega L_0$  との関係が求まると  $I_c$  と  $\theta$  の関係を知ることができるのでここでは  $I_c$  と  $\omega L_0$  の関係を求めてみる。

交流巻線にかゝっている電圧の高調波分が無視できるものとすれば、鉄心内の交流磁束密度も高調波分を考える必要がなく簡単に  $B_a \sin \omega t$  とおくことができる。

かくすれば第11図において鉄心の  $r$  部分の断面積は  $\alpha$  および  $\beta$  部分の2倍であるから、 $\alpha$  部分の磁束密度  $B_\alpha$  および  $\beta$  部分の磁束密度  $B_\beta$  はつぎのようになる。

$$B_\alpha = B_a \sin \omega t + B_c \dots \dots \dots (9)$$

$$B_\beta = B_a \sin \omega t - B_c \dots \dots \dots (10)$$

ここに

$$B_a = E_m / (1 + \kappa) N_1 \omega A \text{ で交流磁束密度最大値 (Wb/m}^2\text{) } \dots \dots \dots (11)$$

$A$ :  $\alpha$  および  $\beta$  部分の鉄心断面積 ( $\text{m}^2$ )

$N_1$ : 交流入力側巻線1ブロックの巻数で、 $\alpha$  および  $\beta$  脚にはそれぞれ  $(1 + \kappa) N_1$  回巻かれており、交流巻線の全巻数を  $N_a$  とすれば  $N_a / 2(1 + \kappa)$  にあたる。

$\omega$ : 交流電源周波数 (rad/s)

$B_c$ : 制御直流磁束密度すなわち  $r$  部分の磁束密度 (Wb/m<sup>2</sup>)

第12図に示すように珪素鋼板に対しては磁化曲線を

$$H = U \sinh uB \dots \dots \dots (12)$$

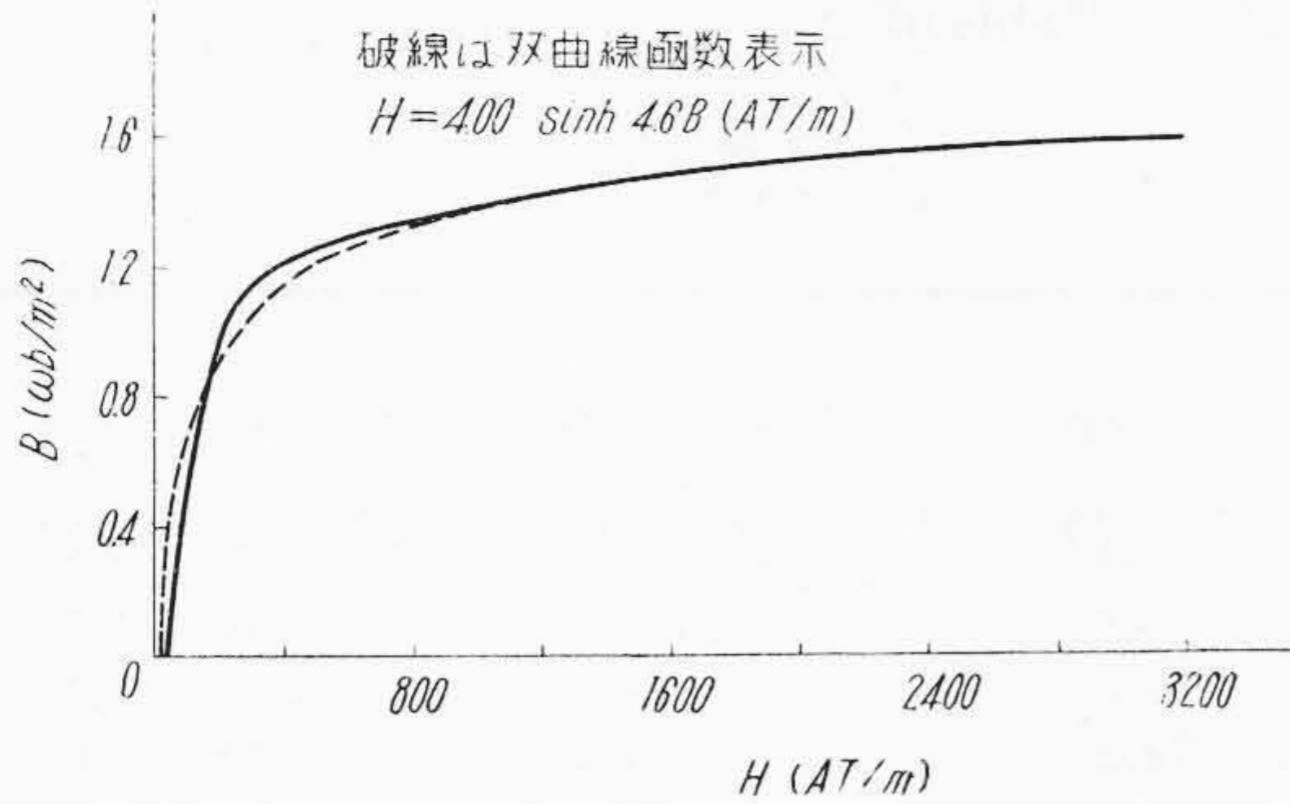
とおくことができる。

ここに  $U$  (ampere turn/m),  $u$  ( $\text{m}^2/\text{wb}$ ) は鉄心の性質によって定まる定数である。

このようにおくと、鉄心の各部分の磁界の強さはつぎのように求まる。

$\alpha$  部分の磁界の強さ  $H_\alpha$  は

$$\begin{aligned} H_\alpha &= U \sinh \{ u(B_a \sin \omega t + B_c) \} \\ &= H_0 + H_1 \sin \omega t + H_2 \cos 2\omega t + H_3 \sin 3\omega t \\ &\quad + H_4 \cos 4\omega t + \dots \dots \dots (13) \end{aligned}$$



第12図 B級珪素鋼板の磁化曲線  
Fig. 12. Magnetization Curve of the Class B Silicon Steel

$\beta$  部分の磁界の強さ  $H_\beta$  は

$$H_\beta = U \sinh\{u(B_a \sin \omega t - B_c)\} \\ = -H_0 + H_1 \sin \omega t - H_2 \cos 2\omega t + H_3 \sin 3\omega t \\ - H_4 \cos 4\omega t + \dots \quad \dots\dots(14)$$

ここに、

$$\left. \begin{aligned} H_0 &= UI_0(uB_a) \sinh uB_c \\ H_1 &= 2 UI_1(uB_a) \cosh uB_c \\ H_2 &= -2 UI_3(uB_a) \sinh uB_c \\ H_3 &= -2 UI_3(uB_a) \cosh uB_c \\ H_4 &= 2 UI_4(uB_a) \sinh uB_c \\ &\dots \end{aligned} \right\} \dots\dots(15)$$

で  $I_0(uB_a)$ ,  $I_1(uB_a)$ ,  $\dots\dots$  は  $uB_a$  をパラメータとする変形ベッセル函数第1種である。

(13)(14)式をみると、 $H_a$ ,  $H_\beta$  に  $H_0$  なる直流分が含まれていることが知られる。この直流分は制御電流平均値  $I_c$  によって作られるべきものであるから、つぎの関係式が成立しなければならない。

$$H_0 = N_c I_c / l_c \dots\dots(16)$$

ここに

- $l_c$ : 制御直流磁束の通る平均磁路長 (m)
- $N_c$ : 制御巻線巻数

交流電流によって作られる磁界の強さを  $H_a$ , 制御電流によって作られる磁界の強さを  $H_c$  (この平均値は(16)式で示される  $H_0$  である) とすれば

$$H_a + H_c = H_\alpha \dots\dots(17)$$

$$H_a - H_c = H_\beta \dots\dots(18)$$

であるから

$$H_a = \frac{1}{2}(H_\alpha + H_\beta) \\ = H_1 \sin \omega t + H_3 \sin 3\omega t + H_5 \sin 5\omega t + \dots \dots\dots(19)$$

$$H_c = \frac{1}{2}(H_\alpha - H_\beta) \\ = H_0 + H_2 \cos 2\omega t + H_4 \cos 4\omega t + \dots \dots\dots(20)$$

すなわち、交流電流によって作られる磁界には奇数高調波が含まれ、したがって交流電流にも奇数高調波電流が含まれることが知られる。同様に制御電流には偶数高調波が含まれる。

もし、この高調波分を無視し、たとえば

$$H_a = H_1 \sin \omega t \dots\dots(21)$$

と表わしたならば、そのときに生ずる誤差の割合  $\delta$  がどのようになるか実効値を考慮して求めてみると  $u B_a \leq 2$  のときは

$$\delta = \frac{|H_a - H_1 \sin \omega t|}{|H_a|} = \frac{I_3(uB_a)}{I_1(uB_a)} < 17\% \dots(22)$$

となつて、 $u B_a \leq 2$  が成立するところでは交流磁界の高調波分、したがって交流電流の高調波分を無視して差支えない。同様に  $u B_a \leq 2$  が成立するところでは  $H_c$  の高調波分を無視して差支えないことが知られる。

上記の磁界は電圧の方より求めたものであるが、電流の方より考えると

$$H_a = \frac{2 N_1 \dot{I}_{in} + 2 \kappa N_1 \dot{I}_{out}}{l} \\ = \frac{2\sqrt{2}(1+\kappa)}{l} N_1 I_A \sin \omega t \dots\dots(23)$$

ここに

$$\sqrt{2} I_A \sin \omega t = (\dot{I}_{in} + \kappa \dot{I}_{out}) / (1 + \kappa) \dots\dots(24)$$

$l$ : 交流磁束平均磁路長

(15)(21)(23)式より  $H_a$ ,  $H_1$ ,  $H_0$  を消去し、さらに

$$B_a = E_m / (1 + \kappa) N_1 \omega A = E_1 / \sqrt{2} N_1 \omega A \\ E_1 = (1 + \kappa) \omega L_0 I_A$$

なる関係を用いるとつぎの式がえられる。

$$\omega L_0 = \frac{\sqrt{2} N_1 E_1}{U I_1 \left( \frac{u E_1}{\sqrt{2} N_1 \omega A} \right) \sqrt{1 + \left\{ \frac{N_c I_c / l_c U}{I_0(u E_1 / \sqrt{2} N_1 \omega A)} \right\}^2}} \dots\dots(25)$$

いま、

$$\left. \begin{aligned} \mathcal{L} &= (u U l / 2 N_1^2 \omega A) \cdot \omega L_0 = a \cdot \omega L_0 \text{ (no dimension)} \\ \epsilon &= (u / \sqrt{2} N_1 \omega A) \cdot E_1 = b \cdot E_1 \quad ( \quad , \quad ) \\ \mathcal{G}_c &= (N_c / l_c U) \cdot I_c = c \cdot I_c \quad ( \quad , \quad ) \end{aligned} \right\} (26)$$

とおけば、(25)式は

$$\mathcal{L} = \frac{\epsilon}{I_1(\epsilon) \sqrt{1 + \{ \mathcal{G}_c / I_0(\epsilon) \}^2}} \dots\dots(27)$$

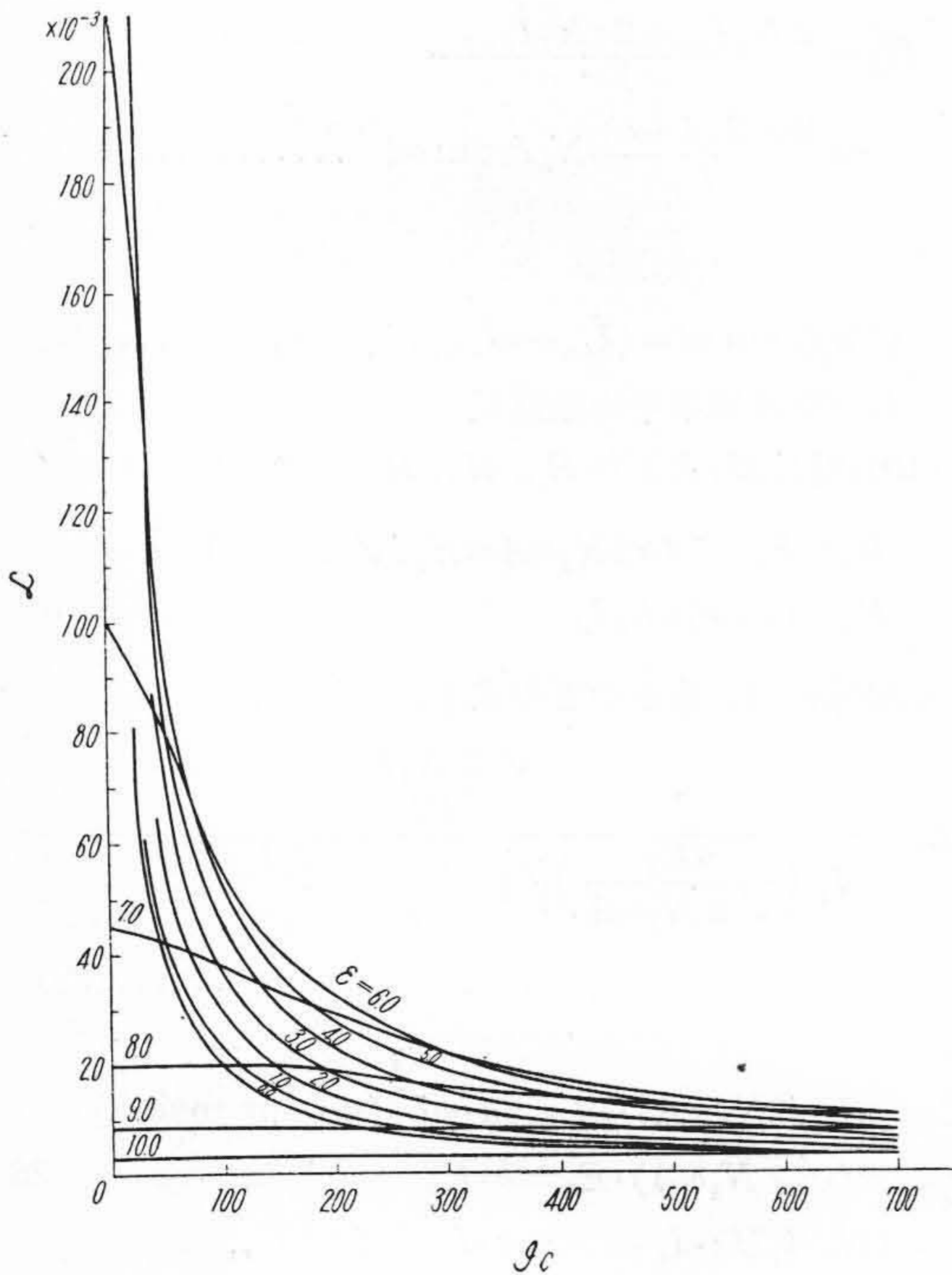
となる。この式を計算して示したのが第1表および第13図(次頁参照)である。

第 1 表  $\mathcal{L} = \frac{\epsilon}{I_1(\epsilon)\sqrt{1 + \{J_c/I_0(\epsilon)\}^2}}$  の表

Table 1. Table of  $\mathcal{L} = \frac{\epsilon}{I_1(\epsilon)\sqrt{1 + \{J_c/I_0(\epsilon)\}^2}}$

$$\mathcal{L} = \left( \frac{uUl}{2N_1^2\omega A} \right) \omega L_0, \quad \epsilon = \left( \frac{u}{\sqrt{2}N_1\omega A} \right) E_1, \quad J_c = \left( \frac{N_c}{l_c U} \right) I_c$$

$\epsilon$	$J_c$														
	0	50	100	150	200	250	300	350	400	450	500	550	600	650	700
0	$\times 10^{-3}$ 2,000	$\times 10^{-3}$ 40.0	$\times 10^{-3}$ 20.0	$\times 10^{-3}$ 13.3	$\times 10^{-3}$ 10.0	$\times 10^{-3}$ 8.0	$\times 10^{-3}$ 6.7	$\times 10^{-3}$ 5.7	$\times 10^{-3}$ 5.0	$\times 10^{-3}$ 4.5	$\times 10^{-3}$ 4.0	$\times 10^{-3}$ 3.64	$\times 10^{-3}$ 3.34	$\times 10^{-3}$ 3.08	$\times 10^{-3}$ 2.86
0.5	1,940	41.3	20.6	13.7	10.5	8.3	6.9	5.9	5.2	4.6	4.1	7.75	3.44	3.20	2.95
1.0	1,770	44.8	22.4	14.9	11.2	9.0	7.5	6.4	5.6	5.0	4.5	4.07	3.74	3.44	3.20
1.5	1,530	50.3	25.0	16.8	12.6	10.1	8.4	7.2	6.3	5.6	5.0	4.58	4.20	3.77	3.60
2.0	1,260	58.5	29.2	19.0	14.4	11.5	9.6	8.2	7.2	6.4	5.8	5.24	4.79	4.43	4.10
2.5	1,000	65.7	33.2	21.6	16.2	13.0	10.9	9.3	8.1	7.2	6.5	5.93	5.44	5.06	4.65
3.0	760	73.0	38.0	24.5	18.5	14.8	12.2	10.5	9.3	8.2	7.3	6.73	6.08	5.71	5.28
3.5	560	81.2	41.8	28.2	20.6	16.5	13.8	11.9	10.3	9.2	8.3	7.52	6.89	6.37	5.85
4.0	410	91.0	45.5	31.5	23.2	18.5	15.4	13.2	11.6	10.3	9.3	8.43	7.73	7.13	6.71
4.5	290	93.5	50.4	33.6	25.4	20.3	16.8	14.5	12.7	11.2	10.1	9.20	8.43	7.80	7.25
5.0	210	97.5	54.1	36.7	28.4	22.8	19.1	16.3	14.3	12.7	11.6	10.4	9.55	8.82	8.17
5.5	140	89.0	57.2	39.7	29.5	24.3	19.7	17.1	14.9	13.3	12.1	10.9	10.0	9.27	8.60
6.0	100	80.0	54.5	40.9	31.9	26.0	22.0	18.9	16.5	14.7	13.3	12.2	11.1	10.3	9.10
7.0	45	43.2	37.3	33.2	29.0	25.1	22.0	19.5	17.5	15.8	14.4	13.2	12.2	11.3	10.5
8.0	20	19.6	20.0	19.0	18.0	17.2	16.4	15.6	14.6	13.8	13.0	12.2	11.6	11.1	10.4
9.0	8.7	8.7	8.7	8.7	8.7	8.5	8.45	8.3	8.2	8.0	7.9	7.77	7.63	7.50	7.37
10.0	3.7	3.7	3.7	3.7	3.7	3.7	3.7	3.7	3.7	3.7	3.7	3.66	3.62	3.62	3.60



第 13 図  $\mathcal{L} = \frac{\epsilon}{I_1(\epsilon)\sqrt{1 + \{J_c/I_0(\epsilon)\}^2}}$  の曲線

Fig. 13. Curve of

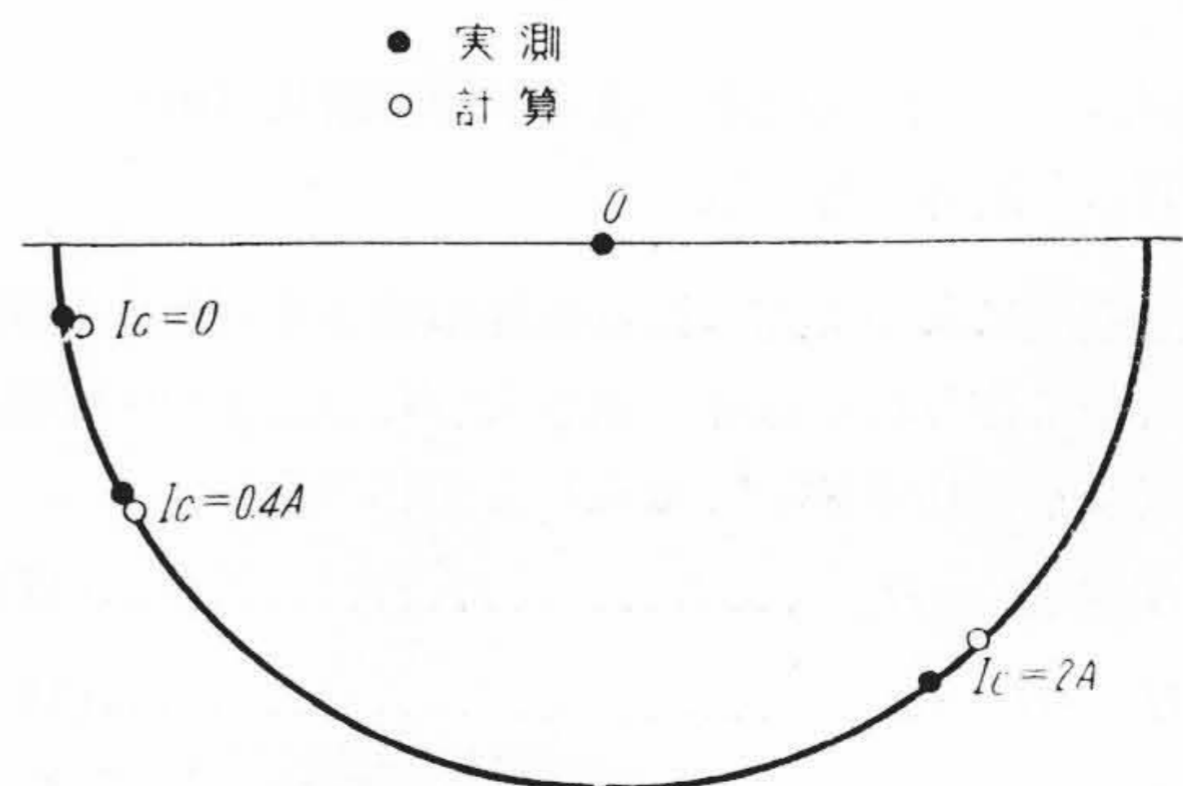
$$\mathcal{L} = \frac{\epsilon}{I_1(\epsilon)\sqrt{1 + \{J_c/I_0(\epsilon)\}^2}}$$

こゝに、

$$\left. \begin{aligned} a &= uUl/2N_1^2\omega A \quad (\text{mho}) \\ b &= u/\sqrt{2}N_1\omega A \quad (\text{volt}^{-1}) \\ c &= N_c/l_c U \quad (\text{ampere}^{-1}) \end{aligned} \right\} \dots\dots\dots (28)$$

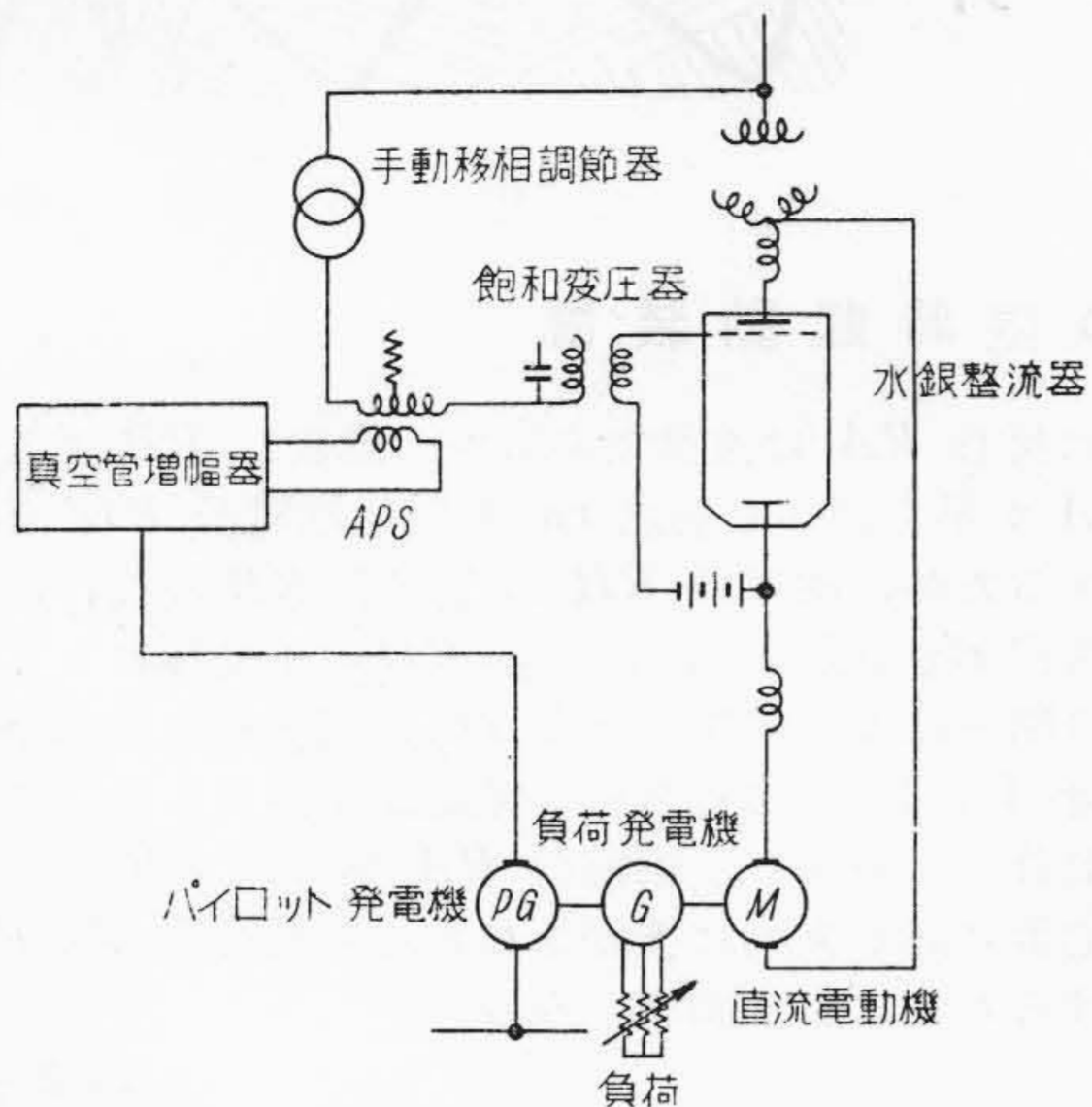
で、これを移相器の特性定数と称し<sup>(3)</sup>、この三定数をあらかじめ計算によつて求めておくならば第 5 図の電圧円線図と上記の図または表より制御電流  $I_c$  と移相角  $\theta$  の関係が求まる。実際に計算したものと実測の結果を比較して示したのが第 14 図である。

また第 13 図より  $\epsilon$  の小なるほど  $\mathcal{L}$  が大きく変ることが知られる。 $\epsilon$  は  $E_1$  に関係し  $\mathcal{L}$  は  $\omega L_0$  に関係するから、



第 14 図 理論値と実測値との比較 (移相器の仕様は標準飽和変圧器 1 kVA×3 を負荷とするもの)

Fig. 14. Comparison between Theoretical and Experimental Values



第15図 インパクト降下補償制御装置  
Fig.15. Equipment for Impact Drop Compensation

$E_1$  が小なるほど  $\omega L_0$  は大きく変化し  $\theta$  は大きく変る。  
しかし、出力電圧  $E_{out}$  の大きさが与えられると

$$\cos \theta = 1 - \frac{(\kappa + 1)^2}{2} \left( \frac{E_1}{E_{out}} \right)^2$$

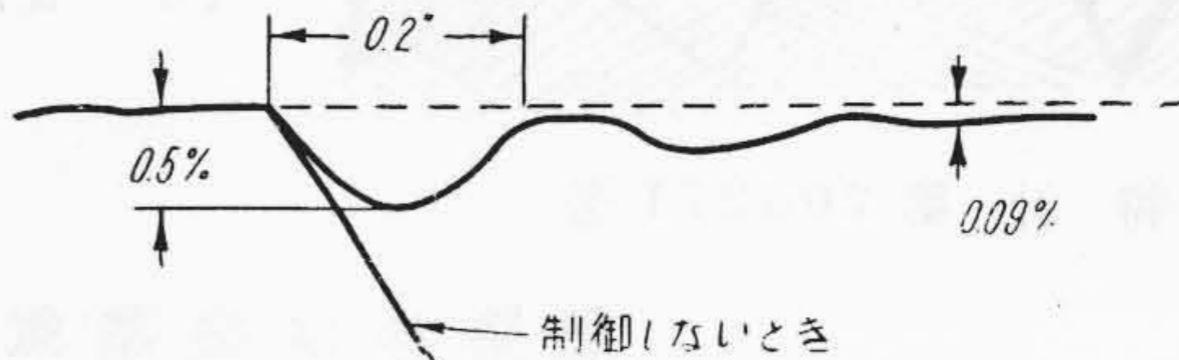
の関係より  $\kappa$  を大きくしない限り  $E_1$  は小さくならない。  
したがって、小さな移相器で比較的大なる出力電圧と移相角をうるためには  $\kappa$  を大きくすることが必要である。

[IV] 応用例

この移相器は従来の自動移相器と全く同様に使用することができるのであるが、特に高速度、広移相角で電圧波形の良いものを要求されるところに用いて長所を発揮する。

第15図はインパクト降下補償制御に用いた例である。この制御では電動機に全負荷を急激に与えたとき、その速度降下は第16図のように直ちに回復していることがわかる。

なお、この種の自動移相器を用いた応用例は文献(4)(5)(6)に多くあるので詳細は省略する。



第16図 インパクト降下補償のオシログラム  
Fig.16. An Oscillogram of Impact Drop Compensation

[V] 結 言

以上、可飽和リアクトル型定電圧自動移相器の理論、特性、および応用例についてのべた。動特性についてはあまりふれなかつたがそれは後の機会にゆずる。

この移相器は出力電圧の大きさが移相のいかんにかかわらず一定であり、波形が良好、かつ移相角度が大きく(理論的には  $180^\circ$ 、実際には  $120^\circ$  程度であるが制御電流を十分流せば  $170^\circ$  まで可能) 従来のものに比し非常にすぐれた特性を有しているがさらによいものをえたいと考えている。

終りに、終始御指導御鞭撻を戴いている日立研究所三浦所長、今尾主任研究員、小林主任、前川氏、日立工場稲木部長、泉課長、毛利課長に厚く御礼申上げる。

参 考 文 献

- (1) 特許出願中
- (2) 小野田：可飽和リアクトル型定電圧自動移相器 昭和29年電気三学会支部連大 242
- (3) 小野田：可飽和リアクトル型自動移相器の特性 昭和29年電気三学会連大 217
- (4) 今野，桑島，浅野：水銀整流器変電所の尖頭負荷制限装置について 日立評論 34 2 (昭27.2)
- (5) 稲木：電動力応用の手引き 日立評論電動力応用特集号 (昭29.10)
- (6) 浅野，吉岡，白木：水銀アーク変換装置の電動力応用 日立評論電動力応用特集号 (昭29.10)

品質管理を誇る

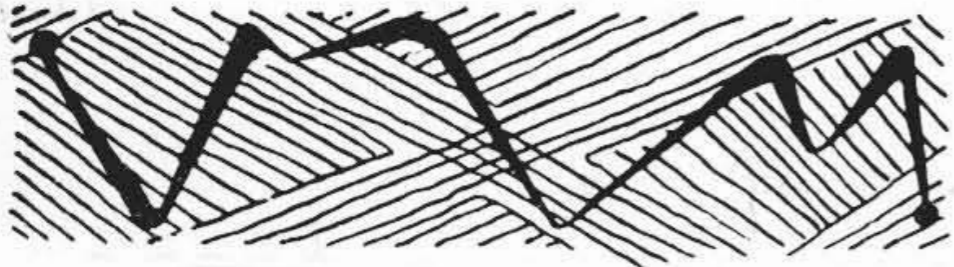
日立テレビブラウン管

21吋, 17吋, 14吋, 12吋, 10吋, 7吋, 普及新型(280 AB<sub>4</sub>, HB<sub>4</sub>)

日立真空管

日立製

佐所



特計第206271号

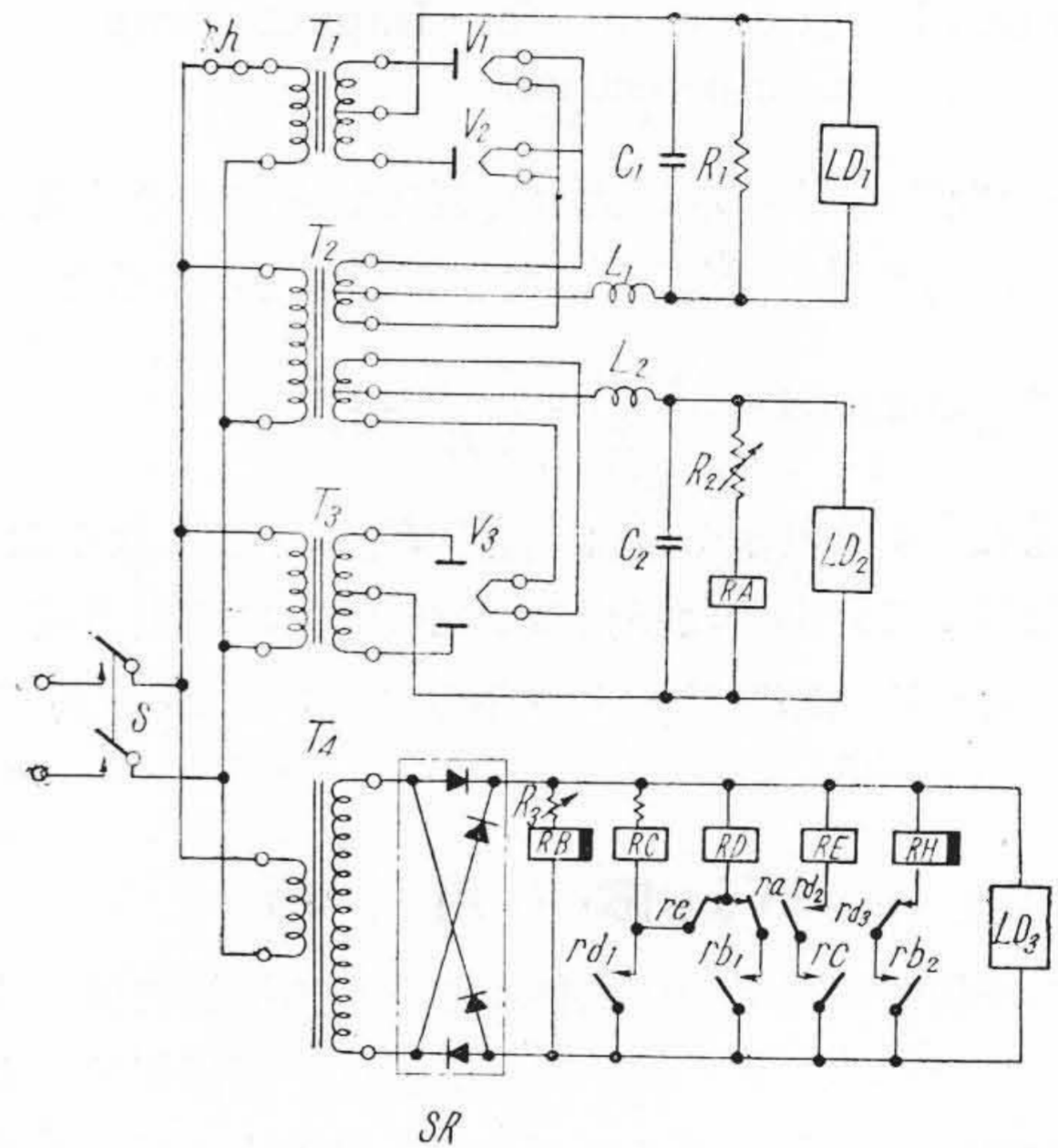
中谷信夫

熱陰極水銀蒸気整流器の限時起動装置

本発明は簡単なる回路により整流電源装置が動作中熱陰極水銀蒸気整流管の陰極が余熱を保っている程度の短時間停電後回復せる場合は、直ちに該整流管に陽極電圧を印加するも、初起動時および該整流管陰極の余熱が消失するような長時間後回復した場合は陰極が十分加熱されてから陽極電圧が印加されるようにし、該整流管を保護すると共に瞬時の停電に対しては整流装置の動作を続行せしめるものである。今開閉器が閉ざると交流電圧は変圧器  $T_2, T_3, T_4$  の一次側に印加されると共に、変圧器  $T_4$  の出力は整流器  $SR$  により整流される。熱陰極水銀蒸気整流管  $V_1, V_2$  の陽極電圧は継電器  $RH$  が動作してその接点  $rh$  が閉ぢない限り印加されない。真空熱電子整流管  $V_3$  は開閉器  $S$  が閉ぢられると直ちに陽極電圧が印加される。初起動か長時間停電後復旧により交流電圧が印加されると、整流器  $SR$  には直ちに整流出力が発生するが、真空熱電子整流管  $V_3$  はその織条が加熱されるまでに若干の時間がかかるため継電器  $RB$  は継電器  $RA$  より早く動作する。継電器  $RB$  の接点  $rb_1$  が閉ぢるので継電器  $RD$  が動作し、その接点  $rd_3$  を開き継電器  $RH$  を不動作として熱陰極水銀蒸気整流管  $V_1, V_2$  に陽極電圧を印加しないようにし、一方継電器  $RD$  の接点  $rd_1$  により熱継電器  $RC$  を動作せしめ、その接点  $rc$  が閉ぢ継電器  $RE$  が動作し、その接点  $re$  を開き、継電器  $RD$  を復旧せしめるので継電器  $RH$  は動作し、接点  $rh$  を閉ぢこゝにおいてはじめて熱陰極水銀蒸気整流管  $V_1, V_2$  の陽極電圧を印加する。この間熱継電器  $RC$  の動作時間は約1分位を要し、これにより整流管  $V_1, V_2$  の織条が十分加熱される時間において陽極電圧を印加するのである。また整流管  $V_1, V_2, V_3$  の織条が十分余熱を保っている位の短時間停電後電源復旧した時は、継電器  $RB$  は遅動

なるに反し  $RA$  は速動であるから継電器  $RB$  より継電器  $RA$  が早く動作し接点  $ra$  を開き継電器  $RD$  を不動作とするため、継電器  $RH$  は継電器  $RB$  の動作によるその接点  $rb_2$  の閉ぢと、継電器  $RD$  の不動作による接点  $rd_3$  の閉ぢにより動作し接点  $rh$  を閉ぢ熱陰極水銀蒸気整流管  $V_1, V_2$  には直ちに陽極電圧が印加され、整流装置の動作を続行する。継電器  $RA$  および  $RB$  の動作時間は必要に応じ直列に接続された可変抵抗器  $R_2, R_3$  を加減することにより調整しうる。

(高木)



Vol. 17

日

立

No. 8

- ◎ 洗剤と洗濯
- ◎ 水と生活
- ◎ 効果的な乾燥方法 一日立赤外線電球—
- ◎ 電話交換機の革命 —クロスバー交換機—
- ◎ 蛍光灯の色と選び方
- ◎ 明日への道標
- ◎ 135,000 kVA 上椎葉変圧器

- ◎ 温泉とポンプ
- ◎ ショールーム—モートル—
- ◎ 一馬力の仕事
- ◎ 扇風機のしまい方
- ◎ 魚河岸の一日
- ◎ 日立ニニース

東京都千代田区丸の内1ノ4 (新丸の内ビルディング7階)

日立評論社

誌代 1冊 ¥60 円6