

# 静止クレーマ方式の円線図による定常特性の解析 (第1報)\*

村田年昭\*\*

武田郁夫\*\*

(昭和51年4月30日受理)

## Analysis of Steady-State Characteristics of Static Krämer System by Circle Diagram Method (Part 1)

by Toshiaki MURATA and Ikuo TAKEDA

A static Krämer system having a constant output characteristic has the weak point that it can not change the supplementary machine to a static system. However, recently, this system has widely received practical application for minute speed control because it is composed of simple equipment, and it is able to be controlled stably and efficiently by adjusting the exciting current of the d-c motor.

Already, we proposed the new circle diagram method of analyzing the characteristics of a static Krämer system by using a simple equivalent circuit considering the effect of d.c. voltage drop to be caused by the commutating period, forward voltage drop of the receiver, and brush voltage drop.

In a wound-type induction motor, a no-load current is generally 30 to 50 per cent rated current. Therefore, it is inaccurate to calculate the characteristics by using an L-type equivalent circuit.

Then, we applied a T-type equivalent circuit to the static Krämer system and analyzed the characteristics by a T-type circle diagram method.

As a result of the analysis, we pointed out that this T-type circle diagram method can derive sufficiently precise results in the practical region of slip from no load to full load, by considering the effect of overlapping angle and using coefficients depending on the commutating period.

### 1. まえがき

巻線形誘導電動機の速度制御方式の一つである静止クレーマ方式は、補助機が静止化できない欠点はあるが、誘導電動機二次すべり電力を主軸に返換するため効率が良く、精密な速度制御に適している。

\* 昭和50年度電気四学会北海道支部連合大会(1975. 10)にて講演

\*\* 北見工業大学電気工学科

静止二次励磁方式の特性解析については種々報告されている<sup>1)~5)</sup>。

我々は、静止クレーマ方式の特性解析において、一般化した理論式より整流器の転流重なり期間に起因した直流電圧降下、整流器順方向電圧降下とブリッジ電圧降下の影響について論じ、L形円線図による簡便な方法を提案した<sup>6)</sup>。

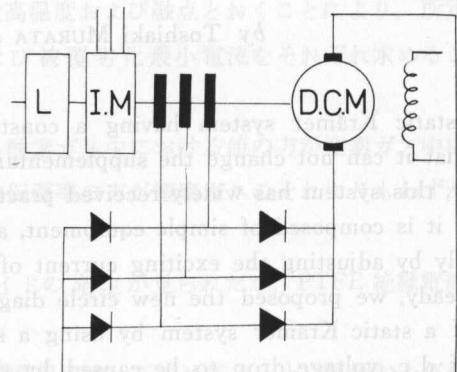
一般に、巻線形誘導電動機は無負荷電流が大きく、さらに極数の多いものや、一次インピーダンスの大きい電動機では、L形等価回路を用いて特性計算するのは不正確である。また、特性算定のための拘束試験において、励磁リアクタンスが比較的小さい場合にはこれが誤差の原因となる。

そこで、我々はT形等価回路を静止クレーマ方式に適用し、T形円線図法による特性解析を行ない、上述の影響を考慮すると、実験結果と非常に良く一致することを示した。

## 2. 静止クレーマ方式のT形等価回路と重なり角

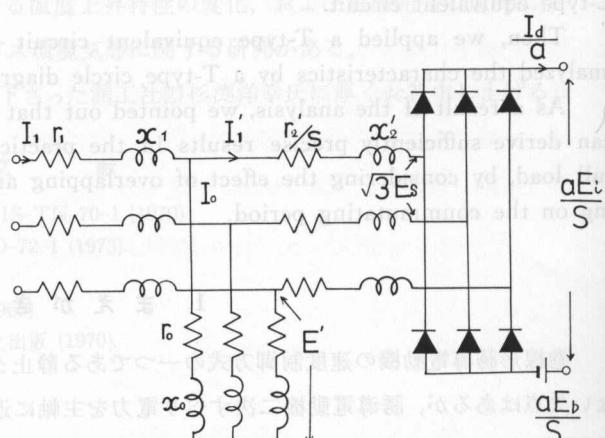
第1図に、静止クレーマ方式の系統図を示す。直流電動機の電機子には界磁磁束と回転速度に比例した電圧を誘起するが、交流側について考えると、この直流機の誘起電圧に比例した電圧が誘導電動機の二次側にすべり周波数の二次誘起電圧と逆相に印加されたことと等価になる。したがって、直流機の誘起電圧の大きさを変えてやれば、誘導電動機の二次側に加えられる二次励磁電圧の大きさも変わることになるので、誘導電動機の速度を制御することができる。

静止クレーマ方式の特性解析において、整流器順方向特性を立ち上がり電圧と微分抵抗で近似すると、整流器を含む二次側を一次側に換算した静止クレーマ方式のT形等価回路は第2図のように表わすことができる。



第1図 静止クレーマ方式の系統図

Fig. 1. Systematic diagram of static Krämer system.



第2図 静止クレーマ方式のT形等価回路

Fig. 2. T-type equivalent circuit of static Krämer system.

ここで、本論文において用いられる主な記号を以下に示す。

$V_1$ : 誘導電動機一次端子相電圧

$E_e$ : 二次励磁相電圧

$E_i$ : 直流電動機の逆起電力

$E_b$ : 整流器立ち上り電圧とブラシ電圧降下の和

$E'$ : 停止時における二次一相あたりの誘起電圧の一次換算値

$I_1$ : 一次電流

$I_2$ : 二次電流

$I_0$ : 励磁電流

$I_d$ : 直流電流

$i_f$ : 直流電動機の界磁電流

$a$ : 卷数比

$s$ : すべり

$u$ : 重なり角

$\omega_0$ : 誘導電動機同期角速度

$k_v$ : 直流電動機の逆起電力定数の  $i_f$  に対する傾き

$r_1+jx_1$ : 一次一相の漏れインピーダンス

$r_{22}$ : 誘導電動機二次巻線抵抗

$r_{dif}$ : 整流器微分抵抗

$r_a$ : 直流電動機電機子抵抗

$r_2, x_2$ : 二次回路の全抵抗、二次漏れリアクタンス

$r_0$ : 鉄損分を表わす抵抗

$x_0$ : 励磁リアクタンス

$E'_e, E'_b, r'_2, x'_2$ :  $E_e, E_b, r_2, x_2$  の一次側換算値

$I'_1$ : 二次電流の一次側換算値

整流回路の電流の基本波分と実効値は第1表のように表わすことができる<sup>3)</sup>。

ここで、重なり角はリアクタンス分のみを考慮して求まる等価重なり角を使用して良く<sup>3)</sup>、次式で求められる。

$$\cos u = 1 - 2 X_3 I_d / a \sqrt{6} V_1^3 \quad (1)$$

ただし、

$$X_3 = \frac{(x_1 x'_2 + x'_2 x_0 + x_0 x_1)}{x_0} \quad (2)$$

グレッツ結線回路においては、二次電流の重なりによる直流電圧降下、すなわちリアクタンス降下  $e_x$  は、

第1表 電流の基本波分と実効値

Table 1. Fundamental component and effective value of current

	A. $T = \infty (R=0)$ の場合	B. 転流時の電流波形を直線で近似
$\frac{I_{a1}}{I_d}$	$\sqrt{\frac{3}{2}} \frac{1}{\pi} (1 + \cos u)$	$\frac{\sqrt{6}}{\pi} \frac{\sin u}{u}$
$\frac{I_E}{I_d}$	$\sqrt{\frac{3}{2}} \sqrt{1 - 3 \phi(u)}$	$\sqrt{\frac{2}{3}} \sqrt{1 - \frac{u}{2\pi}}$

$\phi(u) = \left\{ (2 + \cos u) \sin u - (1 + 2 \cos u) u \right\} / 2\pi (1 - \cos u)^2$

$$e_x = E_{do} \sin^2 u / 2 \quad (3)$$

$E_{do}$ : 無負荷時の直流電圧

と表わされるから、第2図の二次回路の交流側に加えられる相電圧  $E_s$  は、

$$E_s = \frac{\pi}{3\sqrt{6}} \cdot \frac{1}{\cos^2 u/2} \cdot \frac{a E_i}{s} + \frac{\pi}{3\sqrt{6}} \cdot \frac{1}{\cos^2 u/2} \cdot \frac{a E_b}{s} = E'_e/s + E'_b/s \quad (4)$$

ただし、

$$E'_e = \frac{\pi}{3\sqrt{6}} \cdot \frac{1}{\cos^2 u/2} \cdot a E_i = \frac{\pi}{3\sqrt{6}} \cdot k_1 a k_v i_f \omega_0 (1-s) = K' (1-s) \quad (5)$$

$$E'_b = \frac{\pi}{3\sqrt{6}} \cdot \frac{1}{\cos^2 u/2} \cdot a E_b = \frac{\pi}{3\sqrt{6}} \cdot k_1 a E_b \quad (6)$$

$$K' = \frac{\pi}{3\sqrt{6}} \cdot k_1 a k_v i_f \omega_0 \quad (7)$$

一方、直流側回路の抵抗  $r_a$  は重なり角  $u$  の影響を受け、これを交流側に換算した値  $r'_a$  を求めると、整流回路の力率  $\cos \varphi'$  は抵抗分が無視できない場合、

$$\cos \varphi' = \frac{3}{\pi} \cdot \frac{\sin u}{u} \cdot \frac{1}{\sqrt{1-u/2\pi}} \quad (8)$$

となるので、整流器順変換回路においては、

$$I_a^2 r_a = 3 I_E^2 r'_a \cos \varphi' \quad (9)$$

の関係が成立し、第1表と(8), (9)式より、

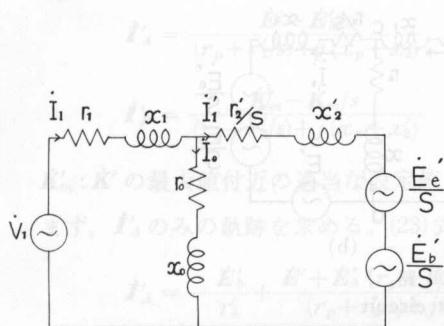
$$r'_a = \frac{1}{2} \cdot \frac{\pi}{3} k_2 r_a \quad (10)$$

となり、二次回路の全抵抗  $r'_2$  は、

$$r'_2 = a^2 (r_{22} + r_{diss} + r'_a) \quad (11)$$

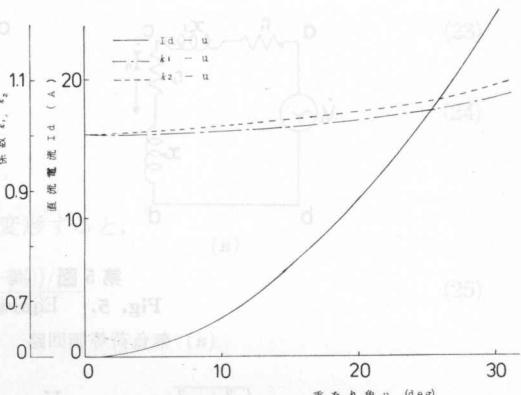
となる。ここで、転流重なり期間に依存する係数  $k_1$ ,  $k_2$  は、

$$k_1 = \frac{1}{\cos^2 u/2}, \quad k_2 = \frac{u}{\sin u} \cdot \frac{1}{\sqrt{1-u/2\pi}} \quad (12)$$



第3図 交流側換算等価回路

Fig. 3. Equivalent circuit of primary circuit side.

第4図 重なり角と直流電流, 係数  $k_1, k_2$  の関係Fig. 4. Relation between overlapping angle and direct current, coefficient  $k_1, k_2$ .

第2図の等価回路を交流側に換算した一相の等価回路を第3図に示す。

第4図は、重なり角  $u$  と直流電流  $I_d$ ,  $k_1$ ,  $k_2$  の関係を示す。

(1), (2)式より明らかなように  $x_0$  が小さくなるほど、すなわち励磁電流が増加するほど重なり角が大きくなり、係数  $k_1$ ,  $k_2$  の値も増大する。

### 3. T形円線図による特性計算

整流器立ち上り電圧とブラシ電圧降下は、前述の近似により一定電圧とおけることより円線図上に表わすことができる。

一方、重なり角  $u$  はすべり  $s$  が変わっても直流電流が一定であればほとんど変わらないが<sup>3)</sup>、係数  $k_1$ ,  $k_2$  の値は  $u$  によって変動し、二次電流は  $k_1$ ,  $k_2$  と関数関係にあるのでこのままでは円線図法が適用できない。

しかし、 $u$  が小なる範囲においては、 $k_1$ ,  $k_2$  の値を 1 とおいても誤差はほとんど生ぜず、また、 $u$  が大なる領域においてはその領域に対応する定数  $k_1$ ,  $k_2$  を設定することにより、円線図手法が可能となる。

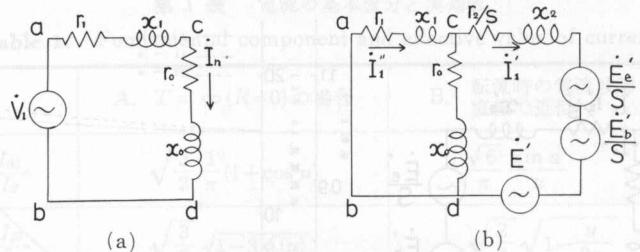
#### 3.1 電流軌跡

第3図の等価回路を第5図の無負荷等価回路と負荷等価回路に分けて考えると、無負荷における励磁電流  $\dot{I}_n$  は第5図(a)より、

$$\dot{I}_n = \frac{\dot{V}_1}{r_1 + r_0 + j(x_1 + x_0)} \quad (13)$$

$cd$  間の電位差  $\dot{V}_{cd}$  は

$$\dot{V}_{cd} = \dot{I}_n \dot{Z}_0 = \dot{E}' = \frac{(r_0 + jx_0) \dot{V}_1}{(r_1 + r_0) + j(x_1 + x_0)} \quad (14)$$



第5図 等価回路  
Fig. 5. Equivalent circuit

(a) 無負荷等価回路 (b) 負荷等価回路

$$E' = \frac{\sqrt{r_0^2 + x_0^2}}{\sqrt{(r_1 + r_0)^2 + (x_1 + x_0)^2}} = \frac{V_1}{k} \quad (15)$$

ただし、

$$k = \frac{\sqrt{(r_1 + r_0)^2 + (x_1 + x_0)^2}}{\sqrt{r_0^2 + x_0^2}} \quad (16)$$

で、 $\dot{E}'$  が  $\dot{V}_1$  より進む角  $\mu$  は、

$$\mu = \tan^{-1} \frac{x_0}{r_0} - \tan^{-1} \frac{x_1 + x_0}{r_1 + r_0} \quad (17)$$

次に、 $\dot{I}'_1$ ,  $\dot{I}''_1$  は第5図(b)より

$$\dot{I}'_1 = \frac{\dot{E}' - \dot{K}'(1-s)/s - \dot{E}'_b/s}{(r_p + r'_2/s) + j(x_p + x'_2)} \quad (18)$$

$$\dot{I}''_1 = \frac{r_0 + jx_0}{(r_1 + r_0) + j(x_1 + x_0)} \dot{I}'_1 \quad (19)$$

ただし、

$$r_p + jx_p = \frac{1}{\frac{1}{r_1 + jx_1} + \frac{1}{r_0 + jx_0}} \quad (20)$$

で、 $\dot{I}''_1$  の大きさは  $\dot{I}'_1$  の  $1/k$ ,  $\dot{I}''_1$  が  $\dot{I}'_1$  より進む角は、 $\dot{E}'$  が  $\dot{V}_1$  より進む角  $\mu$  と同じである。したがって、一次電流  $\dot{I}_1$  は、第5図(a), (b)の電流を重ね合わせて、

$$\dot{I}_1 = \dot{I}_n + \dot{I}'_1 \quad (21)$$

となるので、 $\dot{I}'_1$  の軌跡を求め、これを  $1/k$  倍し、位相を  $\mu$  だけ進め、 $\dot{I}''_1$  の軌跡を求めれば良い。

(18)式を変形すると、

$$\begin{aligned} \dot{I}'_1 &= \frac{\dot{E}' - \dot{E}'_b/s}{(r_p + r'_2/s) + j(x_p + x'_2)} + \frac{\dot{K}' - \dot{K}'/s}{(r_p + r'_2/s) + j(x_p + x'_2)} \\ &= \dot{I}'_A + K'/K_m \cdot \dot{I}'_B = \dot{I}'_A + \dot{I}'_B \end{aligned} \quad (22)$$

ただし、

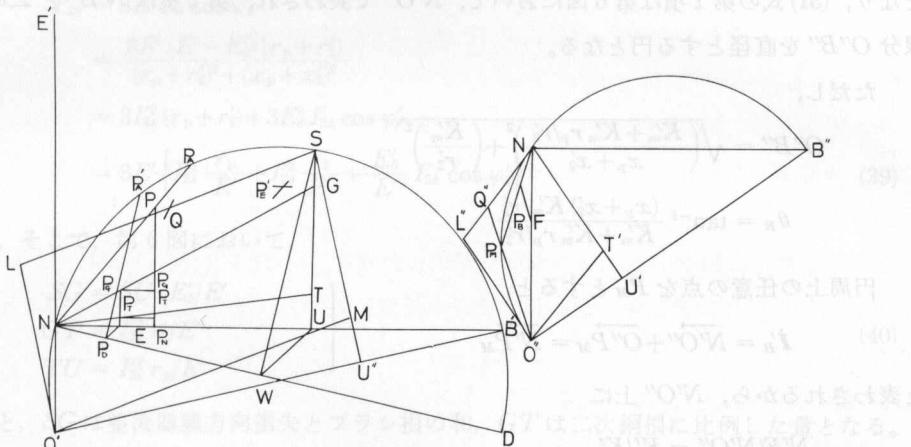
$$\dot{I}'_A = \frac{\dot{E}' - \dot{E}'_b/s}{(r_p + r'_2/s) + j(x_p + x'_2)} \quad (23)$$

$$\dot{I}'_B = \frac{\dot{K}'_m - \dot{K}_m/s}{(r_p + r'_2/s) + j(x_p + x'_2)} \quad (24)$$

$\dot{K}'_m$ :  $\dot{K}'$  の最大値付近の適当な設定値

まず、 $\dot{I}'_A$ のみの軌跡を求める。(23)式を変形すると、

$$\dot{I}'_A = -\frac{\dot{E}'_b}{r'_2} + \frac{\dot{E}' + \dot{E}'_b \{r_p + j(x_p + x'_2)\}/r'_2}{(r_p + r'_2/s) + j(x_p + x'_2)} \quad (25)$$



第6図 静止クレーマ方式のT形円線図

Fig. 6. T-type circle diagram of static Krämer system.

となり、(25)式の第1項は、第6図の円線図において、 $\overrightarrow{NO'}$ で表わされ、第2項は $NB'$ と $\angle\theta_A$ をなす線分 $O'B'$ を直径とする円となる。ただし、

$$O'B' = \sqrt{\left(\frac{E' + E'_b r_p / r'_2}{x_p + x'_2}\right)^2 + \left(\frac{E'_b}{r'_2}\right)^2} \quad (26)$$

$$\theta_A = \tan^{-1} \frac{(x_p + x'_2) E'_b / r'_2}{E' + E'_b r_p / r'_2} \quad (27)$$

ここで、円周上の任意の点を $P_A$ とすると、

$$\dot{I}'_A = \overrightarrow{NO'} + \overrightarrow{O'P_A} = \overrightarrow{NP_A} \quad (28)$$

で表わされる。 $s=1$ における電流は、(23)式に $s=1$ を代入して、

$$NS = \frac{E' - E'_b}{\sqrt{(r_p + r'_2)^2 + (x_p + x'_2)^2}} \quad (29)$$

となり、これより円周上の $S$ 点が求まる。また、円周上の点 $P_A$ におけるすべり $s_{PA}$ は、 $O'$ を通る直径 $O'B'$ に $S$ から垂線 $SU''$ を下し、 $SU''$ を、

$$SM/MU'' = r'_2/r_p$$

の比に内分する点  $M$  を求め、 $O'M$  に平行に  $S$  より直線  $SL$  を引き、 $O'P_A$  との交点を  $Q$  とすると

$$(30) \quad S_{P_A} = LQ/LS$$

より求まる。

次に、 $\dot{\mathbf{I}}'_B$  の円線図を描く。(24) 式を変形すると、

$$(31) \quad \dot{\mathbf{I}}'_B = -\frac{\dot{\mathbf{K}}'_m}{r'_2} + \frac{\dot{\mathbf{K}}'_m + \dot{\mathbf{K}}'_m(r_p + j(x_p + x'_2))}{(r_p + r'_2/s) + j(x_p + x'_2)} / r'_2$$

となり、(31)式の第1項は第6図において、 $\overrightarrow{N'O''}$  で表わされ、第2項は  $N'B''$  と  $\angle\theta_B$  をなす線分  $O''B''$  を直径とする円となる。

ただし、

$$(32) \quad O''B'' = \sqrt{\left(\frac{K'_m + K'_m r_p/r'_2}{x_p + x'_2}\right)^2 + \left(\frac{K'_m}{r'_2}\right)^2}$$

$$(33) \quad \theta_B = \tan^{-1} \frac{(x_p + x'_2) K'_m / r'_2}{K'_m + K'_m r_p / r'_2}$$

円周上の任意の点を  $P_M$  とすると、

$$(34) \quad \dot{\mathbf{I}}'_B = \overrightarrow{N'O''} + \overrightarrow{O''P_M} = \overrightarrow{N'P_M}$$

と表わされるから、 $N'O''$  上に

$$N'F/N'O'' = K'/K'_m$$

なる点  $F$  を定め、 $F$  より  $O''P_M$  に平行線を引き  $N'P_M$  との交点を  $P_B$  とすれば、

$$(35) \quad \dot{\mathbf{I}}_B = K'/K'_m \cdot \dot{\mathbf{I}}'_B = K'/K'_m \cdot \overrightarrow{N'P_M} = \overrightarrow{N'P_B}$$

すべり  $s=1$  における電流は(24)式に  $s=1$  を代入すると零となるので  $s=1$  の点は  $N'$  となる。点  $P_M$  におけるすべり  $s_{P_M}$  は、 $O''$  を通る直径  $O''B''$  に  $N'$  から垂線  $N'U'$  を下し、

$$N'T'/T'U' = r'_2/r_p$$

なる点  $T'$  を定め、 $N'$  より  $O''T'$  に平行線を引き、 $O''$  から  $O''B''$  に立てた垂線との交点を  $L''$  とし、 $O''$  と  $P_M$  を結び  $L''N'$  との交点を  $Q''$  とすると、

$$(36) \quad s_{P_M} = L''Q''/L''N'$$

任意のすべり  $s_p$  における二次電流  $\dot{\mathbf{I}}_{1s_p}$  は(23), (24)式の  $s$  に  $s_p$  を代入して得た  $\dot{\mathbf{I}}'_A$  と  $\dot{\mathbf{I}}'_B$  のベクトル和を求めれば良い。そこで、任意のすべり  $s_p$  における  $\dot{\mathbf{I}}'_A$  と  $\dot{\mathbf{E}}'$ ,  $\dot{\mathbf{I}}_B$  と  $\dot{\mathbf{K}}'$  との位相差を、 $\varphi_A$ ,  $\varphi_B$  とすると

$$(37) \quad \begin{aligned} \cos \varphi_A &= \cos \varphi_B \\ &= \frac{r_p + r'_2/s_p}{\sqrt{(r_p + r'_2/s_p)^2 + (x_p + x'_2)^2}} \end{aligned}$$

となるので、 $P_B$  から  $N'P_A$  に平行線を引き  $NP_A$  との交点を  $P$  とすると二次電流  $\dot{\mathbf{I}}'_1$  は  $\overrightarrow{NP}$

で表わされる。

### 3.2 損失分離

$s=1$  における二次電流  $\dot{I}'_{1s}$  は、(22) 式に  $s=1$  を代入すると、

$$I'_{1s} = \frac{E' - E'_b}{\sqrt{(r_p + r'_2)^2 + (x_p + x'_2)^2}} = NS \quad (38)$$

となり、 $s=1$  の点  $S$  が求まる。この点  $S$  より  $NB'$  に垂線  $SU$  を下すと、 $SU$  は二次有効電力  $P_{2s}$  に比例する量となるから、 $\dot{I}'_{1s}$  と  $\dot{E}'$  とのなす角を  $\varphi'_s$  とすると

$$\begin{aligned} P_{2s} &= 3E' I'_{2s} \cos \varphi'_s \\ &= \frac{3E'(E' - E'_b)(r_p + r'_2)}{(r_p + r'_2)^2 + (x_p + x'_2)^2} \\ &= 3I'^2_{2s}(r_p + r'_2) + 3E'_b I'_{2s} \cos \varphi'_s \\ &= 3E' \left\{ I'^2_{2s} \frac{r_p}{E'} + I'^2_{2s} \frac{r'_2}{E'} + \frac{E'_b}{E'} I'_{2s} \cos \varphi'_s \right\} \end{aligned} \quad (39)$$

となる。そこで、第 6 図において、

$$\left. \begin{aligned} SG &= SU \cdot E'_b / E' \\ GT &= I'^2_{2s} r'_2 / E' \\ TU &= I'^2_{2s} r_p / E' \end{aligned} \right\} \quad (40)$$

になると、 $SG$  は整流器順方向損失とブランシ損の和、 $GT$  は二次銅損に比例した量となる。

#### i) 二次銅損

$P$  点から  $NB'$  に垂線  $PP_N$  を下し、 $NP = NP'_A$  になるよう  $I_A$  の円周上に  $P'_A$  を定める。 $N$  を通る直径  $ND$  に  $S$  と  $P'_A$  よりそれぞれ垂線  $SW$ 、 $P'_A P_D$  を下し、 $WU$  に平行に  $P_D E$  を引き  $E$  より  $NB'$  に垂線を立て  $NT$ 、 $NG$  との交点を  $P'_T$ 、 $P'_G$  とすると、

$$\frac{I'^2_{2s}}{I'^2_{2s}} = \frac{\overline{NP}}{\overline{NS}} = \frac{NE}{NW} = \frac{NE}{NU} = \frac{EP'_G}{UG}$$

となり  $EP'_G$  は銅損に比例するので

$$P'_G P'_T = P_G P_T$$

になると  $P_G P_T$  は二次銅損を表わす。

#### ii) 整流器順方向損失とブランシ損

整流器順方向損失とブランシ損の和  $P_{E_b}$  は

$$P_E = 3E'_b I'_1 \cos \varphi' \quad (42)$$

となるので、 $G$  から  $NB'$  に平行線を引き  $SP_N$  との交点を  $P'_E$ 、 $P'_E$  より  $SP$  に平行線を引き  $PP_N$  との交点を  $P_E$  とすると、

$$\frac{SG}{SU} = \frac{SP'_E}{SP_N} = \frac{PP_E}{PP_N} \quad (41)$$

となり、(40), (41)式より

$$PP_E = \frac{SG}{SU} \cdot PP_N = \frac{E'_b}{E'} I'_1 \cos \varphi' \quad (42)$$

となり、 $PP_E$ は整流器順方向損失とブラシ損の和を表わし、残りの  $P_E P_A$  は誘導機出力と直流機出力との和である全機械出力を表わす。二次流出電力の分離についても同様の手法でおこなうことができる<sup>10)</sup>。

### 3.3 作図法

i) すべり  $s$  をパラメータとした場合

すべり  $s$  が一定の場合 (23), (24) 式より、 $\vec{I}'_A, \vec{I}'_B$  の値は一定となるから、円周上の点  $P_A, P_M$  点は定まる。

そこで、 $N'O''$  上にある任意に定めた二次励磁電圧に対応する  $K'$  を、 $N'F/N'O'' = K'/K'_m$  になるように  $F$  を定め、前述の方法により  $P$  点を求め第 6 図の円線図を作図する。

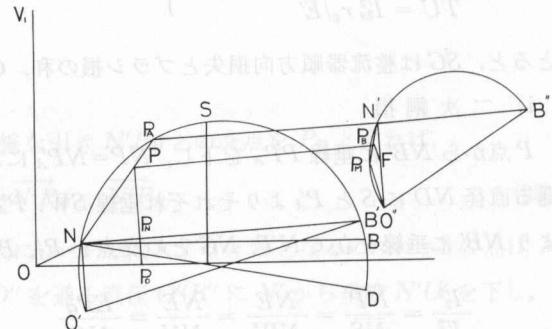
ii)  $i_f$  をパラメータとした場合

直流電動機の界磁を一定とし、負荷を変化した場合、(7) 式より  $K'$  の値は一定となるので、 $N'O''$  上の  $F$  点は定まり、(30), (36) 式より任意に定めた  $s$  を求め、 $P_A, P_M$  点を定めて、前述の手法で作図する。

### 3.4 $\vec{I}'_1$ の円線図上に占める位置

$\vec{I}'_1$  の軌跡を求めるには、(19) 式で示されているように、 $\vec{I}'_1$  のベクトルを  $1/k$  倍し、位相を  $\mu$ だけ進めれば良い。

第 7 図において、縦軸に一相の印加電圧  $\vec{V}_1$  を基準にとり、 $\vec{I}_n$  ベクトルを  $\overrightarrow{ON}$  とすると、この  $\overrightarrow{ON}$  に第 6 図の  $\vec{I}'_1$  ベクトルの大きさを  $1/k$  倍し、 $NB'$  を  $2\mu$  傾けた軌跡を付加すれば一次電流  $\vec{I}_1$  は  $\overrightarrow{OP}$  で表わされ、前述の手法により作図することができる。



第 7 図  $\vec{I}_1$  の軌跡

Fig. 7. Vector of  $\vec{I}_1$ .

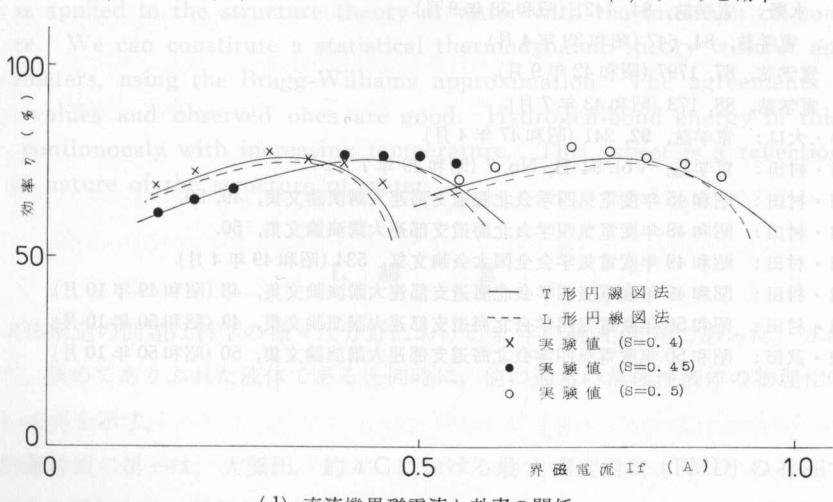
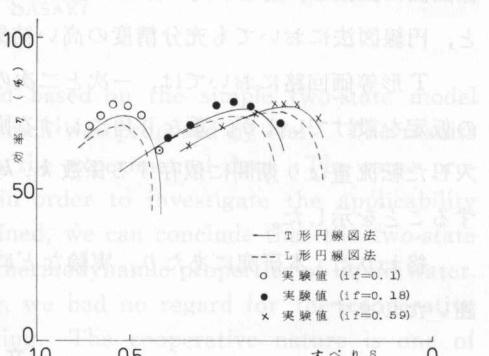
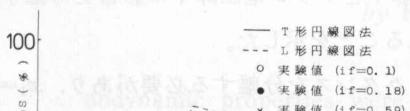
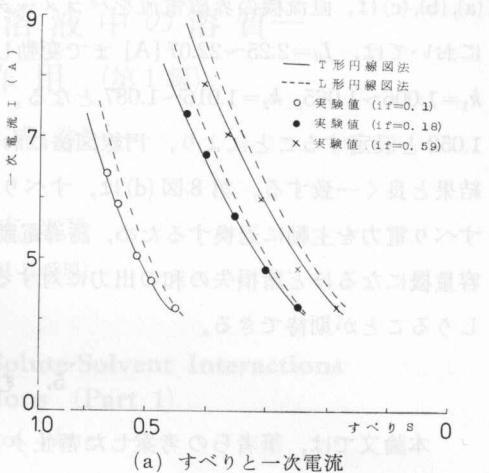
## 4. 実験結果

回路構成は第 1 図に示したとおりである。負荷として、直流電気動力計を他励発電機として用いた。供試機の定数を第 2 表に示す。実験は、発電機負荷を調整して誘導電動機の負荷を変え、直流機励磁を一定としたすべり特性と、直流機の励磁を調整してすべり  $s$  を一定とする定速度特性について行ない実験結果と比較した。第 8 図に円線図法と実験値との比較を示す。供試機の無負荷電流は定格一次電流 (9.1 [A]) の約 50% と大きく、L 形円線図法においては、力率、効率に誤差が大きく、T 形円線図による計算値は実験値と非常に良く一致する。第 8 図

第2表 供試機の定数

Table 2. Constants of testing machine

電圧	200 V	$r_1$	$0.443 \Omega$	$x_1 + x'_2$	$2.326 \Omega$
周波数	50 Hz	$r_{22}$	$0.118 \Omega$	$r_0$	$1.282 \Omega$
極数	4	$r_{\text{dif}}$	$0.056 \Omega$	$x_0$	$26.473 \Omega$
$a$	3.03	$r_a$	$0.736 \Omega$	$E_b$	4.03 V



第8図 円線図法と実験結果との比較

Fig. 8. Comparison between experimental values and calculated values by circle diagram method.

(a), (b), (c) は、直流機の界磁電流をパラメータとしたすべり特性を示す。 $i_f=0.1$  [A] の実験領域においては、 $I_d=2.25\sim22.07$  [A] まで変動し、 $u=9.03^\circ\sim28.37^\circ$  まで変動する。したがって、 $k_1=1.006\sim1.065$ ,  $k_2=1.016\sim1.087$  となる。いま、 $k_1$ ,  $k_2$  を実験領域の平均値、 $k_1=1.036$ ,  $k_2=1.052$  と設定することにより、円線図法においても充分精度の高い結果が得られ、実負荷試験結果と良く一致する。第 8 図 (d) は、すべり  $s$  を一定とした定速度特性を示す。本方式は二次すべり電力を主軸に返換するため、誘導電動機の効率は低速度においても良好な値となり、大容量機になるほど諸損失の和の出力に対する比率が減少するので、一定な高効率で定速度制御しうることが期待できる。

## 5. む す び

本論文では、筆者らの考案した静止クレーマ方式の L 形円線図法をさらに正確な T 形円線図法に拡張し、重なり角の影響、整流器順方向電圧降下とブラシ電圧降下の影響を考慮すると、円線図法においても充分精度の高い結果が得られることを示した。

T 形等価回路においては、一次と二次の漏れリアクタンスを分離する必要があり、 $x_1=x'_1$  の仮定を設けているが、重なり角における励磁リアクタンスの影響を考慮でき、等価回路に導入した転流重なり期間に依存する係数  $k_1$ ,  $k_2$  による補正を行なうと、実験値と非常に良く一致することを示した。

終わりに、本研究にあたり、実験などにご協力いただいた北見工業大学小竹技官に対し深謝いたします。

## 文 献

- 1) 西田・水野：電学誌，84, 1421 (昭和 39 年 9 月).
- 2) 神崎：電学誌，84, 647 (昭和 39 年 4 月).
- 3) 堀：電学誌，87, 1797 (昭和 42 年 9 月).
- 4) 堀：電学誌，88, 173 (昭和 43 年 7 月).
- 5) 野中・大口：電学誌，92, 241 (昭和 47 年 4 月).
- 6) 武田・村田：電学誌，Vol. 94-B, No. 7 (昭和 49 年 7 月).
- 7) 武田・村田：昭和 45 年度電気四学会北海道支部連大講演論文集，49, 50.
- 8) 武田・村田：昭和 48 年度電気四学会北海道支部連大講演論文集，50.
- 9) 武田・村田：昭和 49 年度電気学会全国大会論文集，534 (昭和 49 年 4 月).
- 10) 武田・村田：昭和 49 年度電気四学会北海道支部連大講演論文集，48 (昭和 49 年 10 月).
- 11) 武田・村田：昭和 50 年度電気四学会北海道支部連大講演論文集，49 (昭和 50 年 10 月).
- 12) 村田・武田：昭和 50 年度電気四学会北海道支部連大講演論文集，50 (昭和 50 年 10 月).