



Title	誘導電動機の2重励磁による速度制御
Author(s)	伊藤, 雄三; 藤原, 一; 福田, 昭治
Citation	北海道大學工學部研究報告, 45, 29-44
Issue Date	1967-12-20
Doc URL	http://hdl.handle.net/2115/40845
Type	bulletin (article)
File Information	45_29-44.pdf



[Instructions for use](#)

誘導電動機の2重励磁による速度制御

伊藤 雄三*

藤原 一*

福田 昭治*

(昭和42年9月22日受理)

Speed Control of an Induction Motor by "Double Exciting"

Yuzo ITO

Hajime FUJIWARA

Shoji FUKUDA

(Received September 22, 1967)

Abstract

Many methods for speed control of a wound-rotor induction motor have been devised. In this paper a method which is similar to the frequency control and the Scherbius system of induction motor is described. The rotor is supplied from a variable frequency inverter, with SCRs having the same output frequency as the rotor (sf) and the stator is connected to a 3-phase network which is constant voltage and frequency. For this reason this method is called "Double Exciting."

The motor operates in the region of $s > 1$, so that the rotor revolves against the rotating field which is originated by the stator winding. Part of the slip power is fed back to the network through the stator.

The Starting is smooth and the starting current is low. The device has a continuous speed control from 0 to maximum, but it is confined within mechanical limitation and inverter power. From the approximate equivalent circuit, equations for calculating the characteristics of this method are described. Although the SCRs inverter has harmonics the motor is noiseless. The influence on the motor by harmonics is described and a comparison is made between the measured values and calculated values.

1. 序 言

誘導電動機の回転数 N は

$$N = N_0(1-s) = (120 f/p)(1-s) \quad (1)$$

で表わされる。

ここで f = 周波数, p = 極数, s = すべりである。

* 電気工学科電気機械学第一講座

(1)式から速度制御が s, f を変えることで行なわれることがわかる。 s を変える方法で良く知られているのは二次励磁法であり、 f を変える方法では周波数制御である。二次励磁法の中で高級な速度制御を得るために、クレーマ、レクチフロー、セルビウス等が考案されている。しかし速度調整範囲を大きくとると二次励磁の装置が比例して大形となるのである。一方、周波数制御法は SCR を用いた可変周波数インバータによりなされるが、低周波数に於ける誘導電動機の特性が悪いこと、又低周波数インバータの設計・改良の困難なことが問題である。

この報告は二次励磁法に基づき周波数制御を行ない、 sP_w^* なる電力を母線に帰還させ、且つ低速における特性改善を考えた。又 SCR インバータによる高調波の影響も考えてみた。

2. 動作原理

2-1 実験回路の大略

Fig. 1 に実験装置の大略を示す。今誘導電動機の軸と直結した小形シンクロは誘導電動機と同極数のものを選ばなければならない。そのシンクロの固定子を母線に接続し、回転子から誘導電動機の二次周波数 sf と同じ周波数を得て、SCR ゲート回路の信号源とする。従って 3 相インバータは誘導電動機と常に同じ周波数で動作する。

インバータの出力電圧の調整は整流回路に用いた SCR の位相制御によってなされる。

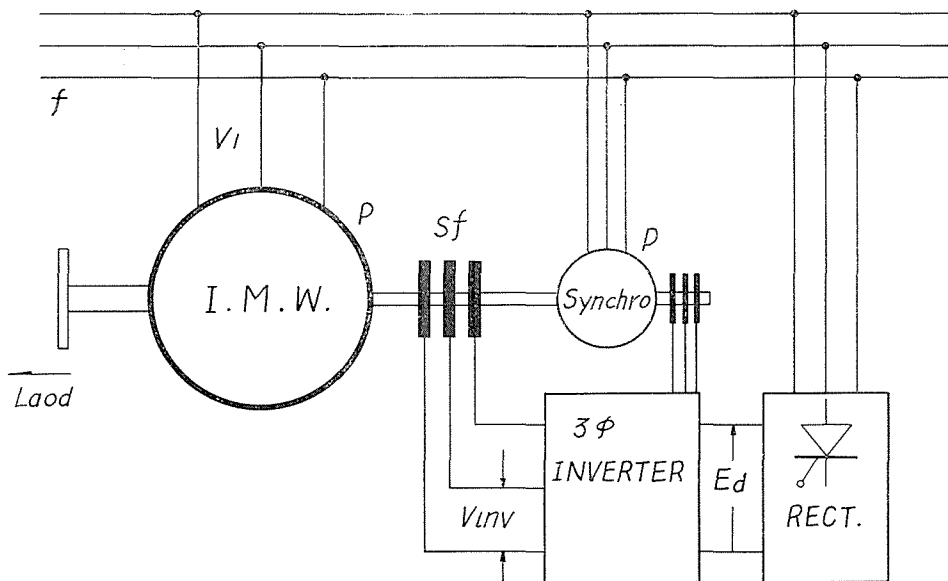


Fig. 1. Schematic diagram

* 一般に空隙内の回転磁界力 P_w は

$$P_w = sP_w + (1-s)P_w$$

に分かれ sP_w は回転子巻線及び外部抵抗に消費される電力を表わし、 $(1-s)P_w$ は軸出力を表わす

2.2 動作状態

誘導電動機の拘束二次電圧を E_2 、二次励磁電圧 (外部電圧) を V_{inv} とし、 $s=1$ において

$$E_2 > V_{inv} \quad (2)$$

とすると無負荷状態では

$$s_0 E_2 = V_{inv} \quad (3)$$

となるまで回転が上昇する。即ち $s_0 > 1$ となり回転磁界と逆向きに回転するのである。

(3) 式よりすべりは外部電圧に比例する故、誘導電動機の世界制御は二次供給電圧 V_{inv} の調整により行なわれる。又 $s=1$ では二次供給電圧の周波数は母線の周波数と同じで回転状態では母線の周波数より大きくなる。

以上のことから2重励磁に関して次の事が考えられる。

- 1) この実験の3相インバータの出力周波数は常に母線の周波数よりも高く、低周波数インバータのようにL, Cに特別な配慮が必要とせず、装置はそれほど大形なものにならない。
- 2) インバータ容量は電動機より大きくなければならない。
- 3) 電動機の機械構造とインバータ出力 (或いは電圧) によって、回路設計が決まり、それらの最大値までの連続した速度制御が可能である。

2.3 等価回路

誘導電動機の等価回路の考え方に二通りあるが、二重励磁の場合駆動電源は回転子に接続されているが、一次電圧及びその周波数が変化しないこと、又一般の誘導電動機との比較が簡単であることから一次換算の等価回路を用いた。又インバータの出力には高調波を含んでいるが今それを無視する。

Fig. 2 に固定子と回転子を分離した等価回路を示す。二次供給電圧 V_{inv} を無負荷時すべり s_0 で表わせば(3)式となる。等価回路から

$$I_2 = \frac{E_2(s-s_0)}{\sqrt{r_2^2 + s^2 x_2^2}} = \frac{E_2(1-s_0/s)}{\sqrt{(r_2/s)^2 + x_2^2}} \quad (4)$$

二次諸量を一次側に換算すると

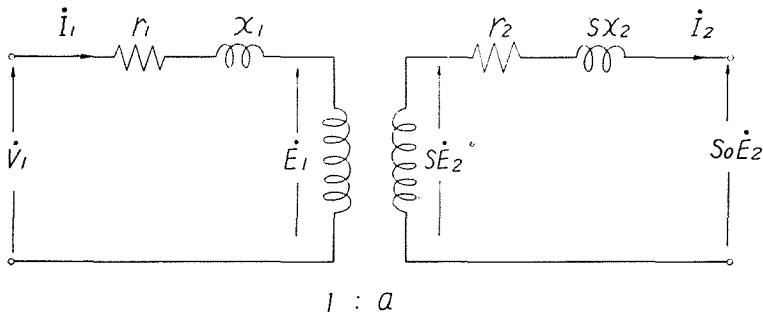


Fig. 2. Equivalent circuit with disconnected primary and secondary

$$I_2' = \frac{E_2'(1-s_0/s)}{\sqrt{(r_2'/s)^2 + x_2'^2}} = \frac{E_1(1-s/s_0)}{\sqrt{(r_2'/s)^2 + x_2'^2}} \quad (5)$$

但し

$$a \equiv \frac{E_1}{E_2} \text{ とすると } E_2' = aE_2, \quad r_2' = a^2 r_2, \quad x_2' = a^2 x_2$$

(5) 式の等価回路は Fig. 3 で示される。

今励磁電流 \dot{I}_0 を無視すれば, Fig. 5 が得られる。これより

$$I_2' = \frac{V_1 - E_1 \cdot s_0/s}{\sqrt{(r_1 + r_2'/s)_2 + (x_1 + x_2')^2}} = I_1 \quad (6)$$

固定子のインピーダンスによる電圧降下を無視すれば, $V_1 = E_1$ となるから (6) 式は

$$I_2' \cong \frac{V_1(1-s_0/s)}{\sqrt{(r_1 + r_2'/s)^2 + (x_1 + x_2')^2}} = I_1 \quad (7)$$

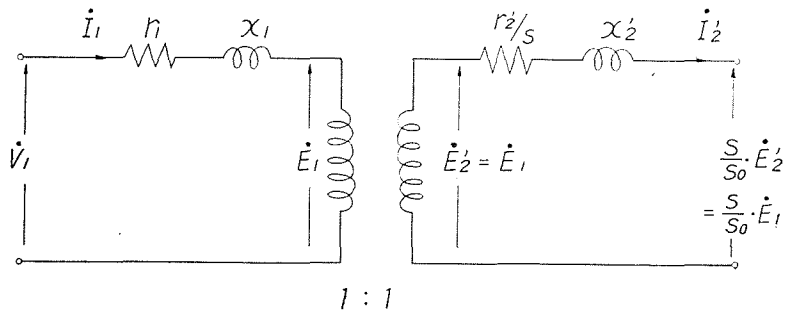


Fig. 3. Equivalent circuit with referred secondary

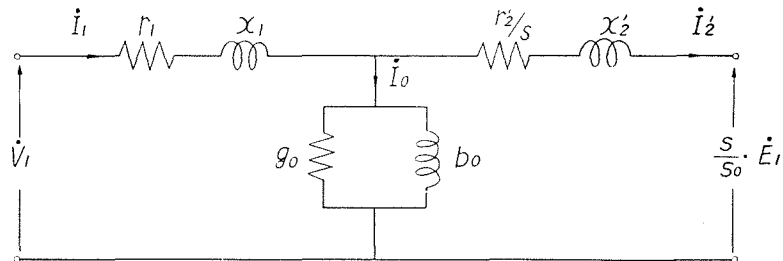


Fig. 4. Equivalent circuit

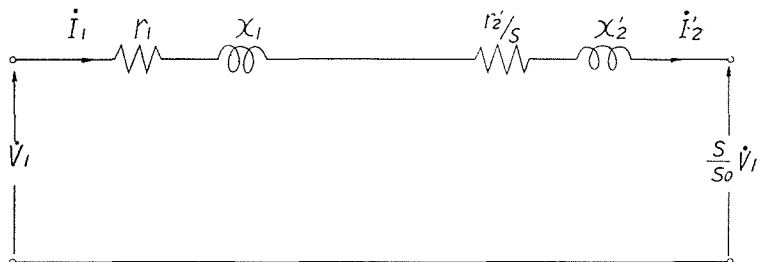


Fig. 5. Simplified equivalent circuit

Fig. 5 の等価回路に基づき一次入力 P_1 、回転磁界力 P_w を計算すると先ず一次入力 P_1 は

$$P_1 = m V_1 [\dot{I}_1^* \text{ の実部}]$$

m は相数

$$\dot{I}_1 = \frac{V_1(1-s_0/s)}{r_1+r_2'/s+j(x_1+x_2')} = \frac{V_1(1-s_0/s)}{(r_1+r_2'/s)^2+(x_1+x_2')^2} \{r_1+r_2'/s-j(x_1+x_2')\} \quad (8)$$

今 $z_s^2 = R_e^2 + X_e^2 = (r_1+r_2'/s)^2+(x_1+x_2')^2$ と置けば

$$P_1 = \frac{m V_1^2(1-s_0/s)}{z_s^2} \cdot R_e \quad (9)$$

一次銅損 P_{cu1} は

$$P_{cu1} = m I_1^2 r_1 = \frac{m V_1^2(1-s_0/s)^2}{z_s^2} \cdot r_1 \quad (10)$$

従って固定子のつくる回転磁界力 P_w は

$$P_w = P_1 - P_{cu1} = \frac{m V_1^2(1-s_0/s)}{z_s^2} \cdot \frac{r_2'+s_0 r_1}{s} \quad (11)$$

今電動機では $s_0 > s$ であるから I_2 、 $P_w < 0$ 。従ってエネルギーは実際には回転子から空隙を通過して固定子に向うと理解される。

次は二次励磁電力、トルク等について計算を行なう。

二次銅損 P_{cu2} は

$$P_{cu2} = m I_2^2 r_2' = \frac{m V_1^2(1-s_0/s)^2}{z_s^2} \cdot r_2' \quad (12)$$

二次励磁電力 (= インバータ電力) P_{2c} は

$$P_{2c} = m s_0 V_1 [\dot{I}_2^{*'} \text{ の実部}] = m s_0 V_1 [\dot{I}_1^* \text{ の実部}]$$

(8) を代入して

$$P_{2c} = \frac{m V_1^2(1-s_0/s)}{z_s^2} \cdot s_0 (r_1+r_2'/s) \quad (13)$$

トルク T は

$$T = \frac{P_w}{\omega_0} = \frac{P}{2\pi f g} \cdot P_w = \frac{0.975}{N_0} \cdot \frac{m V_1^2(1-s_0/s)}{z_s^2} \cdot \frac{r_2'+s_0 r_1}{s} \text{ [kg}\cdot\text{m}] \quad (14)$$

ここで ω_0 = 同期速度を角速度で表わしたものの、 P = 極数、 N_0 = 同期速度 $120 f/P$ [r.p.m]

機械的出力 P_m は

$$P_m = (1-s) P_w = \frac{m V_1^2}{z_s^2} (1-s_0/s) (r_2'+s_0 r_1) \cdot \frac{1-s}{s} \quad (15)$$

前に述べたように $s_0 > s$ であるから $T < 0$ 。即ちトルクの向きは固定子の回転磁界と反対方向である。

電動機効率 η_{inv} は

$$\eta_{inv} = \frac{P_m}{P_1 - P_{2c}} = \frac{(s_0 r_1 + r_2')(1-s)}{(s r_1 + r_2')(1-s_0)} \quad (16)$$

Table 1. Comparing “Double exciting” induction motor with normal induction motor.

	double exciting induction motor	normal induction motor
I'_2	$\frac{V_1(1-s_0/s)}{\sqrt{(r_1+r'_2/s)^2+(x_1+x'_2)^2}}$	$\frac{V_1}{\sqrt{(r_1+r'_2/s)^2+(x_1+x'_2)^2}}$
P_w	$\frac{mV_1^2(1-s_0/s)}{(r_1+r'_2/s)^2+(x_1+x'_2)^2} \cdot \frac{r'_2+s_0r_1}{s}$	$\frac{mV_1^2}{(r_1+r'_2/s)^2+(x_1+x'_2)^2} \cdot \frac{r'_2}{s}$
T	$\frac{mPV_1^2(1-s_0/s)}{4\pi f \times 9.8 \{(r_1+r'_2/s)^2+(x_1+x'_2)^2\}} \cdot \frac{r'_2+s_0r_1}{s}$	$\frac{mPV_1^2}{4\pi f \times 9.8 \{(r_1+r'_2/s)^2+(x_1+x'_2)^2\}} \cdot \frac{r'_2}{s}$

2.4 一般の誘導電動機と二重励磁誘導電動機の比較

一般の誘導電動機の等価回路は2.3章の如く励磁回路を省略したものを用いる。(4)~(16)式について $s_0=0$ とおけば一般の場合と全く等しくなる。Table 1. に電流、回転磁界出力、トルクについて示す。

トルクに関して次の場合の比較を行なう。

- 起動トルクが等しくなる s_0 の値
- 最大トルクが等しくなる s_0 の値

Table 1 より二重励磁及び一般の場合のトルクをそれぞれ T_i , T_u で表わす。

$$T_i = \frac{0.975}{N_0} \cdot \frac{mV_1^2(1-s_0/s)}{z_s^2} \cdot \frac{r'_2+s_0r_1}{s} \quad (17)$$

$$T_u = \frac{0.975}{N_0} \cdot \frac{mV_1^2}{z_s^2} \cdot \frac{r'_2}{s} \quad (18)$$

但し

$$z_s^2 = (r_1+r'_2/s)^2 + (x_1+x'_2)^2$$

- $s=1$ で $-T_i=T_u$ となる s_0 の値を求める。

$s=1$ を(17), (18)式に代入すると

$$T_{i_{st}} = \frac{0.975}{N_0} \cdot \frac{mV_1^2(1-s_0)}{(r_1+r'_2)^2+(x_1+x'_2)^2} \cdot (r'_2+s_0r_1) \quad (19)$$

$$T_{u_{st}} = \frac{0.975}{N_0} \cdot \frac{mV_1^2}{(r_1+r'_2)^2+(x_1+x'_2)^2} \cdot r'_2 \quad (20)$$

$-T_{i_{st}}=T_{u_{st}}$ より変形して

$$-(1-s_0)(r'_2+s_0r_1) = r'_2$$

$$s_0^2 - \frac{r'_2-r_1}{r_1} s_0 - \frac{2r'_2}{r_1} = 0$$

一般に $r_1 \cong r'_2$ であるから

$$s_0^2 - 2 = 0$$

$$\therefore s = \sqrt{2} \quad (\because s \geq 1)$$

即ち $s_0 > \sqrt{2}$ であれば一般の電動機の起動トルクを越えて運転できる。電圧に換算すれば二次励磁電圧 $V_{in} = \sqrt{2} E_2$ である。

b) s_k において $-T_{i \max} = T_{u \max}$ となる s_0 の値を求める。ここで s_k は最大トルクが生ずるすべりを表わす。これは周知のように次式で与えられる。即ち

$$s_k = r'_2 / \sqrt{r_1^2 + (x_1 + x'_2)^2} \quad (21)$$

実験機の定数 $r_1 \cong r'_2 = 0.588 \Omega$, $x_1 = x'_2 = 1.16 \Omega$ を今簡単のために $x_1 \cong 2r_1$ とすると (21) 式より $s_k = 0.242$ となる。二重励磁の場合のすべりに換算すれば当然 $s'_k = 1 + s_k = 1.242$ となる。

a) の場合の様にトルクの式にそれぞれ代入し等式をたてれば、

$$\frac{s_0/s - 1}{z_i^2} \cdot \frac{r'_2 + s_0 r_1}{s'_k} = \frac{1}{z_u^2} \cdot \frac{r'_2}{s_k} \quad (22)$$

ここで

$$z_i^2 = (r_1 + r'_2/s'_k)^2 + (x_1 + x'_2)^2$$

$$z_u^2 = (r_1 + r'_2/s_k)^2 + (x_1 + x'_2)^2$$

これから

$$(s_0 - s'_k)(r'_2 + s_0 r_1) = s'_k r'_2 K \quad (23)$$

但し

$$K = (z_i/z_u)^2 (s'_k/s_k)$$

(23) 式を s_0 について解き $r_1 = r'_2$, $x_1 = x'_2$, $x_1 = 2r_1$ の関係を代入すれば

$$\begin{aligned} s_0 &= \frac{1}{2} \{s'_k - 1 + \sqrt{(1 + s'_k)^2 + 4s'_k r_1 r'_2 K}\} \\ s_0 &= \frac{1}{2} \cdot \{s'_k - 1 + \sqrt{(1 + s'_k)^2 + 4K s'_k}\} \\ &= 2.22 \end{aligned} \quad (24)$$

即ち $s_0 > 2.22$ であれば実験機の場合同じ回転数で最大トルクを越えて運転することができる。電圧に換算すれば二次励磁電圧 $V_{in} = 2.22 E_2$ である。

3. 実験結果

実験に用いた誘導電動機は一次電圧 200 V, 2.2 kW, 50 c/s, 4 極, 全負荷すべり 7%, 二次拘束電圧 75 V である。電動機の定数は $r_1 = 0.588 \Omega$, $r'_2 = 0.584 \Omega$, $x_1 = x'_2 = 1.16 \Omega$ である。

Fig. 6 に無負荷試験結果を示す。整流回路の SR の耐圧が小さいため、回路電圧を高くとることができず、従って誘導電動機の一次に定格電圧を加えることができなかった。

Fig. 7, 8 に負荷特性を示す。グラフより二重励磁誘導機の運転が直巻特性を持ちきわめて安定であることがわかる。これは普通の誘導機の運転では見られないことである。

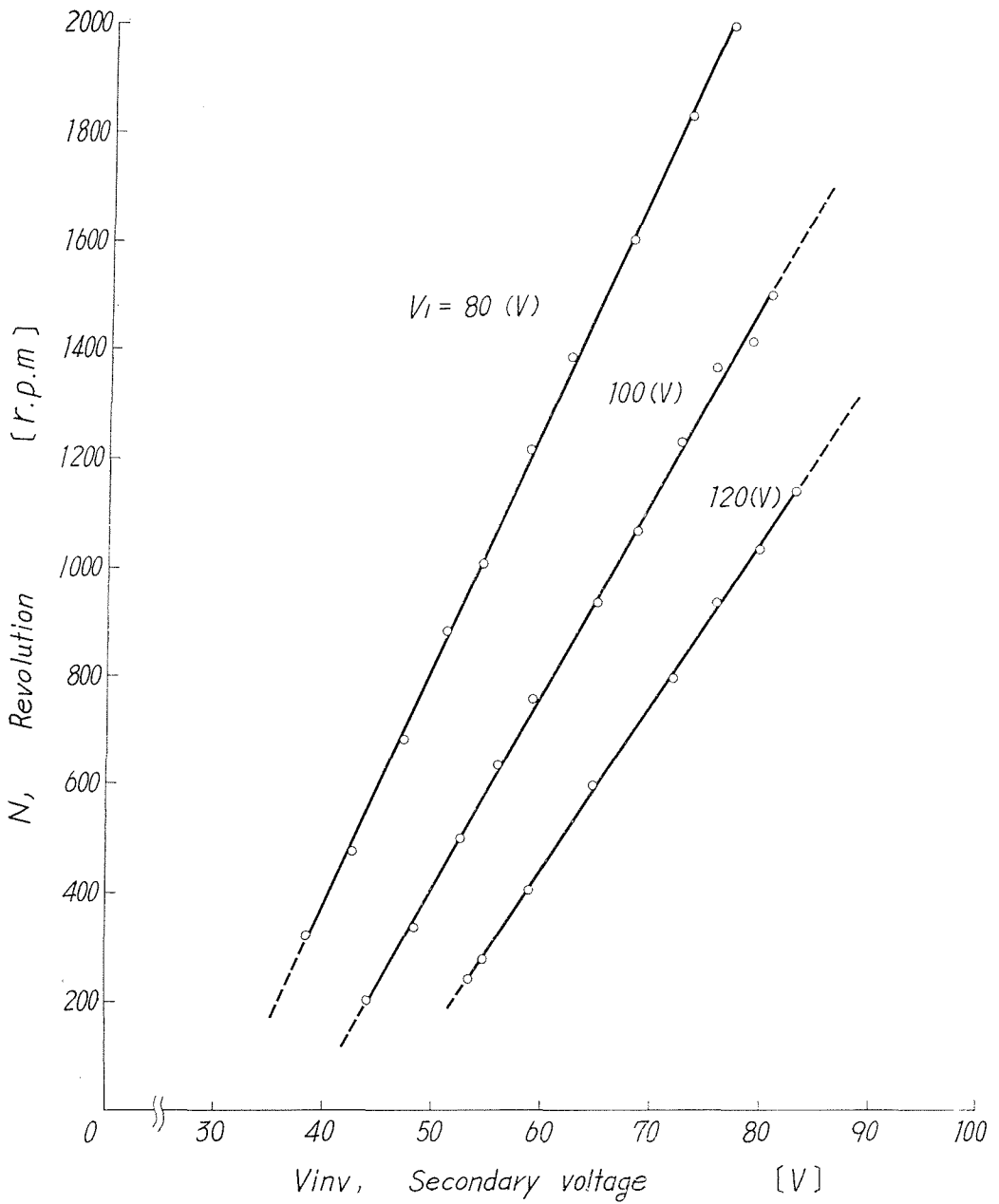


Fig. 6. No load test

Fig. 9はSCRインバータの出力電流波形である。図においてヒゲ状の電流部分は強制転流時の電流である。従ってこの部分を省けばFig. 12のような高調波を含んだ矩形波電流が誘導機の二次に流れると考えられる。しかしこれによると回転むらや騒音は全くなかった。

実験中同期速度付近(この場合 $s=2$)で電流計が動揺する現象が見られた。

Fig. 10はこの実験に用いた3相SCRインバータ回路で、Fig. 11はそれの実測による効率のグラフである。このインバータはきわめて安定な運転ができ、転流失敗は一度も見られなかった

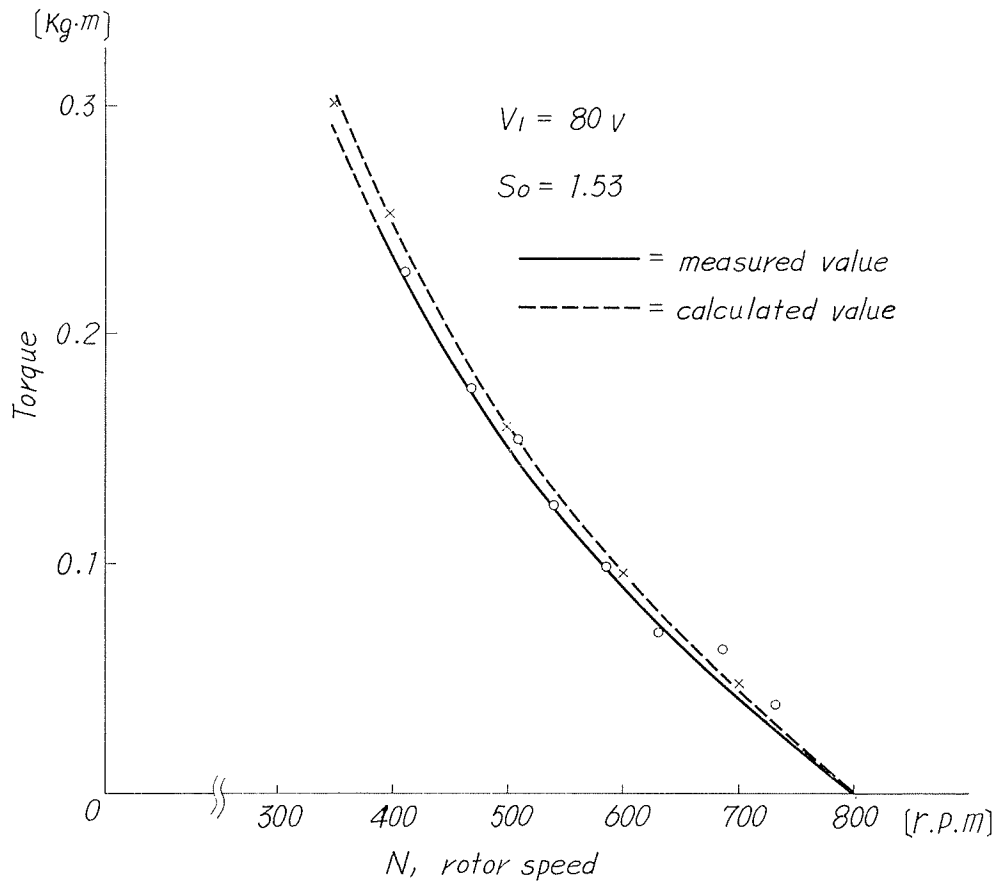


Fig. 7. Load characteristic

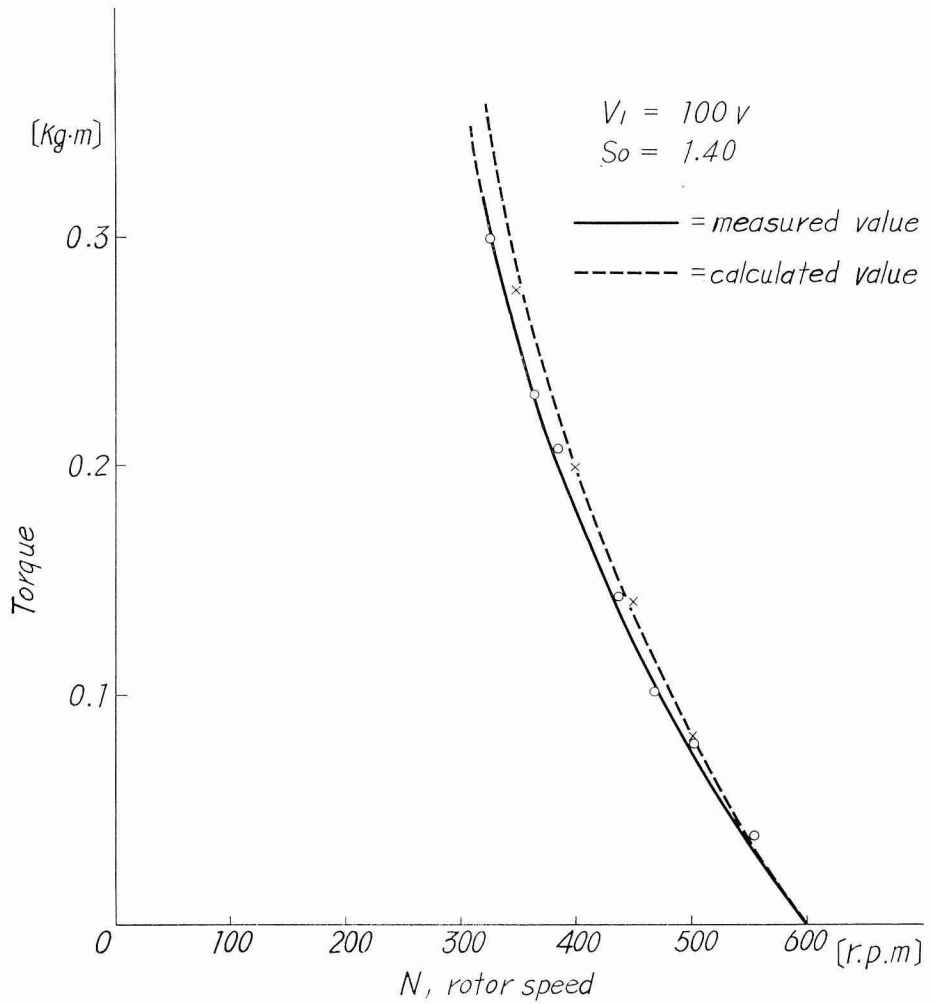


Fig. 8. Load characteristic

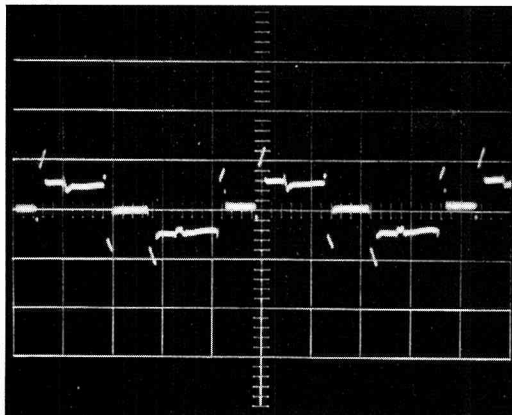


Fig. 9. Inverter output current

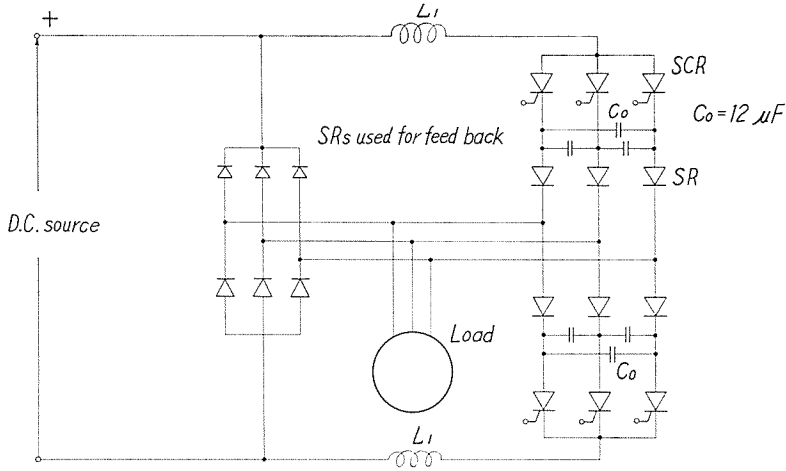


Fig. 10. SCR 3-phase inverter

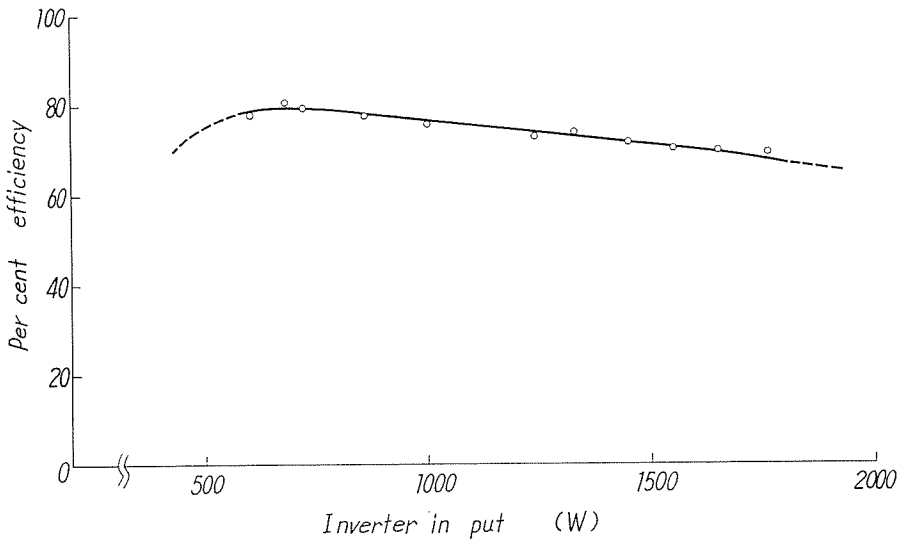


Fig. 11. Measured efficiency vs. input curve of 3φ inverter

4. 考 察

SCR を用いたインバータでは Fig.9 のような矩形波電流が流れることはやむを得ない。従って矩形波電流の成分となっている高調波により電動機の特性が悪化することになる。今 Fig.12 に転流による電流を省いたインバータ電流を示す。これを級数展開すれば、

$$i = \frac{4\sqrt{3}}{\pi} I \left(\cos \omega t - \frac{1}{5} \cos 5\omega t + \frac{1}{7} \cos 7\omega t - \frac{1}{11} \cos 11\omega t \dots \right)$$

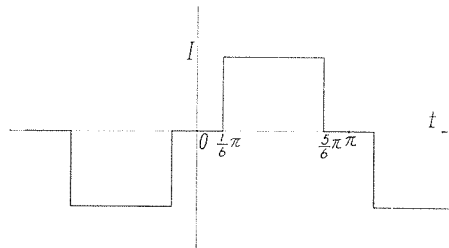


Fig. 12. Inverter output current excepting Turn-off current

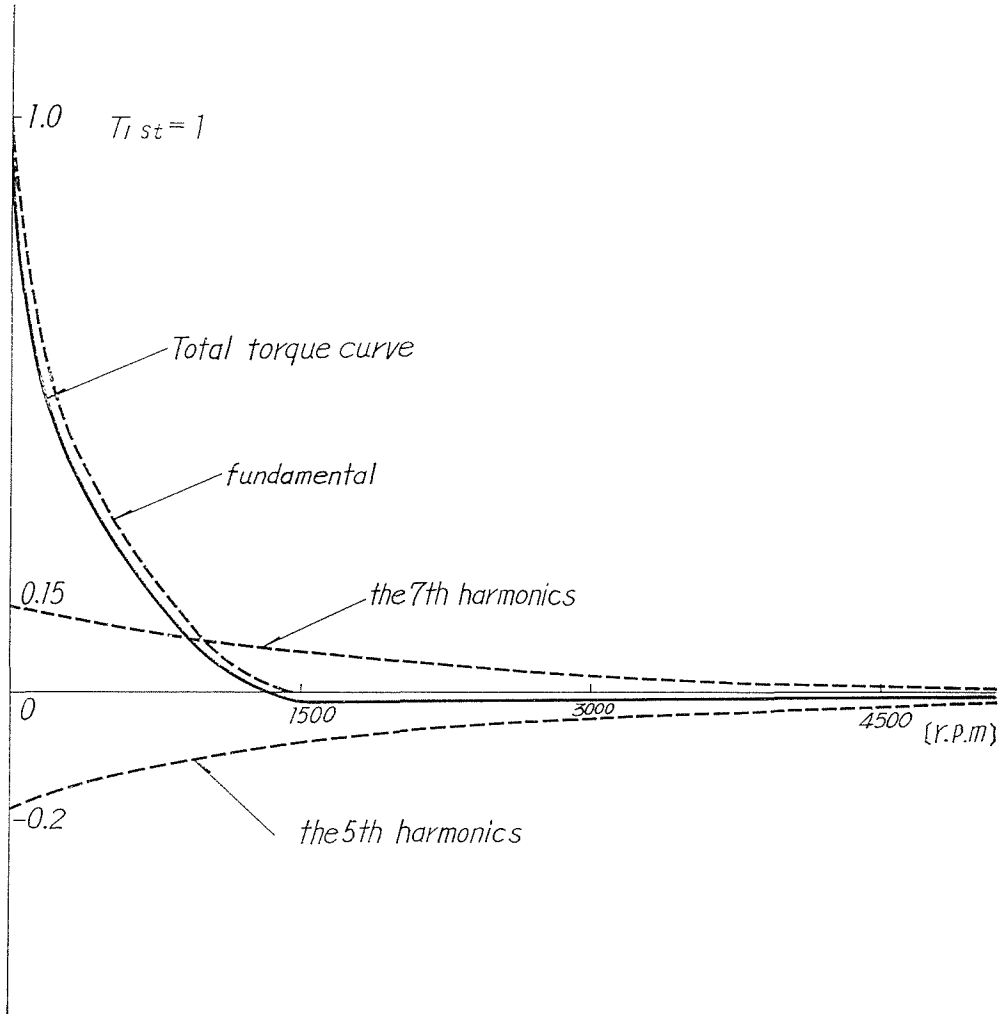


Fig. 13. Torque vs speed curve. At $s=1$ the value of the fundamental torque is unity.

となる。回転機のトルク τ は一般に $\tau = k_1 \Phi i$ であるから (Φ は磁束密度)

$$\tau = k_2 \left(\cos \omega t - \frac{1}{5} \cos 5\omega t + \frac{1}{7} \cos 7\omega t - \frac{1}{11} \cos 11\omega t + \dots \right)$$

であって基本波の第5, 11, $6n-1$ 調波では逆向きのトルクが現われることがわかる。Fig. 13に $s=1$ における基本波トルクを1とした場合, 高次高調波を考え, それらの合成したトルク速度曲線を示す。これによれば高調波によるトルクの減少が僅かであることがわかる。Fig. 7, 8の負荷特性のグラフにおいて理論値の方が実測値より大きいのは誘導機の等価回路の取り扱いで励磁回路を省略したためであって, 高調波によるトルクの減少が大きき値ではないことがわかる。

5. あとがき

誘導電動機の2重励磁による速度制御の実験を試みた結果より次のようなことが考えられる。

- 1) 二次側電源に用いた SCR 直列形インバータが逆変換のみなので回生制動は不可能である。
- 2) フィードバック用のダオートをそのまま使ってレクチフロー方式を利用できる。
- 3) SCR 直列インバータの代りにサイクロインバータを使うことにより、回路が容易にセルビウス方式に変えられる。
- 4) 重負荷で運転中急に軽負荷になると、回転数が急上昇するので適当な保護装置をほどこさなければならない。

6. 附 録

T 形等価回路による特性計算式

今までの計算では巻線のインピーダンス電圧降下および励磁アドミタンスを省略して行なったが、 T 形等価回路によってより正確な特性計算式が求められる。Fig. 14 に等価回路を示す。 \dot{E}_1 を1次1相の誘起起電力とすると、

$$\dot{V}'_1 = -\dot{E}_1 \quad (25)$$

励磁アドミタンスを $\dot{Y}_0 = g_0 - jb_0$ とすると励磁電流 \dot{I}_0 は

$$\dot{I}_0 = \dot{V}'_1 \dot{Y}_0 = \dot{V}'_1 (g_0 - jb_0) \quad (26)$$

$$I_0 = V'_1 / \sqrt{g_0^2 + b_0^2} \quad (27)$$

二次等価一次換算電流 \dot{I}'_2 は

$$\dot{I}'_2 = \frac{\dot{V}'_1 - s_0/s \dot{V}'_1}{z'_2} = \frac{\dot{V}'_1 (1 - s_0/s)}{r'_2/s + jx'_2} = \dot{I}'_1 \quad (28)$$

$$I_2 = \frac{V_1 (1 - s_0/s)}{\sqrt{(r'_2/s)^2 + x_2'^2}} = I_1 \quad (29)$$

1次1相の全電流 \dot{I}_1 は

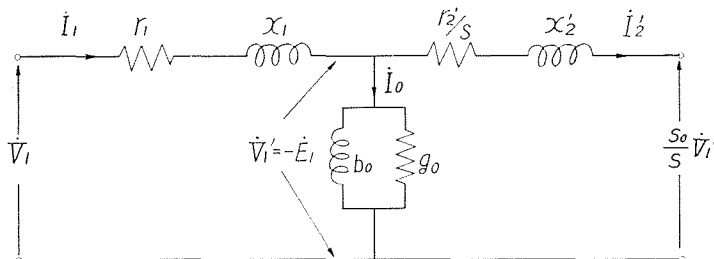


Fig. 14. Equivalent circuit

$$\dot{I}_1 = \dot{I}_0 + \dot{I}'_1 \quad (30)$$

(30) 式に (26), (28) 式を代入して

$$\dot{I}_1 = \dot{V}'_1 \left\{ g_0 - jb_0 + \frac{1-s_0/s}{r'_2/s + jx'_2} \right\} = \dot{V}'_1 \left(\dot{Y}_0 + \frac{1-s_0/s}{\dot{z}'_2} \right) \quad (31)$$

1 次 1 相のインピーダンス $\dot{z}_1 = r_1 + jx_1$ による電圧降下は

$$\dot{I}_1 \dot{z}_1 = \dot{I}_1 (r_1 + jx_1) = \dot{V}'_1 \left(\dot{Y}_0 + \frac{1-s_0/s}{\dot{z}'_2} \right) \dot{z}_1 = \dot{V}'_1 \left(\frac{(1-s_0/s) \dot{z}_1}{\dot{z}'_2} + \dot{z}_1 \dot{Y}_0 \right) \quad (32)$$

1 次 1 相の端子電圧 \dot{V}_1 は

$$\dot{V}_1 = \dot{V}'_1 + \dot{I}_1 \dot{z}_1 = \dot{V}'_1 \left(1 + \frac{(1-s_0/s) \dot{z}_1}{\dot{z}'_2} + \dot{z}_1 \dot{Y}_0 \right) \quad (33)$$

(31) 式に (33) を変形して代入すると

$$\dot{I}_1 = \frac{1-s_0/s + \dot{z}'_2 \dot{Y}_0}{\dot{z}'_2 + \dot{z}_1 \dot{z}'_2 \dot{Y}_0 + (1-s_0/s) \dot{z}_1} \cdot \dot{V}_1 \quad (34)$$

(34) 式の $\dot{z}_1 \dot{z}'_2 \dot{Y}_0$ は $\dot{z}'_2 + (1-s_0/s) \dot{z}_1$ に比べてきわめて小さいのでこれを省略して

$$\dot{I}_1 \doteq \frac{1-s_0/s + \dot{z}'_2 \dot{Y}_0}{\dot{z}'_2 + (1-s_0/s) \dot{z}_1} \cdot \dot{V}_1 = \frac{s_f + \dot{z}'_2 \dot{Y}_0}{\dot{z}'_2 + s_f \dot{z}_1} \cdot \dot{V}_1 \quad (35)$$

ただし

$$s_f \equiv 1 - s_0/s$$

(35) 式について解くと

$$\begin{aligned} \dot{I}_1 &\doteq \frac{s_f + g_0 r'_2/s + b_0 x'_2 - j(b_0 r'_2/s - g_0 x'_2)}{s_f r_1 + r'_2/s + j(s_f x_1 + x'_2)} \cdot \dot{V}_1 \\ &= \frac{b_1 - jb_2}{(s_f r_1 + r'_2/s)^2 + (s_f x_1 + x'_2)^2} \cdot \dot{V}_1 \end{aligned} \quad (36)$$

$$I_1 = \frac{\sqrt{b_1^2 + b_2^2}}{(s_f r_1 + r'_2/s)^2 + (s_f x_1 + x'_2)^2} \cdot V_1 \quad (37)$$

ただし

$$b_1 \equiv (s_f + g_0 r'_2/s + b_0 x'_2) (s_f r_1 + r'_2/s) - (b_0 r'_2/s - g_0 x'_2) (s_f x_1 + x'_2)$$

$$b_2 \equiv (s_f + g_0 r'_2/s + b_0 x'_2) (s_f x_1 + x'_2) + (b_0 r'_2/s - g_0 x'_2) (s_f r_1 + r'_2/s)$$

1 次力率 $\cos \theta_1$ は $\theta_1 = \tan^{-1} b_2/b_1$ より

$$\cos \theta_1 = \frac{b_1}{\sqrt{b_1^2 + b_2^2}}$$

よって 1 次全入力 P_1 は m_1 を相数とすると

$$\begin{aligned} P_1 &= m_1 V_1 I_1 \cos \theta_1 \\ &= \frac{m_1 b_1 V_1^2}{(s_f r_1 + r'_2/s)^2 + (s_f x_1 + x'_2)^2} \end{aligned} \quad (38)$$

1次銅損 P_{cu1} は

$$\begin{aligned} P_{cu1} &= m_1 I_1^2 r_1 \\ &= \frac{m(b_1 + b_2) V_1^2 r_1}{\{(s_f r_1 + r_2'/s)^2 + (s_f x_1 + x_2')^2\}^2} \end{aligned} \quad (39)$$

2次入力 (回転磁界力) P_w を求めるに、今 P_w が sP_w と $(1-s)P_w$ に分解されることから得られる。 $sP_w = P_{2c} + P_{cu2}$, (P_{2c} ; 2次励磁電力, P_{cu2} ; 2次銅損) より

$$P_w = (P_{2c} + P_{cu2})/s \quad (40)$$

となる。

しかるに2次相数 m_2 が $m_2 = m_1$ とすると

$$P_{cu2} = m_1 I_1'^2 r_2' = m_1 \cdot \left(\frac{s_f V_1'}{\sqrt{(r_2'/s)^2 + x_2'^2}} \right)^2 r_2' = \frac{m_1 (s_f V_1')^2}{(r_2'/s)^2 + x_2'^2} \cdot r_2' \quad (41)$$

$$P_{2c} = m s_0 V_1' I_1' \cos \theta_2 = m_1 \cdot \frac{s_0 s_f V_1'^2}{\sqrt{(r_2'/s)^2 + x_2'^2}} \cdot \frac{r_2'/s}{\sqrt{(r_2'/s)^2 + x_2'^2}} = \frac{m_1 s_0 s_f V_1'^2}{(r_2'/s)^2 + x_2'^2} \cdot \frac{r_2'}{s} \quad (42)$$

(33)式より \dot{Y}_0 による影響を省略すれば

$$\dot{V}_1 = \dot{V}_1' (\dot{z}_2' + s_f \dot{z}_1) / \dot{z}_2'$$

であるから

$$V_1' = \frac{\sqrt{(r_2'/s)^2 + x_2'^2}}{(s_f r_1 + r_2'/s)^2 + (s_f x_1 + x_2')^2} \cdot V_1 \quad (43)$$

より(41), (42)式は

$$P_{cu2} = \frac{m_1 s_f^2 r_2' V_1'^2}{(s_f r_1 + r_2'/s)^2 + (s_f x_1 + x_2')^2} \quad (44)$$

$$P_{2c} = \frac{m_1 s_0 s_f V_1'^2}{(s_f r_1 + r_2'/s)^2 + (s_f x_1 + x_2')^2} \cdot \frac{r_2'}{s} \quad (45)$$

$$\therefore P_w = \frac{1}{s} (P_{2c} + P_{cu2}) = \frac{m_1 s_f V_1'^2}{(s_f r_1 + r_2'/s)^2 + (s_f x_1 + x_2')^2} \cdot \frac{r_2' (s \cdot s_f + s_0)}{s^2} \quad (46)$$

しかるに $s \cdot s_f = s(1 - s_0/s) = s - s_0$ より

$$P_w = \frac{m_1 V_1'^2}{(s_f r_1 + r_2'/s)^2 + (s_f x_1 + x_2')^2} \cdot \frac{s_f}{s} r_2' \quad (46)$$

回転磁界 P_w よりトルク T は

$$T = \frac{P_w}{\omega_0} = \frac{P}{2\pi f G} \cdot P_w = \frac{0.975}{N_0} \cdot \frac{m_1 V_1'^2}{(s_f r_1 + r_2'/s)^2 + (s_f x_1 + x_2')^2} \cdot \frac{s_f}{s} r_2' \text{ [kg} \cdot \text{m]} \quad (47)$$

ただし ω_0 = 同期速度における角速度

P = 極数

N_0 = 同期速度 = 120 f/p [r.p.m]

f = 電源周波数

軸出力 P_m は (46) 式より

$$P_m = (1-s) P_w = \frac{m_1 V_1^2 s_f r_2'}{(s_f r_1 + r_2'/s)^2 + (s_f x_1 + x_2')^2} \cdot \frac{1-s}{s} \quad (48)$$

次に電動機効率 η_m は

$$\eta_m = P_m / (P_1 - P_2) \quad (49)$$

しかるに (38), (45), (48) 式より

$$\eta_m = \frac{(1-s) s_f r_2'}{s^2 - s_0 s_f r_2'} \quad (50)$$

ただし

$$b_1 = (s_f + g_0 r_2'/s + b_0 x_2') (s_f r_1 + r_2'/s) - (b_0 r_2'/s - g_0 x_2') (s_f x_1 + x_2')$$

今 g_0, b_0 を小さいと見なしそれらの関する項を省略して

$$\eta_m \doteq \frac{(1-s) r_2'}{s_f r_1 + (1-s_0) r_2'} \quad (51)$$

参 考 文 献

- 1) 上山直彦：東芝レビュー．18巻1号，1963年，p. 23.
- 2) 佐藤則明：東芝レビュー．18巻7号，1963年，p. 754.
- 3) 藤了念著：誘導機 I, II. オーム社，昭和37年.
- 4) M. S. Erlicki: "Inverter Rotor Drive of an Induction Motor" I.E.E.E. November, 1965, p. 1011.
- 5) 相川・築地共著：SCR とその応用．日刊工業，昭和39年.
- 6) 藤原・伊藤：誘導機の2重励磁．昭和42年電気四学会連合大会.
- 7) その他：たとえば磯部直吉著．電気機器 II. オーム社，昭和37年.