

# 小形誘導電動機の無負荷特性とスロット係数

湧井 源二郎\*, 栗原 和美\*, 久保田 朋次\*, 鈴木 伸\*\*  
大内 系\*, 藤田 重好\*, 深作 浩\*

(昭和60年9月6日受理)

## No-Load Characteristic and Slot Coefficient of Fractional Horsepower Induction Motor

Genjiro WAKUI\*, Kazumi KURIHARA\*, Tomotsugu KUBOTA\*, Shin SUZUKI\*\*  
Kei OHUCHI\*, Shigeyoshi FUJITA\* and Hiroshi FUKASAKU\*

*Abstract* — There is generally the error between calculated and measured values of characteristics of induction-motor, and as motor is smaller, this tendency is larger. In this paper, in regard to (i) no-load characteristics and (ii) torque (in particular, which slip is large), we consider the cause which calculated values are not in agreement with measured values.

In calculating iron loss of motor, by using the catalogued value of iron loss for core material, it is seen that measured value of iron loss is about 3.1 (=k') times as large as calculated value at rated voltage. When this correction factor k' is multiplied calculated values of iron loss, corrected values agree well with measured values. Therefore, iron loss current can be calculated by using corrected values of iron loss. In calculating magnetizing current, (1) slot coefficient, (2) saturation factor of core are need. In this paper, further we propose the simple way by which we obtain slot coefficient from experiment, and magnetizing current is calculated in the three case (A) - (C) as followed. (A) some slot coefficients represented by Carter's coefficient and catalogued B-H curve of core. (B) Carter's coefficient and measured value of saturation factor. (C) measured value of slot coefficient and measured value of saturation factor. In conclusion, it is obvious that the main causes for the error in calculation are the underestimation of iron loss and the difference between catalogued and actual B-H curve of core.

At last, we consider the abnormal phenomenon of torque-slip curve which occurs in the case of large slip (slip $\approx$ 0.4~2). In conclusion, it is obvious that the main case for this phenomenon in sampled motor is due to the imperfect insulation among rotor-bars (eddy-current flowing teeth between rotor-bar and adjacent rotor-bar) which is seen well for motor of a die-cast rotor.

---

\* 茨城大学工学部電気工学科 (日立市中成沢町)

Department of Electrical Engineering, Faculty of Engineering, Ibaraki University,  
Hitachi 316, Japan

\*\* オリエンタルモーター(株) (柏市しこた)

Oriental Motor Co., Ltd., Kashiwa, Japan

## 1. まえがき

誘導電動機（以下 I M と略記する）の特性の計算値は実測値との間に誤差があり、この傾向は小形電動機ほど大きい。ここでは (i) 無負荷特性と、(ii) トルク（特にすべりの大きいときのトルク）について、計算値と実測値が一致しない原因を考察する。

初めに、無負荷特性について考える。無負荷電流の計算にはスロット係数（カーター係数）が用いられるが、この係数は鉄心の透磁率を無限大と仮定し、かつ、開溝の場合について求めたものである。しかし、実際の電動機では鉄心の透磁率は有限な値をもち、スロットも半閉溝の場合がむしろ多い。また、普通固定子及び回転子鉄心の透磁率は鉄心打抜きによる機械的歪みに基づいて打抜き面に近くなるほど透磁率は小さくなることが知られている。ところで、大形回転機ではこの磁気特性の劣化を元に戻すために、焼戻しを行うが、小形電動機では普通劣化したままを用いる。小形電動機ほどスロット部の機械的歪みを受ける範囲が大きくなるので、磁気特性の劣化も大きい。従って、無負荷特性の実測値と計算値の誤差も大きくなるものと推測される。

本文ではまず、無負荷飽和曲線の計算値が実測値とどの程度相違するかを検討する。なお、計算にはカーター係数の他にすでに提案されているウェーバー、メツラーおよびオサンナ係数を用いて計算し、実測値と比較する。次に、さぐりコイルによる固定子の歯頭および歯突起部の磁束測定 (Fig. 3 参照) に基づいて、スロット係数を決定する簡便な方法を提案する。

最後に、トルク異常について考える。小形かご形 I M は、まれにすべりの大きいところ（すべり = 0.4 ~ 2）で漂遊トルクが異常に大きくなる現象が生ずる。これについては、すでに山村氏<sup>(1)</sup>により詳細な検討がなされている。山村氏は漂遊トルク異常増大の原因は「ジグザグ漏れ磁束による損失に基づくトルク」であることを明らかにしたが<sup>(1)</sup>、本試料機の場合は別の原因であることがわかった（付録）。

## 2. 理 論

### 2.1 固定子巻線の誘起電圧 E と磁化電流 I<sub>0</sub> との関係

無負荷において、三相固定子巻線に平衡三相交流 I が

流れたときに、その磁化電流 I<sub>0</sub> により生ずる起磁力の基本波最大値 F<sub>m</sub> は次式で表わされる。

$$F_m = \frac{3\sqrt{2} K_{w1} Z_1 I_0}{2 p \pi} \quad (1)$$

ここで、2 p : 極数、Z<sub>1</sub> : 固定子巻線一相の直列導体数、K<sub>w1</sub> : 固定子巻線係数、I<sub>0</sub> : 磁化電流（実効値）。

磁束密度は F<sub>m</sub> に磁気回路の単位断面積あたりの全パーミアンスを乗じたものである。I M の磁路においてはギャップの磁気抵抗が大きいので、ギャップの長さ δ (cm) とすれば単位断面積あたりのパーミアンス P<sub>e</sub> は飽和率 k<sub>a</sub> を用いて以下のように簡単に表示できる。

$$P_e = \frac{\mu_0}{k k_a \delta} \quad (2)$$

ここで、μ<sub>0</sub> : 空気の透磁率 (4 π × 10<sup>-9</sup> H/cm), k : スロット係数（後述）。

k<sub>a</sub> は飽和率と呼ばれ、鉄心中の磁路の起磁力降下を ATc<sup>(2)</sup>、ギャップのそれを ATg<sup>(2)</sup> とすれば、

$$k_a = 1 + \frac{ATc}{ATg} \quad (3)$$

として表わされ、鉄心の磁気飽和が大きいほど、この値は大きくなる。

したがって、ギャップ磁束密度の基本波の最大値 B<sub>m</sub> は次式のようにになる。

$$B_m = F_m P_e = \frac{3\sqrt{2} K_{w1} Z_1 \mu_0}{2 p \pi^2 k k_a \delta} I_0 \quad (4)$$

この B<sub>m</sub> による固定子巻線への誘起電圧 E は極ピッチを τ (cm)、仮想鉄心長さ<sup>(2)</sup>を ℓ<sub>i</sub> (cm) とすれば、次式のようにになる。

$$E = 2 \pi f \frac{3 \tau \ell_i \mu_0 (K_{w1} Z_1)^2}{2 p \pi^2 k k_a \delta} I_0 \quad (5)$$

無負荷電流 I は、磁化電流 I<sub>0</sub> ならびに、鉄損 W<sub>i</sub> と機械損 W<sub>m</sub> を補償するための I<sub>c</sub> とからなっている。I<sub>c</sub> は次式で与えられる。

$$I_c = \frac{W_i + W_m}{3 E} \quad (6)$$

したがって、I は次式となる。

$$I = \sqrt{I_0^2 + I_c^2} \quad (7)$$

## 2.2 スロット係数 $k$ と飽和率 $k_a$

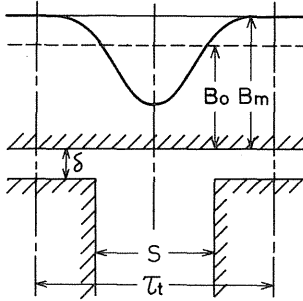


Fig. 1 Air-gap flux density distribution.

Fig. 1はスロットと極片面が対向した場合のギャップ磁束密度の法線成分を示す。図において、 $B_m$  : 最大磁束密度、 $B_0$  : ギャップ磁束密度の平均値、 $s$  : スロット開口の幅 (cm)、 $\tau_t$  : スロットピッチである。

ここで、スロット係数  $k$  は次式で定義される<sup>(4)</sup>。

$$k = \frac{B_m}{B_0} \quad (8)$$

このスロット係数で普通最も多く用いられているのが、カーター係数  $k_c$  であるが、他にいくつかの係数が提案されている。そのなかでオサンナ係数  $k_0$ 、メツラー係数  $k_M$  およびウェーバー係数  $k_w$  の3種類が代表的なものと考えられるので<sup>(3)</sup>、カーター係数のかわりに、これらの係数を代入して得た  $I$  の結果とも比較してみる (Fig. 4 参照)。

カーター係数

$$k_c = \frac{\tau_t}{\tau_t - r \delta} \quad (9)$$

$$r = \frac{4}{\pi} \left[ \frac{s}{2\delta} \tan^{-1} \frac{s}{2\delta} - \ln \sqrt{1 + \left( \frac{s}{2\delta} \right)^2} \right] \quad (10)$$

オサンナ係数

$$k_0 = \frac{\tau_t + 8\delta}{(\tau_t - s) + 8\delta} \quad (11)$$

メツラー係数

$$k_M = \frac{1}{1 - \frac{\alpha \beta}{\alpha + 5}} \quad (12)$$

$$\alpha = \frac{s}{\delta}, \quad \beta = \frac{s}{\tau_t}$$

ウェーバー係数

$$k_w = \frac{s + 5\delta}{s \frac{\tau_t - s}{\tau_t} + 5\delta} \quad (13)$$

$I_M$ では普通固定子と回転子は異なった寸法のスロットをもっている。このときは、周知のように、固定子のスロット寸法から得られるスロット係数 (回転子は平滑と仮定) と回転子の寸法から得られるスロット係数 (固定子は平滑と仮定) をそれぞれ単独に求め、それらを乗じたものが電動機特性を計算する場合に用いられるスロット係数となる<sup>(4)</sup>。

次に、飽和率とスロット係数の関係を整理しよう。ギャップの平均磁束密度を  $B_g$  とすると、(3)式の  $AT_g$  は次式で与えられる。

$$AT_g \cong 8 \times 10^3 B_g \delta k \quad (AT) \quad (14)$$

(3)式に(14)式を代入すると次のようになる。

$$k_a = 1 + \frac{AT_c}{8 \times 10^3 B_g \delta k} \quad (15)$$

さらに、(15)式を(5)式に代入して整理すると次式が得られる。

$$E = 2\pi f \frac{3 \tau \ell i \mu_0 (K_{w1} Z_1)^2}{2 p \pi^2 \delta \left( k + \frac{AT_c}{8 \times 10^3 B_g \delta} \right)} I_0 \quad (16)$$

(16)式を磁化電流  $I_0$  について解くと次式となる。

$$I_0 = \frac{1}{2\pi f} \frac{2 p \pi^2 \delta E}{3 \tau \ell i \mu_0 (K_{w1} Z_1)^2} \times k \left( 1 + \frac{AT_c}{8 \times 10^3 B_g \delta k} \right) \quad (17)$$

3. 実験の概要

3.1 試料機の仕様

試料機は三相、4極のアルミダイカストロータのIMで、定格は40W, 200V, 0.4A, 50Hz, 1,300 r.p.m.である。

(1) 固定子 内径47.8mm, みぞ数  $Q_1=12$ , 固定子巻線: Y結線, 2層重ね巻, 一相あたりの直列導体数  $Z_1=1,640$ , 巻線係数  $K_{w1}=1$ , 一次漏れインピーダンス  $r_1+jx_1=40.8+j37.65\Omega$  (40°C), 積厚  $l=45\text{mm}$ , 占積率  $k_l \cong 0.98$  (新日本製鉄カタログ「ハイライト・コア・ホームコア」を使用)。  $l_i = k_l l$

(2) 回転子 外径47.45mm, みぞ数  $Q_2=15$ , ギャップの長さ  $\delta = 0.175\text{mm}$ , 積厚  $l=45\text{mm}$ , 占積率  $k_l \cong 0.98$ , 1スロットピッチの斜溝が施してある。

ここで、鉄心の材質は厚さ0.5mmの無方向性けい素鋼板RM40である。

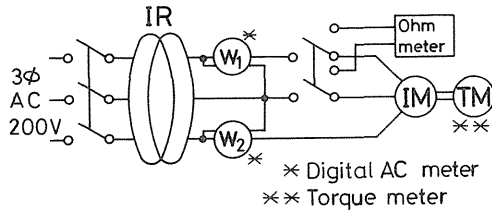


Fig. 2 Measurement circuit.

3.2 実験回路

Fig. 2に試料機の実験回路を示す。図の抵抗計は三相IMの固定子巻線抵抗を測定し、巻線温度を求めるためのもので、これにより電動機内の温度を一定にして諸特性を測定することができる。また、このときの固定子内のさぐりコイルの配置をFig. 3に示す。図(a)は歯の頭部に巻いたさぐりコイルの配置を示す。また、図(b)は、(a)とは別に歯の突起部(図のⓐの位置)の磁束測定のためのさぐりコイルの配置を示す。さぐりコイルの両端は、シンクロスコープまたは、ウェーブメモリに接続される。また、図中の○印内の数字はさぐりコイルのある歯の番号を示す。以後、固定子の歯頭および歯の突起部の磁束密度は、さぐりコイルの設置場所に対応させて、図に示される番号①~⑥およびⓐで表わすことにする。なお、さぐりコイルの巻数はすべて3ターンである。

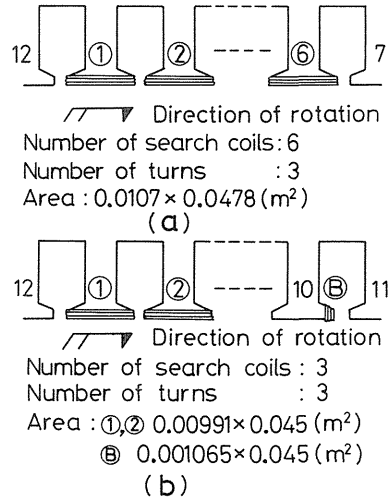


Fig. 3 Arrangement of search coils at the stator-teeth.

3.3 実験方法

実験は無負荷、拘束および定格回転数を含めた種々の負荷条件で行った。さぐりコイルの誘起電圧の測定にはシンクロスコープとウェーブメモリを併用し、調波分析には、これらの波形記録データを高速フーリエ変換する手法を用いた。

3.4 固定子磁束の空間高調波

固定子歯の頭部と突起部とに巻いた任意のさぐりコイルの誘起電圧を  $e_{sc}$  (V), 鎖交磁束を  $\phi_{sc}$  (Wb)と表わせば、次式を得る。

$$\int e_{sc} dt = N_{sc} \phi_{sc} = N_{sc} C_{sc} l B_{sc} \tag{20}$$

ここで、 $N_{sc}$ : さぐりコイルの巻数(=3),  $C_{sc}$ : さぐりコイルの幅,  $C_{sc}l$ : さぐりコイルの断面積,  $e_{sc}$ を次式のようにフーリエ級数に展開すれば、

$$e_{sc} = \sum_{n=1}^{\infty} (A_{nc} \cos n\omega t + A_{ns} \sin n\omega t)$$

$$= \sum_{n=1}^{\infty} \sqrt{A_{nc}^2 + A_{ns}^2} \sin(n\omega t + \alpha_n) \tag{21}$$

$$\alpha_n = \tan^{-1}(A_{nc} / A_{ns}) \tag{22}$$

$$b_{sc, n} = \frac{\sqrt{A_{nc}^2 + A_{ns}^2}}{N_{sc} C_{sc} \ell n \omega} \cos(n\omega t + \alpha_n) \quad (23)$$

ここで,  $A_{nc}$ ,  $A_{ns}$  は高速フーリエ変換によって求められる係数である。 $b_{sc, n}$  は, 正相分と逆相分の合成であるので, これらはさらに分離する必要がある。

第  $n$  次空間高調波磁束密度の正相分 (最大値)  $B_{fn}$ , 逆相分 (最大値) を  $B_{bn}$  とすると, 歯に巻いたさぐりコイルの 1 極分から  $B_{fn}$ ,  $B_{bn}$  を求めることができる。歯ピッチ角を  $\theta_a$  (機械角) とすると次式を得る。

$$B_{fn} e^{j\varphi_{fn}} = \frac{1}{N_t} \sum_{m=1}^{N_t} B_{sc, n, m} e^{j\alpha_{n, m}} e^{jn(m-1)p\theta_a} \quad (24)$$

$$B_{bn} e^{j\varphi_{bn}} = \frac{1}{N_t} \sum_{m=1}^{N_t} B_{sc, n, m} e^{j\alpha_{n, m}} e^{-jn(m-1)p\theta_a} \quad (25)$$

ここで,  $N_t$ : 1 極あたりの固定子の歯数,  $m$ :  $N_t$  以下の正の整数 [歯の番号を示す (Fig. 3 参照)],  $\varphi_{fn}$ ,  $\varphi_{bn}$ : それぞれ  $B_{fn}$ ,  $B_{bn}$  の位相角。

#### 4. 結果と考察

##### 4.1 電動機特性

試料機のスロット係数(9)~(13)式を求めると次のようになる。

カーター係数  $k_c = 1.272$

オサンナ係数  $k_o = 1.376$

メツラー係数  $k_M = 1.273$

ウェーバー係数  $k_w = 1.273$

このように, メツラー係数とウェーバー係数は全く等しく, カーター係数にはほぼ等しい。したがって, 以後カーター係数で代表させる。

Fig. 4 に無負荷特性を示す。図で,  $p.f.$  は力率,  $W$  は入力である。図の実線は, カーター係数およびオサンナ係数を用いた計算値である。図から定格電圧においては, オサンナ係数による計算値の方が実測値に幾分近くなることわかる。しかし, 定格電圧以下では, むしろカーター係数の方が全般に実測値に近くなる。また, 定格電圧以上では計算値と実験値との相違はかなり大きい。

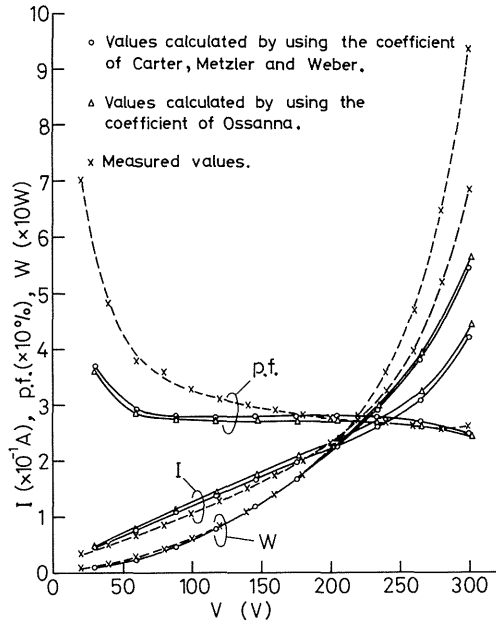


Fig. 4 No-load characteristics of sampled motor.

Fig. 5 に鉄損を示す。鉄心の材質は厚さ 0.5 mm の無方向性けい素鋼板 RM-40 であり, メーカー資料によると鉄損  $W_{10/50} = 3.9 \text{ W/kg}$  である。この資料から鉄損を計算したものが図の実線であり, 実測値との誤差は大きい。

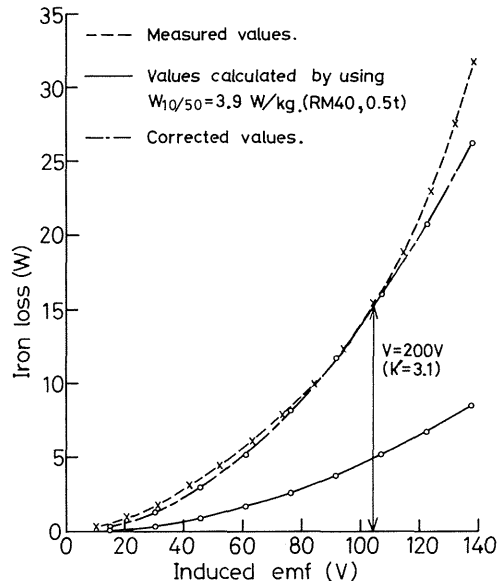


Fig. 5 Iron loss vs. induced emf.

本論文では、定格電圧において計算値と実測値が一致するように補正係数  $k'=3.1$  を決め、上述の鉄損計算値(実線)に乘じ、鉄損  $W_i$  を求めた(図の一点鎖線)。この  $k'$  を用いることにより、 $W_i$  の計算値と実測値とは、入力電圧の広範囲にわたって比較的良好に一致する。したがって、試料機の鉄損はカタログ値よりかなり大きくなることわかる。これは鉄心打抜きによる機械的ひずみ等に基づく鉄損増加と回転鉄損などの影響と考えられる<sup>(5)(6)</sup>。回転磁界鉄損を考慮した計算法もすでに報告されており<sup>(5)</sup>、本来この方法を採用すべきであるが、ここでは簡単な方法として  $k'$  を用いる。

4.2 固定子歯における誘起電圧波形

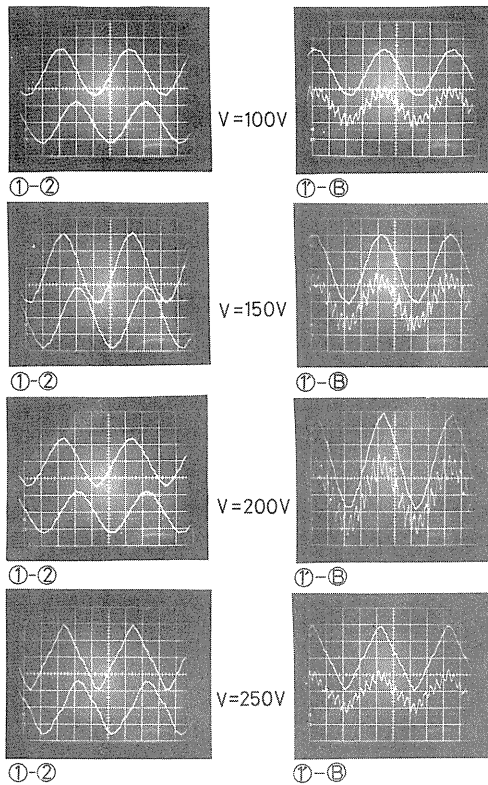


Fig. 6 Waveforms of induced voltage of search coils.

Fig. 6 に無負荷時のさぐりコイルの誘起電圧波形を示す。図において、左側の波形は全てさぐりコイルの①-②の組み合わせで、上段が①、下段が②の誘起電圧波形であり、右側の波形は全てさぐりコイル①-⑧の組み合わせで、上段が①、下段が⑧の誘起電圧波形である。

次に①と⑧の関係について説明する。⑧のさぐりコイ

ルが巻かれた歯の番号は10であり、電動機の対称構造と極数が4であることから、①と⑧の誘起電圧波形は振幅が等しく、位相が180度ずれた関係にあると考えられる。したがって、①の誘起電圧波形を反転させたものを⑧とすると、⑧と⑧の誘起電圧波形は、振幅と位相共に等しくなると考えられる。図の⑧はこれを示す。

電動機は Fig. 3 に示す方向に回転しているので、誘起電圧①、②の位相関係は①が②より進む関係にある。

①-②の波形は入力電圧が定格電圧(200V)以下では正弦波に近い。しかし、250Vになると、①-②の波形は三角波に近づいている。これは、(i)固定子の歯頭の幅が回転子開口の幅の約8.3倍と十分大きいため、波長の短い溝高調波磁束は歯頭内で平均化され、①-②の波形に影響を及ぼさないこと、また、(ii)鉄心の磁化特性の非線形性(磁気飽和とヒステリシス)により、第3次高調波等の低次高調波が発生すること<sup>(6)(7)</sup>、などによる。一方、⑧の波形は高次の高調波を含んでいる。これは⑧部のさぐりコイルの幅  $C_{sc}$  (Fig. 3 参照) が回転子の開口の幅より小さく(約90%)、波長の短い高調波磁束は突起部内に直接現われてくるためである。

4.3 固定子歯の時間高調波磁束<sup>(7)</sup>

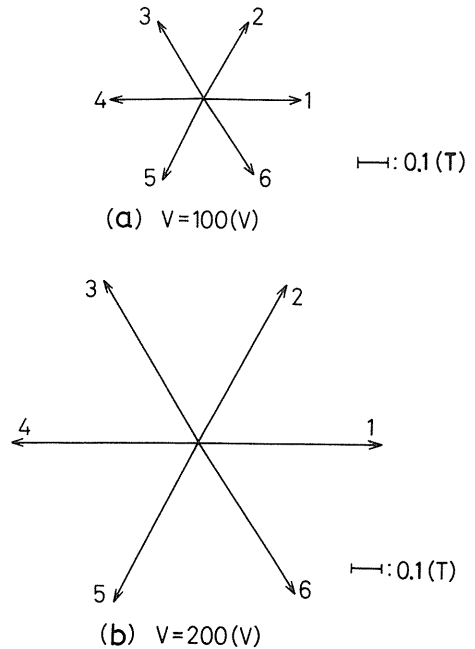


Fig. 7 Fundamental flux density vectors of the tops of stator teeth at no-load.

Fig. 7にFig. 3(a)の固定子歯の一極対分の基本波磁束密度ベクトルを示す。歯頭部の空間磁束密度の基本波は、 $\text{式}4$ と $\text{式}5$ に、歯 $\text{①} \sim \text{⑥}$ (式では $N_t$ は一極対分の歯数としたが、ここでは $N_t$ は一極対分の歯数とすればよい)の磁束密度の基本波ベクトルを代入すればよい。各ベクトル間の位相角は歯ピッチ角である $\pi/3$ にほぼ等しい。

Fig. 8にFig. 6の $\text{①}$ と $\text{⑧}$ の磁束密度の基本波ベクトルを示す。図からベクトル $\text{⑧}$ はベクトル $\text{①}$ に対し、幾分大きく、位相もわずか進む。 $V = 100 \sim 200 \text{ V}$ において、ベクトル $\text{①}$ と $\text{⑧}$ の位相差は約3度である。

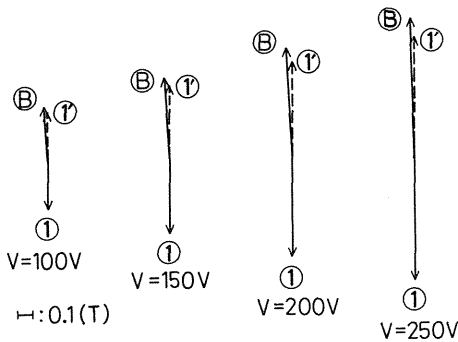


Fig. 8 The relation of flux density vector between  $\text{①}$  and  $\text{⑧}$  at no-load.

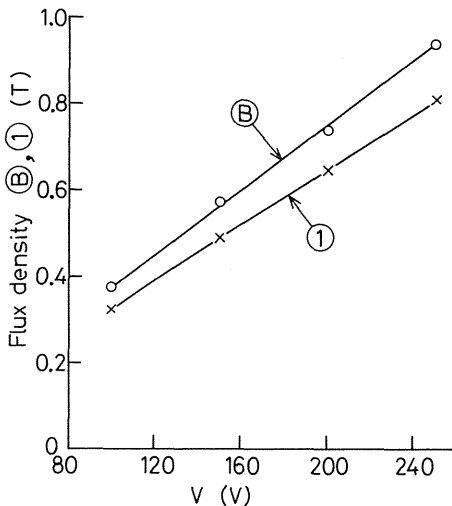


Fig. 9 Fundamental flux density characteristics vs. input voltage.

Fig. 9に入力電圧に対するさぐりコイル $\text{①}$ と $\text{⑧}$ の磁束密度の基本波を示す。磁束密度は入力電圧に比例するので、実験中最高入力電圧250Vにおいて、磁束密度が

\* 歯頭部の磁束密度の計算値は、一極の有効磁束を一極あたりの歯頭部断面積で割ったものである。

最大となる。このとき、歯頭部 $\text{①}$ が0.81 T、突起部 $\text{⑧}$ が0.94 Tであり、まだ鉄心の飽和の傾向はほとんどみられない。

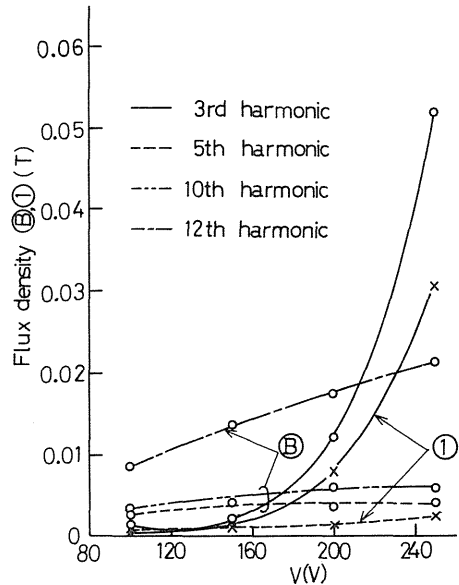


Fig.10 Higher harmonic flux density characteristics vs. input voltage.

Fig.10にさぐりコイル $\text{①}$ と $\text{⑧}$ の入力電圧に対する磁束密度の高調波を示す。各高調波の基本波に対する割合は、定格電圧(200V)で約3%以下で小さい。ここでは第12次高調波のみを考慮し、他は無視することにする。ここで、第12次高調波が $\text{⑧}$ に現われることに注目したい。これは、文献(7)から回転子の起磁力高調波とパーミアンス高調波の積として生ずる脈動分の飽和高調波と考えられる。すべりをほぼ零と考えると、回転子スロット数 $Q_2$ 、極対数 $p$ より、これらの飽和高調波の次数は $(Q_2/p) i \pm (1 + 2m)$  (7),  $i = 1, 2, 3 \dots, m = 1, 2, 3 \dots$ となる。ここで $i = 1, m = 1$ の場合に次数は12と18となる。したがって、第12次高調波の発生原因は上述の飽和高調波であることがわかる。

#### 4.4 固定子歯の空間高調波磁束

Fig.11にはギャップと固定子の各部 (Fig.11参照)の磁束密度の計算値ならびに固定子の歯頭部の空間磁束密度の基本波の実測値を示した。図から、歯頭部の磁束密度の計算値\*と実測値がよく一致していることがわかる。図の計算値はカーター係数を用いているが、オサンナ係

数を用いてもほぼ等しくなるので、ここではオサンナ係数による計算値を省略した。

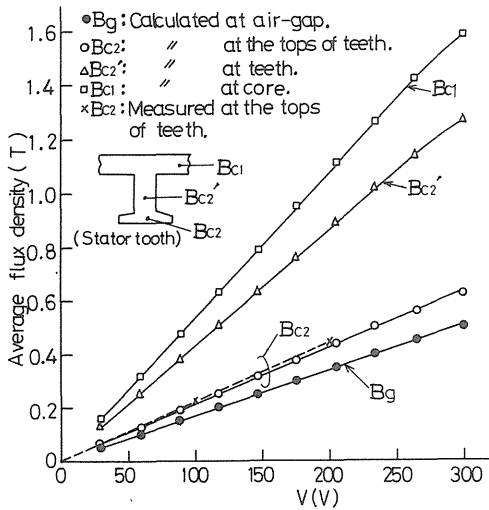


Fig. 11 Flux density in air-gap and each position in stator.

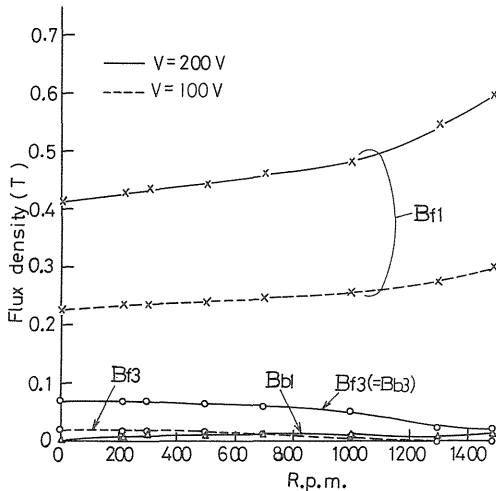


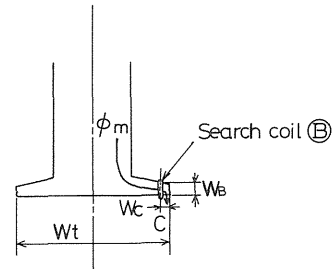
Fig. 12 Space-harmonic flux density vs. r. p. m.

Fig.12に回転数に対する空間高調波磁束密度の実測値を示す。ここで、100 Vの  $B_{b1}$  は非常に小さいので省略した。回転数の低いところで  $B_{f1}$  が減少するのは、この範囲で電流が大きくなって固定子漏れインピーダンスによる電圧降下が大きくなるためと考えられる。このよう

に  $B_{f1}$  は無負荷において最大となることがわかる。

4.5 スロット係数 k の実験的補正

歯頭部および歯突起部の磁束密度の測定結果からスロット係数 k (17式) を求める方法を誘導する。Fig.13に歯突起部のさぐりコイル⑧を通過する磁束  $\phi_m$  を示す。 $\phi_m$  は図のように、歯頭部のC部を全て通ると考える。こ



$\phi_m$ : Interlinkage flux of search coil

Fig. 13 Interlinkage flux of search coil.

ここで、C部の幅  $W_c$  は歯頭の幅  $W_t$  の11%とかなり小さい。歯突起部(さぐりコイル⑧)の磁束密度を  $B_B$ 、幅を  $W_B$  とすると、C部の磁束密度  $B_c$  は次式となる。

$$B_c \approx B_B (W_B / W_c) \tag{26}$$

ここで、 $B_c$  の最大値は  $W_c \ll W_t$  から、 $B_c \approx B_m^*$  と考えることができる。また、歯頭部(さぐりコイル①)の磁束密度の最大値  $B_t$  は Fig. 1より  $B_t \approx B_o$  と考えることができる。以上のことを考慮して、回転子のスロット係数  $k_2$  は、

$$k_2 = (B_m / B_o) \approx (B_c / B_t) \tag{27}$$

ここで、 $B_c$ 、 $B_t$  は実測されているから、(27)式から回転子のスロット係数  $k_2$  を求めることができる。Fig. 14にスロット係数を示す。 $k_2$  は入力電圧に関係なく、ほぼ一定で、1.125である。図から、 $k_2$  は回転子のカーター係数  $k_{c2}$  より大きい。結局、実際のスロット係数は  $k_{c2}$  を  $(k_2 / k_{c2}) (> 1)$  倍しなければならない。いま、固定子のスロット係数  $k_1$  も回転子の場合と同様に、 $k_{c1} (k_2 / k_{c2})$  として得られるものとする、スロット係数  $k$  は、 $k_1$  と  $k_2$  の積となり

\* この式が正確に成り立つことを確かめるためには、さぐりコイルの位置  $W_c$  を変えて、 $B_c$  を測定し、 $W_c$  が小さくなったとき  $B_c$  が一定値  $B_m$  に落ち着くことを確かめる必要がある。



$$k = k_1 k_2 = \left( \frac{k_2}{k_{c2}} \right)^2 k_{c1} k_{c2} \quad (28)$$

ここで,  $k_{c1}$ ,  $k_{c2}$ : それぞれ固定子および回転子のスロット寸法からのみ得られるカーター係数。

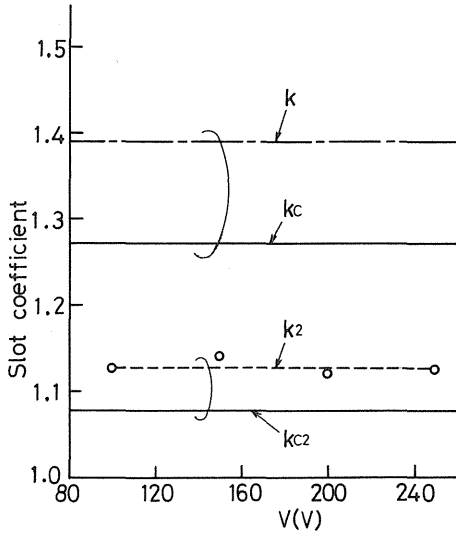


Fig. 14 Slot coefficient

$k$  は Fig.14 で一点鎖線で示され, その値は 1.391 \* である。

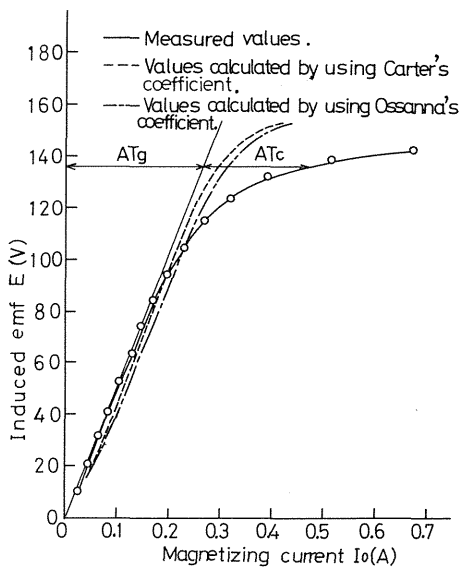


Fig. 15 Emf vs. magnetizing current.

Fig.15に励磁電流  $I_o$  に対する固定子巻線誘導起電力  $E$  特性を示す。図のギャップライン (接線) から飽和係数  $k_a$  を求めることができる。計算結果を Fig.16に示す。

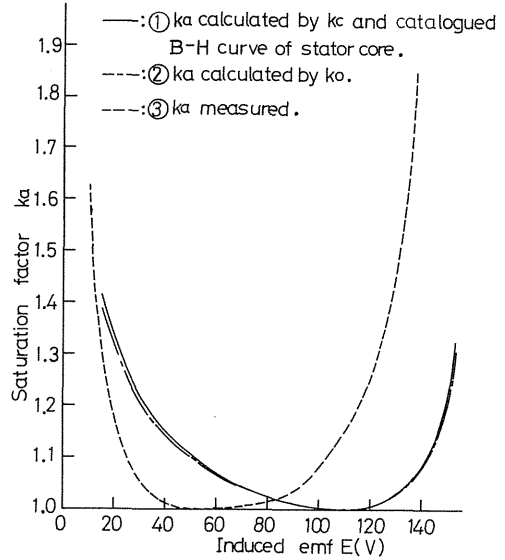


Fig. 16 Saturation factor.

図から, 計算値①, ②の  $k_a$  は実験的に求めた③の  $k_a$  と大きく相違することがわかる。Fig.17は Fig.16で実験的に求めた  $k_a$  を用いて無負荷飽和特性を求めたものである。図で, ①は  $k_a$  とカーター係数( $k_c = k_{c1} k_{c2}$ ),

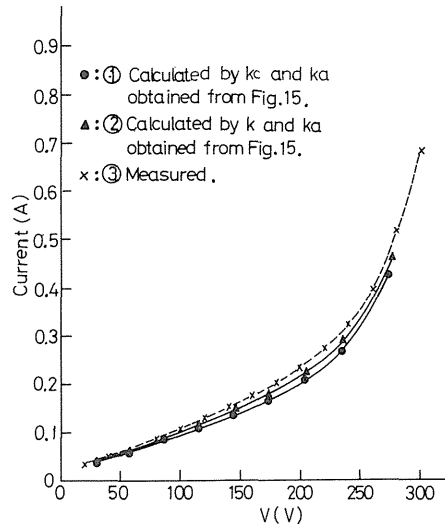


Fig. 17 No-load current

②は同じ  $k_a$  とスロット係数  $k$  から無負荷飽和特性を求

\*  $k_2$  を計算する際,  $B_c$  として基本波と第12次高調波 ( Fig.10 ) を考慮した。

めたもので、いずれも実測値③とかなりよい近似を示している。特に②は③とよく一致している。ところで、Fig. 4において、無負荷飽和曲線の計算値は実験値に対し、定格電圧付近で近い場合は相違し、特に高電圧側で相違が大きいことがみられる。結局、その理由として、次の三つが考えられる。

(a) 実際のスロット係数はカーター係数より大きい。

(b) 飽和率  $k_a$  は計算値と実験値との間にかかなり大きな相違があること、いいかえると、モーターとして組み込んだ場合の鉄心の B-H 特性はカタログ値とかなり大きく相違する (Fig.16)。

(c) Fig. 5 から、実際の鉄損はカタログ値から計算した値の約 3 倍 (定格電圧で) で非常に大きくなる。

## 5. むすび

本文で得られた結果は次のように要約される。

- (1) 固定子の歯頭および歯突起部の磁束測定に基づいて、実験的にスロット係数を求める簡便な方法を提案した。このようにして求めたスロット係数はカーター係数、オサンナ係数より大きくなる。(Fig.14 から試料機では  $k = 1.391$ ,  $k_c = 1.272$ )
- (2) IM の実際の鉄損は鉄心材料のカタログ値より計算した値の 3.1 倍で大きく相違する。
- (3) 小形 IM では無負荷飽和曲線の計算値は実験値と相違する (Fig. 4) が、その理由は上記(1), (2)と以下述べる 3 点である。すなわち、モーターとして組み込んだ場合の鉄心の B-H 特性は鉄心材料のカタログ値の B-H 特性と大きく相違し、飽和率  $k_a$  で比較すると Fig.16 のようになる。
- (4) 山村氏は漂遊トルク異常がジグザグ漏れ磁束に基づく高調波の損失であると指摘しているが、試料機について同様に計算した結果では定格運転近く (すべり 0.12) において全漂遊トルクの 27% (付録の試料機) と小さい。従って、ジグザグ漏れ磁束が主たる原因とは考えられない。主たる原因は付録で述べるように相隣る銅棒の鉄心を通る漏れ電流による損失と考えることができる。

最後に、本研究はオリエンタルモーター㈱の全面的な御協力のもとに行われた。関係された皆様に厚く御礼申し上げます。

## 6. 付 録

漂遊トルクが極端に大きい試料機について、文献(1)と同様に、ジグザグ漏れ磁束による鉄損に基づくトルクの計算を行ない、その原因を考察したので以下に述べる。

試料機はコンデンサ分相形,  $25\mu F$ , 2 極, アルミダイカストロータの IM で、定格は 90W, 100V, 2A, 50Hz, 2,650 r. p. m である。

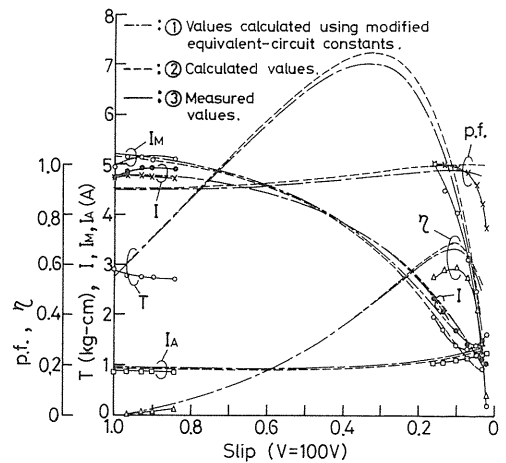


Fig.18 Load characteristics.

Fig.18に試料機の負荷特性を示す。図で、①による計算値とは、無負荷試験、拘束試験、固定子巻線抵抗  $r_1$  の測定から求めた等価回路定数から特性を求めたものである。しかし、コンデンサ分相形 IM では、始動トルクを大きくする傾向があるため、上述の等価回路定数には、かなり大きな誤差を生ずることがある。これは拘束時に励磁リアクタンス  $x_m$  を流れる電流を無視したためである。そこで、本文では横塚氏<sup>(8)</sup>の行なった回路定数の修正方法により、回路定数を決定し特性計算を行なった。これを②による計算値として示した。Fig.18から、試料機では、①の計算値の方がトルク、効率を除いて②の計算値よりむしろ実測値に近い。これは特性の計算値と実測値との差が、漂遊トルクのために生じているためである。

Fig.19にジグザグ漏れ磁束による鉄損に基づくトルクを示す。Fig.20に漂遊トルクを示す。Fig.20より、ジグザグ漏れ磁束による鉄損に基づくトルクは、定格運転近く (すべり 0.12 付近) において全漂遊トルクの 27% がか

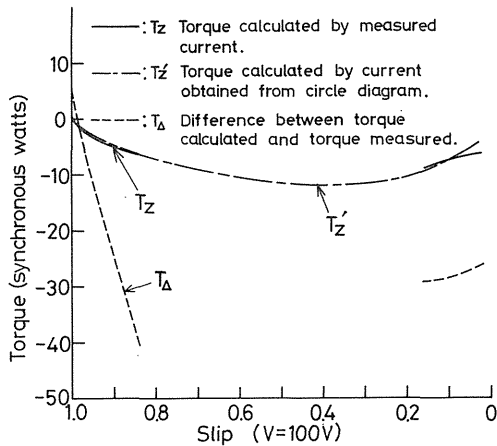


Fig.19 The torque due to iron loss caused by zigzag leakage flux.

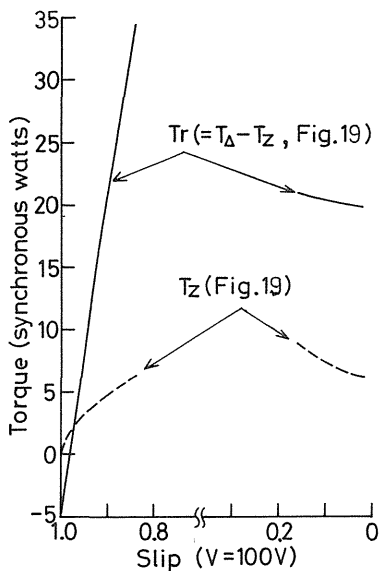


Fig.20 Stray torque.

なり小さい。従って、ジグザグ漏れ磁束による鉄損がその原因とは考えられない。ところで、池田氏<sup>(9)</sup>はアルミニウムダイカスト回転子のIMの漂遊トルクの異常増大(本試料機と同じ例)は相隣の銅棒間に鉄心を通して漏れ電流が流れるために生ずる損失が原因であると指摘している。詳細は省略するが、本研究の場合もこれが原因と考えられる。尚、この漂遊トルクの異常増大を除去するためには、回転子を加熱してアルミニウムと鉄心の間にギャップをもたせ、絶縁材  $\text{Fe}_3\text{O}_4$  蒸気中で被膜すればよいことがすでに明らかにされている。

参考文献

- (1) 山村: 電学誌, 74, (昭53), 540
- (2) 広瀬: 電機設計概論, 電気学会, (昭53), 166
- (3) E. Weber: Elektro-technische Zeitschrift, 23, (1928), 858
- (4) R. リヒター著(一木他訳): 電気機械原論, コロナ社, (昭42), 187~188
- (5) 山田, 他: 電学論文誌B, 103, (昭58), 379
- (6) 榎園, 他: 電学論文誌B, 103, (昭58), 844
- (7) 上之園, 他: 電学論文誌B, 103, (昭58), 69
- (8) 横塚: '83小形モータシンポジウム, (昭58), P 2-3-1
- (9) 池田: 電気学会回転機研究会資料, RM-82-60 (昭57)