

単相誘導子形回転機を用いた無ブラシ無整流子 電動機 の 特 性 算 定

数 野 寛
清 弘 智 昭

(昭和54年 8 月31日受理)

Calculation of Characteristics of Brushless and Commutatorless Motor Using Single Phase Inductor Type Rotating Machine

by Hiroshi KAZUNO and Noriaki KIYOHIO

Abstract

A brushless and commutatorless motor considered here has no distributor to detect the position of rotor. Instead of it, there is a pilot winding on the armature winding, and commutation is accomplished at the zero cross point of e.m.f. induced in it. This fact is a remarkable feature of this motor. Formulae for calculating the characteristics of this motor were derived.

First, if the current into the thyristor bridge is given, the corresponding angular velocity to it is calculated from the voltage equilibrium condition. Next, the corresponding feed-back current to the angular velocity is calculated approximately, and the relationship between the DC source current and the angular velocity is obtained. In order to obtain the real circuit constants, tests for no load saturation curve and short circuit curve are carried out using a diode bridge together. The calculated results agreed well with the experimental results. Therefore the derived formulae are considered to be available.

In order to improve the characteristics of this motor, it is necessary to reduce the resistance and inductance of armature winding and the resistance of smoothing choke coil.

1. ま え が き

サイリスタの発達と相まって、回転機のメンテナンスフリーの立場より無ブラシ無整流子電動機が登場するようになってきた。これは一般に Lundel 形とか Claw-pole 形とか言われる 回転界磁形の 同期機で、静止コイルにより励磁され、単に鉄塊のみが回転する構造である。これは一応 N, S の双向性磁束を半径方向に作用させる構造ではあるが、磁極片形状が複雑であり、磁路が長くなるため比較的大きな起磁力を要するにかかわらず、構造的に豊富な界磁コイルを巻くための空間確保に難があり、極間の漏れ磁束も多いというみがある。

これに対し筆者らは低周波用の誘導子形回転機(単相機)を考案し、同じく静止コイルより励磁し、単に鉄塊のみが回転する別のタイプの無ブラシ無整流子機

を提案した¹⁾。これは単向性磁束を軸方向に作用させるものであり、回転する円筒鉄心の端部に凸磁極と凹磁極を備え、円筒鉄心上に同心的に空隙を隔てて静止ソレノイド状コイルを配置し、ここから全極を並列に集中的に励磁する。電機子巻線は固定子枠周辺に沿って、適当な間隔で軸方向に平行に配置された鉄心入りソレノイド状コイルである。単向性磁束を利用するため、磁束疎密のコントラストを顕著にするよう磁極片形状に工夫をこらしている。豊富な界磁起磁力を供給に必要な界磁巻線の空間確保が比較的容易な構造である。

筆者は以前4極単相誘導子形回転機を用いた無ブラシ無整流子電動機の構成法について既に発表した²⁾³⁾。その最も大きな特徴は一般の無整流子電動機に見られるような、回転子位置検出のための分配器を全く廃し、代わりに、電機子巻線上に同心的に巻かれたパイ

ロット巻線に誘起する起電力波形を用いている点である。また、単相機なるがゆえに、始動時における回転子の最適位置の設定、回転方向の選択等の問題をも解決し、円滑な回転を得ることができた。

今回はこの単相誘導子形回転機に対し、インバータとして帰還回路を有する直列ダイオード方式サイリスタブリッジを用い、無ブラシ無整流子電動機を構成した場合の、回転数と流入電流の関係を中心に特性算定法を検討し、実験とほぼ一致する結果を得た。また、交流機の発電定数や内部インピーダンスの測定に当たっては、ダイオードブリッジを併用して、無負荷飽和特性、短絡特性を求め、これを基として動作時の実情に即した定数を得るように考慮した。

以下、特性の算定公式誘導を中心に順を追って述べる。

2. 複巻電動機の回路構成と各部の動作

図-1に本無ブラシ無整流子電動機の主要部の回路構成を示す。各部の記号を次のようにする。

T.B.: インバータ動作を行う主サイリスタブリッジ (直列ダイオード方式)

D.B.: フィードバックダイオードブリッジ

Ar.: 電機子, N_a : 巻回数

S.F.: 直巻界磁, N_s : 巻回数

F: 分巻もしくは他励界磁, N_F : 巻回数

$L_d (L_{d1}, L_{d2})$: 平滑用チョークコイル (十分大きなインダクタンスを有し、流れる電流は平滑とする)

$R_f (R_{f1}, R_{f2})$: フィードバックダイオードブリッジに直列な抵抗

$R_d (R_{d1}, R_{d2})$: 平滑用チョークコイルの抵抗分

r_s : 直巻界磁巻線抵抗

r_a : 電機子巻線抵抗

C: 転流コンデンサ

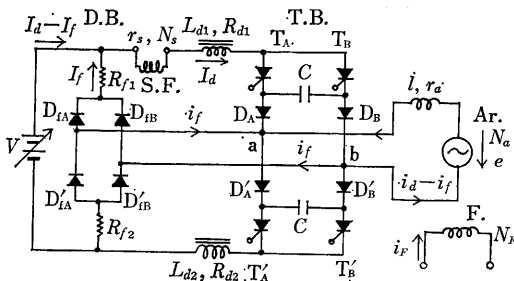


図-1 主回路図

Fig. 1 Main circuit diagram.

l : 電機子巻線インダクタンス (同期リアクタンスをもたらしインダクタンス)

V : 直流電源電圧

e : 電機子誘起電圧

e_D : 半導体素子順方向電圧降下

i_d, I_d : サイリスタブリッジ流入電流瞬時値および平均値

i_f, I_{f1}, I_{f2} : 帰還電流瞬時値および平均値

i_F : 主界磁電流

まず、 R_f について述べる。電機子回路を切った

時、 L_d 中に保有されていた電磁エネルギー $\frac{1}{2} L_d I_d^2$

は $L_d \rightarrow T \rightarrow D \rightarrow D' \rightarrow R_f \rightarrow R_d \rightarrow L_d$ を通して循環消滅し、電流は初期値 I_d より L_d/R (R : 循環回路内の合成抵抗) なる時定数で減衰する。もし、 R_f がなければこの時定数にあずかる抵抗分としては、 R_d と半導体素子の順方向抵抗のみであり、比較の時定数大で i_d の減衰が長びくため、素子での発熱が増す。この減衰時定数を小ならしめ、同時に素子での発熱を減ずるため抵抗 R_f を挿入する。しかしながらこの抵抗が増すに従い帰還効果は低下するので適当な値を選択する。たとえ $R_f=0$ でも I_d 以上の電流が流れるわけではないので、帰還ダイオードブリッジの素子容量さへ許すならば、動作に特別の支障を来すものではない。

2.1 転流コンデンサの端子電圧

解析に先立ち次の仮定を置く。

- i) 平滑用チョークコイルは十分なるインダクタンスを有し、サイリスタブリッジ流入電流は平滑とする。
- ii) 転流所要時間は交流電圧周期に比し、無視しうるほどの短時間に完了するものとし、この間交流電圧瞬時値は一定の値を維持し続けているものとする。
- iii) 転流は交流電圧波の零交差点すなわち $e=0$ の時点で行われるよう制御されるものとする。

この場合交流の誘起起電力にさからって 180° 通電形の方波電流が流入することとなるので、交流機の基本波力率は常にはほとんど1とすることができる。

いま、 A, B' アームから B, A' アームへ転流する場合を考える。簡単のために、電機子巻線抵抗 r_a 、T.B. の半導体の順方向電圧降下 $4e_D$ を直流側へ追い出し、図-2のようにし、半導体素子は理想的なものとして扱う。転流コンデンサ C の端子電圧を図示極性に E_c (今は未知数、値は後刻決定) とすれば、 $T_B, T_{A'}$ オンとともに瞬時にして $T_A, T_{B'}$ はオフする。回路の対称性からして各部の電流は図示のごとく

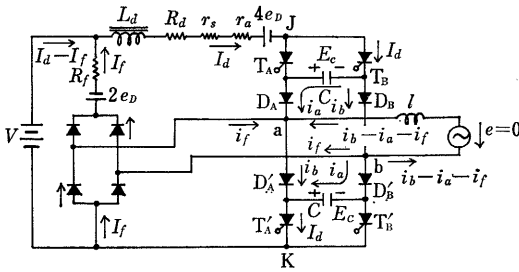


図-2 解析のための回路図
Fig. 2 Circuit diagram for analysis.

置くことができる。平滑用チョークコイルによる回路電流の定電流性のため

$$i_a + i_b = I_d \quad (\text{一定}) \quad (1)$$

が成立する。転流は次の4つの過程からなる。

i) $i_a = I_d$ (一定) の単流期間

$i_a = I_d$ (一定) により C が逆充電され端子電圧が $-E_c \rightarrow 0$ に達するまでの期間、継続時間を t_1 とする。

ii) i_a, i_b の重流期間

(1) 式の関係を保ちつつ i_a, i_b が重流し、 lC の共振電流 i_a により C が充電され、その端子電圧が $0 \rightarrow V$ に達するまでの期間、継続時間を t_2 とする。

iii) i_a, i_b, i_f の重流期間

C の端子電圧が V 以上になると D.B. を通して帰還電流 i_f が流れはじめる。(1) 式の関係を保ちつつ進行し、 $i_a = 0$ となり C の充電が完了するまでの期間、継続時間を t_3 とする。この時の C の端子電圧は E_c に達する。

iv) i_b, i_f の重流期間

$i_b = I_d$ (一定) で、 $i_f = 0$ となるまでの期間、継続時間を t_4 とする。

以上4つの過程を順を追って詳細に検討する。各段階の始点をいずれも時間原点に選び、時変数としては便宜上いずれの場合も t を用いることにする。

i) の継続時間 t_1 は次のようになる。

$$I_d t_1 / C = E_c \quad (2)$$

$$\therefore t_1 = CE_c / I_d \quad (3)$$

この期間中図-2 J-K 間の電圧 e_{JK} は $-2E_c$ から 0 まで直線的に上昇する。

ii) の期間中は(1)式とともに次の方程式が成立する。

$$\frac{1}{C} \int_0^t i_a dt = l \frac{d(i_b - i_a)}{dt} \quad (4)$$

何となれば、仮定により転流期間中は $e = 0$ が維持されているから。また、初期条件

$$i_a(0+) = I_d \quad (5)$$

のもとに(1),(4)式を連立して解けば、

$$i_a = I_d \cos \frac{t}{\sqrt{2lC}} \quad (6)$$

$$i_b = I_d \left(1 - \cos \frac{t}{\sqrt{2lC}}\right) \quad (7)$$

を得る。この期間の継続時間 t_2 は

$$\frac{1}{C} \int_0^{t_2} i_a dt = V \quad (8)$$

より、

$$t_2 = \sqrt{2lC} \sin^{-1} \frac{V}{\sqrt{\frac{2l}{C}} I_d} \quad (9)$$

$$i_a(t_2) = I_d \cos \frac{t_2}{\sqrt{2lC}} = I_d \sqrt{1 - \left(\frac{V}{\sqrt{\frac{2l}{C}} I_d}\right)^2} \quad (10)$$

となり、 $i_a(t_2)$ は次段階での電流初期値となる。

iii) の期間中は(1)式とともに次の方程式が成立する。

$$V + \frac{1}{C} \int_0^t i_a dt = l \frac{d}{dt} (i_b - i_a - i_f) \quad (11)$$

$$= V + 2e_D + R_f i_f \quad (12)$$

$$i_a(0+) = i_a(t_2) = I_d \sqrt{1 - (V / \sqrt{2l/C} I_d)^2} \quad (13)$$

また、 l 中の電流は急変できないので、

$$i_f(0+) = 0 \quad (14)$$

(1), (11), (12) 式を初期条件(13), (14)式のもとに解いて i_a, i_f を求める。 $V \gg 2e_D$ とみて $2e_D$ を省略し、(1), (11), (12) 式をラプラス変換して整理すると、

$$\hat{i}_f = -\frac{1}{CR_f s} \hat{i}_a \quad (15)$$

$$\hat{i}_a = \frac{s i_a(0+) - \frac{V}{2l}}{s^2 + \frac{1}{2CR_f s} + \frac{1}{2lC}} \quad (16)$$

となる。(16)式の分母を0とする方程式の判別式は現実の回路定数の範囲内では一般に正となり、二根は次のようになる。

$$s = -\frac{1}{4CR_f} \pm \sqrt{\left(\frac{1}{4CR_f}\right)^2 - \frac{1}{2lC}} \\ = -\frac{1}{4CR_f} \left\{1 \mp \sqrt{1 - \frac{8CR_f^2}{l}}\right\} \quad (17)$$

$1 \gg 8CR_f^2/l$ として、二項定理を用いて近似展開し第二項までで近似し整理すれば、

$$s \approx -R_f/l \text{ もしくは } -\left(\frac{1}{2CR_f} - \frac{R_f}{l}\right) \quad (18)$$

となる。これを用いて(16)式を部分分数に展開すれば、

$$\hat{i}_a = \frac{1}{\left(\frac{1}{2CR_f} - \frac{2R_f}{l}\right)} \left\{ \frac{\frac{V}{2l} + i_a(0+) \left(\frac{1}{2CR_f} - \frac{R_f}{l}\right)}{s + \frac{1}{2CR_f} - \frac{R_f}{l}} - \frac{\frac{V}{2l} + i_a(0+) \frac{R_f}{l}}{s + \frac{R_f}{l}} \right\} \quad (19)$$

となる。逆ラプラス変換すれば、

$$i_a = \frac{1}{\left(\frac{1}{2CR_f} - \frac{2R_f}{l}\right)} \left\{ \left[\frac{V}{2l} + i_a(0+) \right] \times \left(\frac{1}{2CR_f} - \frac{R_f}{l} \right) e^{-\left(\frac{1}{2CR_f} - \frac{R_f}{l}\right)t} - \left[\frac{V}{2l} + i_a(0+) \frac{R_f}{l} \right] e^{-\frac{R_f}{l}t} \right\} \quad (20)$$

となる。指数関数の部分を近似展開し第二項までで近似し整理すれば、

$$i_a = i_a(0+) - \left\{ \frac{V}{2l} + \frac{1}{2CR_f} i_a(0+) \right\} t \quad (21)$$

を得る。したがって、この期間の継続時間 t_3 は $i_a(t_3) = 0$ より、

$$t_3 = \frac{i_a(0+)}{\frac{V}{2l} + \frac{1}{2CR_f} i_a(0+)} \quad (22)$$

ただし、 $i_a(0+)$ は (13) 式の値をとる。

よって転流コンデンサの最終端子電圧 E_c は

$$E_c = V + \frac{1}{C} \int_0^{t_3} i_a(0+) - \left\{ \frac{V}{2l} + \frac{1}{2CR_f} i_a(0+) \right\} t dt \quad (23)$$

t_3 の値として (22) 式を代入し整理すれば、

$$E_c = V + \frac{\frac{1}{2} i_a(0+)^2}{\frac{CV}{l} + \frac{i_a(0+)}{R_f}} \quad (24)$$

となり、これが最初未知数として仮定しておいた転流電圧の値である。したがって (24) 式を (3) 式へ代入すれば t_1 の値すなわちサイリスタの逆電圧期間を求めることができる。

2.2 帰還電流、電源電流

つぎに i_f については (12) 式もしくは (15) 式より

$$i_f = \frac{1}{CR_f} \int_0^t \left[i_a(0+) - \left\{ \frac{V}{2l} + \frac{1}{2CR_f} i_a(0+) \right\} t \right] dt = \frac{1}{CR_f} \left[i_a(0+) - \left\{ \frac{V}{2l} + \frac{1}{2CR_f} i_a(0+) \right\} \cdot \frac{t}{2} \right] t \quad (25)$$

t の値として (22) 式を代入し整理すれば、

$$i_f(t_3) = \frac{1}{2CR_f} \cdot \frac{\frac{1}{2} i_a(0+)^2}{\frac{V}{2l} + \frac{1}{2CR_f} i_a(0+)} \quad (26)$$

となり、これは次段階での初期値となる。

iv) の段階においては $i_a = 0$ なるゆえ、 $i_b = I_d$ となる。この段階においても $e = 0$ は維持されているものとする、図-2より次式が成立し、

$$l \frac{d}{dt} (I_d - i_f) = V + 2e_D + R_f i_f \approx V + R_f i_f \quad (27)$$

$$i_f(0+) = i_f(t_3) \quad (28)$$

なる初期条件のもとにこれを解けば次のようになる。

$$i_f = i_f(0+) e^{-\frac{R_f}{l}t} - \frac{V}{R_f} \left(1 - e^{-\frac{R_f}{l}t} \right) \quad (29)$$

指数関数の部分を近似展開し、第二項までで近似するとすれば、

$$i_f \approx i_f(0+) - \left\{ i_f(0+) + \frac{V}{R_f} \right\} \cdot \frac{R_f}{l} t \quad (30)$$

$i_f(t_4) = 0$ となる時刻 t_4 を求めればつぎのようになる。

$$t_4 = \frac{i_f(0+)}{\frac{R_f}{l} \left\{ i_f(0+) + \frac{V}{R_f} \right\}} \quad (31)$$

つぎに i_f の電流時間積を求め半周期にわたる平均値 I_{f1} を求める。 i_f の波形を図-3(a)の破線のように三角形で近似すると、

$$I_{f1} = \left(\frac{1}{T} \right) \cdot i_f(t_3) \cdot \frac{t_3 + t_4}{2} = \frac{\omega}{\pi} \cdot i_f(t_3) \cdot \frac{t_3 + t_4}{2} \quad (32)$$

となる。ただし T は交流周期、 ω は角周波数とする。

つぎに転流完了後における別の種類の帰還電流として、電機子の誘起起電力 e の瞬時値が V を超えた場合を考える。図-4において時間原点を図のようにとると

$$e = E_m \sin(\omega t + \theta_1) \quad (33)$$

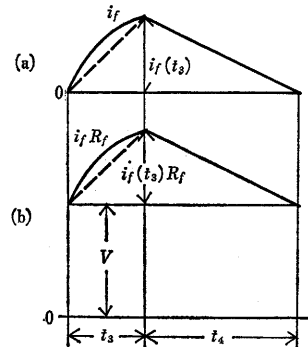


図-3 転流時の帰還電流近似波形と端子 a-b 間の電圧波形

Fig. 3 Approximate feed-back current wave form and a-b terminal voltage wave form during commutation.

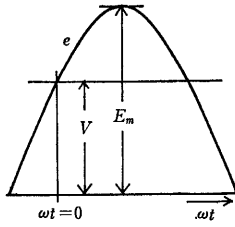


図-4 電機子誘起起電力波形 (半波)

Fig. 4 Wave form of e.m.f. induced in the armature (half wave).

ただし, $\theta_1 = \sin^{-1}(V/E_m)$ で示される。

この時図-2の帰還回路について次の方程式を得る。

$$l \frac{d}{dt} (I_d - i_f) + E_m \sin(\omega t + \theta_1) = V + 2e_D + R_f i_f \quad (34)$$

ただし, この際 $E_c > E_m$ にして転流コンデンサ C は電機子誘起起電力 e によっては追加的に充電されることはないものと仮定する。 $2e_D \ll V$ とみて省略し, かつ l 中の電流は急変できないので $i_f(0+) = 0$ なる初期条件のもとに次式を解けば,

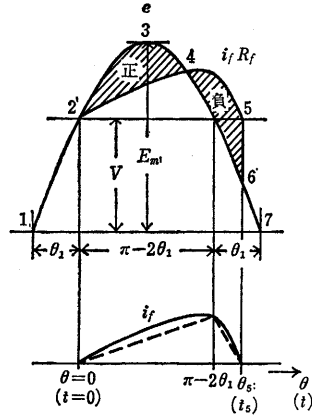
$$l \frac{d}{dt} i_f + R_f i_f = E_m \sin(\omega t + \theta_1) - V \quad (35)$$

$$\begin{aligned} i_f &= \frac{E_m}{\sqrt{R_f^2 + (\omega l)^2}} \\ &\times \left\{ \sin(\omega t + \theta_1 - \varphi) - \sin(\theta_1 - \varphi) \cdot e^{-\frac{R_f}{l} t} \right\} \\ &- \frac{V}{R_f} \left(1 - e^{-\frac{R_f}{l} t} \right) \\ &= \frac{E_m}{\sqrt{R_f^2 + (\omega l)^2}} \\ &\times \left\{ \sin(\theta + \theta_1 - \varphi) - \sin(\theta_1 - \varphi) \cdot e^{-\frac{R_f}{\omega l} \theta} \right\} \\ &- \frac{V}{R_f} \left(1 - e^{-\frac{R_f}{\omega l} \theta} \right) \end{aligned} \quad (36)$$

となる。ただし, $\theta = \omega t$, $\varphi = \tan^{-1}(\omega l / R_f)$ とする。 $i_f(t_s) = i_f(\theta_s) = 0$ を満足する t_s もしくは θ_s は図計算より求めることができるが, ここでは近似計算から求めることにする。

$$\begin{aligned} \sin(\theta + \theta_1 - \varphi) &= \sin \theta \cdot \cos(\theta_1 - \varphi) \\ &+ \cos \theta \cdot \sin(\theta_1 - \varphi) \approx \left(\theta - \frac{\theta^3}{3!} \right) \cos(\theta_1 - \varphi) \\ &+ \left(1 - \frac{\theta^2}{2!} \right) \sin(\theta_1 - \varphi) \end{aligned} \quad (37)$$

指数関数の部分は近似展開し, 第二項までで近似し, (37) 式を適用して (36) 式を整理すると次のようになる。

図-5 帰還電流波形と端子 a-b 間の電圧波形
Fig. 5 Feed-back current wave form and a-b terminal voltage wave form.

$$\begin{aligned} i_f \approx & \theta \left[\frac{E_m}{\sqrt{R_f^2 + (\omega l)^2}} \left\{ -\frac{\cos(\theta_1 - \varphi)}{6} \cdot \theta^2 \right. \right. \\ & - \frac{\sin(\theta_1 - \varphi)}{2} \cdot \theta + \frac{R_f}{\omega l} \sin(\theta_1 - \varphi) \\ & \left. \left. + \cos(\theta_1 - \varphi) \right\} - \frac{V}{\omega l} \right] \end{aligned} \quad (38)$$

$i_f(\theta_s) = 0$ なる θ_s を求める。すなわち (38) 式の [] 内を 0 とし, $V/E_m = \sin \theta_1$ および $\tan \varphi = \omega l / R_f$ なる関係を用いて整理すると

$$\theta_s = \omega t_s = 3 \tan(\varphi - \theta_1) \quad (39)$$

を得る。 $\theta_s \geq 0$ でなければならないので $\varphi - \theta_1 \geq 0$ の場合のみを扱うこととなる。

つぎに i_f の波形を図-5の破線で示されるような三角波で近似するものとし, i_f 波の電流時間積を求め, 半周期にわたる平均値 I_{f2} を求めればつぎのようになる。まず, i_f 近似三角波の高さ $i_f(\pi - 2\theta_1)$ を求める。

$$\begin{aligned} i_f(\pi - 2\theta_1) &= \frac{E_m}{\sqrt{R_f^2 + (\omega l)^2}} \left\{ \sin(\varphi + \theta_1) \right. \\ &+ \sin(\varphi - \theta_1) \cdot e^{-\frac{R_f}{\omega l}(\pi - 2\theta_1)} \left. \right\} \\ &- \frac{V}{R_f} \left\{ 1 - e^{-\frac{R_f}{\omega l}(\pi - 2\theta_1)} \right\} \end{aligned} \quad (40)$$

$$\begin{aligned} \therefore I_{f2} &\approx \frac{3 \tan(\varphi - \theta_1)}{2\pi} \left[\frac{E_m}{\sqrt{R_f^2 + (\omega l)^2}} \right. \\ &\times \left\{ \sin(\varphi + \theta_1) + \sin(\varphi - \theta_1) \cdot e^{-\frac{R_f}{\omega l}(\pi - 2\theta_1)} \right\} \\ &\left. - \frac{V}{R_f} \left\{ 1 - e^{-\frac{R_f}{\omega l}(\pi - 2\theta_1)} \right\} \right] \end{aligned} \quad (41)$$

Fig. 6 J-K terminal voltage wave form (half wave).

よって、直流電源から流出する電流 I_0 は

となる。

つぎに図-5において(35)式より,

$$\left[\therefore - \int_0^{15} l \frac{di_f}{dt} \cdot dt = -l \int_0^0 di_f = 0 \right]$$

よってこの電圧波形の半周期にわたる平均値は $\frac{2}{\pi} E_m$

さて、図-2において J-K 点間の電圧 e_{JK} を半周期にわたって作図すれば図-6 になる。図において A_1 なる電圧時間積は (3) 式を適用して、

となり，この半周期にわたる平均値 ΔV_1 は

となる。

$$\begin{aligned} \frac{1}{(T/2)} \int_0^{\frac{T}{2}} l \frac{di_A}{dt} \cdot dt &= \frac{\omega}{\pi} \int_{-Id}^{+Id} l \cdot di_A \\ &= \frac{2}{\pi} \omega l I_d \end{aligned} \quad (46)$$
$$E_{JK} = \Delta V_1 + \frac{2}{\pi} \omega l I_d + \frac{2}{\pi} E_m$$

$$= \frac{\omega}{\pi} \left(-\frac{CE_c^2}{I_d} + 2lI_d \right) + \frac{2}{\pi} E_m \quad (47)$$

いま、回転角速度を ω_m 、極数を P 、界磁電流を $i_F \pm (N_S/N_F) I_d$ (ただし、複号は複巻界磁の場合で正は和動、負は差動を示す)、発電定数を K_g とすれば、

で示される。したがって、

$$E_{JK} = \frac{P}{2} \cdot \frac{\omega_m}{\pi} \left(-\frac{CE_c^2}{I_d} + 2l I_d \right) + K_g \omega_m \left(i_F \pm \frac{N_s}{N_p} I_d \right) \quad (49)$$

となる。よって電圧平衡条件式はつぎのようになる。

$$V = (r_s + r_a + R_d) I_d + 4e_D + \frac{P}{2} \cdot \frac{\omega_m}{\pi} \left(-\frac{CE_c^2}{I_d} + 2l I_d \right) + K_g \omega_m \left(i_F \pm \frac{N_S}{N_T} I_d \right) \quad (50)$$

$$\therefore \omega_m = \frac{V - (r_s + r_a + R_d)I_d - 4e_D}{\frac{P}{2} \cdot \frac{1}{\pi} \left(-\frac{CE_c^2}{I_d} + 2lI_d \right) + K_g \left(i_F \pm \frac{N_s}{N_F} I_d \right)} \quad (51)$$

ただし、

$$E_c = V + \frac{i_a^2(0+)}{\frac{CV}{l} + \frac{i_a(0+)}{R_f}},$$

$$i_a(0+) = I_d \sqrt{1 - \left(\frac{V}{\sqrt{\frac{2l}{C}} I_d} \right)^2}$$

である。(51) 式より, I_d を与えればそれに対応する ω_m を求めることができる。また, 回転数を $n[\text{rpm}]$ とすれば, 次のように示される。

$$n = (30/\pi) \omega_m \quad (52)$$

つぎに、この ω_m に対応する直流電源の流出電流 I_0 を求める。そのためには帰還電流 I_{f1} , I_{f2} を求める必要がある。(32) 式より

$$I_{f1} = \frac{P}{2} \cdot \frac{\omega_m}{\pi} \cdot i_f(t_3) \cdot \frac{t_3 + t_4}{2}$$

ただし,

$$i_f(t_3) = \frac{1}{2CR_f} \cdot \frac{i_a^2(0+)}{\frac{V}{2l} + \frac{i_a(0+)}{2CR_f}}$$

$$t_3 = \frac{i_a(0+)}{\frac{V}{2l} + \frac{i_a(0+)}{2CR_f}},$$

$$t_4 = \frac{i_f(t_3)}{\frac{R_f}{l} \left\{ i_f(t_3) + \frac{V}{R_f} \right\}},$$

$$i_a(0+) = I_d \sqrt{1 - \left(\frac{V}{\sqrt{\frac{2l}{C}} I_d} \right)^2}$$

とする。また、(41) 式より

$$I_{f2} = \frac{3 \tan(\varphi - \theta_1)}{2\pi} \left[\frac{E_m}{\sqrt{R_f^2 + (\omega l)^2}} \times \left\{ \sin(\varphi + \theta_1) + \sin(\varphi - \theta_1) \cdot e^{-\frac{R_f}{\omega l}(\pi - 2\theta_1)} \right\} - \frac{V}{R_f} \left\{ 1 - e^{-\frac{R_f}{\omega l}(\pi - 2\theta_1)} \right\} \right]$$

ただし、(48) 式より $E_m = (\pi/2) K_g \omega_m \{ i_F \pm (N_s/N_F) I_d \}$, $\omega = (P/2) \omega_m$, $\varphi = \tan^{-1}(\omega l/R_f)$, $\theta_1 = \sin^{-1}(V/E_m)$ とし,

$$\varphi > \theta_1 \text{ もしくは } E_m > V \text{ なる時 } I_{f2} > 0$$

$$\varphi \leq \theta_1 \text{ もしくは } E_m \leq V \text{ なる時 } I_{f2} = 0$$

とする。(42) 式より

$$I_0 = I_d - (I_{f1} + I_{f2})$$

として求める。したがって、まず I_d , i_F (界磁電流) を与えて ω_m を求め、その ω_m を用いて I_{f1} , I_{f2} を計算して I_0 を求め、 $I_0 - \omega_m$ (もしくは $I_0 - n$) の関係を導くことができる。

つぎに図-2において、J-K 点よりサイリスタブリッジに吸収される電力は $E_{JK} I_d$ である。 l 中の電流は $-I_d \rightarrow 0 \rightarrow +I_d$ と変化するので放出エネルギーは蓄積エネルギーに等しい。電機子抵抗 r_a はブリッジ外に追い出してあるので、この電流反転に伴う損失は0とみる。 C の端子電圧は $-E_c \rightarrow 0 \rightarrow +E_c$ と変化するので放出エネルギーは蓄積エネルギーに等しい。もし充放電に電力損失を伴うとすれば電力平衡は次のようになる。

$$\begin{aligned} E_{JK} I_d &= \{ C \text{ 充放電に伴う損失電力} + \text{帰還回路の損失電力} + \text{変換機械動力} \} \\ &= (\omega/\pi) \{ 2l I_d - (CE_c^2/I_d) \} I_d + (2/\pi) E_m I_d \\ &= [(\omega/\pi) \{ 2l I_d - (CE_c^2/I_d) \} I_d + (2/\pi) E_m I_{f2}] \\ &\quad + (2/\pi) E_m (I_d - I_{f2}) \end{aligned} \quad (54)$$

転流時の帰還電流 i_f の流通期間は至って短かくこの

間電機子の交流電圧瞬時値は $e=0$ が維持されているものとみなしているの、この i_f と e の間では電力形成をしないものとみなす。(54) 式の右辺第一項 $[]$ 内が C 充放電損失、帰還回路の損失電力、帰還電力の和とみなし、 $(2/\pi) E_m (I_d - I_{f2})$ を変換機械動力とみなす。したがって、出力を P_0 、固定損(機械損+鉄損)を P_K とすれば、

$$P_0 = (2/\pi) E_m (I_d - I_{f2}) - P_K \quad (55)$$

したがって、効率 η はつぎのようになる。

$$\eta = \frac{P_0}{VI_0 + \text{界磁電力}} \times 100 [\%] \quad (56)$$

3. 実験結果

本機の場合、交流電圧に対しインバータは制御進み角 $r=0$ で動作していることになる。また流れる電流はほぼ 180° 通電形方形波電流である。したがって、実際の動作時の実情に即して定数を決定するため、発電定数測定は図-7の結線により無負荷飽和特性を求め、これより求めることとした。

$$E_g = K_g \omega_m i_F$$

$$\therefore K_g = E_g / (\omega_m i_F) \quad (57)$$

K_g は回転数にはほとんど影響されないが界磁電流によって変化する。

つぎに図-8によって短絡特性を求める。

$$\begin{aligned} (E_g - 2e_D)/I_s &= R_d + r_a + (2/\pi) \omega l \\ &= R_d + r_a + (P/2) \cdot (\omega_m/\pi) \cdot 2l \end{aligned} \quad (58)$$

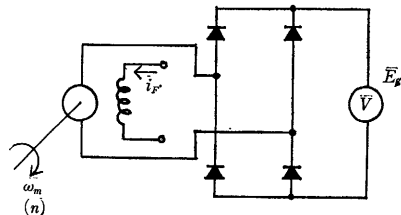


図-7 無負荷飽和曲線試験回路
Fig. 7 Test circuit for no load saturation curve.

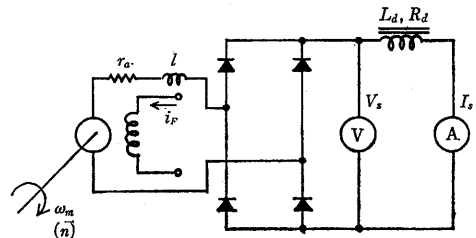


図-8 短絡曲線の試験回路
Fig. 8 Test circuit for short circuit curve.

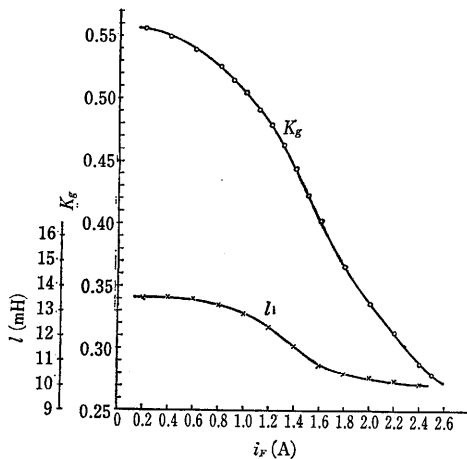


図-9 i_F に対する K_g , l の曲線
Fig. 9 K_g and l characteristic curves to i_F .

より l を求めれば、

$$l = \left[\frac{(E_g - 2e_D)}{I_s} \right] - (R_a + r_a) \cdot (\pi / P \omega_m) \quad (59)$$

となる。 l は回転数によってはほとんど影響されないが、界磁電流によって変化する。 $R_a = V_s / I_s$ より R_a を求め、 r_a は別途測定する。

供試機は4極 110V, 50Hz, 1500rpm, 2KVA の単相誘導形回転機である。図-9 に i_F に対する K_g , l の変化の実測値を示す ($n=1500$ rpm 時の無負荷飽和特性、短絡特性より求めたもの)。その他の定数はつぎのごとくである。

$r_a = 0.270 \Omega$	$N_a = 140$ 回
$r_s = 0.140 \Omega$	$N_s = 75$ 回
$R_a = 2.385 \Omega$	$N_F = 2400$ 回
$R_f = 2.53 \Omega$	$P = 4$ 極
$L_a = 1$ H	$C = 10 \mu F$
$e_D = 0.9$ V	$V = 110$ V

界磁電流 $i_F = 1.5$ A の時の分巻、差動複巻、

$i_F = 0.6$ A の時の分巻、和動複巻

につき、直流電源電流 I_0 と回転数 n との関係を示せば、それぞれ図-10、図-11 のようになる。実線は計算値、プロットは実測値を示す。

定数的的確なる把握が比較的困難で、なかんづく回路抵抗は温度、電流によって変化するものであること、また帰還電流計算に近似式を適用していること、誘起起電力の波形ひずみ等を考慮に入っていないことなどが誤差の原因と考えられる。供試機はチョークコイルの抵抗や、電機子回路の内部インピーダンスが比

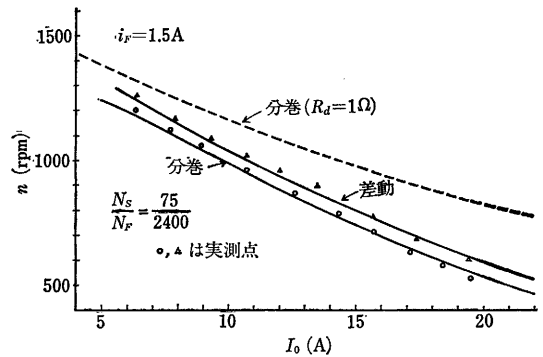


図-10 I_0 — n 特性曲線 (分巻, 差動複巻)
Fig. 10 I_0 vs. n characteristic curves (shunt and differential compound).

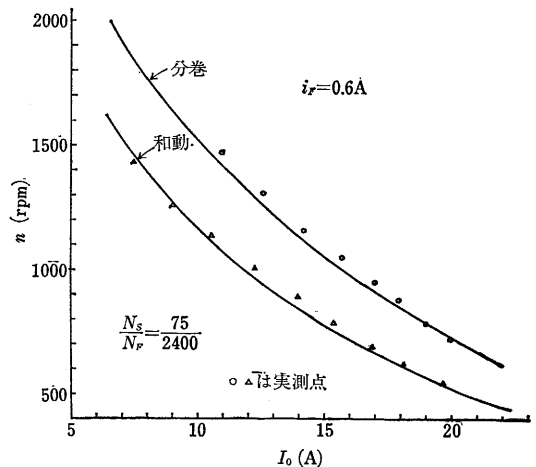


図-11 I_0 — n 特性曲線 (分巻, 和動複巻)
Fig. 11 I_0 vs. n characteristic curves (shunt and cumulative compound).

較的高く、必ずしも望ましいものではないが、計算値は実測値とほぼ一致し、実用的な見地より、特性格算定の妥当性をうかがい知ることができる。

図-10、図-11 の計算結果ならびに実験結果において、速度変動に大きく影響しているのは、回路抵抗と電機子巻線のインダクタンスとである。既製機については電機子巻線抵抗とインダクタンスとは如何ともしがたいものであるが、回路構成に当たっては、平滑用チョークコイルの巻線抵抗 R_d を減ずる配慮が必要である。もしこの値を減ずることができれば特性はかなり改善される。一例として、 $i_F = 1.5$ A 分巻の場合、 $R_d = 1 \Omega$ と仮定し、他の定数はそのままとして I_0 — n 特性を算定すれば、図-10 の破線のようになり、速度変動はかなり改善される。

したがって、実用的見地からすれば、 L_d としてインダクタンスの十分大きなリアクトルを使用することは、電流の平滑性の点からすれば望ましいことかも知れないが、いきおい巻線抵抗が大きくなるので、速度変動や電力損失の見地からすれば決して望ましいことではなく、電流の平滑性を損なわない簿冊で必要最低限に止めることが肝要である。

4. む す び

単相誘導子形回転機に直列ダイオード方式サイリスタブリッジを併用し、帰還回路を有する無ブラシ無整流子電動機を構成し、帰還電流を考慮しつつ特性算定法を誘導してきた。この際動作の実情に即して、的確なる発電定数、電機子回路のインダクタンスを把握するため、ダイオードブリッジを通しての無負荷飽和特性、短絡特性より求めることとした。帰還電流の取り扱いには近似算法を適用したが、実用的には実験結果と一致する式を誘導することができた。誘導諸式は一

般の単相同期機を主体とする無整流子電動機にはそのまま適用することのできるものであり、考え方は三相機にも拡張することができる。当然のことながら実用機構成に当たっては、回路抵抗の削減、電機子回路のインダクタンス低減を図る考慮が肝要である。

最後に本研究に当たり実験に御協力いただいた本学卒業生の杉山、久保田、八木、浅井の諸氏に感謝する。

参 考 文 献

- 1) 数野：電気学会論文誌 Vol. 93-B, No. 8, p. 313~322, Aug., 1973.
- 2) 数野・清弘：山梨大学工学部研究報告第28号, p. 10~15, 昭和52年12月.
- 3) 数野・清弘：昭和53年電気学会全国大会 No. 625.
- 4) 数野・清弘：昭和54年電気学会全国大会 No. 526.