UDC 621.313.333.012.8

論 文

53-B 62

磁気飽和を考慮した誘導電動機の等価回路 定数決定の一手法

正 員 三 木 一 郎 (明 治 大)

正 員 松 瀬 貢 規 (明 治 大)

正 員 野 沢 純 一 (足利工大)

正 員 高 木 亀 一 (明 治 大)

1. ま え が き

絶縁材料の進歩に伴い一般用誘導電動機は、A種絶縁からE種絶縁となり、電動機は小形、軽量化された。また、現在では一部の国で一般用電動機としてF種、H種絶縁の誘導電動機も製作、使用されている。E種、F種あるいはH種電動機の場合、単位体積、単位重量あたりの損失の許容値が大となり、電流密度を高くとることができるので磁束密度を高くとることが可能になった⁽¹⁾。従って、磁束密度の増大に伴う磁気飽和の各特性に及ぼす影響はますます問題になると考えられる。電動機の等価回路に及ぼす磁気飽和の影響は、主磁路の飽和に伴う励磁リアクタンスの減少と漏れ磁路の飽和に伴う漏れリアクタンスの減少に大別され、鉄損分抵抗にも影響を及ぼす。このうち漏れリアクタンスの変化は、回転子スロット形状により異なってくる。

筆者らは、普通かご形誘導電動機について、回転子スロット形状の相違により全閉スロット回転子機と半閉スロット回転子機に分類し、漏れリアクタンスの減少について検討した。更に、漏れリアクタンスの変化を求めるため、また正確な二次抵抗を決定するために15Hz拘束試験⁽²⁾を行ない、この試験より求めた漏れリアクタンスの変化に加えて、励磁リアクタンスの変

化およびすべりに伴う鉄損分抵抗と機械損の変化をも考慮した負荷特性算定法を検討した。本手法による結果は、現行 JEC-37 に規定された T 形円線図法⁽³⁾によると誤差が顕著になるといわれる軽負荷、最大出力付近および始動時においても実測値に良い一致を示したのでここに一手法として提案する。なお、本研究で使用了電動機はE種絶縁の一般用電動機である。

2. T形等価回路と飽和の影響

特性算定に用いられる誘導機の等価回路として、T形等価回路、新T形等価回路⁽⁴⁾および π 形等価回路を挙げることができる。このうち、新T形等価回路は磁気飽和を考慮する場合、二次抵抗と二次漏れリアクタンスが、主磁路と漏れ磁路の飽和の影響を受けて変化し⁽⁵⁾、その動向を厳密に、は握することが困難になるので適切とはいえない。本手法では、定数算定の計算の手数などを考慮して、第1図に示すT形等価回路を採用した。この等価回路において励磁リアクタンス x_M は、主として主磁束の大きさによって変化する。しかも、この変化は回転子スロット形状にはあまり影響されず各電動機共通している。 x_M の変化は励磁インピーダンス間の電圧に影響されるから、主磁路の飽和の影響は、励磁インピーダンス間の電圧に対する x_M の

第 1 図 T形等価回路

Fig. 1. T type equivalent circuit of induction motor.

A Determining Method of Equivalent Circuit Constants of Induction Motor, considering Magnetic Saturation. By Ichiro Miki, Member, Kouki Matsuse, Member (Faculty of Engineering, Meiji University), Junichi Nozawa, Member (Ashikaga Institute of Technology) & Kameichi Takagi, Member (Faculty of Engineering, Meiji University).

三木一郎：正員，明治大学大学院博士課程

松瀬貢規：正員，明治大学工学部助教授

野沢純一：正員，足利工業大学助手

高木亀一：正員，明治大学工学部教授

第 1 表 半閉スロット回転子機の拘束インピーダンス

Table 1. Locked-rotor impedance of semienclosed slot rotor type machine.

拘束電流/定格電流 (%)	100	200	300	400
$x = x_1 + x_2$ (Ω)	18.23	18.29	16.54	16.38
定格電流時の x を基準にしたときの变化率 (%)	0	+0.33	-9.3	-10.0

100 W-200 V-0.63 A-4 p-50 Hz (普通かご形)

変化として表わせる。漏れ磁路の飽和は、回転子スロットの形状で異なるので、その形状別に分類して漏れリアクタンスの変化について検討する。

〈2・1〉 半閉スロット回転子機の場合 電動機を拘束して定格電流の 100~400% 程度の電流を流し、現行法 (JEC-37 の形円線図法) によって、一次漏れリアクタンス x_1 と二次漏れリアクタンス x_2 の和を求めた結果を第 1 表に示す。

この表において 200% 定格電流付近まで x は大きな変化を示さずほぼ一定値であるが、300% になると x ははっきりした減少値を示すようになる。これは半閉スロット回転子機の場合、ギャップに面して鉄心肉厚のごく薄い部分がなく、小電流から 200% 電流程度では飽和が生ずることはあまりないが、それ以上の電流で歯の一部に飽和が生じるためである。技術報告⁽⁶⁾によると、比較的大きな電流によって飽和する部分をもつ誘導機では、定格点以上の点で徐々に漏れインピーダンスが減少する傾向があると述べられているが、半閉スロット回転子機では 2 倍の定格点、あるいはそれ以上の点から飽和の影響が顕著になる傾向がある。

猪狩氏は半閉スロット回転子機 21 例について、100% 電流時の拘束インピーダンスに対する 200% 電流時の拘束インピーダンスの比を求めているが、その結果によるとインピーダンス減少率の平均値は 4.5%⁽⁷⁾であり、200% 電流時では飽和の影響はあまり顕著でない。電動機について、飽和の影響が生じてくる電流点を正確に見いだすことは困難であること、また 200% 電流以下で漏れリアクタンスの減少が現われても著しい減少ではなく微小であることから、統一して 200% 定格電流付近から漏れ磁路の飽和が生じるとしても大きな支障はないと考える。

〈2・2〉 全閉スロット回転子機の場合 半閉スロット回転子機の場合と同様に拘束試験を行ない、 x_1 、 x_2 の和を求めた結果を第 2 表に示す。

この表によると、 x の変化は小電流の範囲から大きな変化率を示している。これは全閉スロット回転子機の場合、ギャップに面した鉄心肉厚のごく薄い部分が定格電流以下の小電流で容易に飽和してしまうことに

第 2 表 全閉スロット回転子機の拘束インピーダンス

Table 2. Locked-rotor impedance of enclosed slot rotor type machine.

拘束電流/定格電流 (%)	50	100	200	300	400
$x = x_1 + x_2$ (Ω)	11.51	9.09	7.72	6.61	6.02
定格電流時の x を基準にしたときの变化率 (%)	+26.6	0	-15.1	-27.3	-33.8

0.4 kW-200 V-2.4 A-4 p-50 Hz (普通かご形)

1.5 kW-200 V-6.8 A-50 Hz-4 p
全閉スロット回転子 (普通かご形)第 2 図 (x_1+x_2) と (x_M+x_1) の変化Fig. 2. Variation of (x_1+x_2) and (x_M+x_1) .

起因する。

次に、 x_1 と x_2 のそれぞれの変化について検討する。固定子と回転子のスロット形状が異なるため、 x_1 と x_2 の変化の過程は異なってくる。文献⁽⁸⁾⁽⁹⁾によると、ある電流値まで x_1 はあまり変化を示さずほぼ一定であり、変化の大部分は x_2 で生じているという報告がある。そこで、最も変化率の大きい定格電流以下における x_1 について、実験から x_1 が相対的に一定になることを明らかにした。

第 2 図は試料機を同期電動機に直結し、いわゆる完全な無負荷状態で試験を行ない現行法で励磁リアクタンス x_M と x_1 の和を求めたものである。図には拘束試験から求めた (x_1+x_2) の変化も示してある。もし x_1 が x_2 と同じように変化するならば、小電流になるにつれて (x_M+x_1) は増加の傾向を示すはずであるが、この図によると x_M が未飽和値で一定になるにつれて (x_M+x_1) も一定値を示す。このことは、小電流において x_1 はほぼ一定値になっていることを示す。

また、一般用電動機では固定子スロットは普通半閉スロットであるので、〈2・1〉節の半閉スロット回転子機の場合で検討した結果を固定子スロットに適用すれば、200% 定格電流付近まで x_1 は一定と考えられ、文献に示された結果⁽⁸⁾と定性的に一致する。従って x_1 と x_2 の変化の過程は常に同じというわけではなく、200% 定格電流付近まで x_1 はほぼ一定であり、飽和の影響はほとんど x_2 に生じていると考えられる。それ以上の電流に対しては x_1 にも飽和の影響が

生じてくる。

3. 回路定数の決定と特性算定のための近似法

〈3・1〉 x_1 と x_2 の分離の仮定 T形等価回路を用いて特性算定を行なう場合、 x_1 と x_2 の分離は不可欠である。現行法では、拘束試験をほぼ定格電流の下で行ない ($x_1 + x_2$) を求め、 $x_1 = x_2$ の仮定の下に x_1 と x_2 を分離している。 $x_1 \approx x_2$ の前提の下に $x_1 = x_2$ の合理性について明らかにしている文献⁽¹⁰⁾もあり、更に現行法で特性算定を行なった場合、定格電流付近では全閉スロット回転子機においても実測値に比較的一致することなどから、定格電流付近における $x_1 = x_2$ の仮定は妥当であると考えられる。従って本手法でも定格電流付近において x_1 は x_2 にほぼ等しいものとする仮定を用いた。

〈3・2〉 拘束時における x_M, x_1, x_2 および r_2

通常、 x_1, x_2 二次抵抗 r_2 は拘束試験より求め、この値を運転状態の値と仮定して特性算定を行なう。従って、これらの値を精度よく求めることは特性算定上重要である。

現行法では、励磁インピーダンスを無視して ($x_1 + x_2$) の値を決定するため、($x_1 + x_2$) には誤差が含まれるが、この誤差はそれほど大きいものではないと考えられている。しかし、全閉スロット回転子機のように二次電流による飽和の影響で x_2 が著しく変化する場合には、特に二次電流に対してなるべく精度よく x_2 を求めておく必要がある。そこで本論文では、定格周波数および 15Hz 拘束試験から励磁回路を考慮して x_2 の補正値を求め、新たに x_1 と x_2 を定める手法、および x_2 の変化と r_2 を決定する手法について検討した。

(1) 定格周波数の拘束試験をほぼ定格電流で行ない、現行法による(1)、(2)式で x_1 を求める。また、定格周波数の無負荷試験においては 60% 定格電圧をかけて x_M と x_1 の和を求め、(3)式で x_M を分離する。60% 定格電圧時の x_M を求めるのは x_M の未飽和値を求めるためであり、拘束時では電圧が低く x_M は未飽和値を示している。

$$x = x_1 + x_2 = \sqrt{\left(\frac{v}{\sqrt{3}i}\right)^2 - \left(\frac{w}{3i^2}\right)^2} \dots\dots (1)$$

$$x_1 = x_2 = x/2 \dots\dots (2)$$

$$x_M = \sqrt{\left(\frac{V_0'}{\sqrt{3}I_0'}\right)^2 - \left(\frac{W_0'}{3I_0'^2}\right)^2} - x_1 \dots\dots (3)$$

v : 拘束印加電圧, i : 拘束一次電流, w : 拘束時入力, V_0' : 無負荷時 60% 定格電圧,

I_0' : 無負荷電流, W_0' : 無負荷時入力

(2) 次に、15Hz 拘束試験をほぼ定格電流で行なう。正確な二次抵抗を決定するためには、普通かご形電動機では 15Hz の周波数で十分であるという結果が発表されている⁽¹¹⁾こと、および鉄損分抵抗 r_M をなくして回路計算を簡単にするなどなどの理由で、本手法でも 15Hz に設定した。(1)で得た x_1, x_2, x_M を 15Hz に換算して、15Hz 時の回路定数とすると、励磁インピーダンスを考慮していないこと、更に全閉スロット回転子機の場合、二次電流により x_2 が変化することなどから、特に誤差が増加する可能性がある。そこで 15Hz 拘束時のリアクタンス定数を(1)で得たリアクタンス定数から補正して求める必要がある。

15Hz 拘束時の等価回路を第3図に示し、各測定値を次のように定める。

V_s : 15Hz 拘束印加電圧, I_s : 拘束電流, W_s : 拘束時入力, r_{1s} : 試験時の一次一相分巻線抵抗。

(2), (3)式で求めた x_1, x_M を 15Hz 時の値に換算し、 x_{1sf}, x_{Msf} とする。すなわち、定格周波数を f_L とし、 $k=15/f_L$ とすると、

$$x_{1sf} = kx_1 \dots\dots (4)$$

$$x_{Msf} = kx_M \dots\dots (5)$$

$$\dot{I}_s = I_s(\cos \varphi_s - j \sin \varphi_s) = I_{sa} - jI_{sb} \dots (6)$$

$$\cos \varphi_s = \frac{W_s}{\sqrt{3}V_sI_s}$$

であるから、第3図で x_{1s} と x_{Ms} をそれぞれ x_{1sf} , x_{Msf} に置換えて、励磁インピーダンス間の電圧を $\dot{E}_{sf}$ とすると、

$$\begin{aligned} \dot{E}_{sf} = & \frac{V_s}{\sqrt{3}} - (r_{1s}I_{sa} + x_{1sf}I_{sb}) \\ & - j(x_{1sf}I_{sa} - r_{1s}I_{sb}) \dots\dots (7) \end{aligned}$$

また、励磁電流 $\dot{I}_{0sf}$ は、

$$\dot{I}_{0sf} = \frac{\dot{E}_{sf}}{jx_{Msf}} \dots\dots (8)$$

となり、二次電流 $\dot{I}_{2sf}$ は、

$$\dot{I}_{2sf} = \dot{I}_s - \dot{I}_{0sf} \dots\dots (9)$$

従って

第3図 15Hz 拘束時等価回路

Fig. 3. Equivalent circuit of induction motor locked at 15Hz.

$$x_{2sf} = \left[\left(\frac{E_{sf}}{I_{2sf}} \right)^2 - \left(\frac{W_s - 3I_{sf}^2 r_{1s}}{3I_{2sf}^2} \right)^2 \right]^{1/2} \dots (10)$$

最終的な 15Hz 拘束時の定格電流付近における x_{1s} , x_{2s} は,

$$x_{1s} = x_{2s} = \frac{x_{1sf} + x_{2sf}}{2} \dots (11)$$

で定めることができる。従って x_{Ms} は,

$$x_{Ms} = (x_{Ms} + x_{1sf}) - x_{1s} \dots (12)$$

となる。15Hz 拘束時の入力、一次銅損と二次銅損の和であると考えられるから、このときの二次電流の値がわかれば r_{2s} は容易に求まる。(7)式の x_{1sf} を x_{1s} に置換えて $\dot{E}_s$ を求めると,

$$\begin{aligned} \dot{E}_s &= \frac{V_s}{\sqrt{3}} - (r_{1s} I_{sa} + x_{1s} I_{sb}) \\ &\quad - j(x_{1s} I_{sa} - r_{1s} I_{sb}) \dots (13) \end{aligned}$$

また,

$$\dot{I}_{0s} = \frac{\dot{E}_s}{j x_{Ms}} \dots (14)$$

$$\dot{I}_{2s} = \dot{I}_s - \dot{I}_{0s} \dots (15)$$

であるから

$$r_{2s} = \frac{W_s - 3I_{2s}^2 r_{1s}}{3I_{2s}^2} \dots (16)$$

特性算定においては、一次抵抗と同様二次抵抗も変化しないものとして次のように温度補正して用いる。

$$r_2 = r_{2s} \frac{r_1}{r_{1s}} \dots (17)$$

$$r_1 = \frac{235 + T}{235 + t} R_1 \dots (18)$$

R_1 : 端子間の抵抗値(Ω), T : 基準巻線温度($^{\circ}\text{C}$), t : 抵抗測定時の周囲温度($^{\circ}\text{C}$)

以上で、ほぼ定格電流を流したときの I_{2s} に対する x_{2s} および r_2 の値が決定する。

(3) 始動特性および最大トルクを正確に求めるために電流を変えて 15Hz 拘束試験を行ない、電流による漏れリアクタンスの変化を調べる。第2章で述べたように、回転子スロット形状により漏れリアクタンスの変化が異なるので、ここでも二つの場合に分けて考える。

(a) 全閉スロット回転子機の場合 既に、小電流の範囲から電流を増加するにつれて x_2 は減少し続けているが、 x_1 は 200% 定格電流付近まではほぼ一定と考えられる。 x_2 の変化を得るために本手法では、 x_1 を一定値として取扱うことのできる 200% 定格電流付近で拘束試験を行なう。この結果を用い(6)式と(13)~(15)式により I_{2s} を求め、次式で 200% 電流付

近での I_{2s} に対する x_{2s} の値を決定する。

$$x_{2s} = \left[\left(\frac{E_s}{I_{2s}} \right)^2 - \left(\frac{W_s - 3I_{2s}^2 r_{1s}}{3I_{2s}^2} \right)^2 \right]^{1/2} \dots (19)$$

x_1 の取扱いは次節で述べる。

(b) 半閉スロット回転子機の場合 200% 電流付近まで漏れリアクタンスは大きな変化を示さないもので、それ以上の電流についても試験を行なう必要がある。しかし、あまり電流値が大きいと温度上昇による抵抗の変化が著しく、測定値が不正確になる危険がある。本手法では 200% 電流のほかにも 250% 電流付近で試験を行なうことにした。この測定結果を用いて次の計算を行なう。拘束インピーダンスの抵抗分 R は,

$$R = r_{1s} + \frac{r_{2s} x_{Ms}^2}{r_{2s}^2 + (x_{Ms} + x_{2s})^2} \dots (20)$$

となり、このときの r_{2s} は,

$$\begin{aligned} r_{2s} &= (\text{定格電流時の } r_{2s}) \\ &\quad \times \frac{(250\% \text{ 電流時の } r_{1s})}{(\text{定格電流時の } r_{1s})} \dots (21) \end{aligned}$$

また、 x_{Ms} はこの程度の電流に対する印加電圧ではまだ未飽和値の範囲であるので、(12)式で得た値を用いる。 R で消費される電力は W_s であるから

$$R = W_s / 3I_{2s}^2 \dots (22)$$

従って

$$x_{2s} = \sqrt{\frac{r_{2s} x_{Ms}^2}{R - r_{1s}} - r_{2s}^2 - x_{Ms}} \dots (23)$$

この x_{2s} に対する二次電流は,

$$I_{2s} = I_s \frac{x_{Ms}}{\sqrt{r_{2s}^2 + (x_{Ms} + x_{2s})^2}} \dots (24)$$

と表わせる。

なおこの場合、固定子と回転子のスロット形状は同一と考えられるので x_{2s} についてのみ考えればよい。

〈3.3〉 過電流時の x_1 および x_2 の飽和の考慮

漏れリアクタンスの変化の動向については、Agarwal 氏⁽¹²⁾、Angst 氏⁽¹³⁾らの研究があり、始動電流と漏れリアクタンスの関係は指数関数的であることが述べられている。技術報告⁽⁶⁾には、始動電流および始動トルクの算定に上述の仮定を用いた対数比例法が発表されている。 x_1 は一次負荷電流により、 x_2 は二次負荷電流により変化することから、本手法では x_1, x_2 とそれぞれの電流の関数として表わす方法を採用した。1.5kW の全閉スロット回転子機を用い、定格電流の 50, 100 および 200% の電流について、〈3.2〉節で述べた手法によって求めた x_{2s} を $1/k$ 倍して定格周波数の値 x_2 に換算し、 I_{2s} に対して両対数グラフに示すと第4図になる。

x_1 についても負荷電流による飽和が原因であるの

第4図 I_{2s} と x_2 の関係Fig. 4. Relation between I_{2s} and x_2 .

で、 I_s と x_1 の関係は I_{2s} と x_2 の関係と同じであると考えることができる。以上のことから、 x_1, x_2 はそれぞれ I_s および I_{2s} の指数関数で表わす方法が最適と考える。以下、回転子スロット形状別に近似法について述べる。

(1) 全閉スロット回転子機の場合 100 および 200% 定格電流での I_{2s} と x_2 の値から

$$\left. \begin{aligned} \alpha &= \frac{\log x_2(200) - \log x_2(100)}{\log I_{2s}(200) - \log I_{2s}(100)} \\ x_2(100) &= (\text{定格電流時の } x_{2s})/k \\ x_2(200) &= (200\% \text{ 電流時の } x_{2s})/k \\ I_{2s}(100) &= \text{定格電流時の } I_{2s} \\ I_{2s}(200) &= 200\% \text{ 電流時の } I_{2s} \end{aligned} \right\} \dots (25)$$

を求め、始動二次電流に対する二次漏れリアクタンスの変化は、運転状態の二次負荷電流に対する二次漏れリアクタンスの変化に等しいと仮定して、定格周波数における x_2 を

$$x_2 = A(I_2)^\alpha \dots (26)$$

とした。200% 電流以上になると x_1 の減少も明らかになってくるが、減少過程は x_2 と同じであると考えられる⁽¹⁴⁾ので、

$$x_1 = B(I_1)^\alpha \dots (27)$$

と表わせる。

(2) 半閉スロット回転子機の場合 <3.2> 節の(13)~(15)式により、200% 電流時の I_{2s} が求まる。このときの x_{2s} は、(11)式で得た値と同一である。また(23)式と(24)式で 250% 電流時の I_{2s} と x_{2s} が求まるから、(1)の全閉スロットで示した(25)式を準用し、 x_2 の近似式を決定する。 x_1 の近似式は、 x_2 の近似式において I_2 を I_1 に変えるだけでよい。

<3.4> r_M および x_M の決定とその近似法 鉄損分抵抗 r_M の変化は、定格周波数における無負荷試

験を、電圧を変えて行なえば次式によって容易に求められる。

$$\left. \begin{aligned} r_M &= \frac{W_i}{3I_0^2} \\ W_i &= W_0 - W_m - 3I_0^2 r_{10} \end{aligned} \right\} \dots (28)$$

W_0 : 無負荷入力, W_m : 機械損, I_0 : 無負荷電流, r_{10} : 定格電圧無負荷試験時の一次一分巻線抵抗

本手法では、 r_{10} と(11)式で求めた $x_1 = x_{1s}/k$ を用いて、次式により求まる励磁インピーダンス間の電圧 E_0 に対して r_M を直線近似する。

$$\left. \begin{aligned} E_0 &= \left\{ \left[\frac{V_0}{\sqrt{3}} - (r_{10}I_{0a} + x_{10}I_{0b}) \right]^2 + (x_{10}I_{0a} - r_{10}I_{0b})^2 \right\}^{1/2} \\ I_0 &= I_0(\cos \varphi_0 - j \sin \varphi_0) = I_{0a} - jI_{0b} \\ \cos \varphi_0 &= \frac{W_0}{\sqrt{3}V_0I_0} \end{aligned} \right\} \dots (29)$$

V_0 : 無負荷印加電圧

r_M の変化について求めた結果を第5図に示す。

次に x_M であるが、この変化も上述の試験結果から次式によって得ることができる。

$$X = x_1 + x_M = \sqrt{\left(\frac{V_0}{\sqrt{3}I_0} \right)^2 - \left(\frac{W_0}{3I_0^2} \right)^2} \dots (30)$$

であり、

$$x_M = X - x_1 \dots (31)$$

このときの x_1 も(11)式で求めた $x_1 = x_{1s}/k$ である。但し、定格電圧の 60% 付近から x_M は未飽和値であり、それ以下の電圧に対しては、 x_M はほぼ一定とみなす。 x_M の変化について求めた結果を第6図に示す。

<3.5> 機械損の考慮 普通かご形電動機の機械

第5図 r_M の変化Fig. 5. Variation of r_M .

第 6 図 x_M の変化Fig. 6. Variation of x_M .

損は、風損および軸受摩擦損に分けられ、風損は速度の二乗に比例すると考えられる。軸受摩擦損については、玉軸受、ころ軸受の場合、摩擦係数が小さいので摩擦損は無視でき、また円筒軸受の場合、流体摩擦の性質を表わすといわれ、風損と類似の性質を示す⁽¹⁵⁾。従って軸受の相違にかかわらず、機械損 W_m は速度の二乗に比例すると考えて差支えない。無負荷運転時の W_m は、電動機の定格周波数を f_L とすると、

$$W_m = K_m f_L^2 (1-s)^2 \approx K_m f_L^2 \dots\dots\dots (32)$$

K_m : 定数

であり、特性算定においては、すべりが逐次変化するので

$$W_m = K_m f_L^2 (1-s)^2 \dots\dots\dots (33)$$

として考慮する。

4. 回路定数決定のための試験法と決定手順

本手法を適用するために要する試験は次の 4 種類であり、定数を決定するための数式的取扱については前章で詳細に述べたので、ここではその箇所を指摘するだけにとどめる。

(1) 一次巻線抵抗測定 (18)式により基準巻線温度の抵抗値に補正する。

(2) 定格周波数無負荷試験 定格周波数を保ち定格電圧よりも少し高い電圧からはほぼ同期速度を保つ最低電圧までの各点で電圧、電流、入力を測定する。定格電圧で各量を測定後、直ちに一次巻線抵抗を測定しておく。試験結果より、電圧と入力との関係を示す曲線を延長して機械損 W_m を求め、(32)式により K_m を求める。

(3) 定格周波数拘束試験 定格周波数を保ち、ほぼ定格電流を流して拘束試験を行ない、そのときの電圧、電流、入力および一次巻線抵抗を測定する。結果より、(1)~(3)式を用いて x_M, x_1 を決定する。

(4) 15Hz 拘束試験 周波数を 15Hz に保ち、定格電流と 200% 電流について拘束試験を行ない、そのときの電圧、電流、入力および一次巻線抵抗を測定する。半閉スロット回転子機の場合には、250% 定格電流についても試験を行なう。

(4)~(16)式を用いて、15Hz 拘束時の定格電流における x_1, x_2, I_2 および r_2 を決定する。更に(17)式で r_2 の温度補正を行ない、 r_2 を決定する。次に、200% 電流の結果より、全閉スロット回転子機の場合は、〈3・2〉節(3)項(a)で述べた手法によって I_2 に対する x_2 を決定し、(25)~(27)式で x_1 と x_2 の近似式をたてる。半閉スロット回転子機の場合は、250% 電流の結果も用いて、〈3・3〉節(2)項で述べたようにして、 x_1 と x_2 の近似式をたてる。

最後に、〈3・4〉節で述べた手法により r_M, x_M の変化を求め E_0 に対して近似する。

以上の手順により、特性算定のための定数および近似式が求まる。

5. 特性算定における初期値と結果の比較

本手法では、特性算定は電算機によって行なう。特性算定の初期段階において I_1, I_2 および E_0 の値が未知であるので、 r_M, x_M 、また全閉回転子機の場合は x_2 の初期値が定まらない。従って、適切にこれらの値を決定する必要がある。

x_2 については、初期段階においてすべり s を 0.001 程度のほぼ無負荷状態に設定、 $r_2/s \gg x_2$ とし、 x_2 を無視して I_2 を決定する。次に、この I_2 に対して x_2 の近似式を適用して算定を行なう。

r_M, x_M については、定格周波数無負荷試験の定格電圧印加時における r_M と x_M を初期値として採用

第 7 図 特性の比較

Fig. 7. Comparison of characteristic values calculated from each methods.

第3表 すべりに対する各特性値の比較

Table 3. Comparison of characteristic values vs. slip.

特 性	手 法	すべり				
		0.046	0.06	0.17	0.23	0.393
出 力 (W)	本 手 法	354 (+15.8)	430 (+ 9.1)	836.5 (+ 0.6)	913.4 (+ 0.6)	855.4 (+0.96)
	現 行 法	442 (+48.3)	545 (+38.3)	939.4 (+13.0)	954.6 (+5.14)	752.4 (-12.9)
	実 測 値	298	394	831.5	907.9	863.7
力 率 (%)	本 手 法	62.8 (+ 5.5)	69.4 (+1.76)	84.0 (- 2.1)	84.5 (-3.54)	82.1 (- 6.9)
	現 行 法	70.0 (+16.9)	75.4 (+10.6)	82.3 (- 4.1)	80.3 (-8.33)	73.5 (-16.7)
	実 測 値	59.9	68.2	85.8	87.6	88.2
効 率 (%)	本 手 法	70.6 (+ 3.8)	72.2 (+ 2.3)	64.4 (+1.26)	57.7 (+0.17)	40.6 (-4.92)
	現 行 法	72.8 (+ 7.1)	73.0 (+3.4)	61.4 (-3.46)	53.8 (-6.60)	36.1 (-15.5)
	実 測 値	68.0	70.6	63.6	57.6	42.7
トル ク (Nm)	本 手 法	2.30 (+15.6)	2.91 (+8.99)	6.42 (+6.27)	7.55 (+0.53)	8.91 (-1.1)
	現 行 法	2.95 (+48.2)	3.69 (+38.2)	7.21 (+13.0)	7.89 (+5.06)	7.90 (-12.9)
	実 測 値	1.99	2.67	6.38	7.51	9.07
電 流 (A)	本 手 法	2.24 (+6.16)	2.48 (+5.08)	4.46 (+1.36)	5.41 (+ 4.0)	7.41 (+11.8)
	現 行 法	2.50 (+18.5)	2.85 (+20.8)	5.36 (+21.8)	6.38 (+18.5)	8.18 (+23.4)
	実 測 値	2.11	2.36	4.40	5.20	6.63

0.4kW-200V-2.4A-4p-50Hz 全閉スロット回転子(普通かご形) ()内は実測値に対する誤差(%)

第4表 始動電流と始動トルク

Table 4. Starting torque and current.

手 法	始動トルク (Nm)	始動電流 (A)
本 手 法	38.8	42.9
現行T形円線図法	16.9	33.2
実 測	36.5	43.5

1.5kW-200V-6.8A-4p-50Hz 全閉スロット回転子(普通かご形)

1.5kW-200V-6.8A-50Hz-4p 全閉スロット回転子(普通かご形)

第8図 特性の比較

Fig. 8. Comparison of characteristic values calculated from each methods.

する。以上の初期値を用いて、特性算定は容易に行なえる。

第7図、第8図には、飽和の影響が著しいと思われる全閉スロット回転子を有する0.4kWと1.5kWの電動機について、各手法による値と実測値との比較を示した。0.4kWの電動機の実測は、巻線温度を75°C付近に上昇させた後、連続して行なった。1.5kWの電動機の実測は、巻線温度を各実測点で75°Cから大幅に上昇しないように不連続的に行なった。

また、前者の電動機については第3表で数値的な検討を行ない、後者の電動機については第4表で始動トルクおよび始動電流の比較を示した。なお、始動トルクは磁わい式トルク計によって実測した。これらの結果から、本手法は十分精度よく特性算定を行ない得る

ことが確かめられた。本手法においては現在、誘導機標準特別委員会で検討中の、次に示す漂遊負荷損の式によって漂遊負荷損 W_L を考慮した。

$$W_L = 0.005 \frac{P_0^2}{P_{00}}$$

P_{00} : 定格出力(W), P_0 : 任意の出力(W)

6. む す び

低圧三相普通かご形誘導電動機について、回転子スロット形状別に分類して漏れ磁路の飽和の影響を検討し、その相違を明らかにした。更に飽和の影響を、主要因となる電圧および電流の関数として表わす回路定数決定の一手法を提案し、この手法による結果が現行法に比較して精度が良いことを確認した。

誘導機の周波数制御が注目されている現在、誘導機の使用が広範囲かつ複雑になりつつあることから、今後、電源をも含めた制御システムとしての制御特性について明らかにしていく必要があると考える。

終りに、日ごろ、御指導御鞭撻いただいている東工大宮入庄太教授に感謝の意を表するとともに、有益な御助言をいただいた本学 西山 栄枝教授、松宮恒夫助手に感謝の意を表します。また、実験に御協力いた

いた大学院生 加藤方英氏, 卒研究生 赤沢, 伊藤, 高本, 鈴木, 八木君らに感謝します。なお, 本研究は昭和51年度文部省科学研究費(一般研究C)の一部補助を得て行なわれたものである。

(昭和52年2月9日受付, 同52年11月15日再受付)

文 献

- (1) 野口: 現場の電動機技術 p. 97 (昭 51-8)
- (2) 電学技報 I 83, 14 (昭 42)
- (3) RM-37 (誘導機) p. 27 (昭 36)
- (4) 山村: 「三相誘導電動機の新 T 形等価回路と円線図の新作図法について」電学誌 74, 16 (昭 29-6)
- (5) 猪狩: 「誘導電動機の新 T 形等価回路の検討」昭 48 電気学会全大 613, 781
- (6) 電学技報 51, 4 (昭 37-6)
- (7) 猪狩: 「負荷特性算定法に関する意見及提案」第189回誘導機専門委員会資料 (昭 52)
- (8) 秋山: 「誘導電動機の漏洩リアクタンスの変化」回転機研究 RM-72-6 (昭 47-6)
- (9) 三木, 他: 「磁気飽和を考慮した誘導電動機の回路定数について」昭50電気学会全大 813, 1023
- (10) 猪狩: 「T 形等価回路定数決定における $x_1=x_2$ の仮定の合理性」誘導機標準特別委員会資料 (昭 51-7)
- (11) 石崎: 「誘導機の特性算定のための定数決定法」電学誌 87, 173 (昭 42-9)
- (12) Paul. D. Agarwal: "Saturation Factors for Leakage Reactance of Induction Motors", *Amer. Inst. Elect. Engers.* 80, 1037 (1961)
- (13) G. Angst: "Saturation Factors for Leakage Reactance of Induction Motors with Skewed Rotors", *ibid.* 82, 716 (1963)
- (14) 藤田: 「負荷電流による磁気飽和の影響を考慮した誘導電動機の特性算定電流線図法」電学誌 86, 150 (昭 41-12)
- (15) 連見: 電気機械 7 (昭 45-12)