

隈取線輪誘導電動機の特性解析

藤 井 俊 雄*

Analysis of Shaded Pole Induction Motor Performance

Toshio Fujii

Taga Works, Hitachi, Ltd.

Abstract

The shaded pole motor is one of the most popular types of single-phase induction motors, and yet no analysis of the motor characteristics has been tried, which has resulted in the lack of the established theory to lead out the standard designing for this type of motor.

This is certainly because of its abundance of space harmonic flux and complicated stator leakage flux.

The writer has solved this problem in virtue of Fourier expansion and Kirchhoffs theorem, dividing the motor into a group of equivalent harmonic motors with sinusoidal flux distribution.

These equivalent harmonic motors can be analysed by any usual single phase induction motor theory.

Using the cross-field theory for instance, and summing up the characteristics of each harmonic motor, we get the whole characteristics of a shaded pole induction motor.

Furthermore the writer introduced in this paper many instructive suggestions to motor design and analysis together with an example of calculation for stating characteristics.

〔I〕 緒 言

隈取線輪誘導電動機は古くから種々の小出力電動機として実用されているが、その特性解析は未だ殆どなされておらず、設計に際して必要な特性の計算式もなく、今日に到るも尚 cut and try により寸法を定めている。この種電動機が一般に能率、力率等に於て他の単相誘導電動機に比し甚しく劣り、特性上その信頼性を欠いているのも、基礎的理論解析が不明確なために往々にして構造上電動機の特性に最も重要な影響を与える部分の寸法を適当に定め得ないからである。

筆者は本電動機の理論解析の困難なる主因は

- (1) ステータ漏洩磁束の扱い方
- (2) 空隙磁界歪の解析

に在ることに着目し、前者に対しては等価回路を明示し後者に対してはフーリエ級数を適用することにより、特

性解析の基本式を得た。本論に於ては先ずその基本式を求め、これにより特性上考慮すべき要点を述べる。

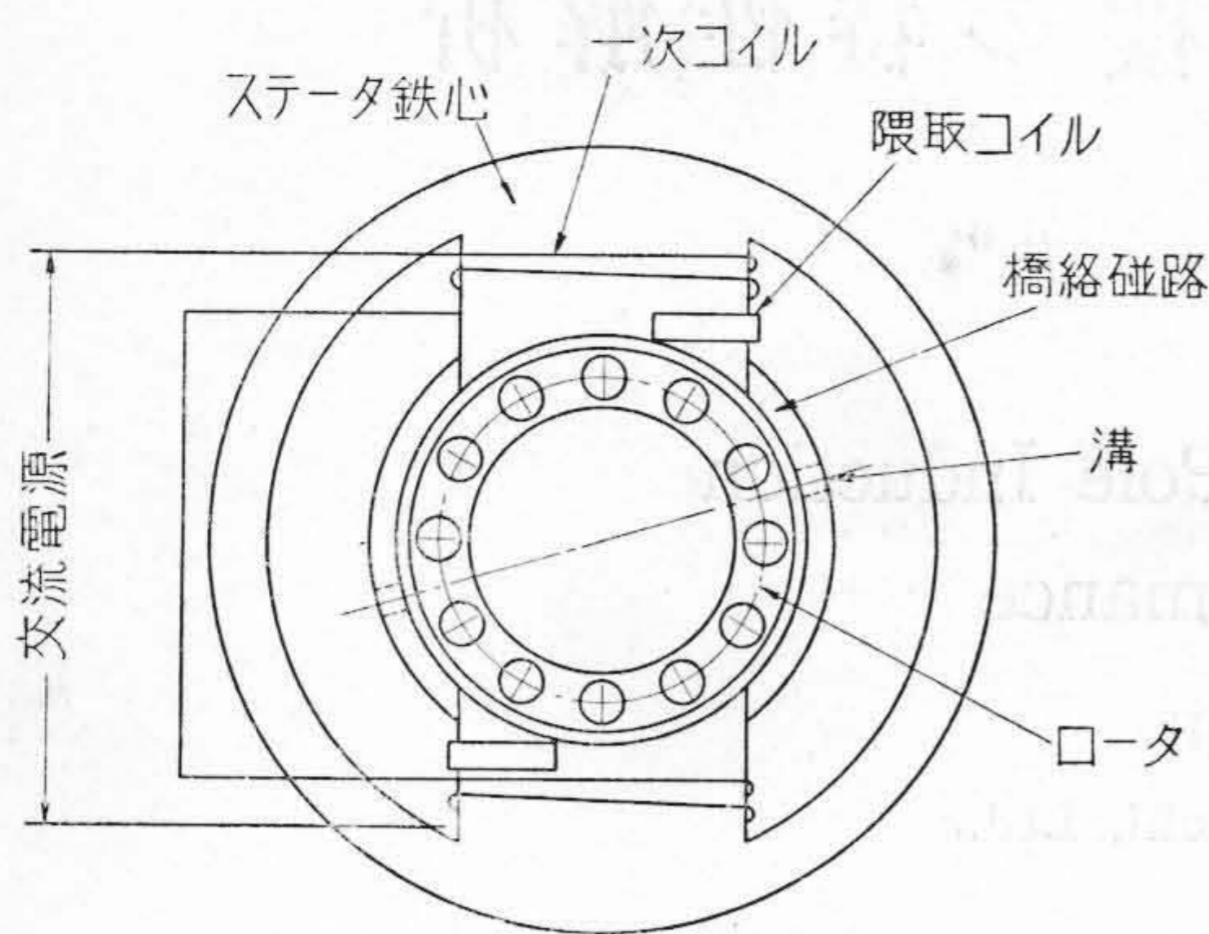
〔II〕 構造及び回転原理

籠型ロータを凸極型ステータの中に入れ、磁極の一部を短絡コイルで隈取ると、ロータが交流電源により起動することは既に 1894 年頃発見された。これは極弧の中隈取部の磁束が非隈取部の磁束より時間的に位相が遅れ、従つて非隈取部より隈取部に向つて回転磁界を生ずるからである。

第1図(次頁参照)は典型的な隈取線輪誘導電動機の構造を示す。ロータは通常の誘導電動機と同様の籠型ロータであるがステータは直流機の如き凸極の一部が短絡コイルにより隈取られ、磁極間は橋絡磁路により結ばれ、その中間に溝が設けられている。尚ロータ、ステータ共成層鉄心を用いることは言う迄もない。

この構造は実際の応用に際しては第2図の如く種々な

* 日立製作所多賀工場



第 1 図 二極限取線輪誘導電動機
 Fig. 1. Two Pole Shaded Pole Induction Motor

変型を為し得るが、理論的取扱を簡明にするために第 1 図により論旨を進める。

〔III〕 回路解析

(1) 基本的考え方

回路の理論解析を行うに当り、次の如き方針によることとする。今第 1 図に於て

1. 極弧はステータ鉄心磁極片のみならず、橋絡磁路をも含んで考える。即ち各極弧はエンクロージャ (enclosure) 100% と考える。

2. 各極を非限取部と限取部に分ける。この場合橋絡磁路も含んで考えているので第 1 図の二極機は第 3 図の如く分けられる。

かように考えると非限取部と限取部の中心線は互に直交するので、電動機全体としては直交する二軸により励磁される二相電動機と考えられる。そこで非限取部、限取部を各主磁界、補助磁界とし、交叉磁界説⁽²⁾により回路解析を行うことが出来る。

(2) 起磁力分布に対する考察

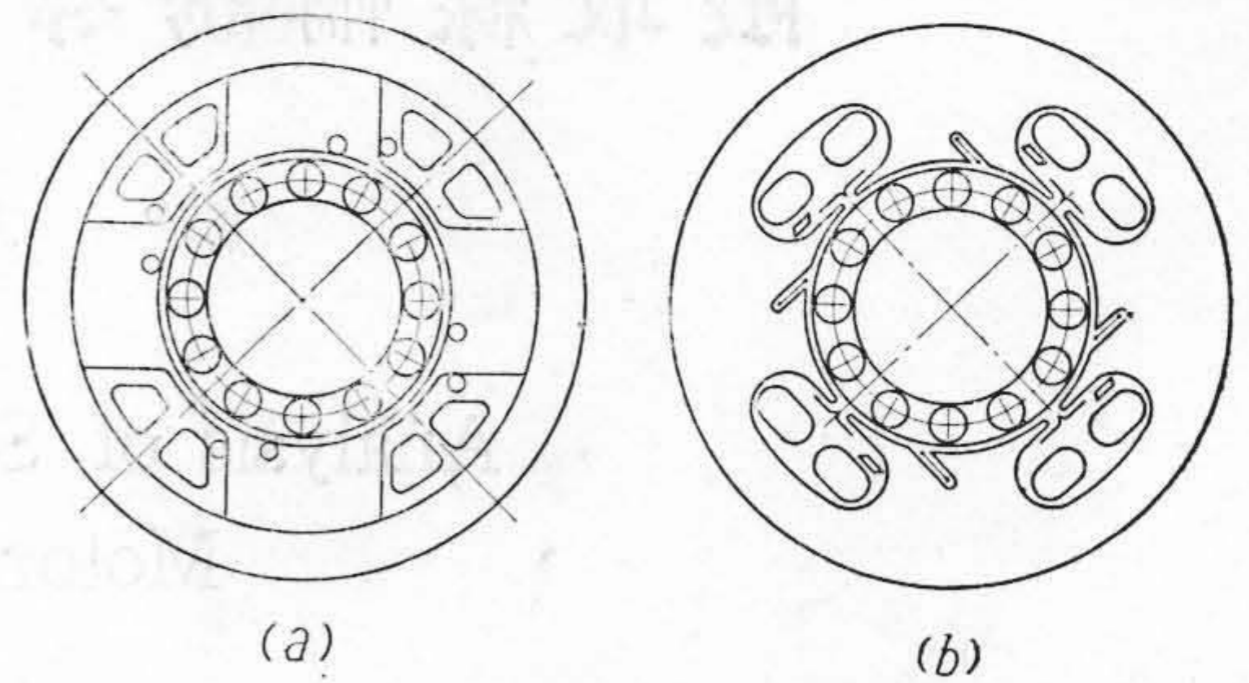
起磁力分布を明かにするために次の如く考える。今

$$I_1 = \text{ステータ主コイル電流}$$

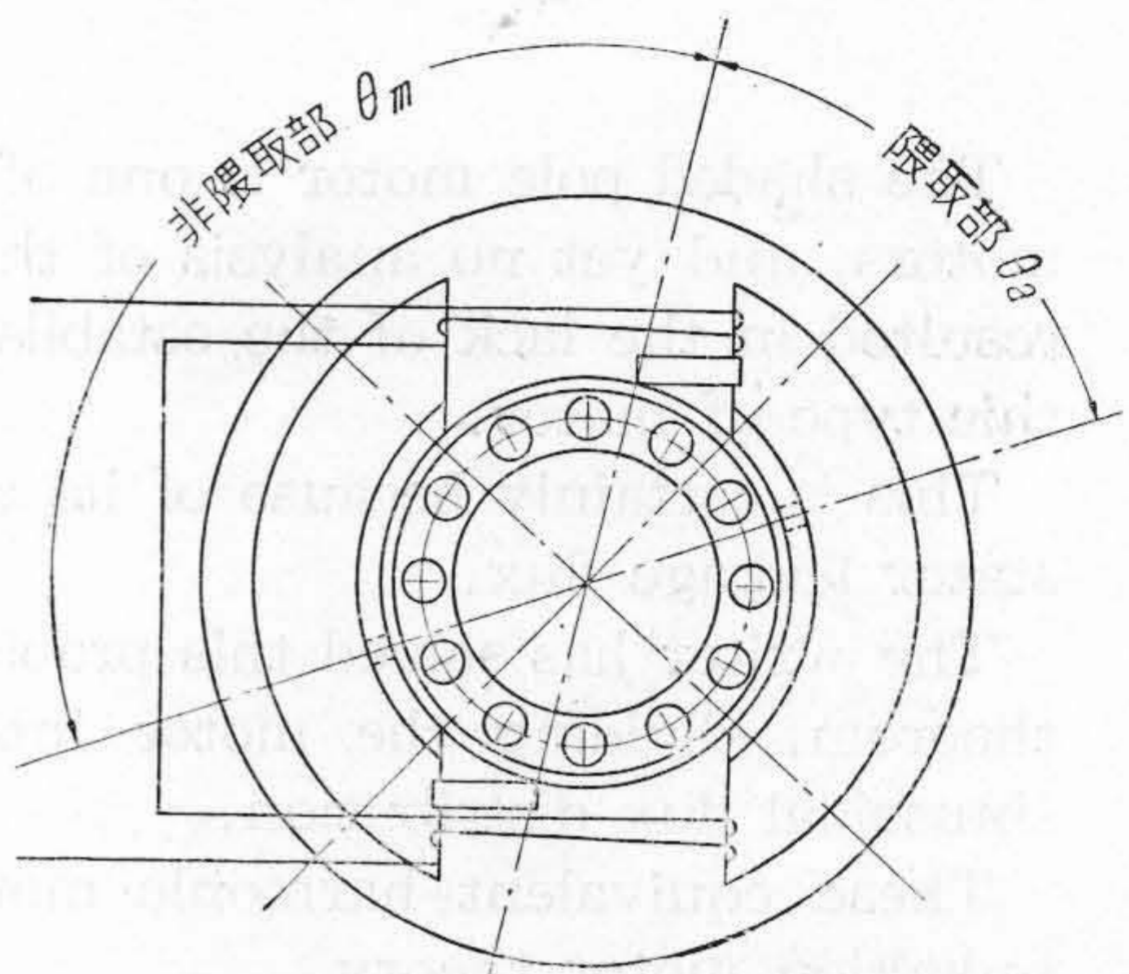
$$I_a = \text{限取コイル電流の一次コイル換算値}$$

とすると、ステータの起磁力分布は第 4 図 (b) に示すように、励磁電流 I_1 なる非限取部と励磁電流 $I_1 - I_a$ なる限取部に分けられる。又第 3 図より、これ等は各々中心角 θ_m , θ_a の部分に集中巻に巻かれていると見做される。従つて空隙長を一様と考えると、前述の主磁界、補助磁界は何れも断続矩形波状で、甚しく非正弦波状分布になつていると考えられる。

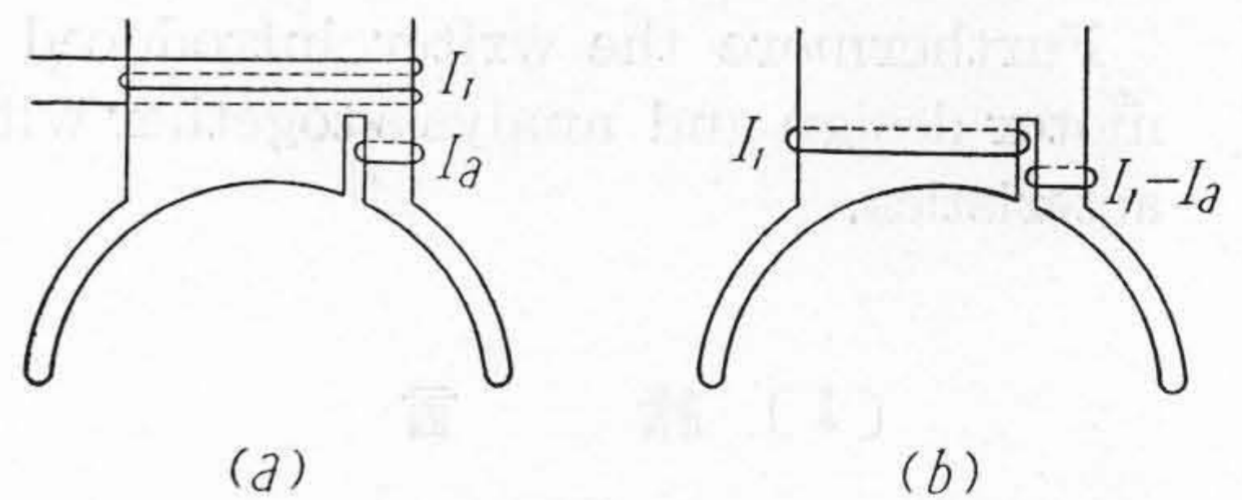
然るに一般の誘導機理論では、その回路常数の取扱が凡べて磁界の正弦波状分布を仮定しているのので、その理論解析を直接にこの電動機に適用することは出来ない。



第 2 図 四極限取線輪誘導電動機の例
 Fig. 2. Examples of Four-Pole Shaded Pole Induction Motors



第 3 図 非限取部 θ_m と 限取部 θ_a
 Fig. 3. Unshaded Part θ_m and Shaded Part θ_a



第 4 図 等価ステータコイル
 Fig. 4. Equivalent Stator Coil

(3) ステータ起磁力の分析

前述の如く限取線輪誘導電動機では空隙磁界分布が甚しく非正弦波状になつていることが予想されるが、今構造上実現し得る範囲で、これを正弦波状に近づけることを考えてみるのに

1. 空隙に近接する部分で局部的な磁路の飽和を起させない。
2. 主磁界軸、補助磁界軸の各々に対して、各磁路の磁気抵抗が左右対称になるようにする。

ことは行い得る。かかる前提に於ては空隙磁界分布は起磁力分布のみを把握すれば明確にすることが出来る。

例えば主磁界に就いて考察するに、ステータ起磁力は前述のように θ_m (電気角 rad) の間に集中巻にされてい

るので、これを第5図の如く表わすことが出来る。即ち横軸に電気角 (rad) をとると毎極起磁力は間歇的な矩形波状分布をしている。そこで一次コイル総導体数を C_1 とし、電動機磁極数を p とすると、集中巻をされた毎極コイルは次のように正弦波状に分布された起磁力 (但し式を簡単化するために電流 1 A とする)。の和として表わされる。即ち

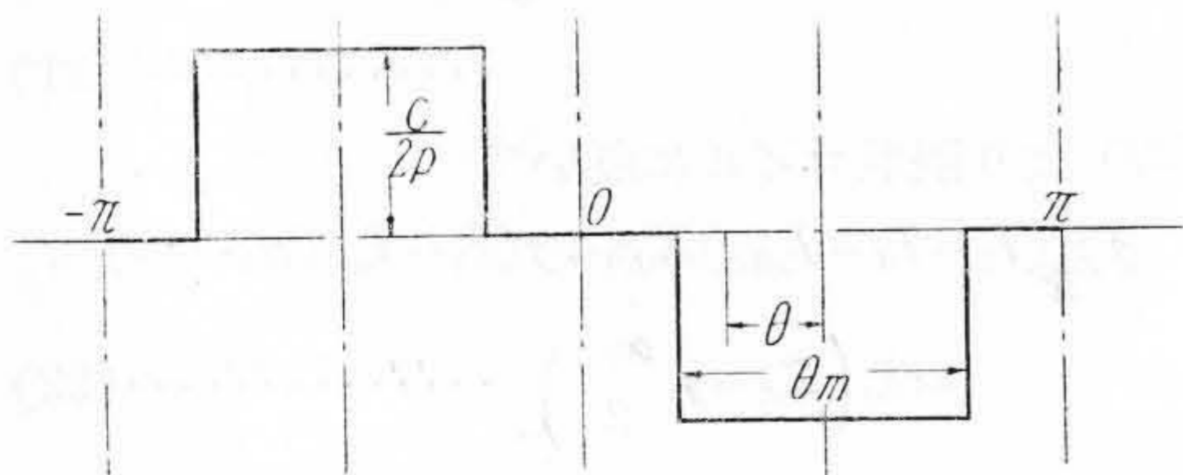
$$f(\theta) = \frac{c_1}{2p} \cdot \frac{4}{\pi} \left(\sin \frac{\theta_m}{2} \cos \theta + \frac{1}{3} \sin \frac{3\theta_m}{2} \cos 3\theta + \frac{1}{5} \sin \frac{5\theta_m}{2} \cos 5\theta + \dots \right) \dots (1)$$

ここに θ は第5図の如く、極の中心を原点とした場合の位置を表わす角度 (電気角 rad) である。同様に補助磁界に就いても

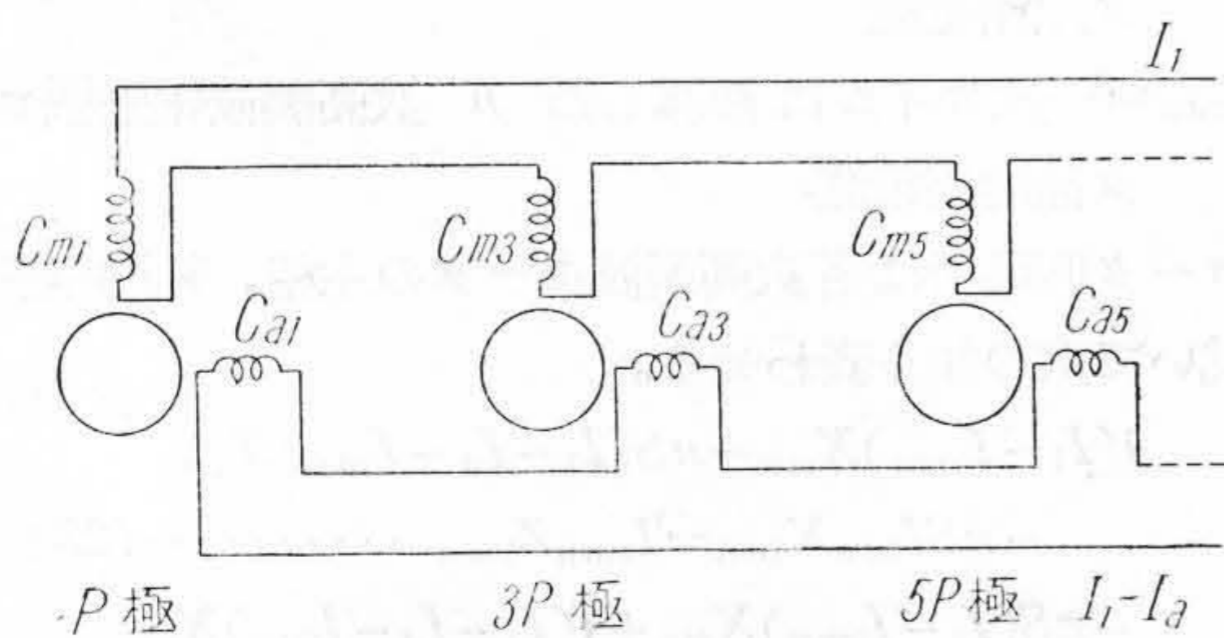
$$g(\theta) = \frac{c_1}{2p} \cdot \frac{4}{\pi} \left(\sin \frac{\theta_a}{2} \cos \theta + \frac{1}{3} \sin \frac{3\theta_a}{2} \cos 3\theta + \frac{1}{5} \sin \frac{5\theta_a}{2} \cos 5\theta + \dots \right) \dots (2)$$

式 (1) 及び (2) にそれぞれ電流 I_1 及び $I_1 - I_a$ を乗ずれば実際の主磁界及び補助磁界のステータ起磁力 (アンペアターン) が求められる。

このことは第6図により物理的な意味が明確に把握出来る。即ち限取線輪誘導電動機は第6図の如く正弦波分布ステータ巻線を有する二相電動機群の和と考えられ、従つてその各々に就いては通常の誘導機理論が適用し得る。換言すれば一つの限取線輪誘導電動機は正弦波状分布ステータ巻線を有する n 個の二相電動機の和として表わされる。その各電動機の有効導体数は主巻線、補助



第5図 ステータ主相起磁力
Fig. 5. Stator Main Phase mmf



第6図 等価高調波電動機群
Fig. 6. Group of Equivalent Harmonic Motors

巻線に対しそれぞれ毎極

$$C'_{mn} = \frac{C_1}{np} \sin \frac{n\theta_m}{2} \dots (3)$$

$$C'_{an} = \frac{C_1}{np} \sin \frac{n\theta_a}{2} \dots (4)$$

で表わされ、且極数は nP 極となる。従つて全極の有効導体数は

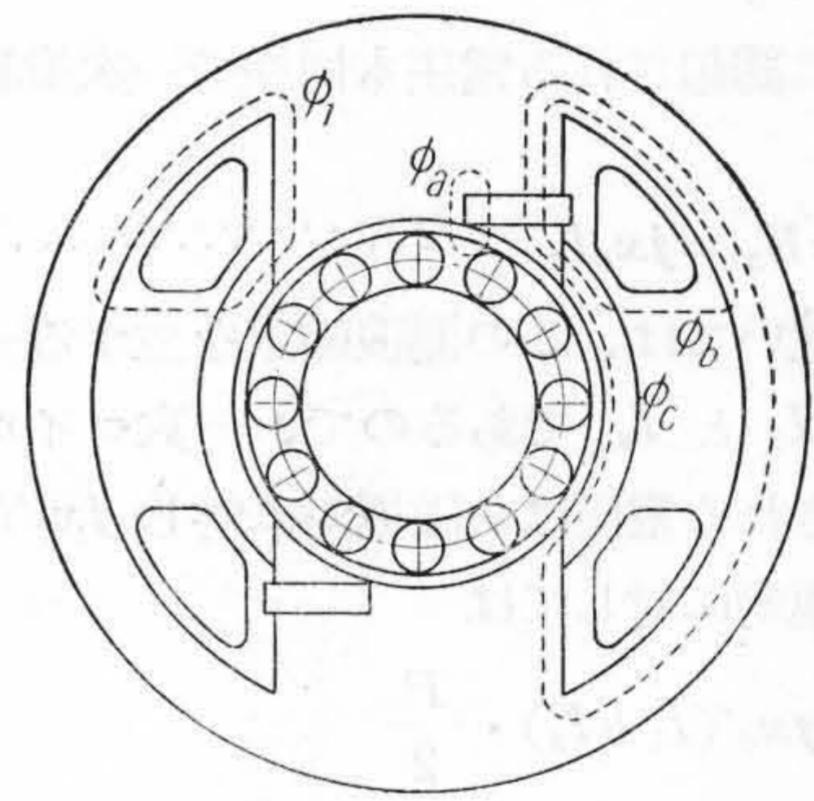
$$C_{mn} = C_1 \sin \frac{n\theta_m}{2} \dots (5)$$

$$C_{an} = C_1 \sin \frac{n\theta_a}{2} \dots (6)$$

となる。

(4) ステータ漏洩磁束の分析

次にロータ導体と鎖交しない磁束、即ちステータ漏洩磁束は普通の誘導機理論に於ては一括して一次コイル抵抗と直列リアクタンスとして扱えるが、限取線輪電動機では次の如く分けて考えねばならない。即ち第7図の如く



第7図 ステータ漏洩磁束
Fig. 7. Stator Leakage Flux

- ϕ_1 = 一次コイルとのみ鎖交する磁束
- ϕ_a = 限取コイルとのみ鎖交する磁束
- ϕ_b = 一次コイル一つと限取コイル一つと鎖交する磁束
- ϕ_c = 一次コイル二つと限取コイル一つと鎖交する磁束

の四群に分けられる。かくしてこれ等による漏洩リアクタンスを毎極 x_1', x_a', x_b', x_c' とすると、前述の高調波電動機群のステータ巻線との間に次の如き回路解析を行い得る。

(5) ステータ回路の解析

先ず限取コイルの諸元を一次に換算すると次の如く表わされる。

$$r_a = \frac{C_1^2}{pC_a'^2} r_a' \dots (7)$$

$$x_a = \frac{C_1^2}{pC_a'^2} x_a' \dots (8)$$

$$I_a = \frac{PC_a'}{C_1} - I_a' \dots\dots\dots(9)$$

ここに

- r_a' = 毎極限取コイルの抵抗
- x_a' = 毎極限取コイルリアクタンス
- I_a' = 毎極限取コイル電流
- C_a' = 毎極限取コイル導体数(普通は 2)
- r_a = 一次コイルに換算した全限取コイル抵抗
- x_a = 一次コイルに換算した全限取コイルリアクタンス

である。又計算の便宜上

$$I_s = I_1 - I_a \dots\dots\dots(10)$$

とする。

次に x_b' により一次に誘起される電圧は E_{b1} は

$$E_{b1} = P \cdot jx_b' I_s = jx_b I_s \dots\dots\dots(11)$$

但し

$$x_b = Px_b' \dots\dots\dots(12)$$

限取コイルに誘起される電圧も同様に一次換算値で表わすと

$$E_{ba} = E_{b1} = jx_b I_s \dots\dots\dots(13)$$

又 x_c' に就いては、この漏洩磁束を生ずる一磁極対の励磁電流が I_1 と I_s であるので、一次コイル中に x_c' により誘起される電圧は一磁極対に対し $jx_c'(I_1 + I_s)$ である。全磁極対に対しては

$$E_{c1} = jx_c'(I_1 + I_s) \cdot \frac{P}{2} = jx_c(I_1 + I_s) \dots\dots\dots(14)$$

但し

$$x_c = x_c' \frac{P}{2} \dots\dots\dots(15)$$

同じ漏洩磁束により限取コイルに誘起される電圧の一次換算値は、この半分で

$$E_{ca} = j \frac{x_c}{2} (I_1 + I_s) = j \frac{x_c}{2} I_1 + jx_c I_s \dots\dots\dots(16)$$

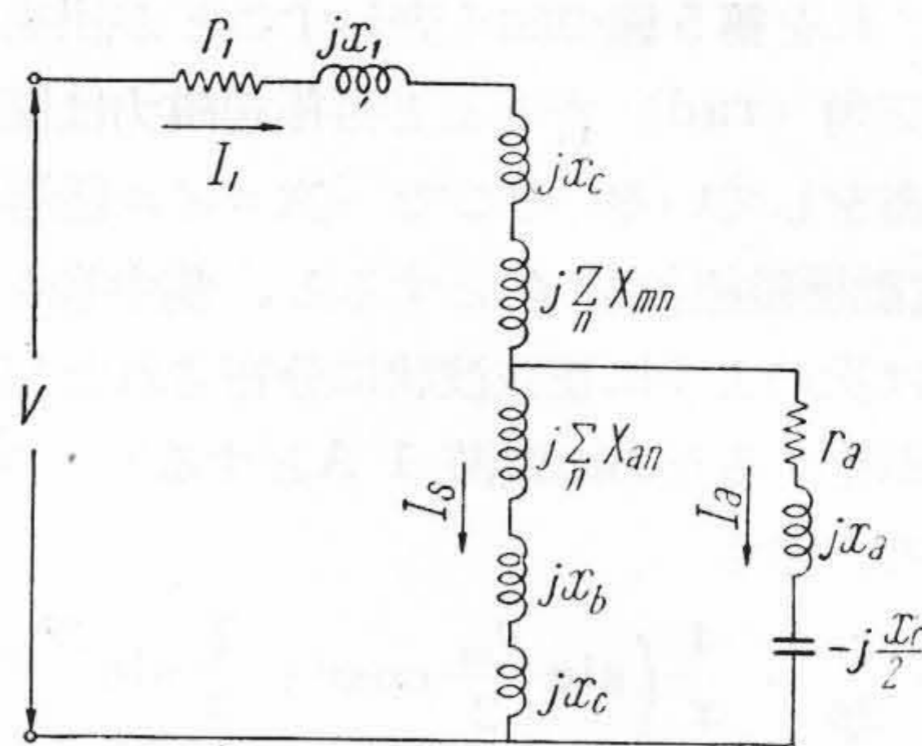
そこで主相励磁リアクタンスを X_{mn} 、補助相励磁リアクタンスを X_{an} とすると一次電源電圧 V との間に次式が成立つ。(但しロータ回路はこの場合考えない)

$$V = I_1 Z_1 + E_{b1} + E_{c1} + j \sum_n (I_1 X_{mn} + I_s X_{an}) \dots\dots\dots(17)$$

一次に換算された限取コイル回路に就いては

$$j \sum_n I_s X_{an} + E_{ba} + E_{ca} = I_a Z_a \dots\dots\dots(18)$$

但し $Z_1 = r_1 + jx_1$, 一次コイルインピーダンス
 $Z_a = r_a + jx_a$ 限取コイルインピーダンス



第 8 図 ステータ等価回路

Fig. 8. Stator Equivalent Circuit

式(17), (18) の電圧の項を式 (11), (13), (14), (16) で置換すると

$$V = I_1 (Z_1 + jx_c + j \sum_n X_{mn}) + j I_s (x_b + x_c + \sum_n X_{an}) \dots\dots\dots(19)$$

$$j I_s (\sum_n X_{an} + x_b + x_c) = I_a \left(Z_a - j \frac{x_c}{2} \right) \dots\dots\dots(20)$$

式 (19), (20) の連立方程式は第 8 図の等価回路で示される。即ち第 8 図はステータ回路の等価回路である。図に於て $j \sum_n X_{mn}$, $j \sum_n X_{an}$ はそれぞれ前述の高調波電動機群を表わす。

(6) 特性解析の基本式

ロータ回路の影響を考えると式 (19), (20) は次の如くなる。

先ず式 (19) より一次コイルに就いて

$$I_1 (Z_1 + jx_c) + j \sum_n (I_1 - I_{2mn}) X_{mn} + j (I_1 - I_a) (x_b + x_c) + j \sum_n (I_1 - I_a - I_{2an}) X_{an} = V \dots\dots\dots(21)$$

式 (20) より限取コイルに就いて

$$j \sum_n (I_1 - I_a - I_{2an}) X_{an} + j (I_1 - I_a) (x_b + x_c) = I_a \left(Z_a - j \frac{x_c}{2} \right) \dots\dots\dots(22)$$

ここに

I_{2mn} = 一次コイルに換算した n 次高調波電動機ロータ主相電流

I_{2an} = 一次コイルに換算した n 次高調波電動機ロータ補助相電流

ロータ回路では各次高調波モータの主相、補助相各々に就いて次の如く表わせる。

$$j (I_1 - I_{2mn}) X_{mn} + nS (I_1 - I_a - I_{2an}) X_{an} - nS I_{2an} X_{2an} = I_{2mn} Z_{2mn} \dots\dots\dots(23)$$

$$-nS (I_1 - I_{2mn}) X_{mn} + j (I_1 - I_a - I_{2an}) X_{an} + nS I_{2mn} X_{2mn} = I_{2an} Z_{2an} \dots\dots\dots(24)$$

ここに

S = 電動機回転数と基本波同期速度との比

Z_{2mn} = 一次コイルに換算した n 次高調波電動機ロータ主相インピーダンス

Z_{2an} = 一次コイルに換算した n 次高調波電動機ロータ補助相インピーダンス

式 (21), (22), (23), (24) を電流に就いて書きなおすと次の如くなる。

$$I_1 \{ Z_1 + jx_b + j2x_c + j \sum (X_{mn} + X_{an}) \} - jI_a(x_b + x_c + \sum X_{an}) - j \sum I_{2mn} X_{mn} - j \sum I_{2an} X_{an} = V \dots (25)$$

$$jI_1(x_b + x_c + \sum X_{an}) - I_a \left(Z_a + jx_b + j \frac{x_c}{2} \right) - j \sum I_{2an} X_{an} = 0 \dots (26)$$

又各 n 次高調波電動機に就き

$$I_1(jX_{mn} - S \cdot nX_{an}) - I_a S \cdot nX_{an} - I_{2mn}(jX_{mn} + Z_{2mn}) - S n I_{2an}(X_{an} + x_{2an}) = 0 \dots (27)$$

$$I_1(-S n X_{mn} + jX_{an}) - jI_a X_{an} + S n I_{2mn}(X_{mn} + x_{2mn}) - I_{2an}(jX_{an} + Z_{2an}) = 0 \dots (28)$$

これ等の式よりなる電流に関する連立方程式は特性解析の基本式である。この等価回路は式 (21), (22), (23), (24) より第9図の如く画かれる。尙同図に於て鉄損を表わすために抵抗 r_{fe} 及び電流 I_{fe} をつけ加える。従つて端子からみた電流はこれと一次電流 I_1 を合わせ I_L とする。

(7) トルク式

電動機のトルクは各高調波電動機のトルクの和として表わされる。即ち同期ワットで表わすと、

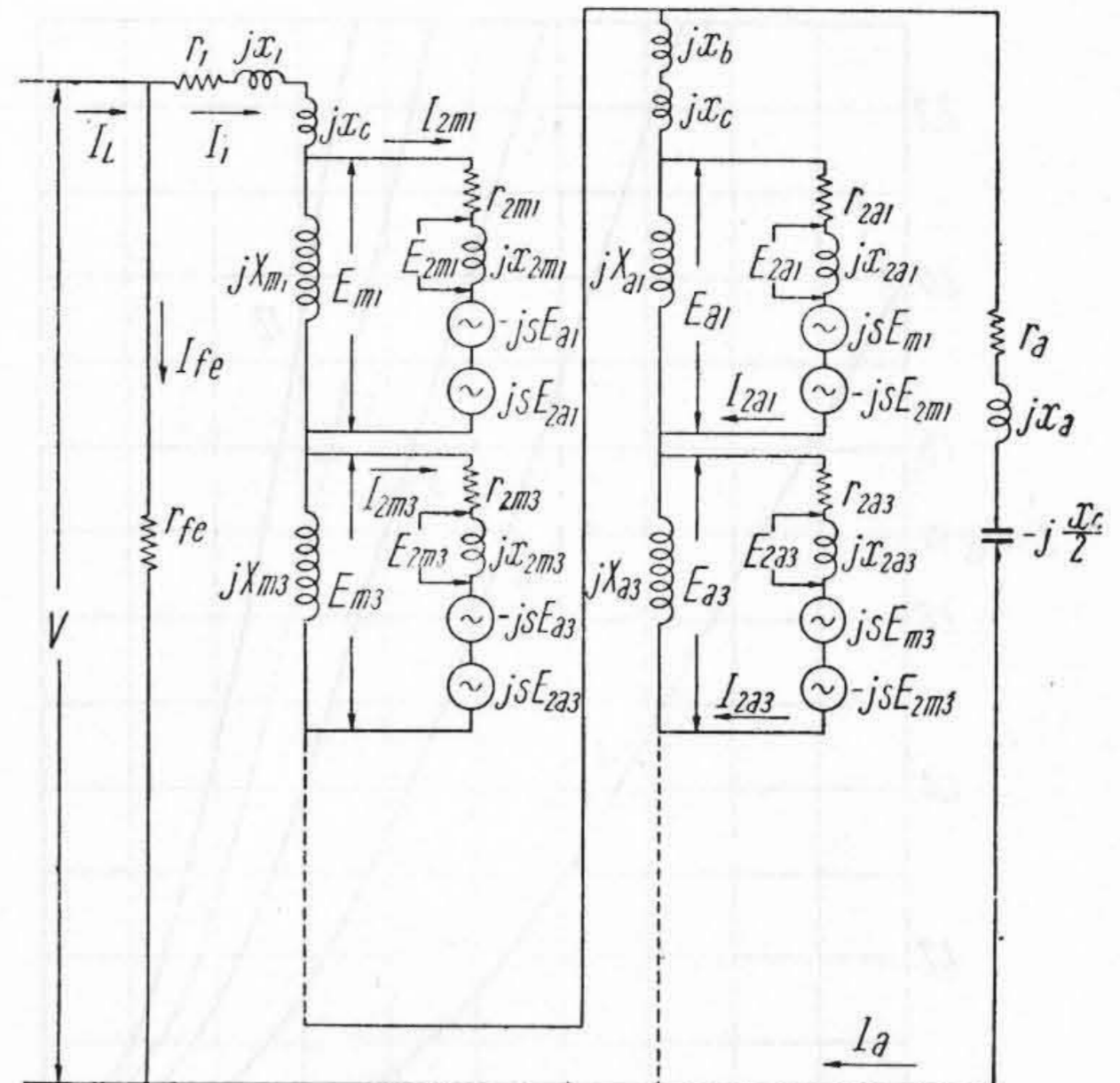
$$T = \sum_n \sqrt{2} \pi f_n \left(\frac{C_{an}}{2} I_{2mn} \Phi_{an} \cos \psi_1 + \frac{C_{mn}}{2} I_{2an} \Phi_{mn} \cos \psi_2 \right) \cdot 10^{-8} = \frac{1}{45 \cdot 10^6} \sum_n f_n (C_{an} I_{2mn} \Phi_{an} \cos \psi_1 + C_{mn} I_{2an} \Phi_{mn} \cos \psi_2) \dots (29)$$

ここに ψ_1, ψ_2 はそれぞれ I_{2mn} と Φ_{an} との位相差及び I_{2an} と Φ_{mn} との位相差であり、又 Φ_{an}, Φ_{mn} は次の如く表わされる。

$$\Phi_{an} = \frac{45 \cdot 10^6}{f_n C_{an}} (I_1 - I_a - I_{2an}) X_{an} \dots (30)$$

$$\Phi_{mn} = \frac{45 \cdot 10^6}{f_n C_{mn}} (I_1 - I_{2mn}) X_{mn} \dots (31)$$

式 (29) の電流、磁束を複素数で表わすと次の如くなる



第9図 限取線輪誘導電動機等価回路
Fig. 9. Equivalent Circuit of Shaded Pole Motor

$$T = \frac{1}{45 \cdot 10^6} \sum_n f_n (C_{an} I_{2mn} \Phi_{an} + C_{mn} I_{2an} \Phi_{mn}) \text{real part} \dots (32)$$

[IV] 回路要素の計算

前章の回路解析により限取線輪誘導電動機に対し一般誘導機理論の適用が可能になつたが、各回路要素の計算に当つては、特に n 次高調波電動機は nP 極なることに留意せねばならない。

(1) ロータ抵抗

一次コイルに換算した銅ロータ抵抗は 25°C の時に主相に就いては

$$r_{2mn} = \left(\frac{\sqrt{W^2 + L_{sk}^2}}{S_c S_s} + \frac{0.637 D_r}{S_r P^2 n^2} \cdot K \text{ring } n \right) \cdot 3.52 C_{mn}^2 \times 10^{-5} \dots (33)$$

ここに

- W = ロータ鉄心積厚 (mm)
- L_{sk} = ロータスキュー (mm)
- S_c = ロータバー断面積 (mm^2)
- S_s = ロータバー数
- D_r = ロータバーがエンドリングに入る処で測つたエンドリングの直径 (mm)

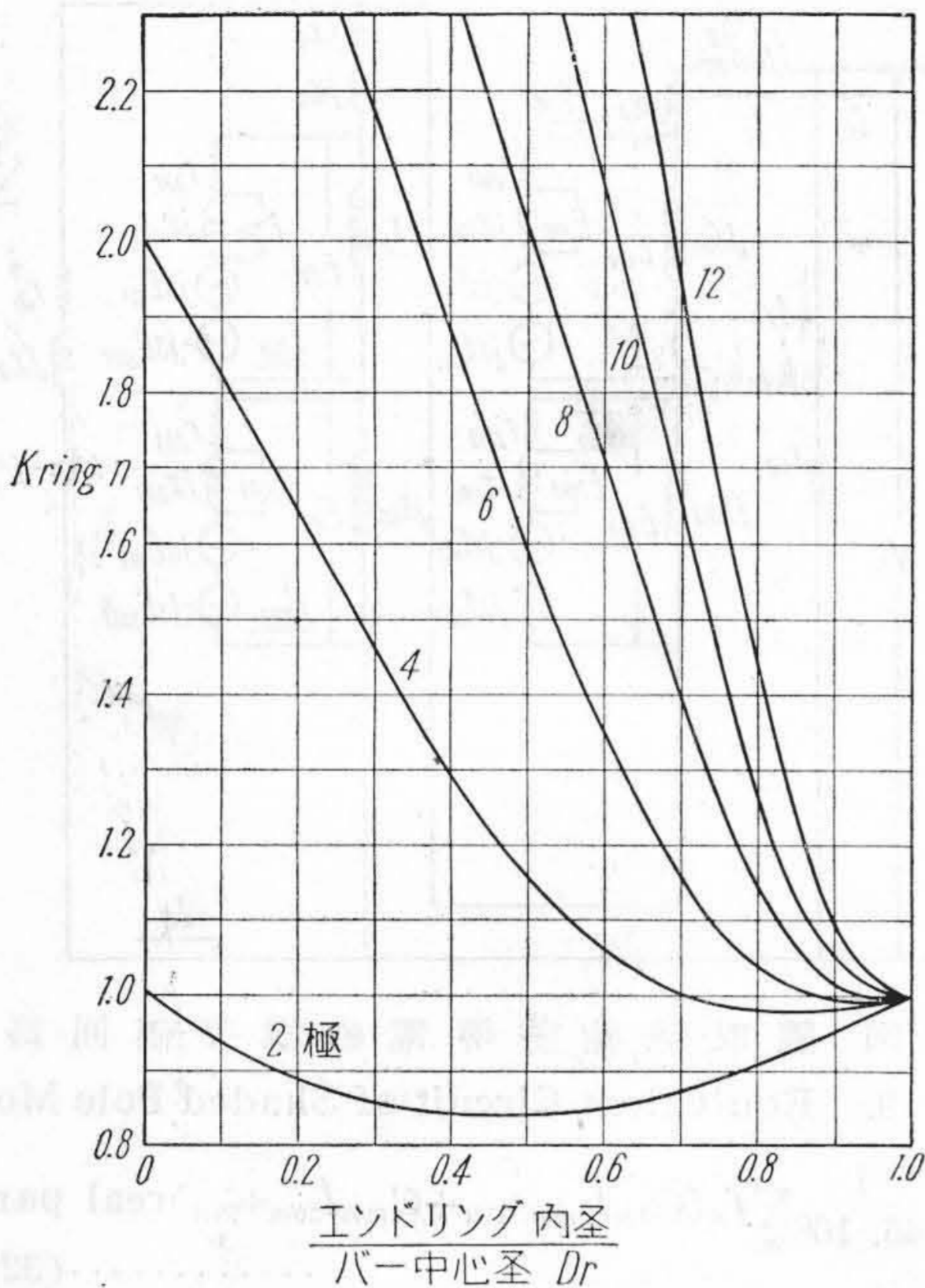
$K \text{ring } n$ はエンドリング中の電流分布に関連するもので第10図(次頁参照)に示す通り、その値が極数により甚しく異なるので注意を要する⁽³⁾。

補助相に就いても同様に

$$r_{2an} = \left(\frac{\sqrt{W^2 + L_{sk}^2}}{S_c S_s} + \frac{0.637 D_r}{S_r P^2 n^2} K \text{ring } n \right) \cdot 3.52 C_{an}^2 \times 10^{-5} \dots (34)$$

(2) 励磁リアクタンス

n 次高調波電動機の励磁リアクタンスは、極数 nP な



第 10 図 エンドリング抵抗の校正係数
Fig. 10. Correction Factor of End Ring Resistance

ることに留意して、主相、補助相に就き各々次の如く表わされる。

$$X_{mn} = 2 \pi^2 f C_{mn}^2 \times 10^{-10} \frac{W \lambda_p}{l_g P n^2} \cdot \frac{\sin \frac{n \theta_{sk}}{2}}{\frac{n \theta_{sk}}{2}} \dots (35)$$

$$X_{an} = 2 \pi^2 f C_{an}^2 \times 10^{-10} \frac{W \lambda_p}{l_g P n^2} \cdot \frac{\sin \frac{n \theta_{sk}}{2}}{\frac{n \theta_{sk}}{2}} \dots (36)$$

ここに

λ_p = 極間隔 (mm)

l_g = 空隙有効長 (mm)

θ_{sk} = ロータスキュー角度 (電気角 rad)

(3) 隈取コイル抵抗

25°C の銅隈取コイルに対して、一次コイルに換算した抵抗は

$$R_a = 1.76 \frac{l_a}{S_a} \frac{C_1^2}{4P} \cdot 10^{-5} \dots (37)$$

ここに

l_a = 隈取コイル一巻きの長さ (mm)

S_a = 一極毎の隈取コイルの断面積 (mm²)

(4) ステータ漏洩リアクタンス

これ等は前述の通り x_1, x_a, x_b, x_c に分けられるが、更に空隙磁束分布に含まれる高調波成分の中、特に高次

のものは式 (35), (36) より励磁リアクタンスが小さくなりロータに対する影響を無視し得るので、一括一次コイル漏洩リアクタンス x_1 に含まれる。かくして

$$x_1 = 2 \pi f C_1^2 \times 10^{-9} \left(\frac{1.38 W}{2P} K_{s1} + \frac{L_{e1}}{2P \times 2.54} + \frac{1.38 W \lambda_p}{4 l_g P} \cdot \frac{\theta_m}{\pi} \right) - (X_{m1} + X_{m3} + \dots) \dots (38)$$

ここに K_{s1} = 一次コイルスロット常数

L_{e1} = 一次コイルまたがり (mm)

又隈取コイル漏洩リアクタンスは

$$x_a = 2 \pi f C_1^2 \times 10^{-9} \left(\frac{1.38 W}{4P} K_{sa} + \frac{L_{ea}}{2P \times 2.54} \right) \dots (39)$$

ここに K_{sa} = 隈取コイルスロット常数

L_{ea} = 隈取コイルまたがり (mm)

又

$$x_b = 2 \pi f C_1^2 \times 10^{-9} \left(\frac{1.38 W \lambda_p}{4 P l_g} \cdot \frac{\theta_a}{\pi} \right) - (X_{a1} + X_{a3} + \dots) \dots (40)$$

極間漏洩リアクタンス x_c は最も計算し難いもので、この磁路の飽和曲線を求めて、次式が成立つように定めねばならない。

$$x_c = \frac{\Phi_c f C_1}{45 \cdot 10^3 (2 I_1 - I_a)} \dots (41)$$

ここに

Φ_c = 毎極間漏洩磁束、即ち各橋絡磁路磁束の二倍

(5) ロータ漏洩リアクタンス

これはスロット漏洩、エンドコイル漏洩、スキュー漏洩、ジグザグ漏洩よりなるが、各主相、補助相に就き次の如く表わせる。

$$x_{2mn} = x_{2mn} \text{slot} + x_{2mn} \text{end} + x_{2mn} \text{skew} + x_{2mn} \text{zigzag} \dots (42)$$

$$x_{2an} = x_{2an} \text{slot} + x_{2an} \text{end} + x_{2an} \text{skew} + x_{2an} \text{zigzag} \dots (43)$$

主相に就き

$$x_{2mn} \text{slot} = 2 \pi f C_{mn}^2 \times 10^{-9} \frac{2.51 W}{S_s} K_{s2} \dots (44)$$

S_s = ロータスロット数

K_{s2} = ロータスロット常数

$$x_{2mn} \text{end} = 2 \pi f C_{mn}^2 \times 10^{-9} \frac{\lambda_p}{2 P n^2 \times 2.54} \dots (45)$$

$$x_{2mn} \text{skew} = 2 \pi^2 f C_{mn}^2$$

$$\times 10^{-10} \frac{W \lambda_p}{l_g P n^2} \left(1 - \frac{\sin \frac{n \theta_{sk}}{2}}{\frac{n \theta_{sk}}{2}} \right) \dots (46)$$

$$x_{2mn} zigzag = 2\pi f C_{mn}^2 \times 10^{-9} \frac{2.51 W}{S_s} \cdot \frac{T_f''}{4 l_g} \dots\dots\dots(47)$$

ここに

T_f'' = ロータ歯の空隙に面する幅 (mm)

補助相に就いては、これ等の式の C_{mn} を C_{an} に置換えればよい。

以上特性計算に必要な回路要素の計算式を示したが、漏洩リアクタンスの計算式に就いては諸家の述べる処が異り、設計上はこれ等を経験値により補正した方がよい。

[V] 特性上考慮すべき要点

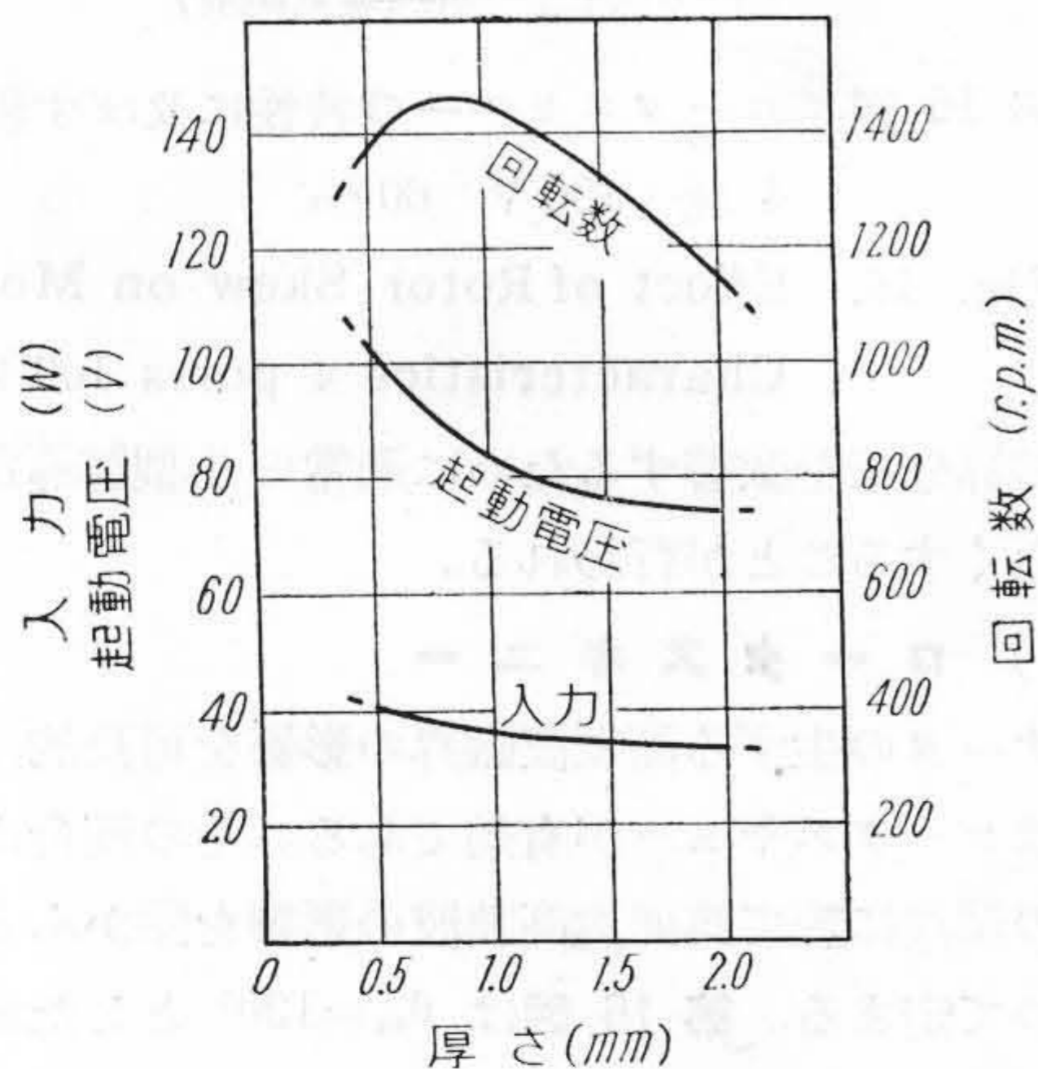
前述の回路解析は特性上考慮すべき要点に関し多数の示唆を与える。

(1) 橋絡磁路の厚さ

橋絡磁路は極弧の一部をなすが、この部分が薄すぎると磁気飽和のために、この部分とロータとの間の空隙磁界が稀薄になり、磁界分布が乱れる。又後述の極間漏洩が少くなる。第11図は30cm卓上扇用4極電動機による実験例を示す。出力が微少なので、トルクを直接測定せず、JIS C-9601より一定の羽根負荷に対する回転数を以つて出力に代え、同時に入力を測定して能率を推測し、又起動電圧(起動し得る最低電圧)を以つて定格電圧時の起動トルクを比較している。第11図では、橋絡磁路を薄くすると起動電圧が先ず悪くなり、次いで運転中の回転数も下つて来ている。即ち適当な厚さが存在することがわかる。

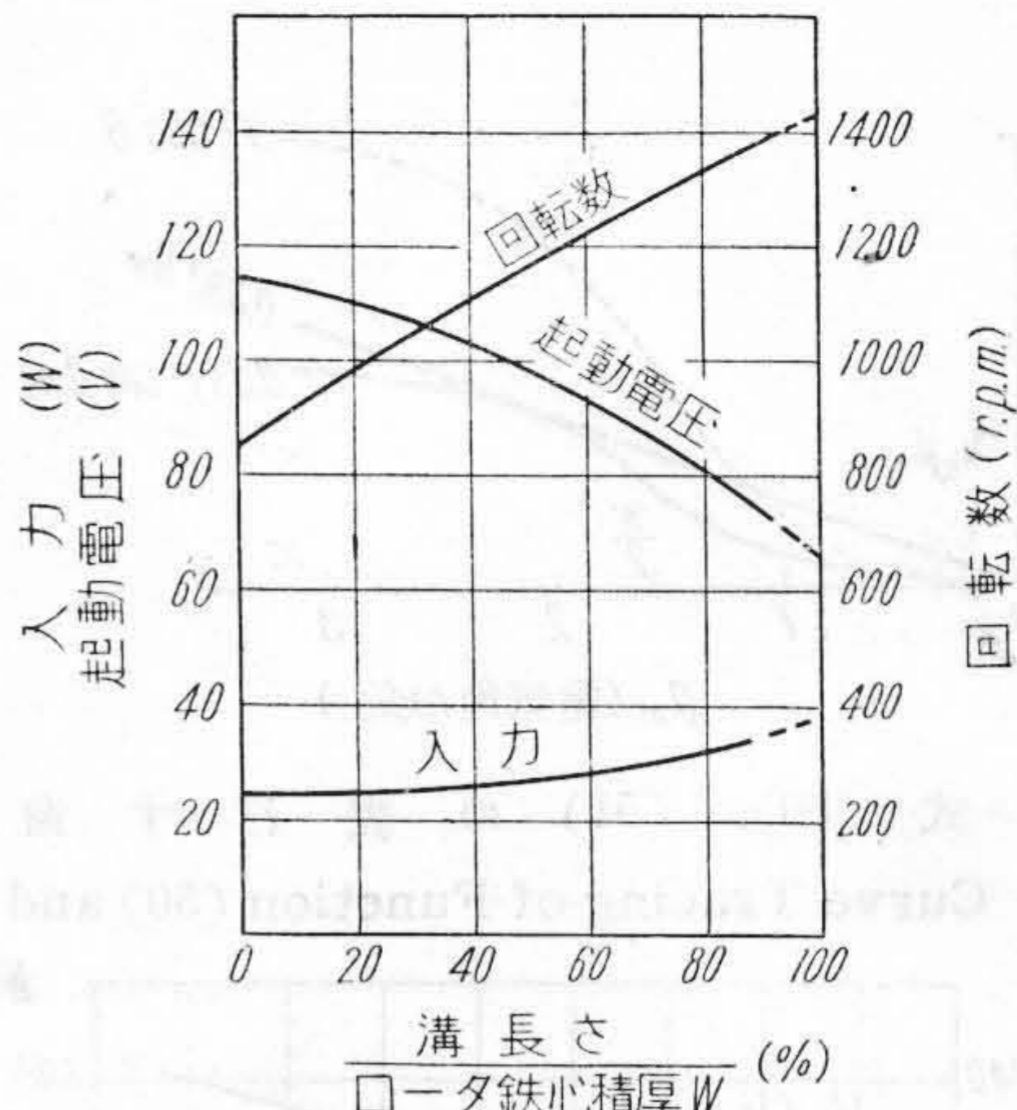
(2) 橋絡磁路と磁極との接触部

この部分の接触が悪いと第1項同様、橋絡磁路下の空



第11図 橋絡磁路厚さの特性に及ぼす影響
4極 100V 60 ω

Fig. 11. Effect of Thickness of Magnetic Bridge on Motor Characteristics
4 poles 100V 60 ω



第12図 橋絡磁路溝方向長さの特性に及ぼす影響
4極 100V 60 ω

Fig. 12. Effect of Axial Length of Magnetic Bridge Rent on Motor Characteristics
4 poles 100V 60 ω

隙磁界が稀薄になり、又極間漏洩も少くなる。

(3) 橋絡磁路の溝長さ

橋絡磁路溝の軸方向の長さは極間漏洩に最も影響する。これは又前二項によつても左右されるものであるが第9図に x_c で示されるように一次の電圧降下を生ずるのみならず、隈取コイルの誘導性リアクタンス x_a を打消して、この回路のインピーダンスを純抵抗に近づけ、主相、補助相の位相差を大にすることに寄与している。第12図はその実験例を示し、 x_c を橋絡磁路の溝長さにより変えている。

(4) 橋絡磁路の溝及び隈取コイルスロットの位置

これ等は何れも第3図の θ_m , θ_a を定めるもので、従つてその設定は高調波発生に重要な関係をもつ。今簡単にする為にロータスキュー $\theta_{sk}=0$ なる場合を考え、例えば主相に着目すると、励磁リアクタンスは有効導体数の二乗に比例するので、基本波以外の励磁リアクタンスの和 X_{mh} は式(1)により次の如く表される。

$$X_{mh} \propto \frac{\theta_m}{\pi} - \frac{8}{\pi^2} \sin^2 \frac{\theta_m}{2} \dots\dots\dots(48)$$

即ちこれは X_{mh} が矩形波と基本波の差なることを示す。高調波励磁リアクタンスを小さくするには式(48)を零に近づければよい。そこで左辺を零と置くと、

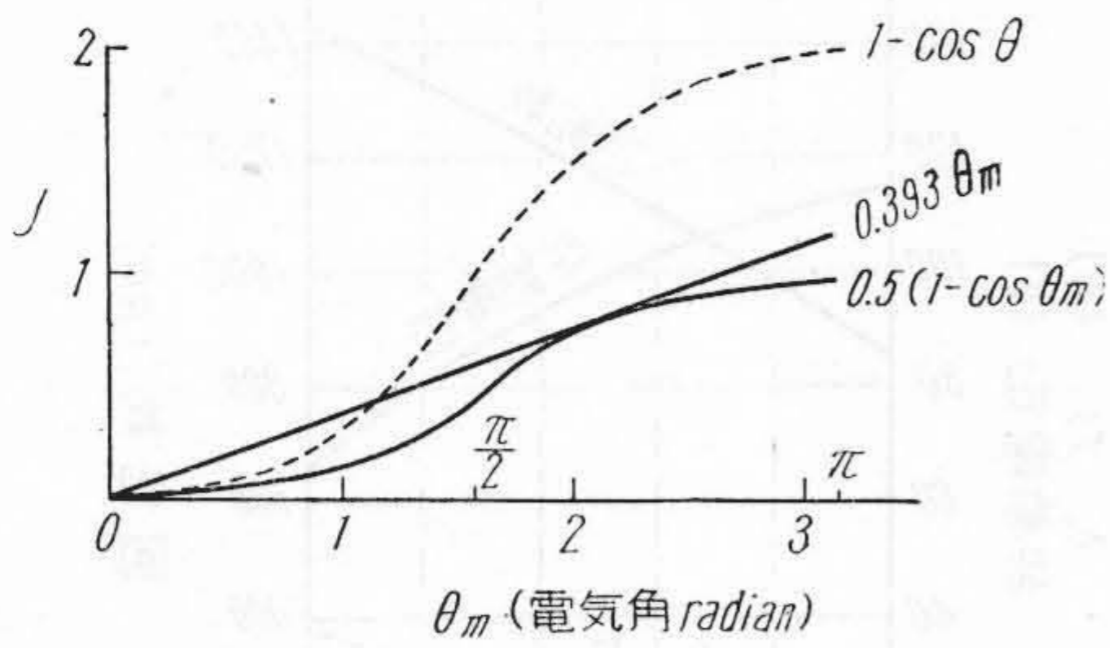
$$0.393 \theta_m - \sin^2 \frac{\theta_m}{2} = 0$$

これより

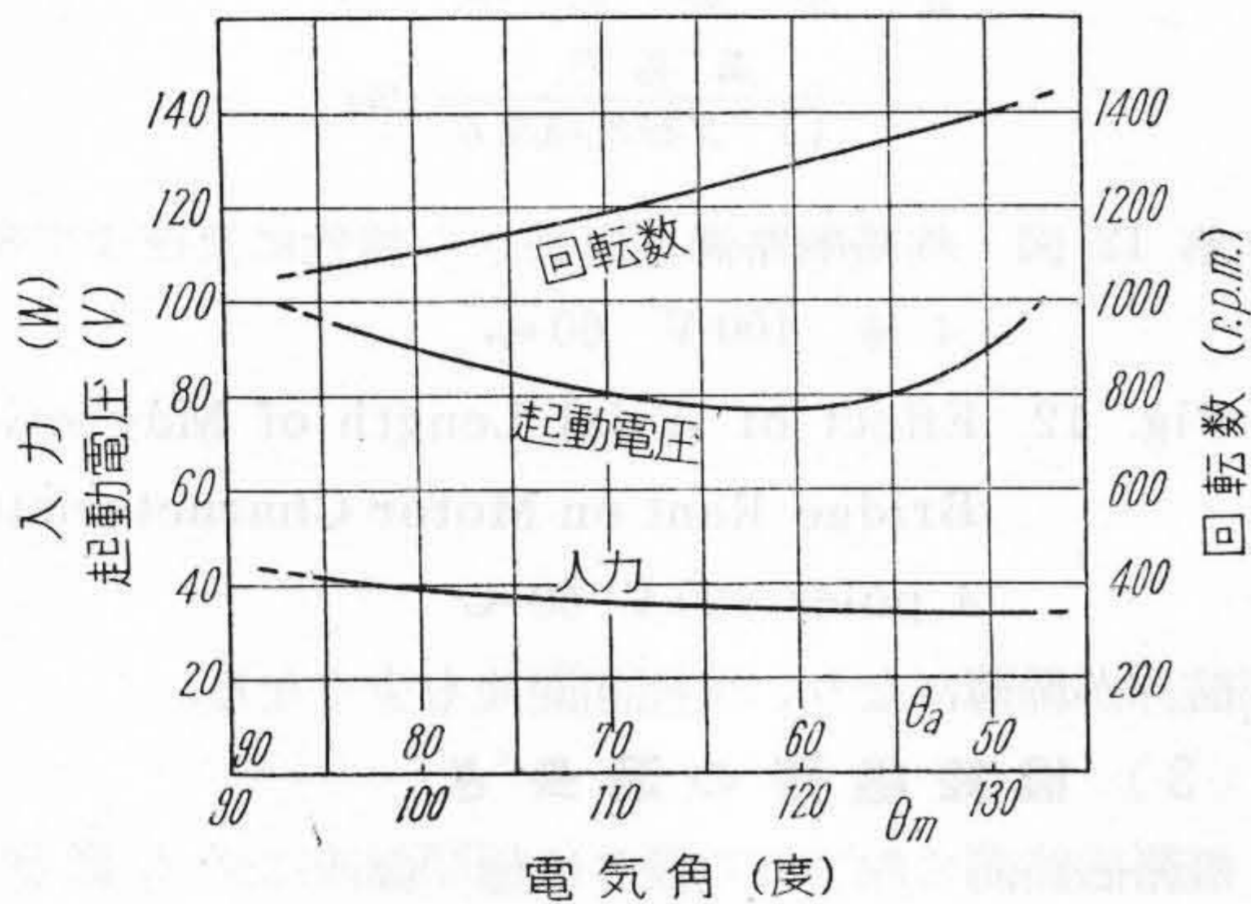
$$0.393 \theta_m = 0.5(1 - \sin \theta_m) \dots\dots\dots(49)$$

左辺、右辺を各々

$$y = 0.393 \theta_m \dots\dots\dots(50)$$



第 13 図 式 (50), (51) の表わす曲線
Fig. 13. Curve Tracing of Function (50) and (51)



第 14 図 隈取角度の特性に及ぼす影響
4 極 100 V 60 〴

Fig. 14. Effect of Shading Angle on Motor Characteristics 4 poles 100 V 60 〴

$$y = 0.5(1 - \cos \theta_m) \dots \dots \dots (51)$$

と置いて曲線に示すと第 13 図の如くなる。これにより

$$\theta_m = 120^\circ \sim 136^\circ \text{ (電気角度)} \dots \dots \dots (52)$$

なる時式 (50), (51) で表わされる曲線が尤も近ずき、望ましい位置であることが分る。この時

$$\theta_a = 60^\circ \sim 14^\circ \text{ (電気角度)} \dots \dots \dots (53)$$

となる。

第 13 図の θ_m を θ_a で置換すれば式 (53) の範囲では多量の高調波が残存することが分る。

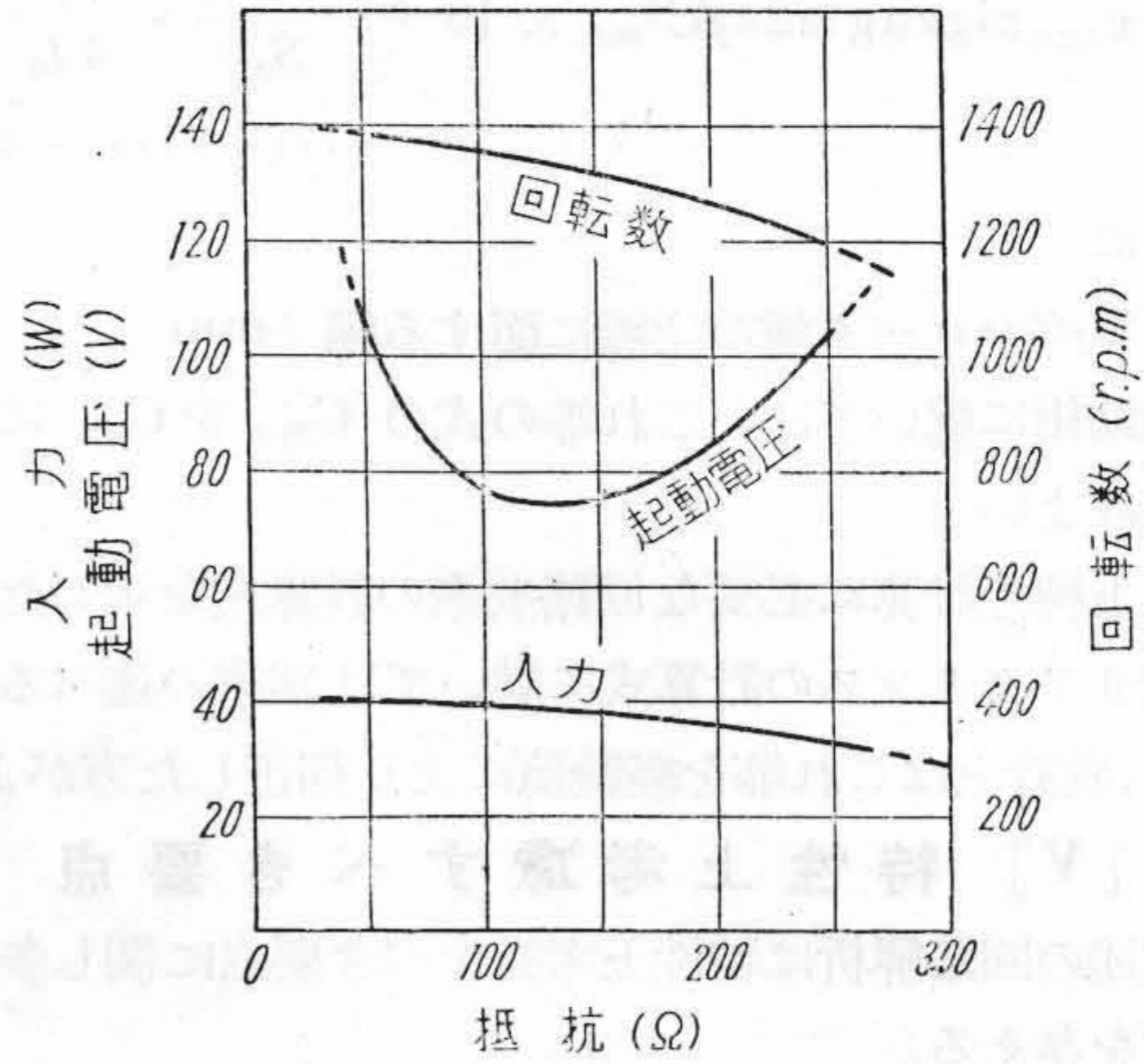
これ等に対する実験例として第 14 図を示す。これは橋絡磁路の溝位置を変化したもので、供試電動機測定法は第 11 図と同じである。

(5) 隈取コイルのインピーダンス

これが隈取部と非隈取部の位相差に影響するのは明かであるが、上述の極間漏洩 x_c と相関連してリアクタンス x_a を定めるべきことは注意を要する。抵抗に就いては第 15 図に実験例を示す。

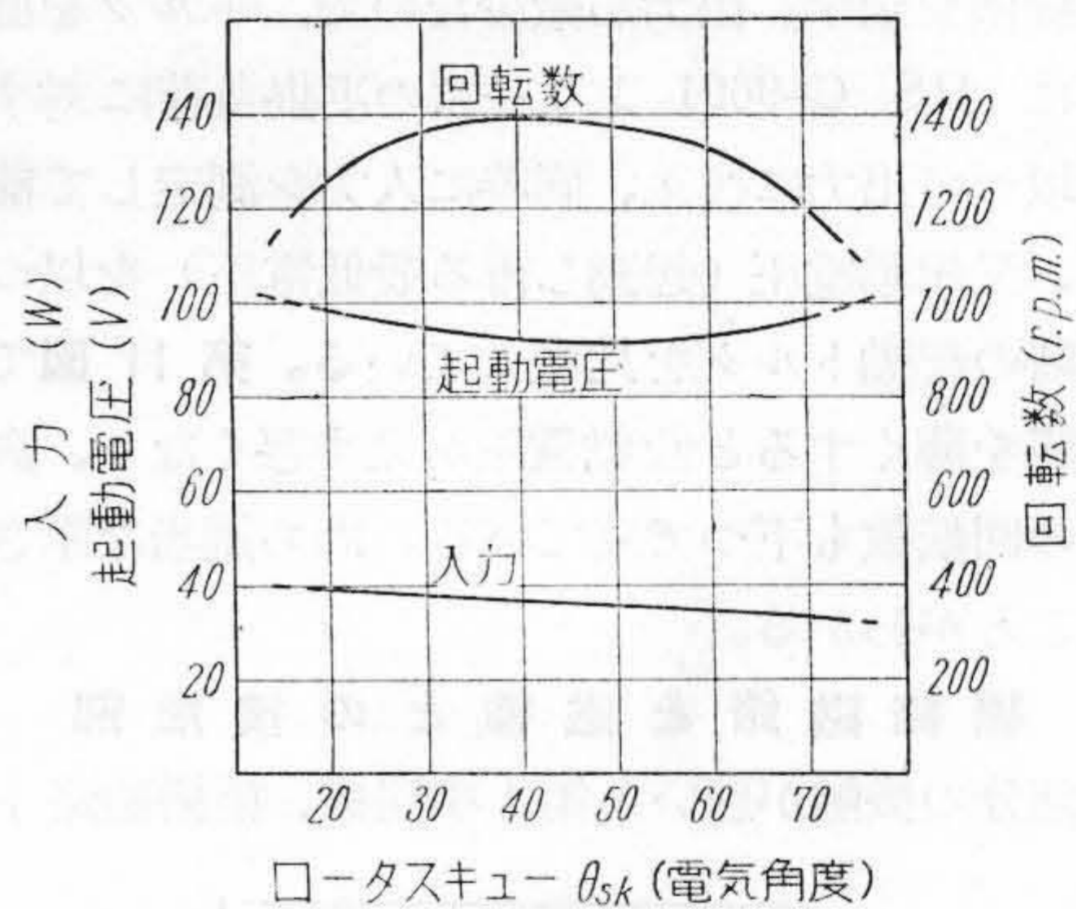
(6) 空隙長

隈取線輪誘導電動機は前述の如く本質的に空隙磁界が歪んでいるので、空隙長は単なる工作上的の意味のみなら



第 15 図 隈取コイル抵抗の特性に及ぼす影響
4 極 100 V 60 〴

Fig. 15. Effect of Shading Coil Resistance on Motor Characteristics 4 poles 100 V 60 〴



第 16 図 ロータスキューの特性に及ぼす影響
4 極 100 V 60 〴

Fig. 16. Effect of Rotor Skew on Motor Characteristics 4 poles 100 V 60 〴

ず、磁界分布を改善するために通常の小型誘導電動機より大きくすることが行われる。

(7) ロータスキュー

ステータの生ずる高調波磁界の影響を可及的に除くためにはロータスキューが有効である。その度合は他の諸元との関連に於て第何次高調波の影響を除かんとするかによつて定まる。第 16 図は $\theta_m = 120^\circ$ とした場合の実験例を示す。

(8) ロータバー及びエンドリング

高調波磁界の影響を除去する他の一つの方法は高調波電流に対するロータ銅損を小にすることである。それにはロータ抵抗を出来るだけ小にすればよいが、一方十分な起動トルクを与えるには適当なロータ抵抗が基本波電

流に対して存在しなくてはならない。この二者はロータバーの抵抗を小にし必要な抵抗の大部分をエンドリングに有たせることにより行い得る。即ちエンドリングの抵抗は式(33), (34)に示したように極数の二乗に逆比例するので、高調波電流に対しては非常に小さくなるからである。

(9) その他の諸元

以上は隈取線輪誘導電動機として特に考慮すべき諸点であるが、その他にも勿論一次巻線、鉄心の大きさ、二次鉄損、ロータスロット数等一般の誘導電動機と同様考慮すべき問題がある。特にロータスロット数は本電動機のように空隙磁界歪の甚しいものでは重要なことである。

[VI] 計算例

最後に本理論による計算例を示す。第1表は30cm卓上扇用電動機に関するもので、等価高調波電動機の諸元を示す。同表は $\theta_m=120^\circ$ の場合で、従つて第三高調波電動機主相に関する項はすべて零になる。又表中の励磁リアクタンスより明らかのように第五高調波電動機以下は影響が少ないので略し、これによつて電動機全体の諸元を求めると、 $R_a=98.6$, $x_1=2$, $x_a=13.7$, $x_b=5.68$, $x_c=8$ となり、機械損鉄損等に関する経験値を導入して例えば起動特性を計算すると第2表の如くなり、実測値と略一致する。運転特性に関してはそれぞれ任意の速度Sに就いて計算すればよい。

[VII] 結 言

以上筆者は本論に於て隈取線輪誘導電動機は多数の正弦波磁界分布の二相電動機の和なることを述べ、その各々交叉磁界説を適用することにより理論解析を行つた。これにより特性に影響を与える諸元及びその相互関係が明かに把握出来る。箇々の諸元の計算式に就いては一般の誘導機理論の計算式と同じであるので末尾に引用文献を挙げ結果のみを示した(4)(5)(8)。

尙本論に於てはロータの鉄損を無視しておるがこれは特にトルクに関係するので明確にしなければならない。又ロータスロット数は所謂 crawling 並びに騒音とも関係する問題で本電動機のみならず誘導機一般として重要な問題であるが、これ等に就いては稿を改めて述べる。

第1表 等価高調波電動機群諸定数

Table 1. Constants of Equivalent Harmonic Motors

n	1	2	5	7
C_{mn}	2.04×10^3	0	-2.04×10^3	2.04×10^3
C_{mn}^2	4.18×16^3	0	4.18×10^3	4.18×10^3
C_{an}	1.18×10^3	2.36×10^3	1.18×10^3	-1.18×10^3
C_{an}^2	1.393×10^3	5.57×10^3	1.393×10^3	1.393×10^3
X_{mn}	442	0	16.15	7.50
X_{an}	147.5	63.3	5.38	2.49
r_{2mn}	54.9	0		
r_{2an}	18.3	56.5		
x_{2mn}	46.0	0		
x_{2an}	15.3	57.0		

第2表 起動特性計算値

Table 2. An Example of Calculated Data for Starting Characteristics

	計算値	実測値
起動電流	0.63 A	0.58 A
起動入力	59 W	55 W
起動トルク	350 g-cm	310 g-cm

終りに本研究に対し種々の有益な御示唆を賜つた久米課長初め関係諸兄に謝意を表し擱筆する。

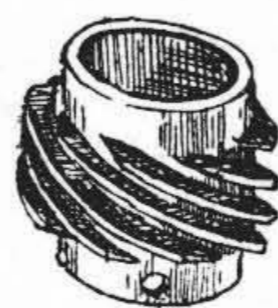
参 考 文 献

波形分析に関するもの

- (1) 磯野達一郎：誘導電動機解説 III, 133 (昭 14)
- (2) West: J. A. I. E. E. 45, 160 (1926-2)
- (3) Trickey: T. A. I. E. E. 55, 144 (1936)
- (4) A. F. Puchstein and T. C. Lloyd: Alternating Current Machines (1936)
- (5) Pender and Del Mar: Electrical Engineer's Handbook Electric Power (1949)

隈取線輪誘導電動機に関するもの

- (6) Trickey: T. A. I. E. E. 55, 1007 (1936)
- (7) Trickey: T. A. I. E. E. 66, 1431 (1947)
- (8) Chang: T. A. I. E. E. 70, 690 (1951)
- (9) H. L. Bojei: Predetermination of Shaded Pole Induction Motor Performance (1948)



日立製作所社員社外寄稿一覧表 (昭和 27 年 7 月分)

投 稿 先	題 名	執筆者所属	執 筆 者
金 属 学 会	ジフェニールカルバジドによる鉄鋼中の微量クロム比色定量法	日立研究所	{佐藤信次 古渡賢助
金 属 学 会	炭素鋼及び Cr 鋼の $A\alpha''$ 変態機構の磁気的研究	日立研究所	{小野健二 根本正
金 属 学 会	オーステナイト系不銹鋼熔着鋼の諸性質	{日立工場 日立研究所	小渡河辺 弘潔
農 林 省 農 地 局	空 気 圧 縮 機	川崎工場	伊藤 茂
電 気 学 会	絶 縁 材 料	日立工場	小野千冬
緑 十 字 協 会	無災害記録の樹立に邁進して	亀戸工場	白子義春
労 働 基 準 法 五 周 年 出 版	労働基準法施行五周年の感想	安来工場	{土器屋武一郎 山崎幸元 義
電 気 学 会 誌	水銀整流器に於ける逆弧の性質	日立研究所	木村鐘治
電 力	衡流式遠隔測定装置	多賀工場	{川井晴雄 井沢昇 生
オ ー ム	改造後の電磁制動機の性能について	亀戸工場	山崎栄次郎
日 本 化 学 会	エナメル線皮膜の導体への接着性	日立電線工場	間瀬喜好
電 力	超高压機器に対する製造業者の自信	多賀工場	藪野亥石
計 測	I-50 積算電力計	多賀工場	辻田正一
物 理 学 会	セレン整流器の直流特性(1)	中央研究所	伴野正美
熔 接 学 会 誌	ホモージェンの研究	笠戸工場	小林年夫
炭 礦 技 術 会	日立製防爆ディーゼル機関車について	笠戸工場	森脇賦夫
動 力 協 会	本邦発電所機器の最近の動向	本 店	駒井健一郎
電 力	遮断器の最近の動向について	多賀工場	桑山正俊
産 機 協 会 報	最新型 165 t レードルクレン	亀有工場	山本 憲
東 北 電 力 電 力 講 習 書	渦巻ポンプ取扱法について	本 店	関岡 始
金 属	鋳物製品の硬さ測定についての一考察	亀戸工場	村上国輔