UDC 621.313.392-9: 621.319.4

論文

58-B86

コンデンサ分相形ヒステリシス電動機の一解析法

正員 湧井 源二郎 (茨城大)

非会員 一ノ瀬 健一 (茨城大)

正員 堀井 龍夫 (茨城大)

1. ま え が き

ヒステリシス電動機はかなり多方面に用いられているが、そのなかで最も多く用いられているのは音響機器駆動用である。この方面には単相運転が可能ことから主としてコンデンサ分相形が用いられている。コンデンサ分相形は誘導電動機の場合と同様に、円回転磁界とならず、一般にだ円回転磁界となり多少とも逆相分磁界を含む。しかも、ヒステリシス電動機では逆相分磁界による出力トルクの減少や一回転中の回転むらの発生など特性の劣化が大きいことがよく知られている。

ところで、これまでにヒステリシス電動機の特性格解析で逆相分磁界の影響を初めて定量的に取扱ったのは片岡氏の報告で⁽¹⁾これ以外には見当たらないようである。片岡氏は平衡二相電動機に不平衡二相電圧が印加した場合の同期脱出時特性を正相分および逆相分等価回路を誘導して解析している。

また、筆者の一人などのこれまでの報告⁽²⁾⁽³⁾⁽⁵⁾から次のことが明らかにされている。(1)高調波には一般に空間高調波と時間高調波の二種が考えられるが、基本波磁界に対する高調波磁界の作用は後で詳しく述べるように、上記二種の高調波で同じ計算法が適用できる。(2)高調波によるマイナーループは大別して、(i)高調波磁束密度一定(磁界の強さは変化する)のものと、(ii)高調波磁界の強さ一定(磁束密度は変化する)のものの二種が考えられる。逆相分磁界も回転子上からみれば一種の高調波(電源周波数の2倍)と考えることができるから、逆相分にも上記(i)、(ii)の二

種のものが存在する(以後(i)の場合を ΔB 一定な逆相分、(ii)の場合を ΔH 一定な逆相分と略称する)。片岡氏は平衡二相電動機で固定子の漏れインピーダンスによる電圧降下が比較的小さい場合を取扱っている⁽¹⁾。このときは逆相分磁束密度が一定に近い場合の解析をすべきである。しかるに、片岡氏の方法はむしろ逆相分磁界の強さ一定の解析に近いと考えられる。本文で対象としているコンデンサ分相形では固定子インピーダンスは大きく、明らかに前記(i)、(ii)の二つの場合の中間と考えられる。このようなことから、コンデンサ分相形では逆相分の取り扱いはかなり面倒になる。

本文では次のように取り扱った。磁束密度一定な逆相分は後で述べるように、取り扱いが簡単であることから、まずこれを仮定して解析する。このようにして求めた逆相分による出力トルクの減少は実際より小さくなるが、これを補正するために等価的に逆相分の透磁率を小さくした。得られた同期脱出時の特性計算値は実験値とよく一致し、この解析法が妥当なことが示される。

2. 正相分および逆相分回転磁界が加わった場合の回転子内の $B-H$ 分布

筆者らは、既に基本波に空間高調波が重ね合った場合の回転子内の $B-H$ 分布とこれらの場合の出力などを理論的に取扱って、これらは基本波に時間高調波が加わった場合に容易に拡張できること⁽²⁾⁽³⁾、また、これを方形波電圧で運転した場合のヒステリシス電動機の特性格解析などに適用した⁽⁶⁾。そこでは、理論上、無限に存在する時間高調波を等価な最低次の一つの高調波(等価 n 次調波と呼ぶ)におきかえて取り扱った。ここで取り扱う逆相分磁界も回転子上からみるときは電源周波数の2倍の時間調波と考えることができるから等価 n 次調波を逆相分磁界とおきかえること

An Analysis of Condenser Split Phase Hysteresis Motor. By Genjiro Wakui, Member, Kenichi Ichinose, Non-member, Tatsuo Horii, Member, (Faculty of Engineering, Ibaraki University)

湧井源二郎: 正員, 茨城大学工学部電気工学科

一ノ瀬健一: 非会員, 茨城大学工学部(現在, 日立製作所日立工場)

堀井龍夫: 正員, 茨城大学工業短期大学部

により、マイナーループの部分を除いて(相違点は後述)同様に扱うことができる。以下 ΔB 一定な逆相分磁界が加わった場合について、回転子内の B - H 分布を調べる。ここでは詳細な説明は文献(1), (5), (6)を参照して戴き、後の理論展開に必要な結果と相違点を主として示す。

図1は逆相分磁界が存在する場合の同期脱出時、回転子一極についての B - H 関係を示したものである。図でループ L_p は正相分磁界(磁束密度の最大値 B_{fm})と逆相分磁界(磁束密度の最大値 B_{bm})の和 B_m を最大値とする直流ループで、逆相分が存在しないときの一極の B - H 関係を示し、その面積が脱出トルクを示す。また、マイナーループ af , $p'q'$, $p''q''$ ……などは B_{bm} 一定(従って、 ΔB 一定、 ΔH は可変)なループで、主ループ L_p 上(従って、回転子上の位置)で ΔB の変化しないループであり、このとき、回転子内の B - H 関係はある瞬時ループ L_p' (破線)で示される。また、ループ L_p'' は図のように、マイナーループの中点を結んだループで L_p' を時間に対して平均したもので、正相分磁界によるループを示す。いま、ループ L_p'' 上の座標を (H_f, B_f) 、マイナーループ上の座標を (H_b, B_b) とし、瞬時ループ L_p' 上の座標を (H, B) とすると、

$$H = H_f + H_b, \quad B = B_f + B_b \quad \dots\dots\dots (1)$$

いま、回転子リング上の座標 $p\theta$ に対し

$$\left. \begin{aligned} B_f &= B_{fm} \sin p\theta \\ B_b &= B_{bm} \sin(p\theta + 2\omega t) \end{aligned} \right\} \quad \dots\dots\dots (2)$$

となる。ところで、トルク τ の一般式は次式で与えられる⁽⁷⁾。

$$\tau = (pV_r/2\pi) \oint B dH \quad \dots\dots\dots (3)$$

ここで、 p : 極対数、 V_r : 回転子リングの体積、マイナーループの B_{bm} はループ L_p 上の位置で変化なく一定であるが、 H_{bm} は異なるなどの点を考慮すると、計算は不可能となる。そこで、(3)式に(1)式を代入して平均トルクは次式のように与えられると考える。

$$\tau = (pV_r/2\pi) \left\{ \oint B_f dH_f - \oint B_b dH_b \right\} \dots\dots\dots (4)$$

ここで、(4)式第1項はループ L_p'' の面積、第2項は平均のマイナーループ面積を示すものとする。

3. ΔB 一定な逆相分磁界が加わった場合の正相分、逆相分ループの透磁率とヒステリシス角⁽⁵⁾⁽⁶⁾

以下文献(5)の結果を利用して求める。図1にお

図1 回転子内の瞬時ループ L_p' 、等価ループ L_p'' と直流ループ L_p

Fig. 1. Instantaneous loop L_p' , equivalent loop L_p'' and D.C. loop L_p inside the rotor.

いて、

$$\gamma = \Delta B/2B_m = B_{bm}/B_m \quad \dots\dots\dots (5)$$

$$B_m = B_{fm} + B_{bm} \quad \dots\dots\dots (6)$$

ここで、 γ : 逆相分磁束密度含有率

最大磁束密度 B_m の直流ループ L_p に対し、 ΔB 一定な逆相分(振幅 $B_{bm} = \Delta B/2$ 一定)が加わったときの面積の減少分(L_p から L_p'' の面積を引いたもの) S_h' は次式で求められる。

$$S_h' = 2\Delta H_m B_m \{1 - (\Delta\mu/\mu_m)\}^* \quad \dots\dots\dots (7)$$

ここで、 $\Delta\mu (= \Delta B/\Delta H)$: 主ループ L_p の先端において、 ΔB を作用させてきまる増分透磁率。 $\mu_m = B_m/H_m$ (図1参照)。 ΔH_m : 文献(5)で平均的 ΔH の大きさと定義されたもので、逆相分磁束密度の大きさ($= \Delta B/2$)との間に次の簡単な関係がある。

$$\mu_{mb} = \Delta B/\Delta H_m \approx 33.3\mu_0 \quad \dots\dots\dots (8)$$

ここで、 μ_0 : 真空の透磁率、 μ_{mb} : 平均的逆相分透磁率と定義する。

この μ_{mb} は普通回転子リングとして使用されるアルニコ材(残留磁束密度 $B_r = 9 \sim 10.5$ kG, 保磁力 $H_c = 120 \sim 200$ Oe の範囲)⁽⁸⁾では材料のいかに並びに B_m の値にも関係なく一定で、(8)式が成立する。また、正相分ヒステリシス角 α_f は γ の値に関係なく、直流ループ L_p のヒステリシス角 α_2 と等しい。

直流ループ L_p の面積 S_b は次式となる。

* (7)式は S_h' を ΔH 一定な逆相分の場合⁽²⁾⁽³⁾と同じ形の式で表わしたもので、相違点は ΔH_m だけである。図1で ΔB 一定な逆相分のときは ΔH はループ L_p 上の位置で大幅に変化するが、 S_h' が ΔB 一定のときの S_h' の実測値と一致するように、平均的な ΔH を求め、これを ΔH_m としたものである⁽⁹⁾。なお、 ΔH_m と ΔB との間には(8)式のような簡単な関係がある⁽⁴⁾。結局、 μ_{mb} はループ L_p 上の位置に対する平均的な透磁率と考えることができる。

$$S_D = (\pi B_m^2 / \mu_2) \sin \alpha_2 \dots\dots\dots (9)$$

μ_2 ; L_p において、磁束密度を正弦波と仮定したとき、 H はひずみ波となるが、その基本波の最大値を H_{1m} として $\mu_2 = B_m / H_{1m}$ 、同様に等価ループ（正相分ループ） L_p'' の面積 S_e は次式となる。

$$S_e = (\pi B_f m^2 / \mu_f) \sin \alpha_f = (\pi B_f m^2 / \mu_f) \sin \alpha_2 \dots\dots\dots (10)$$

$$S_e = S_D - S_{h'} \dots\dots\dots (11)$$

(11) 式の関係があるので、(7)、(9)、(10) 式を (11) 式に代入して、 μ_f は次式のように求められる。

$$\mu_f = \frac{(1-\gamma)^2}{(1/\mu_2) - 4\gamma\{1 - (\Delta\mu/\mu_m)\} / \pi \mu_{mb} K \sin \alpha_2} \dots\dots\dots (12)$$

ここで、 K : 補正係数、等価的に μ_{mb} を小さくするための係数で $K < 1$ (3・3 節に詳述)。

なお、(12) 式において、 μ_f は μ_{mb} 一定、 μ_m , $\Delta\mu$, μ_2 などは B_m の関数であるから、結局、 μ_f は γ と B_m の二つの変数の関数となる。図 2 は γ を 4% ごとに変化させたときの、 μ_f 対 B_m 特性を示したものである。本解析法では第 3 章に述べるように、回転子の正相分等価インピーダンスを計算機による反復計算で求めているため、 μ_f , $\alpha_f (= \alpha_2)$ (実線) を数式化して表わしておく必要がある。数式化は付録にゆずり、近似曲線は図の破線のようになり、かなりよい近似である。なお、(12) 式について吟味すると、(12) 式の分母は正の値でなければならないことから、 γ と K との間にはある制限が存在することになる。前述のように $K < 1$ であるから、 $K \geq 0.4$ とすると $\gamma < 0.2$ でなければならない。定格コンデンサ容量 $C = 3.5 \mu F$ に対し、 $C < 5 \mu F$ まで吟味しようとする、このとき $\gamma \leq 0.2$ である。従って、以下 $0.4 \leq K \leq 1.0$, $\gamma \leq 0.2$ の範囲で考えていくこととする。図 2 では各曲線の間は $\gamma = 4\%$ の間隔があるので、二つの曲線の間の γ の値に対する μ_f の値は比例関係にあるとして計算を行った。

3. 等価回路の誘導

コンデンサ分相形ヒステリシス電動機の解析には非線形な取り扱いが必要である。但し、非線形な取り扱いには回転子リングの磁気ヒステリシス現象において、正相分および逆相分磁気定数 (μ_f , μ_b , α_2 など) を求める際に用いられる。このような磁気定数が求まると、正相分および逆相分回路が決定され、これ以後は線形な取り扱いが可能である。従って、コンデンサ分相形誘導電動機と同じ形で等価回路が求まる。

図 2 正相分ループ（等価ループ）に対する透磁率 μ_f とヒステリシス角 $\alpha_f (= \alpha_2)$

Fig. 2. Permeability μ_f for positive-phase-sequence component loop (=equivalent loop) and its hysteresis angle $\alpha_f (= \alpha_2)$.

図 3 ヒステリシス電動機の断面図

Fig. 3. Cross section of hysteresis motor.

ここでは、宮入氏が単相コンデンサモータについて求めた d , $j q$ 軸等価回路をヒステリシス電動機に拡張する⁽⁹⁾。

図 3 はコンデンサ分相形電動機の断面図で図のような円柱座標を考える。また、図 4 は回路図を示したものである。ここで、 $r_1 + j x_1$, X_0 : 主巻線の漏れインピーダンスとギャップ励磁リアクタンス, $r_{1a} + j x_{1a}$, X_{0a} : 補助巻線の漏れインピーダンスとギャップ励磁リアクタンス, X_c : 補助巻線に挿入したキャパシティ

図 4 コンデンサ分相ヒステリシス電動機

Fig. 4. Condenser-split-phase hysteresis motor.

ブリアクタンス。

一般に主巻線 M と補助巻線 A とは対称巻でないで、普通よく行なわれているように A 巻線を M 巻線と同じ有効巻数に換算して図 5 の回路が得られる。この回路で M 巻線と端子 $a'a''$ からみた A 巻線とは対称巻であるから、これから図 6 の f - b 軸等価回路が得られる。

ここで、 $\dot{Z}_f$ 、 $\dot{Z}_b$ ：回転子の正相分および逆相分インピーダンスで、平衡三相ヒステリシス電動機の回転子インピーダンスにおいて、正相分に対しては $\dot{\mu}_f$ 、逆相分に対しては $\dot{\mu}_{Mb}$ で置き換えたものである。 $\dot{\mu}_f = \mu_f e^{-j\alpha_f}$ 、 $\dot{\mu}_{Mb} = \mu_{Mb} e^{-j\alpha_{Mb}}$ 、 α_{Mb} は逆相分に対するヒステリシス角で、普通 $\alpha_{Mb} \approx 0$ と近似する。 $\dot{Z}_f$ 、 $\dot{Z}_b$ は次式となる。

$$\dot{Z}_f = 4m\omega(K_{w1}N_1)^2 L \mu_f B_{-p} e^{-j(\pi/2 - \alpha_f)} / p\pi A_{+p} B_{+p} \dots\dots\dots (13)$$

$$\dot{Z}_b = 4m\omega(K_{w1}N_1)^2 L K \mu_{Mb} B_{-p} \times e^{-j(\pi/2 - \alpha_{Mb})} / p\pi A_{+p} B_{+p} \dots\dots\dots (14)$$

$$jX_0 = j4m\omega(K_{w1}N_1)^2 L \mu_0 / p\pi A_{-p} k_c \dots\dots\dots (15)$$

ここで、 R_i ：鉄損等価抵抗、 m ：相数(=2)、 ω ：電源の角周波数、 K_{w1} 、 K_{w2} ：それぞれ主巻線、補助巻線の巻線係数、 N_1 、 N_2 ：それぞれ主巻線、補助巻線の巻数、 L ：回転子リングの軸方向の長さ、 $A_{\pm p} = (r_3/r_2)^p \pm (r_3/r_2)^{-p}$ 、 $B_{\pm p} = (r_2/r_1)^p \pm (r_2/r_1)^{-p}$ 、 $a = \sqrt{X_0/X_{0a}} = K_{w1}N_1/K_{w2}N_2$ 、 k_c ：カーター係数、 r_3 、 r_2 、 r_1 ：図 3 参照。

図 6 の f - b 軸等価回路を d 、 j 軸等価回路に変換した後、図 5 の $a\dot{V}_i$ と $V_{A'}$ 間を加えて図 7 の等価回路が得られる。 f - b 軸等価回路と d 、 j 軸等価回路の間には文献 (9) に明らかなように次の関係がある。

$$[\dot{V}_{djq}] = [C]^{-1} [\dot{V}_{fb}] \dots\dots\dots (16)$$

図 5 補助巻線の変換

Fig. 5. Transformation of auxiliary windings.

図 6 f - b 軸等価回路Fig. 6. f - b axis equivalent circuit. 図 7 d - j 軸等価回路Fig. 7. d - j axis equivalent circuit.

$$[\dot{I}_{djq}] = [C]^{-1} [\dot{I}_{fb}] \dots\dots\dots (17)$$

ここで、

$$[\dot{V}_{djq}] = \begin{pmatrix} a\dot{V}_i - \dot{Z}_c \dot{I}_{AS} \\ j\dot{V}_i \\ 0 \\ 0 \end{pmatrix}, [\dot{V}_{fb}] = \begin{pmatrix} \dot{V}_f \\ \dot{V}_b \\ 0 \\ 0 \end{pmatrix} \dots\dots\dots (18)$$

$$[\dot{I}_{djq}] = \begin{pmatrix} \dot{I}_{AS} \\ j\dot{I}_{Ms} \\ \dot{I}_{Ar} \\ j\dot{I}_{Mr} \end{pmatrix}, [\dot{I}_{fb}] = \begin{pmatrix} \dot{I}_{fs} \\ \dot{I}_{bs} \\ \dot{I}_{fr} \\ \dot{I}_{br} \end{pmatrix} \dots\dots\dots (19)$$

$$[C] = \frac{1}{\sqrt{2}} \begin{pmatrix} 1 & 1 & 0 & 0 \\ 1 & -1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & 1 \\ 0 & 0 & 1 & -1 \end{pmatrix} \dots\dots\dots (20)$$

$$\dot{Z}_c = a^2 r_{1a} - r_1 + j(a^2 x_{1a} - x_1 - a^2 X_c) \dots\dots\dots (21)$$

〈3・2〉 特性計算の方法 図6、図7の等価回路を用いて特性計算を行なう。ここではまず、逆相分磁束密度の大きさ $\Delta B/2$ 一定で、 $\alpha_b \approx 0$ を仮定する。これを(14)式に代入すると Z_b が求まる。実際には $\mu_b K = 33.3 \mu_0 K$ として、 K を $1.0 \sim 0.4$ の範囲で変え、後述するように、最適な補正値 K を決定する。 $\dot{Z}_b$ が決定しても、 $\dot{Z}_f$ は回転子の磁束密度 B_m と逆相分磁束密度含有率 γ の関数であるから、一義的に決めることができない。

そこで、本文では以下の手順で Z_f を決定する。図7の等価回路から各部電流は次式で表わされる。

$$\left. \begin{aligned} \dot{I}_{As} &= (1/Y) \{ (A_2 D_1^2 - F^2 D_1 - A_2 D_2^2) a \dot{V}_i \\ &\quad + (-F^2 D_2) j \dot{V}_i \} \\ j \dot{I}_{Ms} &= (1/Y) \{ (-F^2 D_2) a \dot{V}_i + (A_1 D_1^2 \\ &\quad - F^2 D_1 - A_1 D_2^2) j \dot{V}_i \} \\ \dot{I}_{Ar} &= (1/Y) \{ (F^2 - A_2 F D_1) a \dot{V}_i \\ &\quad + (A_1 F D_2) j \dot{V}_i \} \\ j \dot{I}_{Mr} &= (1/Y) \{ (A_2 F D_2) a \dot{V}_i \\ &\quad + (F^2 - A_1 F D_1) j \dot{V}_i \} \end{aligned} \right\} \dots\dots\dots (22)$$

ここで、

$$\left. \begin{aligned} Y &= A_1 A_2 (D_1^2 - D_2^2) - F^2 D_1 (A_1 + A_2) + F^4 \\ A_1 &= \dot{Z}_c + \dot{Z}_1 + \dot{Z}_0, \quad A_2 = \dot{Z}_1 + \dot{Z}_0 \\ F &= \dot{Z}_0, \quad D_1 = \dot{Z}_0 + (1/2)(\dot{Z}_f + \dot{Z}_b) \\ D_2 &= (1/2)(\dot{Z}_f - \dot{Z}_b), \quad \dot{Z}_c = (21) \text{ 式} \\ \dot{Z}_1 &= r_1 + j x_1, \quad 1/\dot{Z}_0 = (1/R_i) + (1/j X_0) \\ \Delta R &= a^2 r_{1a} - r_1, \quad \Delta X = a^2 x_{1a} - x_1 \end{aligned} \right\} \dots\dots\dots (23)$$

図7の回路で、ある入力電圧 $\dot{V}_i$ と X_c において、適当な $\dot{Z}_f$ を仮定すると、各部電流は(22)式から求めることができる。これより、図の誘起電圧 $\dot{E}_A'$ 、 $j\dot{E}_M$ は次のようになる。

$$\left. \begin{aligned} \dot{E}_A' &= \dot{Z}_0 (\dot{I}_{As} + \dot{I}_{Ar}) \\ j \dot{E}_M &= \dot{Z}_0 (j \dot{I}_{Ms} + j \dot{I}_{Mr}) \end{aligned} \right\} \dots\dots\dots (24)$$

上式を f - b 軸に変換して、図6の誘起電圧 $\dot{E}_f$ 、 $\dot{E}_b$ を求める。

$$\left. \begin{aligned} \dot{E}_f &= (1/\sqrt{2})(\dot{E}_A' + j \dot{E}_M) \\ \dot{E}_b &= (1/\sqrt{2})(\dot{E}_A' - j \dot{E}_M) \end{aligned} \right\} \dots\dots\dots (25)$$

$\dot{E}_f$ 、 $\dot{E}_b$ が求まると、磁束と誘起電圧の関係から、 γ と B_m が以下のように導かれる。

$$|\dot{E}_b| = \sqrt{2} \pi K_{w1} N_1 f (2S) B_{bm} \dots\dots\dots (26)$$

$$|\dot{E}_f| = \sqrt{2} \pi K_{w1} N_1 f (2S) B_{fm} \dots\dots\dots (27)$$

$$|\dot{E}| = |\dot{E}_f| + |\dot{E}_b| = \sqrt{2} \pi K_{w1} N_1 f (2S) B_m \dots\dots\dots (28)$$

正相分および逆相分磁束密度は回転子リング内に一樣に浸透し、円周方向に通ずるものとする。 S は回転子リングの断面積で、

$$S = (r_2 - r_1) L \dots\dots\dots (29)$$

(26)~(28)式から、 γ は次式で表わされる。

$$\gamma = B_b/B_m = |\dot{E}_b|/|\dot{E}| = |\dot{E}_b|/(|\dot{E}_f| + |\dot{E}_b|) \dots\dots\dots (30)$$

リング内の最大磁束密度 B_m は次のように表わされる。

$$B_m = \{ |\dot{E}_f| + |\dot{E}_b| \} / \sqrt{2} \pi K_{w1} N_1 f (2S) \dots\dots\dots (31)$$

(30)、(31)式で、 γ 、 B_m が求まると、これを図2に適用して、新しい μ_f 、 α_f が求まり(13)式より新たに $\dot{Z}_f$ が求まる。以上述べた方法によって計算機により $\dot{Z}_f$ が収束するまで反復計算する。これを数回行なうと $\dot{Z}_f$ は一定値に収束する。この収束値 $\dot{Z}_f$ を用いて、そのとき設定した入力電圧 $\dot{V}_i$ 、コンデンサ容量における脱出トルク、電流、力率、効率などを等価回路より容易に求めることができる。

〈3・3〉 補正係数 K の決定

〈3・2〉節のように、 ΔB 一定な逆相分を考えて解析すると、計算値は実測値との間にかかなり大きな誤差を生ずる。その理由は前記したように、一次巻線には比較的大きな漏れインピーダンスのほか、補助巻線にはコンデンサによるかなり大きな外部インピーダンスが接続されているため、 ΔB 一定な逆相分の条件は成立していないためと考えられる。結局、 ΔB 一定と ΔH 一定の中間の状態にあると推察できる。これは既に筆者の一人が明らかにしたように、 μ_b が等価的に小さくなることである。本文では $\mu_b (= 33.3 \mu_0)$ に $K (K < 1)$ を乗じて、次のような適当な値となるように決定した。

入力電圧 100 V において、 $K = 1.0 \sim 0.4$ の範囲で、脱出トルクを計算し、実測値を真の値としたときの平均誤差率 ε_r を求めた。その結果を図8に示す。図から次のことがわかる。ほぼ円回転磁界に近い $C = 3.5$ 、 $4.0 \mu F$ 付近では ε_r は小さく、かつ K の値に関係なくほぼ一定である。これは逆相分磁界そのものが小さいためである。 C がこの値を離れるほど、 ε_r の K に対する依存性は大きくなる。これはその値を離れるほ

図 8 脱出トルクの平均誤差率対補正係数特性

Fig. 8. Average error rate characteristics of pull-out torque vs. correction factor.

ど、逆相分が大きくなり、しかもそれは ΔB 一定な逆相分 ($K=1$) でないことを示している。

図から $K=0.45$ は ε_T がすべての C の値に対し、ほぼ最小値に近く妥当であることがわかり、本文では $K=0.45$ に決定した*。

4. 試料電動機による実測値と計算値

〈4・1〉 試料電動機 単相4極, 50 Hz コンデンサ分相形ヒステリシス電動機で以下の仕様である。

図 9 回転子リングの透磁率とヒステリシス角

Fig. 9. Permeability μ_2/μ_0 and hysteresis angle α_2 of rotor ring.

*: $\mu_{MB} (=33.3 \mu_0)$ は補正後 $K \mu_{MB} \approx 15 \mu_0$ と小さくなるが、これは ΔB 一定な逆相分と ΔH 一定な逆相分の中間の場合におけるループ L_p (図1) 上の位置に対する平均的逆相分透磁率と考えることができる。

図 10 同期脱出時特性 ($C=3.5 \mu F$)

Fig. 10. Synchronous pull-out characteristics ($C=3.5 \mu F$).

図 11 同期脱出時特性 ($C=2.0 \mu F$)

Fig. 11. Synchronous pull-out characteristics ($C=2.0 \mu F$).

(1) 固定子 主巻線巻数: 1,560 回, 補助巻線巻数: 3,120 回, 巻線ピッチ (主, 補助巻線ともに等しく): 4/6, スロット数: 24, 主巻線漏れインピーダンス $r_1 + jx_1 = 54.5 + j33.8 \Omega$ (28°C), 補助巻線漏れインピーダンス $r_{1a} + jx_{1a} = 205 + j133 \Omega$ (28°C), $2r_s = 51.2 \text{ mm}$, 固定子鉄心積厚: 26.0 mm, 巻線係数 (主, 補助巻線ともに等しく) $K_{w1} = K_{wa} = 0.7887$, 力

(a)

(b)

図 12 同期脱出時特性 ($C=5.0 \mu\text{F}$)Fig. 12. Synchronous pull-out characteristics ($C=5.0 \mu\text{F}$).

ター係数 k_e : 1.125, $R_i=2150 \Omega$.

(2) 回転子 $2r_2=50.185 \text{ mm}$, $2r_1=36.50 \text{ mm}$, $L=26.1 \text{ mm}$, 試料機は定格コンデンサ容量 $2 \mu\text{F}$, 定格電圧 $V_i=100 \text{ V}$, ギャップの長さ 0.2 mm のものを 0.5 mm と大きくして空間高調波磁束の影響を極力小さくした。 $C \approx 3.5 \mu\text{F}$ でほぼ円回転磁界となる。

*: 紙面の都合で、 $C=2.5, 3.0, 4.0, 4.5 \mu\text{F}$ の場合の計算値と実測値の比較を省略したが、 $C=3.0, 4.0, 4.5 \mu\text{F}$ の場合は $C=3.5 \mu\text{F}$ の場合 (図 10) と同程度、 $C=2.5 \mu\text{F}$ は $C=2.0 \mu\text{F}$ の場合 (図 11) と同程度の誤差で、何れも比較的良好一致であった。

**： 図 12 において T , η などの計算値が実測値と比較して、やや誤差が大きくなるのは、異常現象時は I_M , I_A が正弦波から大きく離れたひずみ波となり、時間高調波の影響が現われるためである⁽⁴⁾。また、 $V_i=80 \text{ V}$ 以上の計算値がないのは、動作磁束密度 B_m が図 2 で 12 kG 以上となり、計算範囲外となるためである。

図 13 γ 対 V_i 特性Fig. 13. Content rate γ of negative phase component of flux density vs. input voltage.

なお、回転子リングの磁気定数 (μ_2/μ_0 , α_2) を図 9 に示す。

〈4・2〉 実測値と計算値の比較 図 10～図 12 に脱出時特性を示す。 $K=0.45$ とするときは、 C の広範囲の値にわたって、脱出トルク、電流、力率、効率などすべて、実測値と計算値は比較的良好一致しており、この解析法が妥当であることがわかる*。

C が $4.5 \mu\text{F}$ 以上に大きくなると、コンデンサ分相形ヒステリシス電動機に特有なトルク異常現象が発生し、図 13 にみられるように、主巻線回路が並列鉄共振状態かそれに近く、また、補助巻線回路は直列鉄共振状態がそれに近い状態となり、脱出トルクに谷を生ずる (図 12) が⁽⁴⁾、本解析法はこれらも含めてほぼ表示できることが明らかとなった**。

5. 容量 C と γ との関係

図 10～図 12 の脱出時特性において、主として回転子リングの非線形特性のため、入力電圧 V_i に対する γ の値は変化することが考えられる。図 13 はその計算値を示す。図から γ の最小値すなわち円回転磁界に最も近いコンデンサ容量は $3.5 \mu\text{F}$ と $4.0 \mu\text{F}$ の間であることがわかる。 $C=3.5 \mu\text{F}$ でも $\gamma \approx 4\%$ で、逆相分磁束密度をある程度含むことがわかる。 C が $3.5 \mu\text{F}$ 以下のときは、 V_i の増加とともに γ は単調に減少するのに対し、 $C=3.5 \mu\text{F}$ 以上では、 V_i の増大とともにやや複雑な変化をする様子がわかる。

6. む す び

コンデンサ分相形ヒステリシス電動機は回転子が非線形磁気特性のために、入力電圧 V_i とコンデンサ容量 C が与えられても正相分および逆相分磁束密度などは一義的に決定できないが、そのほかに、逆相分磁束密度が ΔB 一定の場合と ΔH 一定の場合の中間に相当するなど解析は著しく困難である。

本文では、これらを解決するために、(i) まず、 ΔB 一定な逆相分磁束密度を仮定して Z_0 を決める。(ii) 他方で、回転子の磁気特性から、 B_m と γ を与えたときの μ_f , α_f を求めておく(図2)。(iii) Z_f を仮定して、 $f-b$ 軸等価回路と $d-jq$ 軸等価回路を用いて、 Z_f を反復計算で決定し、最後に、(iv) C の広範囲の場合について、補正係数 K を変えたときの、トルクの平均誤差率 ε_T を求める。 C のいずれの値の場合にも ε_T が最小または最小に近くなるように、最適な K の値を決定するもので、特性の計算値と実測値の比較はよい。本解析法はこの種電動機の最適な設計に直接役立てることができる。と考える。

最後に試料電動機はソニー(株)の佐々木、山本両氏によって御援助戴いたものであり、討論、実験に研究室の久保田君、卒研生の諸君に助力して戴いた。以上の方々に厚く感謝する。

(昭和58年1月31日受付, 同58年6月13日再受付)

文 献

- (1) 片岡:「ヒステリシス電動機の特性に及ぼす逆相分回転磁界の影響」電学誌 90, 2041 (昭 45-10)
- (2) 湧井:「ヒステリシス電動機の特性に及ぼす高調波磁界の影響, 基礎考察 I」電学誌 B 93, 1 (昭 48-1)
- (3) 湧井:「同上 基礎考察 II」電学誌 B 93, 129 (昭 48-4)

- (4) 湧井:「コンデンサ分相形ヒステリシス電動機のトルク異常現象」電学誌 B 92, 89 (昭 47-2)
- (5) 湧井・富田:「ヒステリシス電動機の特性に及ぼす高調波磁束密度の影響」電学誌 B 102, 25 (昭 57-1)
- (6) 湧井・堀井:「方形波電圧で運転した場合のヒステリシス電動機特性の一解析法」電学誌 B 102, 71 (昭 57-2)
- (7) B.R. Teare, Jr.: "Theory of Hysteresis Motor Torque" *Trans. Amer. Inst. Elect. Engrs.* 59, 907 (1940)
- (8) 湧井・草刈:「ヒステリシス電動機の同期脱出トルクについて」電学誌 85, 1044 (昭 40-6)
- (9) 宮入: 電気・機械エネルギー変換工学 212 (昭 51-3) 丸善

付 録

図2において、実験値より求めた μ_f , $\alpha_f (= \alpha_2)$ (実線)をそれぞれ B_m に対する5次および4次の多項式で表わし、最小二乗法で近似曲線(破線)を求めた。

$$\mu_f = a_0 + a_1 B_m + \dots + a_5 B_m^5 \dots \dots \dots (\text{付 1})$$

$$\alpha_f (= \alpha_2) = b_0 + b_1 B_m + \dots + b_4 B_m^4 \dots (\text{付 2})$$

ここで、(付1), (付2)式の係数は付表1に示すとおりである。 $\gamma = 24\%$ では B_m の低い方で近似曲線は相違が大きくなるが、 γ が大きくなると、 B_m の大きい方のみか実際の計算に必要であり支障はない。

付表 1 近似多項式の係数

app. Table 1. Coefficient of approximate polynomial.

	γ	a_0	a_1	a_2	a_3	a_4	a_5
$\frac{\mu_f}{\mu_0}$	0	2.003	174.8	-327.3	333.4	-90.93	-35.69
	4	-5.444	252.2	-561.2	693.7	-337.6	23.69
	8	-9.635	301.2	-720.9	997.9	-576.4	86.41
	12	-26.86	489.4	-1,413	2,243	-1,552	357.9
	16	-56.26	830.3	-2,784	4,842	-3,658	963.5
	20	-195.9	2,396	-9,028	16,160	-12,660	3,550
	24	-1,329	15,110	-59,650	105,800	-83,040	23,670
$\alpha_2 (= \alpha_f)$		b_0	b_1	b_2	b_3	b_4	—
		-8.460	207.3	-448.4	519.0	-224.2	—