

対称三相巻コンデンサモータの 図式考察法— \dot{k} 法, \dot{k}^* 法—の応用

宮 入 庄 太*

信州大学工学部 電気工学教室

(昭和32年9月4日受理)

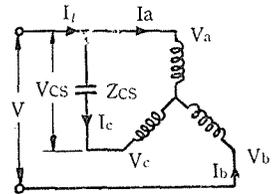
1. 緒 言

筆者は既に対称三相巻コンデンサモータ, 非対称二相巻コンデンサモータ等に対する一種の図式考察法を提唱し, 便宜上是を \dot{k} 法, \dot{k}^* 法と仮称した。この方法に依れば諸特性の計算が迅速に出来る許りでなく特性全般及び諸特性間の相互関係等の直観的把握に極めて便利である。⁽¹⁾

本論文の目的はこの図式考察法の工学的応用面を示すにあるが読者の便を考え, 以下にこの考察法そのものゝ概略を述べてから本論に入る。

\dot{k} 法 この方法は挿入インピーダンスを一定とした時の電動機の対速度特性を知る方法である。第1図に於て各相の相電圧は三相对称座標法で示すと

$$\left. \begin{aligned} V_a &= V_1 + V_2 \\ V_b &= \alpha^2 V_1 + \alpha V_2 \\ V_c &= \alpha V_1 + \alpha^2 V_2 \quad \text{但し } \alpha = \varepsilon^{j2\pi/3} \end{aligned} \right\} \dots\dots(1)$$



第 1 図

挿入インピーダンス Z_{cs} にかかる電圧 V_{cs} は

$$V_{cs} = Z_{cs} I_c = V_a - V_c = (1 - \alpha)V_1 + (1 - \alpha^2)V_2 \dots\dots(2)$$

又, 電源電圧 V は

$$V = V_a - V_b = (1 - \alpha^2)V_1 + (1 - \alpha)V_2 \dots\dots(3)$$

平衡運転時には $V_2 = 0$ で, この時の V_1 を V_{10} とすると(3)式から

$$V_{10} = V / (1 - \alpha^2) = \varepsilon^{-j30^\circ} V / \sqrt{3} \dots\dots(4)$$

こゝに於て $\dot{A}_1, \dot{A}_2, \dot{k}$ を次の様に定義する。

$$\dot{A}_1 = V_1 / V_{10}, \quad \dot{A}_2 = V_2 / V_{10} \dots\dots(5)$$

$$\dot{k} = V_{cs} / V / 2 = 2Z_{cs} I_c / V \dots\dots(6)$$

然る時は(2), (3)式より是等三者の関係式として次式が得られる。

$$\left. \begin{aligned} \dot{A}_1 &= (\dot{k} + 2\alpha^2) j / 2\sqrt{3} \\ \dot{A}_2 &= (1 - \dot{A}_1) \varepsilon^{j60^\circ} = \dot{A}_2' \varepsilon^{j60^\circ} \end{aligned} \right\} \dots\dots(7)$$

但し $\dot{A}_2' = 1 - \dot{A}_1$

* 信州大学助教授

[註1] A_1, A_2, k のみに \cdot を附す。他の量は \cdot がないからと言つて必ずしもスカラー量ではない。

$$\dot{k} = \frac{-(I_w + j\sqrt{3}I'_w)}{-(I_w + I_M)} \dots\dots\dots (13)$$

但し $I_M = \frac{3}{2} \cdot \frac{V/\sqrt{3}}{Z_{cs}} \dots\dots\dots (14)$

電流 I_{vs} , I_w は滑りを変数とする円軌跡になる事は既に明らかな事で筆者は是を I_{vs} 円, I_w 円と呼んでおこう。扱てこの I_{vs} 円, I_w 円を画きさえすれば (13)式に依り \dot{k} は図式的に容易に求まり, 速度の上昇につれて \dot{k} が如何様に変化するかを示す事の出来る曲線 (是を \dot{k} 曲線と呼んでおく) を作る事が出来る。この \dot{k} 曲線はその定義からコンデンサ電圧を示している許りでなく, 第2図の関係から A_1 , A_2 の変化情況をも示しているわけである。

筆者は既にあらゆる単相誘導電動機の線電流軌跡は円になる事を指摘した⁽²⁾。従つてこの場合 I_l の軌跡は円になるので (12)式から $s=1, 0, \infty$ に於ける I_l を求めて I_l 円を決定すれば滑りの尺度線も設定する事が出来る。又 (6)式から $I_c \propto \dot{k}$ そして $\dot{k}=1$ の時 $I_c = V/2Z_{cs}$ 依つて \dot{k} 曲線を描く時 \dot{k} の基準ベクトルを I_l の電流座標で $V/2Z_{cs}$ にとつておくと \dot{k} 曲線は同時に I_c 曲線にもなり得る。斯くして I_l, I_c が図上に示されれば $I_a = I_l - I_c$ として I_a も直ちに知り得る。この様にして I_l, I_a, I_c 等の速度に対する変化情況を図上に一目瞭然たらしめる事が出来る。

\dot{k}^* 法 \dot{k} 法に対し \dot{k}^* 法はある一定の滑りに於て挿入インピーダンスを変えた時の特性の変化を見易くした方法で本質的には \dot{k} 法と変る所がない。この場合は (13)式に於て I_w, I'_w は一定で I_M が可変ベクトルである。筆者は I_M のベクトル軌跡が円又は直線等の場合に \dot{k} の軌跡はいかになるかの諸定理を上げた⁽³⁾。一般にベクトルを図示する場合に進みの方向は反時計方向にとられるが \dot{k}^* 法に於ては一部のベクトルに対して時計方向にとり是を区別するために *印を附した。 \dot{k}^* 法の *印もかゝる意味を持つている。

2. 三相對称巻コンデンサモータの起動時の円線図

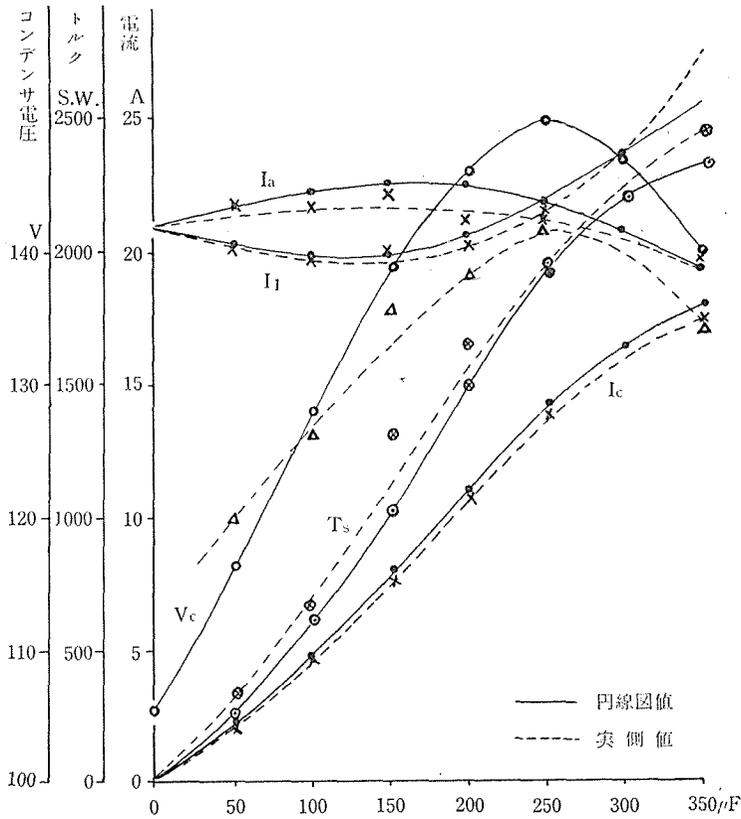
二相巻コンデンサモータの起動時の円線図は既に数氏⁽⁴⁾⁽⁵⁾⁽⁶⁾に依り発表されているに拘らず三相對称巻コンデンサモータに対しては筆者の知れる範囲に於ては是から述べんとするものが最初の様である。筆者の \dot{k}^* 法に依る時はこの場合の円線図が何の技巧も要せず自然に誘導され, 是に依つて起動特性を極めて簡潔に知る事が出来る。即ち起動時は $I'_w = 0, I_w = I_{vs=1}$ となり (12)式から

$$\left. \begin{aligned} I_a &= (1 + \dot{k}/2)I_{vs=1}/\sqrt{3} \\ I_l &= (2 - \dot{k}/2)I_{vs=1}/\sqrt{3} \\ I_c &= (1 - \dot{k})I_{vs=1}/\sqrt{3} \end{aligned} \right\} \dots\dots\dots (15)$$

となり, \dot{k} は (13), (14)式から

$$\dot{k} = \frac{-I_{vs=1}/\sqrt{3}}{-(I_{vs=1}/\sqrt{3} + j\omega C V/2)} \dots\dots\dots (16)$$

上式に於て C を変数とした時に, \dot{k} の軌跡がどうなるかを知れば, 是から直ちに I_a, I_l



第 5 図

iii) 証明

第4図に於て $\vec{OP} = I_{vs=1}/\sqrt{3}$, $\vec{MO} = j\omega cV/2$ なる故 (16)式より

$$k = \vec{PO} / \vec{PM}$$

コンデンサ容量 C が変わると点 M は $-j$ 軸上を移動する。そこで \vec{PO} を基準ベクトルにとると k^* のベクトル頭の軌跡は PE_1 を直径とする円になる事は筆者が前論文(1)で指摘した通りである。そして

$$k^* = \vec{PK}_1^* / \vec{PO}^*$$

$$\therefore 1 - k^* = (\vec{PO}^* - \vec{PK}_1^*) / \vec{PO}^* = \vec{K}_1O^* / \vec{PO}^*$$

$$\vec{K}_1O = (1 - k^*) \vec{PO}^*$$

$$\vec{OK}_1^* = (1 - k^*) \vec{OP}^* = (1 - k^*) I_{vs=1} / \sqrt{3}$$

故に (15)式の I_c の式から

$$\vec{OK}_1^* = I_c^*$$

又 K_2 は PK_1 の中点になるから

$$\vec{PK}_2^*/\vec{PO}^* = \dot{k}^*/2$$

$$\begin{aligned} 1 + \dot{k}^*/2 &= (\vec{PO}^* + \vec{PK}_2^*)/\vec{PO}^* = (\vec{P}'P^* + \vec{PK}_2^*)/\vec{PO}^* \\ &= \vec{P}'K_2^*/\vec{PO}^* = \vec{K}_2P'^*/\vec{OP}^* \end{aligned}$$

$$\therefore \vec{K}_2P'^* = (1 + \dot{k}^*/2)\vec{OP}^* = (1 + \dot{k}^*/2)I_{vs^*=1}/\sqrt{3} = I_a^*$$

$$\text{又 } 2 - \dot{k}^*/2 = 2 - \vec{PK}_2^*/\vec{PO}^* = (\vec{PO}'^* - \vec{PK}_2^*)/\vec{PO}^* = \vec{O}'K_2^*/\vec{OP}^*$$

$$\therefore \vec{O}'K_2^* = (2 - \dot{k}^*/2)\vec{OP}^* = (2 - \dot{k}^*/2)I_{vs^*=1}/\sqrt{3} = I_l^*$$

又 \dot{k} の定義から

$$V_{cs} = \dot{k} V/2$$

然るに

$$\dot{k}^*/2 = \vec{PK}_2^*/\vec{PO}^*$$

$$\therefore V_{cs}^* = V^* \dot{k}^*/2 = V^* \vec{PK}_2^*/\vec{PO}^*$$

依つて \vec{PO}^* を V^* とみなすと V_{cs}^* は \vec{PK}_2^* で示される。又 \vec{AB}^* は \vec{A}_1^* , \vec{A}_2^* の基準ベクトルであるから, $\vec{A}_1^* = \vec{AK}_1^*/\vec{AB}^*$, $\vec{A}_2^* = \vec{K}_1B^*/\vec{AB}^*$ となる。是を(8)式に代入し且つ $[\tau_s]_{s=1} = [\tau_{2-s}]_{s=1}$ なる故

$$\begin{aligned} T_{s=1} &= \tau_{s=1} (\overline{AK_1^2} - \overline{K_1B^2}) / \overline{AB^2} \\ &= \tau_{s=1} \cdot \overline{OC}/\overline{OB} \end{aligned}$$

3. 三相对称巻コンデンサモータと二相准対称巻 コンデンサモータとの等価性

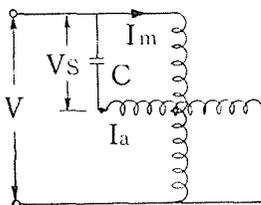
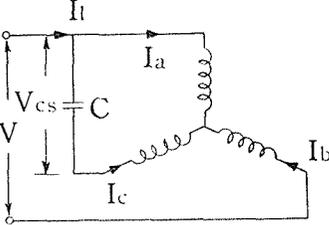
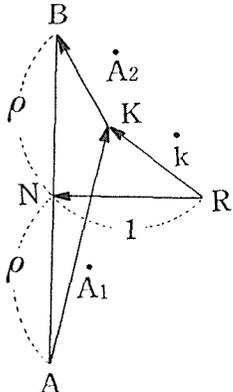
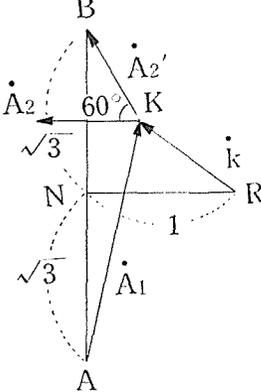
筆者は二相巻, 三相巻のコンデンサモータを \dot{k} 法で比較考察した結果, 次の結論を得た。

(i) $Z_{01, 3\phi}$ (三相定数) のインピーダンスを持ち, その挿入コンデンサ容量が $C_{3\phi}$ である三相对称巻コンデンサモータは主巻線のインピーダンス $Z_{01, 2\phi}$ (二相定数) が $2Z_{01, 3\phi}$ に, その挿入コンデンサ $C_{2\phi}$ が $C_{3\phi}/4$ に等しく, 且つその巻数比 ρ が $\sqrt{3}$ である二相准対称巻コンデンサモータに入力, 能率, 出力, トルク等全く同一である。

(ii) 固定子巻線を施す時, 空隙磁束密度, 使用銅量を同一とすると三相对称巻にした場合と $\rho = \sqrt{3}$ の二相准対称巻にした場合とでは前者に4倍のコンデンサ容量のものをを用いれば全く同一特性のモータになる。

(iii) (ii) と全く同じ条件の上に更に挿入コンデンサーも同一にする場合は, 三相对称巻コンデンサモータの電源電圧を $\rho = \sqrt{3}$ の二相准対称巻コンデンサモータの電源電圧の2倍にすれば両電動機は同一特性になる。但し, 上記(i)(ii)(iii)とも二相巻, 三相巻の場合の巻線係数の差異は無視してある。扱て上述の(i)(ii)(iii)で固定子巻線が二相巻, 三相巻の場合とで特性がどうなるか大分明瞭になつたわけで, 是等は \dot{k} 法に依つてのみよく知り得る結果ではないだろうか? 以下に上記の事項を証明しよう。第1表は二相准対称巻に対する \dot{k} 法と三相对称巻に対する \dot{k} 法の比較表示で是から述べる

第1表 二相対称巻と三相對称巻の比較

	 <p>(准対称巻)</p>	 <p>(対称巻)</p>
k の定義	$\dot{k} = V_s / V$	$\dot{k} = V_{cs} / V / 2$
k の 図式計算式	$\dot{k} = \frac{-(I_w + j\rho I'w)}{-(I_w + IM)}$ $IM = \rho^2 j\omega C V$ $I_w = \frac{1}{2} \left(\frac{V}{Z_{01}} + \frac{V}{Z_{02}} \right)$ $I'w = \frac{1}{2} \left(\frac{V}{Z_{01}} - \frac{V}{Z_{02}} \right)$ $Z_{01}, Z_{02} : \text{二相定数}$	$\dot{k} = \frac{-(I_w + j\sqrt{3} I'w)}{-(I_w + IM)}$ $IM = \frac{3}{2} \frac{V}{\sqrt{3}} j\omega C = \frac{\sqrt{3}}{2} j\omega C V$ $I_w = \frac{1}{2} \left(\frac{V/\sqrt{3}}{Z_{01}} + \frac{V/\sqrt{3}}{Z_{02}} \right)$ $I'w = \frac{1}{2} \left(\frac{V/\sqrt{3}}{Z_{01}} - \frac{V/\sqrt{3}}{Z_{02}} \right)$ $Z_{01}, Z_{02} : \text{三相定数}$
k, A_1, A_2 の 関 係		
トルクの式	$T_s = \tau_s A_1^2 - \tau_{2-s} A_2^2$	$T_s = \tau_s A_1^2 - \tau_{2-s} A_2'^2$
I_l	$I_l = \left(1 + \frac{1}{\rho^2} \right) I_w - \frac{1}{\rho^2} (I_w - j\rho I'w) \dot{k}$	$I_l = \frac{1}{\sqrt{3}} \left\{ 4 I_w - (I_w - j\sqrt{3} I'w) \dot{k} \right\}$
コンデンサ電流	$I_a = \frac{1}{\rho^2} (I_w + j\rho I'w) - \frac{1}{\rho^2} I_w \dot{k}$	$I_c = \frac{1}{\sqrt{3}} \left\{ (I_w + j\sqrt{3} I'w) - I_w \dot{k} \right\}$
コンデンサの ボルトアンペア	$k^2 V ^2 \omega C$	$k^2 V ^2 \omega C / 4$

事を理解し易い様に掲げた。これからは二相准対称巻コンデンサモータを二相機、三相對称巻コンデンサモータを三相機と略称し、又二相機、三相機のを 2ϕ , 3ϕ の足字を附して区別する。たとえば二相機のコンデンサ容量は $C_{2\phi}$, 三相機のそれは $C_{3\phi}$ とする。

ある固定子巻線に二相巻にする場合と三相巻(Y 結線とする)にする場合とで空隙磁束密度を同一にとるものとする。両者の有効巻数 w は 1 相にかゝる電圧に比例する。即ち

$$\frac{w_{2\phi}}{w_{3\phi}} = \frac{1}{1/\sqrt{3}} = \sqrt{3} \dots\dots\dots(18)$$

2 次 1 相の漏洩インピーダンスを 1 次に換算したものを Z_2 , 励磁インピーダンスを Z_m とすると

$$\frac{Z_{m, 2\phi}(\text{二相定数})}{Z_{m, 3\phi}(\text{三相定数})}, \frac{Z_{2, 2\phi}(\text{二相定数})}{Z_{2, 3\phi}(\text{三相定数})} = \frac{2(\text{相数})}{3(\text{相数})} \cdot \left(\frac{w_{2\phi}}{w_{3\phi}}\right)^2 = 2 \dots\dots\dots(19)$$

又 1 極 1 相当りの溝数 q の比は

$$q_{2\phi}/q_{3\phi} = 3/2 \dots\dots\dots(20)$$

依つて 1 溝当りの巻数 t の比は

$$\frac{t_{2\phi}}{t_{3\phi}} = \frac{w_{2\phi}/q_{2\phi}}{w_{3\phi}/q_{3\phi}} = \frac{2}{\sqrt{3}} \dots\dots\dots(21)$$

今二相巻の場合も全体の銅量を同一とすると 1 溝当りの銅量も等しい。そしてこの時の 1 次漏洩インピーダンス Z_1 は q と t^2 に略比例する筈である。依つて

$$\frac{Z_{1, 2\phi}}{Z_{1, 3\phi}} = \frac{q_{2\phi}}{q_{3\phi}} \cdot \left(\frac{t_{2\phi}}{t_{3\phi}}\right)^2 = \frac{3}{2} \left(\frac{2}{\sqrt{3}}\right)^2 = 2 \dots\dots\dots(22)$$

(19) (22)式より、同一速度に於ける正相インピーダンスの比は、

$$\frac{Z_{01, 2\phi}(\text{二相定数})}{Z_{01, 3\phi}(\text{三相定数})} = 2 \dots\dots\dots(23)$$

$$\therefore \frac{I_{vs, 2\phi}}{I_{vs, 3\phi}} = \frac{V/Z_{01, 2\phi}}{V/\sqrt{3}/Z_{01, 3\phi}} = \frac{\sqrt{3}}{2} \dots\dots\dots(24)$$

故に、 $I_w, I'w$ に於ても全く同様な関係が成立し

$$I_{w, 2\phi} = \sqrt{3}/2 I_{w, 3\phi}, \quad I'_{w, 2\phi} = \sqrt{3}/2 I'_{w, 3\phi} \dots\dots\dots(25)$$

又正相トルク τ_s , 逆相トルク τ_{2-s} , 出力 P (同一速度に於ける) の比は

$$\begin{aligned} \frac{\tau_{s, 2\phi}}{\tau_{s, 3\phi}} \text{ or } \frac{\tau_{2-s, 2\phi}}{\tau_{2-s, 3\phi}} \text{ or } \frac{P_{2\phi}}{P_{3\phi}} &= (\text{相数の比}) \times (\text{電流の比})^2 \times (\text{インピーダンスの比}) \\ &= \frac{2}{3} \times \left(\frac{\sqrt{3}}{2}\right)^2 \times 2 = 1 \dots\dots\dots(26) \end{aligned}$$

$$\text{又 } \frac{k_{2\phi}}{k_{3\phi}} = \frac{I_{w2\phi} + j\rho I'_{w2\phi}}{I_{w2\phi} + I_{M2\phi}} / \frac{I_{w3\phi} + j\sqrt{3} I'_{w3\phi}}{I_{w3\phi} + I_{M3\phi}} \dots\dots\dots(27)$$

上式に (25)式を代入、且つ $\rho = \sqrt{3}$ とおいてみよう。然る時

$$= \frac{I_{w3\phi} + I_{M3\phi}}{I_{w3\phi} + 2/\sqrt{3} \cdot I_{M2\phi}}$$

故に $I_{M3\phi} = 2/\sqrt{3} \cdot I_{M2\phi}$ なる時 $k_{2\phi} = k_{3\phi}$ になる。そして $I_{M3\phi} = 2/\sqrt{3} \cdot I_{M2\phi}$ のた

めには

$$C_{3\phi} = 4 C_{2\phi}$$

扱て、第1表より明らかな如く $\rho = \sqrt{3}$ で $\dot{k}_{2\phi} = \dot{k}_{3\phi}$ の時は $\dot{A}_{1,2\phi}$, $\dot{A}_{2,2\phi}$ と $\dot{A}_{1,3\phi}$, $\dot{A}_{2,3\phi}$ の関係係は全く同一になる。即ち電動機の不平衡度、出力、トルクは全く両者同一となり、又この時の入力電流 I_l は

$$\frac{I_{l,2\phi}}{I_{l,3\phi}} = \frac{(1+1/3)I_{w,2\phi} - 1/3(I_{w2\phi} - j\sqrt{3} I'_{w})\dot{k}_{2\phi}}{[4 I_{w,3\phi} - (I_{w,3\phi} - j\sqrt{3} I'_{w})\dot{k}_{3\phi}] / (2\sqrt{3})}$$

上式に (25)式と $\dot{k}_{2\phi} = \dot{k}_{3\phi}$ の関係を入れると

$$= 1 \dots\dots\dots(28)$$

となる。即ち $\rho = \sqrt{3}$, $C_{3\phi} = 4 C_{2\phi}$ の時の電動機入力在同一で且つ前述の如く出力も同一であるから能率も従つて等しい。又この時の $C_{3\phi}$ にかゝる電圧は $C_{2\phi}$ のそのの2倍で両者のVAの比は1になる。以上述べた事に依り (i) (ii) は証明された。

この場合コンデンサ回路の電流の比は

$$\frac{I_{a2\phi}}{I_{c3\phi}} = (\text{コンデンサ電圧の比}) \times \frac{C_{2\phi}}{C_{3\phi}} = 2 \times \frac{1}{4} = \frac{1}{2} \dots\dots\dots(29)$$

故にこの相の電流密度の比は

$$\frac{A_{2\phi}}{A_{3\phi}} = \frac{I_{a,2\phi}}{I_{c,3\phi}} \cdot \frac{S_{2\phi}}{S_{3\phi}} = 1 \dots\dots\dots(30)$$

但し、 S は導体1本の断面積で

$$\frac{S_{2\phi}}{S_{3\phi}} = \frac{(\text{全銅量})/2/\sqrt{3}}{(\text{全銅量})/3/w_{3\phi}} \cdot \frac{w_{2\phi}}{w_{3\phi}} = \frac{w_{3\phi}}{w_{2\phi}} \cdot \frac{\sqrt{3}}{2} = \frac{1}{2} \dots\dots\dots(31)$$

即ちコンデンサの挿入されている相の電流密度は同一である。但し二相機の主巻線と三相機の a 相又は b 相の電流密度は平衡運転時以外は異なり局部的に考えた巻線の温度上昇等は異つてくる。従つてこの等価性とは入力、出力、能率、銅損、鉄損等を全体として外部から見た時の等価性をいうのである。

次に (iii) を証明する。今たとへば二相機に対しては100V、三相機に対しては200Vの電源を用いる事とする。然る時は (i) (ii) の場合に比ベ有効巻数比の関係が異なつて来て

$$w_{2\phi}/w_{3\phi} = \sqrt{3}/2 \dots\dots\dots(32)$$

従つて

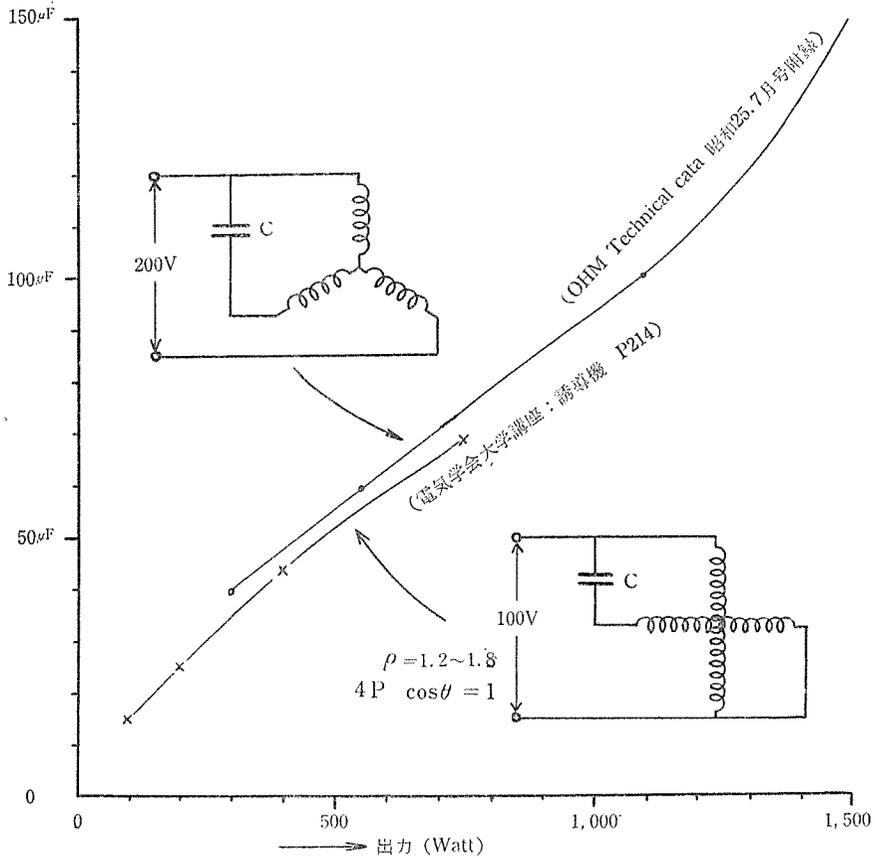
$$Z_{01,2\phi}/Z_{01,3\phi} = 1/2 \dots\dots\dots(33)$$

$$\therefore \frac{I_{vs,2\phi}}{I_{vs,3\phi}} = \frac{I_{w,2\phi}}{I_{w,3\phi}} = \frac{I'_{w,2\phi}}{I'_{w,3\phi}} = \frac{V/Z_{01,2\phi}}{2V/\sqrt{3}/Z_{01,3\phi}} = \sqrt{3} \dots\dots\dots(34)$$

従つて $\rho = \sqrt{3}$, $C_{2\phi} = C_{4\phi}$ の時(27)式から $\dot{k}_{2\phi} = \dot{k}_{3\phi}$ になり、特性の全く同じ電動機になる。斯くして (iii) が成立する事がわかる。第6図は二相巻、三相巻のコンデンサモータの出力対挿入コンデンサ容量の適量値を実験的に求められているものを筆者が是を曲線に示して両者を比較したもので両曲線は一致の傾向を示している。是は筆者が指摘した (iii) の事項を考えると決して偶然でない事がわかる。

又 (iii) の事項から100Vで使用されていた二相コンデンサモータを200Vの電源で使用

せんとする場合、同じ二相巻に巻替えを行うよりも三相对称巻に差替えればコンデンサは容量の点、耐圧の点等そのまま間に合い、然も電動機は略同一特性のものになる事がわかる。



4. k 法を応用した不平衡三相電圧の正相分、逆相分の求め方

既に三相電圧（又は電流）の正相分、逆相分の図式求め方に種々の方法が知られているが、⁽⁷⁾⁽⁸⁾ k 法から極めて簡単な方法を得たので以下に是を説明する。

第7図に於て

$\triangle UVW$: 不平衡三相電圧のベクトル三角形 (但し零相分は含まないものとする)

$\triangle UVA, \triangle UVB$: UV を一辺とする正三角形

$\triangle BWC$: BW を一辺とする正三角形

とする。然る時電圧 V_u, V_v, V_w の正相分 V_1 、逆相分 V_2 は

$$\left. \begin{aligned} V_1 &= \varepsilon^{j60^\circ} \vec{AW} / 3 \\ V_2 &= \varepsilon^{j60^\circ} \vec{WC} / 3 \end{aligned} \right\} \dots\dots\dots (35)$$

又線間電圧 V_{vu}, V_{wv}, V_{uw} の正相分 V_1' , 逆相分 V_2' は

$$\left. \begin{aligned} V_1' &= 1/\sqrt{3} \cdot j \vec{AW} \\ V_2' &= 1/\sqrt{3} \cdot j \vec{WB} \end{aligned} \right\} \dots\dots\dots (36)$$

又不平衡率 H_v は

$$H_v = |V_2/V_1| \text{ 又は } |V_2'/V_1'| = \overline{WC}/\overline{AW} \dots\dots\dots (37)$$

として求められる。

今是を証明する。三相誘導機に不平衡三相電圧が印加されている場合と三相对称巻コンデンサモータとを比較対照してみると第8図の如くになり

$$V_{vu} = V, \quad V_{wu} = V_{cs} \dots\dots\dots (38)$$

に相等する。従つて第8図の(a) の場合の k は(6)式より

$$k = V_{wu} / (V_{vu}/2) \dots\dots\dots (39)$$

第7図で AB と UV との交点を N とすると

$$\begin{aligned} \sqrt{3} UN &= \overline{BN} = \overline{AN}, \\ \angle UNB &= 90^\circ \end{aligned}$$

の関係にあるので \vec{UN} を k の基準ベクトルと考えると $V_{wu} = \vec{UW}$ そのものが k になる。

そこで第2図の関係から

$$\vec{A}_1 = \vec{AW} / \vec{AB}, \quad \vec{A}_2 = \vec{WC} / \vec{AB} \dots\dots\dots (40)$$

然るに作図から $\vec{AB} = \varepsilon^{-j90^\circ} \sqrt{3} V_{vu}$, \vec{A}_1, \vec{A}_2 の定義から $\vec{A}_1 = V_1 / V_{10}$, $\vec{A}_2 = V_2 / V_{10}$, (4)式から $V_{10} = \varepsilon^{-j30^\circ} V_{vu} / \sqrt{3}$

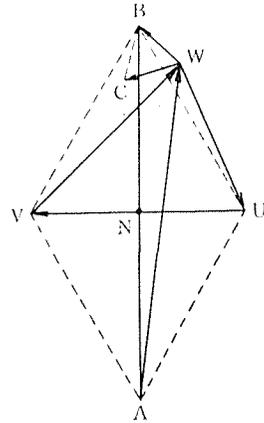
$$\therefore \vec{AW} = \vec{A}_1 \cdot \vec{AB} = \frac{V_1}{\varepsilon^{-j30^\circ} V_{vu} / \sqrt{3}} \varepsilon^{-j90^\circ} \sqrt{3} V_{vu} = 3 \varepsilon^{-j60^\circ} V_1$$

$$\therefore V_1 = 1/3 \cdot \varepsilon^{j60^\circ} \vec{AW}$$

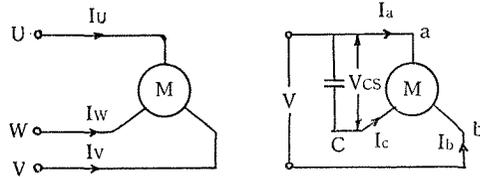
斯くして(35)式が証明される。

又 V_1', V_2' と V_1, V_2 との間には

$$\begin{aligned} V_{vu} &= V_u - V_v \\ &= (V_1 + V_2) - (\alpha^2 V_1 + \alpha V_2) \end{aligned}$$



第7図



(a)

(b)

第8図

(第1図再記)

[註2] 普通 U, V, W の相回転順序の時線間電圧は V_{uw}, V_{vw}, V_{wu} にとるが本論文では V_{vu}, V_{wv}, V_{uv} としてあるから星形電圧の方も普通の場合と反対方向にとつてある。

$$\begin{aligned} &= (1-\alpha^2)V_1 + (1-\alpha)V_2 \\ &= V_1' + V_2' \end{aligned}$$

即ち $V_1' = (1-\alpha^2)V_1 = \sqrt{3} \varepsilon^{j30^\circ} V_1$, $V_2' = (1-\alpha)V_2 = \sqrt{3} \varepsilon^{j30^\circ} V_2$

依つて

$$V_1' = \sqrt{3} \varepsilon^{j90^\circ} \vec{A}\vec{W}, \quad V_2' = \sqrt{3} \varepsilon^{j30^\circ} \vec{W}\vec{C} = \sqrt{3} \varepsilon^{j90^\circ} \vec{W}\vec{B}$$

依つて(30)式が証明された。

以上筆者の述べた方法に依ると与えられたベクトル三角形の一辺の上に立つ正三角形を二つ作ると不平衡率及び正相分、逆相分がが求まり一般によく用いられている方法に比して簡単である。そして更に従来の三相对称座標法は所謂相対変換で K_{ron} に端を発したマトリックスの取扱いが進むにつれて漸次絶対変換の対称座標法が用いられる様になつて来ており、この後者の対称座標法に於ては正相分、逆相分が従来のもの $\sqrt{3}$ 倍になり(30)式は

$$\left. \begin{aligned} V_1' &= j\vec{A}\vec{W} \\ V_2' &= j\vec{W}\vec{B} \quad (\text{但し絶対変換}) \end{aligned} \right\} \dots\dots\dots (4)$$

と変り、更に好都合である。

尚以上は電圧について述べたが是は亦電流にもそのまま適用出来る事は説明を要しないであろう。

5. 結 言

以上三相对称巻コンデンサモータに対する k 法, k^* 法を応用して i) 三相对称巻コンデンサモータの起動時の円線図を誘導し、是に依りコンデンサ容量をかえる時の起動特性の変化を一目瞭然たらしめた。ii) 二相巻と三相巻のコンデンサモータの等価性を論じた。是に依ると挿入コンデンサの耐圧が低い時、又は電源電圧の高い時等は三相对称巻にするのがよく、特性は兩者さしたる差のない事がわかつた。iii) 零相分を含まない不平衡三相電圧又は電流の不平衡率、正相分、逆相分の一図式解法を説明した。

参 考 文 献

- (1) 宮入庄太：電学誌（昭31.4）
- (2) 宮入庄太：電学誌（昭31.6）
- (3) 宮入庄太：電学誌（昭29.1）
- (4) R. Richter著：Elektrische Maschinen Bd IV P82
- (5) 藤田伊八郎著：電気機器解説 P78
- (6) 友貞睦夫：日立評論 Vol. 34. No9. (昭和27.9)
- (7) 高田勇治郎著：誘導機 P107
電気学会編：同期機、回転変流機 P214
- (8) 後藤良：電学誌（昭27.3）

**The Applications of the Graphical Consideration Method
for the Characteristics of the Condenser Motor with
Symmetrical Three-Phase Stator-winding Axes.**

Shōta MIYAIRI

(Department of Electrical Engineering, Faculty of Engineering)

The author has already reported the graphical consideration method for the characteristics of the condenser motor with symmetrical three-phase stator-winding axes, which has been named as “the k method” by him.

The main object of this paper is to indicate the applications of the above method for various engineering problems which are described below:

- (1) The obtaining of the characteristics of the above motor at stand-still.
- (2) The analysis of the equivalent relation between the condenser motor with asymmetrical two-phase stator-winding axes and the above motor.
- (3) The obtaining of the unbalanced factor, positive or negative phase-sequence component of the unbalanced three-phase voltages including no zero phase-sequence voltage by means of the graphical method based on the k method.