UDC 621.313.333.2.025.1.016.1

資 料

56-B2

純単相誘導電動機の振動トルクの一解析法 とその応用例

正 員 岡 田 昌 丈 (群馬大)

正 員 篠 宮 栄 (群馬大)

1. ま え が き

近年、単相誘導電動機(以下、単相モータと称する)は家電機器、事務機器および音響機器などの駆動用モータとして広く実用に供されている。このような状況下で、この単相モータに関しては、純単相モータの振動トルクに基づく騒音に着目し、その発生要因とその利用上での対策などを検討・考察したもの⁽¹⁾。純単相モータの各種動作特性を図式または円線図を用いて求める方法を示したもの^{(2)~(4)}。純単相モータの各回路定数と、その発生トルクとの関係を定性的に調べたもの⁽⁵⁾。コンデンサ始動または分相始動単相モータの発生トルクを対称分等価回路法⁽⁶⁾またはテンソル解析法⁽⁷⁾により解析し、モータの発生トルクの簡明なる計算式を与えるとともに、これらモータの各種動作特性などを検討・考察したものなどが報告されている。

しかしながら、純単相モータの振動トルクに関しては、上記コンデンサ始動または分相始動単相モータの振動トルク特性やそのトルク計算式を利用することにより、純単相モータの振動トルク特性などを類推または計算することが可能であるが、従来の報告はいずれのものも純単相モータの振動トルクの実用計算式の提示やその振動トルクの位相特性などの定量的な解明を行なうまでに至っていない。

また、その純単相モータの応用例、すなわち純単相モータを利用した振動トルクの軽減法に関しても、一部その概要および実験結果などが示されているのにすぎず⁽⁸⁾、このような用途に純単相モータを有効に適用するにあたっての適用条件や留意点などについては、ほとんど検討・考察されていないのが現状である。

本文では最初に、純単相モータの振動トルクをその

原理モデルを用いて解析し、振動トルクの種類とその発生要因などを明らかにするとともに、純単相モータの等価回路定数を用いて表示したより実用性の高い振動トルクの実用計算式を導出する。

次で、この実用振動トルク計算式に基づいて、純単相モータの各種振動トルク特性を数値例を用いて定量的に検討・考察し、これら特性を明らかにする。

最後に純単相モータの一応用例として、純単相モータによる二相サーボモータの電圧制御時に発生する振動トルクの軽減法について、具体的かつ詳細に検討・考察し、純単相モータを二相サーボモータの振動トルクの軽減に適用するにあたっての適用条件およびその留意点などを明らかにする。

2. 振動トルク計算式の導出⁽⁹⁾

ここでは、第1図に示すように純単相モータの固定子巻線に電圧 $\dot{v}_{ms} [= \sqrt{2} V_{ms} \sin(\omega_s t + \alpha_0)]$ 、ここに、 α_0 : 任意位相角] が印加され回転子が角速度 ω_0 で反時計方向に回転している場合について解析する。なお空間高調波の影響はないものとする。

いま、第1図に示したようにかご形回転子上の任意の位置 θ_0 にある半径 r 、軸長 l の1本の導体を取り出して考える。これに作用する磁界の磁束密度 $B_{\theta t}$ は、正相分、および逆相分の最大磁束密度を B_{ms} および B_{ms} ならびにその各磁束の位相角をそれぞれ φ_{s10} および φ_{s10} として次式で与えられる。すなわち、

$$B_{\theta t} = (B_{ms}/2) \cos\{(\omega_s - \omega_0)t - \varphi_{s10} + \alpha_0 - \theta_0\} - (B_{ms}/2) \cos\{(\omega_s + \omega_0)t - \varphi_{s10} + \alpha_0 + \theta_0\} \dots\dots\dots (1)$$

第1図
原理モデル

Fig. 1. Elementary machine model.

A Method of Analysis for Alternating Torque of Small Single-Phase Induction Motor and its Application. By Yoshitomo Okada, Member (Faculty of Engineering, Gunma University) & Sakae Shinomiya, Member (Technical College, Gunma University).

岡田昌丈: 正員, 群馬大学工学部 (現在足利工業大学)

篠宮 栄: 正員, 群馬大学工業短期大学部

この磁界に基づく速度起電力によって、1本の導体に流れる電流 i_r は

$$\begin{aligned} i_r = & (B_{mf}/2) \cdot l \cdot r \cdot (\omega_s - \omega_0) (1/z_{f1}) \\ & \times \cos \{ (\omega_s - \omega_0)t + \alpha_0 - \varphi_{sf10} \\ & - \varphi_{f1} - \theta_0 \} + (B_{mb}/2) \cdot l \cdot r \cdot (\omega_s + \omega_0) \\ & \times (1/z_{b1}) \cos \{ (\omega_s + \omega_0)t + \alpha_0 - \varphi_{sb10} \\ & - \varphi_{b1} + \theta_0 \} \dots\dots\dots (2) \end{aligned}$$

ここに、

$$z_{f1} = \sqrt{R_r^2 + (\omega_s - \omega_0)^2 L_r^2}$$

$$z_{b1} = \sqrt{R_r^2 + (\omega_s + \omega_0)^2 L_r^2}$$

$$\varphi_{f1} = \tan^{-1} (\omega_s - \omega_0) L_r / R_r$$

$$\varphi_{b1} = \tan^{-1} (\omega_s + \omega_0) L_r / R_r$$

但し、 R_r 、 L_r はエンドリング部分を含む1

本の導体の抵抗およびインダクタンス

従って、回転子の全導体数を N_r とすれば、回転子全体に発生するトルク T_{0a} は次式で与えられる。

$$\begin{aligned} T_{0a} = & \frac{N_r}{\pi} \int_0^\pi B_{\theta t} \cdot l \cdot i_r \cdot r d\theta_0 \\ = & (N_r/2) \{ \{ K_{mf} \cdot (1-v_0) (1/z_{f1}) \cos \varphi_{f1} \\ & - K_{mb} \cdot (1+v_0) (1/z_{b1}) \cos \varphi_{b1} \} \\ & - \sqrt{K_{mf} \cdot K_{mb}} \{ (1-v_0) (1/z_{f1}) \\ & \times \cos (2\omega_s t + 2\alpha_0 - \varphi_{sf10} - \varphi_{sb10} \\ & - \varphi_{f1}) - (1+v_0) (1/z_{b1}) \cos (2\omega_s t \\ & + 2\alpha_0 - \varphi_{sf10} - \varphi_{sb10} - \varphi_{b1}) \} \} \\ \equiv & T_{01} + [T_v]_{2\omega_s} \dots\dots\dots (3) \end{aligned}$$

ここに、

$$K_{mf} = \omega_s (B_{mf}/2)^2 (lr)^2, K_{mb} = \omega_s (B_{mb}/2)^2 (lr)^2$$

$$v_0 = \omega_0 / \omega_s$$

上記(3)式の第1項および第2項は平均トルクを表わし、第3項および第4項は電源周波数の2倍の周波数の振動トルクを表わす。すなわち、純単相モータを角速度 ω_0 で回転させてやると平均トルクの他に電源周波数の2倍の周波数をもつ振動トルクが同時に発生することが分る。このことは Kimball 氏ら⁽¹⁾の指摘したことも符合している。

また、上記解析結果からも純単相モータの平均トルク T_{01} は、その作用する回転子電流と固定子磁界の正逆相成分が同種類の場合に発生し、電源周波数の2倍の周波数をもつ振動トルク $[T_v]_{2\omega_s}$ は、その作用する回転子電流と固定子磁界の正逆成分が異種類の場合に発生することが分る。

次に、上記(3)式で与えられている振動トルクの計算式を純単相モータの等価回路定数を用いて表示することとする。はじめに、原理モデルより導出された平

第2図
単相誘導電動機
の等価回路

Fig. 2. Equivalent circuit of the single-phase induction motor.

均トルクと二相対称座標法より導出された平均トルクとが等価のものであるという概念を導入し、両者の関係式を求める。

いま、純単相モータの平均トルク T_{01} を第2図の純単相モータの等価回路を参照して求めると、次のように与えられる。

$$T_{01} = \frac{10^5}{9.8} \cdot \frac{2}{\omega_s} \cdot \frac{(x_m V_{ms})^2}{A_0^2 + B_0^2} \left[\frac{E_1 \cdot r_2 / (1-v_0)}{r_2^2 / (1-v_0)^2 + x_2^2} - \frac{F_1 \cdot r_2 / (1+v_0)}{r_2^2 / (1+v_0)^2 + x_2^2} \right] \text{ (g-cm)} \dots (4)$$

ここに、

$$E_1 = \frac{r_2^2 (1-v_0)^2 + x_2^2}{r_2^2 / (1-v_0)^2 + (x_m + x_2)^2} \dots\dots\dots (5)$$

$$F_1 = \frac{r_2^2 / (1+v_0)^2 + x_2^2}{r_2^2 / (1+v_0)^2 + (x_m + x_2)^2} \dots\dots\dots (6)$$

$$\begin{aligned} A_0 = & 2r_1 + \frac{x_m^2 \{ r_2^2 / (1-v_0)^2 \}}{r_2^2 / (1-v_0)^2 + (x_m + x_2)^2} \\ & + \frac{x_m^2 \{ r_2^2 / (1+v_0)^2 \}}{r_2^2 / (1+v_0)^2 + (x_m + x_2)^2} \dots\dots\dots (7) \end{aligned}$$

$$\begin{aligned} B_0 = & 2x_1 + \frac{x_m \{ r_2^2 / (1-v_0)^2 \} + x_m x_2 (x_m + x_2)}{r_2^2 / (1-v_0)^2 + (x_m + x_2)^2} \\ & + \frac{x_m \{ r_2^2 / (1+v_0)^2 \} + x_m x_2 (x_m + x_2)}{r_2^2 / (1+v_0)^2 + (x_m + x_2)^2} \dots\dots\dots (8) \end{aligned}$$

但し、 r_1 : 一次抵抗、 x_1 : 一次漏れリアクタンス、 x_m : 励磁リアクタンス、 x_2 : 二次漏れリアクタンス、 r_2 : 二次抵抗

従って、前記(3)式の平均トルク項と上記(4)式とが等価のものであると考え、それらに対応させると、両者間には次のような関係式が成立する。

$$K_{fm} = \frac{4}{\mu \omega_s} \cdot \frac{(x_m V_{ms})^2}{A_0^2 + B_0^2} \cdot E_1 \dots\dots\dots (9)$$

$$K_{bm} = \frac{4}{\mu \omega_s} \cdot \frac{(x_m V_{ms})^2}{A_0^2 + B_0^2} \cdot F_1 \dots\dots\dots (10)$$

ここに、

$$R_r = (N_r / \mu) r_2, \omega_s L_r = (N_r / \mu) x_2 \dots (11)$$

$$\mu = (m_1 / m_2) (\epsilon_{w1} W_1 / \epsilon_{w2} W_2)^2 \dots\dots\dots (12)$$

但し、 m_1, m_2 : 固定子および回転子の相数、

$\epsilon_{w1}W_1, \epsilon_{w2}W_2$: 固定子と回転子の実効巻線数

従って、前記(3)式における振動トルク項 $[T_v]_{2\omega_s}$ は同式に上記(9)～(12)式の関係を用い、これらを整理することにより、純単相モータの等価回路定数を用いて、次のように与えられる。

$$[T_v]_{2\omega_s} = -(2 \times 10^5 / 9.8 \omega_s) (x_m V_{ms})^2 \times \{1 / (A_0^2 + B_0^2)\} \times \sqrt{E_1 \cdot F_1 (a_1^2 + b_1^2)} \times \cos(2\omega_s t + 2\alpha_0 - \Phi_1) \text{ (g-cm)} \dots (13)$$

ここに、

$$\Phi_1 = \varphi_{sf10} + \varphi_{sb10} + \Psi_t \dots (14)$$

$$\Psi_t = \tan^{-1} b_1 / a_1 \dots (15)$$

$$a_1 = G_1 - I_1 \dots (16)$$

$$b_1 = H_1 - J_1 \dots (17)$$

$$G_1 = \frac{r_2 / (1 - v_0)}{r_2^2 / (1 - v_0)^2 + x_2^2} \dots (18)$$

$$I_1: G_1 \text{ の } v_0 \text{ の前の符号を正としたもの。} \dots (19)$$

$$H_1 = \frac{x^2}{r_2^2 / (1 - v_0)^2 + x_2^2} \dots (20)$$

$$J_1: H_1 \text{ の } v_0 \text{ の前の符号を正としたもの。} \dots (21)$$

ここで、

$$\varphi_{sf10} = \tan^{-1} \times \frac{\{r_1 / (1 - v_0)\} \{r_1 x_m + \{r_2 / (1 - v_0)\}\}}{r_1 \{r_2 / (1 - v_0)\}^2 + x_m \{r_2\}} \times \frac{\{x_1 + x_m\} + x_2 (x_1 x_2 + x_1 x_m + x_2 x_m)}{(1 - v_0) \{x_1 - r_1 (x_2 + x_m)\}} \dots (22)$$

$$\varphi_{sb10}: \varphi_{sf10} \text{ の } v_0 \text{ の前の符号を正としたもの。} \dots (23)$$

すなわち、上記(13)式より純単相モータの等価回路定数が与えられれば、純単相モータの振動トルクが定量的に容易に算定できる。

3. 振動トルクの計算および実験結果とその検討

ここでは前記振動トルク計算式(13)の妥当性を調べるために、第1表に示すような等価回路定数をもつ供試機AおよびBを純単相モータとして使用したときの振動トルクの計算結果とその実験結果との比較・検討を行なう。

すなわち、第3図に示したような加速度計⁽¹¹⁾および駆動用モータ(このモータを二相平衡電圧運転し、被供試純単相モータに任意の回転速度を与える)を用い

第1表 等価回路定数 (50 Hz, 100 V)

Table 1. Equivalent circuit parameters.

供試機	出力 (W)	等価回路定数 (Ω)				
		r_1 ($=\bar{r}_1$)	x_1 ($=\bar{x}_1$)	x_m ($=\bar{x}_m$)	x_2 ($=\bar{x}_2$)	r_2 ($=\bar{r}_2$)
A (サボモー)	3	132	133	793	20	938
B (サボモー)	6	117	104	690	13	517
C (コンデンサ モータ)	15	69.1	37.8	348	37.8	89

第3図 実験装置

Fig. 3. Schematic diagram of measuring system.

て、無負荷および $\alpha_0 = 0$ における電源周波数の2倍の振動トルク $[T_v]_{2\omega_s}$ に基づく加速度振幅 $(d^2\theta/dt^2)$ を実測し、 $J(d^2\theta/dt^2) \approx [T_v]_{2\omega_s}$ (J は各モータおよび加速度計の全回転子慣性性能率、今回使用したモータおよび加速度計の J は、A機: 12.2 g-cm^2 , B機: 15.5 g-cm^2 , 加速度計: 2.2 g-cm^2) なる関係から振動トルクを求め、この結果と上記(15)式に基づく計算結果と

第4図 速度-振動トルク特性(供試機A)

Fig. 4. Speed-alternating torque characteristics.

第 5 図 速度 - 振動トルク特性 (供試機 B)

Fig. 5. Speed-alternating torque characteristics.

を比較して第 4 図および第 5 図に示した。

同図よりいずれの場合も計算結果と実験結果はかなりよく符合しており、本計算式の妥当であることが分る。また、純単相モータとして二次抵抗の大きいサーボモータを使用する場合、その振動トルクは印加電圧のいずれの場合も、回転速度 v_0 に比例して増大してゆく傾向を示すことが分る。

第 6 図は純単相モータとして二次抵抗の比較的小さいコンデンサモータ、いわゆる汎用機 (供試機 C) を使用した場合の速度 - 振動トルク特性を示したものである。

同図より純単相モータとしてコンデンサモータを使用する場合には、その振動トルクが前者の場合とは多少異なり、 v_0 の増大に伴って若干わん曲して増大する傾向を示すことが分る。

次に、上記各供試機 A, B および C を用いてその振動トルクの速度 - 位相特性を調べてみる。

第 7 図は $\alpha_0 = 0$ の速度 - 位相特性、すなわち、 $v_0 : \phi_1$ 特性を前記 (14) 式に基づいて計算し、その計算結果を示したものである。

同図より、振動トルクの印加電圧に対する位相遅れはいずれの場合も v_0 の増大に伴って、次第に小さくなる傾向を示すことが分る。その減少の度合はサーボモータの場合 (供試機 A および B) は漸減傾向を示し、コンデンサモータ (供試機 C) の場合は $v_0 \leq 0.6$ 程度まではサーボモータと同様の特性を示すが、高速領域すなわち $v_0 > 0.6$ では激減傾向を示すことが分る。

第 6 図 速度 - 振動トルク特性 (供試機 C)

Fig. 6. Speed-alternating torque characteristics.

第 7 図 速度 - 位相特性

Fig. 7. Speed-phase angle characteristics.

4. 純単相モータによる二相サーボモータの振動トルクの軽減

ここでは、純単相モータの一応用例として二相サーボモータの振動トルクの軽減効果、すなわち、純単相モータのいわゆる制振器としての利用について調べてみる。この場合、制振器としては二相サーボモータの発生する振動トルクを十分に軽減させ、かつその二相サーボモータの平均トルク特性などに無害のものであることが望まれる。

以下、〈4・1〉節では二相サーボモータの発生する振動トルクを純単相モータによって軽減させるか否かを検討する。〈4・2〉節ではその適用例と適用上の留意点などを明らかにし、〈4・3〉節では二相サーボモータの平均トルク特性などへ与える純単相モータの影響に

ついて検討・考察する。

(4・1) 二相サーボモータの振動トルクとその検討

軽減条件の導出 いま、第8図に示すように二相サーボモータの励磁および制御両巻線に不平衡二相電圧 $\dot{v}_m$ および $\dot{v}_c$ が印加されている。いわゆる電圧制御時の場合を考える。

このときの二相サーボモータの振動トルク計算式 $[T_v]_{2\omega_s}'$ は既に報告したように次式で与えられる⁽¹⁰⁾。

$$[T_v]_{2\omega_s}' = -(10^5/19.6\omega_s) \cdot (\bar{x}_m V_m)^2 \\ \times \{1 - (K/a)^2\} \sqrt{C_1 D_1 (\bar{a}_1^2 + \bar{b}_1^2)} \\ \times \cos(2\omega_s t - \bar{\phi}_1) \quad (\text{g-cm}) \dots (24)$$

ここに、 a : 励磁および制御巻線間の実効巻数比、 $K = V_c/V_m$

$$C_1 = \frac{\bar{r}_2^2/(1-v_0)^2}{\{\bar{r}_1 \bar{r}_2/(1-v_0) - \bar{x}_1(\bar{x}_2 + \bar{x}_m) - \bar{x}_2 \bar{x}_m\}^2 + \bar{x}_2^2} \\ \times \frac{1}{\{\bar{r}_1(\bar{x}_2 + \bar{x}_m) + (\bar{x}_1 + \bar{x}_m) \bar{r}_2/(1-v_0)\}^2} \dots (25)$$

D_1 : C_1 の v_0 の前の符号を正としたもの。

$\bar{a}_1, \bar{b}_1$ および $\bar{\phi}_1$: 純単相モータと二相サーボモータとの区別を明らかにするために、前記(14), (16)~(21)式の ϕ_1, G_1, I_1, H_1 および J_1 ならびに同式中の $x_1, r_1, \dots$ などにバーを記したもの。

ここで、前記純単相モータの振動トルク計算式(13)と上記二相サーボモータの振動トルク計算式(24)とを比較してみる。すなわち、

(純単相モータの場合)

$$[T_v]_{2\omega_s} = -K_a \cdot \{1/(A_0^2 + B_0^2)\} \cdot (x_m V_{ms})^2 \\ \times \sqrt{E_1 \cdot F_1 (a_1^2 + b_1^2)} \\ \times \cos(2\omega_s t + 2\alpha_0 - \phi_1) \dots (27)$$

(二相サーボモータの場合)

$$[T_v]_{2\omega_s}' = -(K_a/4) \{1 - (K/a)^2\} (\bar{x}_m V_m)^2$$

$$\dot{v}_m = \sqrt{2} V_m \sin \omega_s t \\ \dot{v}_c = \sqrt{2} V_c \cos \omega_s t$$

Fig. 8. Elementary machine model of 2-phase servomotor.

第8図
二相サーボモータの原理モデル

$$\times \sqrt{C_1 \cdot D_1 (\bar{a}_1^2 + \bar{b}_1^2)} \\ \times \cos(2\omega_s t - \bar{\phi}_1) \dots (28)$$

ここに、 $K_a \equiv (2 \times 10^5/9.8\omega_s)$

両式は大変よく類似しており、両機の発生する振動トルクは、その駆動条件によっては同値・異方向のものとなりうることが予想される。すなわち、純単相モータと二相サーボモータの励磁巻線印加電圧間の位相角 α_0 ならびに純単相モータの印加電圧の大きさ V_{ms} の与え方によっては、両機の合成振動トルクをゼロとし得る状況が考えられる。ここで、上記(27), および(28)式に基づいて、上記各事項を満足させる印加電圧の位相角 α_0 およびその大きさ V_{ms} を求めてみると、それらは次式のように与えられる。

$$\alpha_0 = (\pi + \phi_1 - \bar{\phi}_1)/2 \dots (29)$$

$$V_{ms} = \left[\frac{\{1 - (K/a)^2\} \cdot (A_0^2 + B_0^2)}{\sqrt{E_1 \cdot F_1}} \times \frac{\sqrt{C_1 \cdot D_1 (\bar{a}_1^2 + \bar{b}_1^2)}}{\times (\bar{a}_1^2 + \bar{b}_1^2)} \right]^{1/2} \cdot \frac{\bar{x}_m V_m}{2 x_m} (V) \dots (30)$$

この電圧の決定にあたって留意すべきことは、純単相モータと二相サーボモータの振動トルク特性が第9図の実線 $[T_v]_{2\omega_s}'$ と一点破線 $[T_v]_{2\omega_s}$ のように、それぞれ異なり、両者の合成値 $[T_v]_{2\omega_s d} = |[T_v]_{2\omega_s}' - [T_v]_{2\omega_s}|$ (図中の点線) が電圧平衡率 K/a のある値のときでしかゼロとなりえないことである。すなわち二相サーボモータの振動トルクは K/a のある値 (図中の β 点) においてのみ完全にゼロとなしうが、他の K/a の場合には振動トルクが残存する。

印加電圧 V_{ms} の決定の仕方

第9図 K/a と $v_0, [T_v]_{2\omega_s}, [T_v]_{2\omega_s}', [T_v]_{2\omega_s d}$ との関係

Fig. 9. Relation between K/a and $v_0, [T_v]_{2\omega_s}, [T_v]_{2\omega_s}', [T_v]_{2\omega_s d}$.

- ① まず、二相サーボモータの電圧平衡率 K/a -速度 v_0 特性を実測する。
- ② 二相サーボモータの電圧平衡率 K/a -振動トルク $(T_v)_{2\omega_s}$ 特性を上記(24)式に基づいて算定し(v_0 は各 K/a に対応した実測値を使用する)。両特性を第9図の実線のようにグラフする。
- ③ 次に、二相サーボモータの振動トルクの希望軽減領域を決定する(例えば、図中の $K/a=0\sim\beta$)。
- ④ $K/a-v_0$ 特性より、この β に応対する速度 $v_0=\gamma$ を求める。なお、純単相モータの軸受まさつや負荷効果などの回転速度への影響は無視する。この点に関しては後で言及する。
- ⑤ この $K/a=\beta$ と $v_0=\gamma$ を上記(30)式に適用し、純単相モータの印加電圧 V_{ms} を決定する。
- ⑥ この V_{ms} を用いた純単相モータの $(T_v)_{2\omega_s}$ 特性は第9図の一点破線のようになり、軽減された $(T_v)_{2\omega_s,d}$ 特性は第9図の点線ようになる。

ここで、純単相モータの負荷効果などに基づく速度変化分 Δv_0 の V_{ms} の決定に与える影響を一例として、A-B 機を組合せた場合(A機:純単相モータ、B機二相サーボモータ)について調べてみる。ここでは、 Δv_0 がかなり大きくなるとされる $K/a=0.8$ の場合について調べる。

この場合の二相サーボモータ単体での v_{01} および両機を直結したときの v_{02} を求めてみると、それらは、 $v_{01}=0.93$, $v_{02}=0.8$ となり、このときの負荷効果などの回転速度へ与える影響は15%程度もあることがわかる。しかし、上記 v_{01} および v_{02} を用いて上記各場合に対する V_{ms1} および V_{ms2} を求めてみると、それらは $V_{ms1}=73.9\text{V}$ および $V_{ms2}=74.9\text{V}$ となり、速度変化が15%程度もあるのに対して、 V_{ms} ではその相違が2%程度以下ときわめて小さくなっている。

従って、以上の検討結果より両機を直結することにより生ずる速度変化($\gamma \pm \Delta v_0$)の V_{ms} 決定に与える影響はかなり小さく、実用上は無視しうる程度のものであることが分る。

〈4.2〉適用例とその考察 ここで、純単相モータとして供試機AまたはCを使用し、これらと被供試二相サーボモータ(供試機B)とを同一軸上で直結して運転したときの純単相モータのいわゆる制振効果について調べてみる。なお、被供試機の実用速度範囲は、 $v_0=0\sim0.8$ とする。

まず、純単相モータの印加電圧の位相角 α_0 を前記第7図および(29)式に基づいて決める。すなわち、供試機AまたはCならびに供試機Bの各振動トルクの位相角 ϕ_{1A} および ϕ_{1C} ならびに ϕ_{1B} は第7図よりも明

らかなように、速度の増大に伴って次第に小さくなる傾向を示すものであるから、ここでは各純単相モータおよび被供試二相サーボモータの振動トルクの位相角をそれぞれ、 $v_0=0$ と $v_0=0.8$ のときの位相角の平均値で代表させることにする(以下、これを基準位相角と称する)。

従って、第7図を参照して上記各モータの基準位相角を選定すると、供試機Aの場合は $v_0=0.55$ の時の位相角で $\phi_{1A}=167$ 度、供試機Bの場合は $v_0=0.6$ のもので $\phi_{1B}=154$ 度、そして供試機Cの場合は $v_0=0.7$ のもので $\phi_{1C}=231$ 度に選定すればよいことが分る。なお、 $v_0=0\sim0.8$ における各純単相モータおよび被供試二相サーボモータの基準位相角と任意速度 v_0 のときの位相角の相違は、供試機AおよびBの場合がそれぞれ3度および5度、そして供試機Cの場合が7度程度と小さく、この程度の角度ずれによる制振効果への影響は実用上無視しうるものと思われる。

ここで、上記基準位相角 ϕ_{1A} , ϕ_{1B} および ϕ_{1C} を用いて、供試機AまたはCと供試機B間の印加電圧の位相角 $\alpha_{0A}=(\pi+\phi_{1A}-\phi_{1B})/2$ および $\alpha_{0C}=(\pi+\phi_{1C}-\phi_{1B})/2$ を求めてみる。供試機A-Bの組合せの場合 $\alpha_{0A}=96.5$ 度、供試機C-Bの組合せの場合 $\alpha_{0C}=128.5$ 度となる。このことは各純単相モータの印加電圧の位相角 α_0 を被供試二相サーボモータの励磁巻線印加電圧の96.5および128.5度進み角となるように移相器を用いてそれぞれ設定すればよいことである。

次に、一例として被供試二相サーボモータの使用範囲を、(i) $K/a=0\sim0.58$, (ii) $K/a=0\sim0.76$ および (iii) $K/a=0\sim0.87$ と仮定し、この各範囲内の振動トルクを軽減するのに必要な純単相モータの印加電圧の大きさ V_{ms} を、前記 V_{ms} の決定法に基づいて決める。

まず、上記(i)~(iii)の条件より $K/a=0.58, 0.76$ および 0.87 に対応する v_0 を被供試二相サーボモータの実測された $K/a-v_0$ 特性より求めると、 v_0 はそれぞれ $0.85, 0.92$ および 0.94 となる。

従って、これら K/a および v_0 の値を前記(30)式に適用し、 V_{ms} を算定すると、A機の場合は $V_{msA}=100, 80$ および 60V となり、C機の場合は $V_{msC}=53, 42$ および 31V となる。

このようにして決定された位相と大きさとをもつ電圧を純単相モータに印加してやれば、これにより被供試二相サーボモータの発生する振動トルクを軽減させることができる。なお、決定された V_{ms} の値がその適用予定純単相モータの定格電圧以上となる場合は、その純単相モータの発熱などによる容量不足が考えられるので、このような場合は容量的に満足しうる他機

を新たに選定してやる必要がある。

第 10 図は被供試二相サーボモータと純単相モータとを同一軸上で直結し、二相サーボモータを不平衡電圧運転した場合の合成振動トルク $[T_v]_{2\omega_s d}$ の計算結果とその実験結果（第 3 図で示した実験装置の駆動用モータで振動トルクを発生させ、これを純単相モータで軽減する）とを示したものである。なお、同図では純単相モータの印加電圧の位相角 α_0 は $\alpha_{0A}=96.5$ および $\alpha_{0C}=128.5$ 度進み角に設定し（回転速度 v_0 が $v_0 > 0.8$ となるような場合は、両機振動トルク間の位相ずれの影響が出てくることが考えられるので、このような場合は α_0 を再決定してやる必要がある）、印加電圧の大きさ V_{ms} は供試機 A の場合が $V_{msA}=60, 80$ および $100V$ 、そして供試機 C の場合が $V_{msC}=31, 42$ および $52V$ とし、かつ被供試二相サーボモータの励磁巻線印加電圧を $V_m=100V$ 一定、 $K/a=0\sim 1.0$ とした場合のものである。また、同図中の合成振動トルク $[T_v]_{2\omega_s d}$ の理論値は、いずれの組合せの場合も B 機を単体で駆動させたときの v_0 の値を使用して算定したものである。

同図より、いずれの場合も被供試二相サーボモータの振動トルクは純単相モータを利用することにより、かなり有効に軽減でき、その振動トルクの軽減効果は印加電圧の大きいものほど大きくなることが分る。

また、同図より純単相モータとして使用されるモータの v_0 -振動トルク特性および v_0 -位相特性が類似していれば、モータの機種や出力と無関係に同様な制振効果の得られることが予想される。

第 10 図 二相サーボモータの振動トルク特性 ($V_m=100V$)

Fig. 10. Alternating torque characteristics of 2-phase servomotor.

〈4・3〉 二相サーボモータの平均トルク特性などへの純単相モータの影響

第 11 図は、純単相モータによる被供試二相サーボモータの平均トルク特性への影響を明らかにするために、被供試二相サーボモータ（供試機 B, $K/a=1.0$ ）と純単相モータ（供試機 A および C）とを同一軸上で直結・運転したときの速度-トルク特性を示したものである。なお、同図は純単相モータの位相角 α_0 を α_{0A} および α_{0C} に設定し、かつ各純単相モータの印加電圧の大きさ V_{ms} を供試機 A の場合は $V_{msA}=0, 60$ および $100V$ 、そして供試機 C の場合は $V_{msC}=0, 42$ および $52V$ としたときの供試機 A または C と供試機 B との平均トルクの和、すなわち T_{01} [(4) 式参照] と T_0 [文献 10 の (15) 式参

第 11 図 二相サーボモータの速度-トルク特性

Fig. 11. Speed-average torque characteristics of 2-phase servomotor.

第 12 図 速度-トルク特性(供試機 C)

Fig. 12. Speed-average torque characteristics.

第 13 図 速度-トルク特性 (供試機 A)

Fig. 13. Speed-average torque characteristics.

照) との合成平均トルク特性を示したものである。

同図より供試機 A の場合は被供試二相サーボモータの平均トルクを全実用速度範囲内で若干減少させる傾向を示し、供試機 C の場合は前者とは逆に平均トルクを若干増大させる傾向のあることが分る。これは、第 12 図および第 13 図に示したように供試機 C および A の発生する平均トルクの種類の相違、すなわちその平均トルクがモータトルク (C 機の場合) であるか、または制動トルク (A 機の場合) であるかに基因する。

また、同図より合成平均トルクの増減の度合は純単相モータの印加電圧の大きいものほど大きくなる傾向のあることが分る。

また、二相サーボモータの重要な動作特性の一つである速度-トルク特性の垂下性に対しては、両機ともにあまり大きな影響を与えておらず好ましい状態にあることが分る。

しかしながら、このような振動トルクの軽減法においては、このとき使用される純単相モータの機械的な諸定数、すなわちイナーシャやダンピング係数などの二相サーボモータの速応性(特に位置サーボで重要)などに与える影響が問題となるので、このような用途に使用される純単相モータは、極力イナーシャやダンピング係数などの小さいものを使用することが望まれる。この点十分に留意しておく必要がある。

以上の考察結果より、純単相モータを前記の適用条件およびその留意点などを十分に考慮して利用すれば、二相サーボモータの電圧制御時に発生する振動トルクをかなり有効に軽減させられることが明らかになった。

なお、いわゆる制振器として使用される純単相モータの機種および容量はそのモータのイナーシャなどが問題となる場合をのぞき、制振対象二相サーボモータと同種、同規格および同容量またはそれらに近いものであることが実用上から望まれる。

このような純単相モータのいわゆる制振器としての応用は制振対象が二相サーボモータの場合のみならず汎用機(例えばコンデンサモータなど)の場合にも十分適用でき、かなり有効な制振効果の得られることが期待される。

5. あとがき

本文では純単相モータの振動トルクをその原理モデルを用いて解析し、振動トルクの種類とその発生要因を明らかにするとともに、純単相モータの等価回路定数を用いて表示した振動トルクの実用計算式を導出した。なお、上記計算式の妥当性は供試機を用いた実験結果とその計算結果との比較により確認されている。

次に、上記振動トルク計算式に基づいて純単相モータの各種振動トルク特性を数値例を用いて検討・考察し、同モータの各種振動トルク特性を明らかにした。

最後に純単相モータによる二相サーボモータの電圧制御時に発生する振動トルクの軽減法について、理論と実験の両面より検討・考察し、このような用途に純単相モータを有効に適用するにあたっての、適用条件や適用上の留意点などを明らかにした。

この軽減法は市販のモータを純単相モータとして使用することにより、制振対象機の振動トルクをかなり有効に軽減せうる簡便かつ速応性のよい手法であるので、実用上かなり有用なものであると考える。

最後に種々ご教示くださった足利工業大学の岩崎久之教授に深く感謝の意を表します。

(昭和 55 年 10 月 1 日受付, 同 55 年 12 月 18 日再受付)

文 献

- (1) A.L. Kimball, & P.L. Alger: "Single-Phase Motor-Torque Pulsations", *Trans. Amer. Inst. Elect. Engrs.*, 43, 730 (1924-6)
- (2) 林: 「単相誘導電動機の等価回路と図式特性算定法」, 電学誌, 80, No. 9, 1244 (昭 35-9)
- (3) 小沢: 「純単相誘導電動機特性算定法」, 電学誌, 86; 949 (昭 41-6)
- (4) 小沢: 「交差磁界説による純単相誘導電動機の解析」, 電学誌, 90, No. 6, 1113 (昭 45-6)
- (5) 岐部・水戸・神村: 「単相誘導電動機のトルク特性について」, 電学誌, 82, 190 (昭 37-2)
- (6) 例えば、横塚: 「コンデンサモータの振動トルク特性」, 電学誌, 91, 501 (昭 46-3)
- (7) 例えば、加藤・坪井: 「分相単相誘導電動機の解析の一方法」, 電学誌 B, 93, 60 (昭 48-2)
- (8) 渡辺・森下・奥田: 「コンデンサモータの振動トルクについて」, 昭 48 電氣学会全大, No. 604
- (9) 岡田・篠宮, 他: 「純単相誘導電動機の振動トルクの解析とその一応用例」, 昭 53 電氣四学会北陸支大, A-6
- (10) 篠宮・岡田, 他: 「制御巻線電流に第 m 次高調波成分を含む場合の 2 相サーボモータの振動トルクの解析」, システムと制御, 19, No. 3, 144 (昭 50-3)
- (11) 須藤・篠宮, 他: 「2 相誘導電動機形加速度計の基礎特性の検討」, 制御工学, 11 No. 6, 18 (昭 42-11)