2相サーボモータの直流重畳時における振動トルクの解析

須 藤 二 全・戸 恒 明

群馬大学工学部 桐生市天神町
(昭和 46 年 5 月 31 日 受付)

Analysis of Alternating Torque Characteristics of 2-Phase Servomotor under DC Component Contained Voltage Supply

Tsugumasa Sutō and Akira Tozune

(Faculty of Engineering, Gunma University, Kiryū)
(Received May 31, 1971)

The control phase of a 2-phase servomotor is often driven by an amplifier containing a DC component in the output.

In this case, a torque alternating with the source frequency is produced and causes undesirable problems.

In this paper, an equation is derived to calculate the alternating torque by using the equivalent circuit parameters.

Experimental results with the sampled 2-phase servo motors are in good agreement with the calculation by using the above equation.

The alternating torque characteristics of a 2-phase servomotor operating under the condition of containing DC component are calculated.

These calculated results are compared with those of the case in which the torque alternates with double the source frequency due to the unbalanced mmf.

1. 緒 言

近年、機器の振動、騒音の問題が多く取り上げられているが、その中でコンデンサモータについて、Morrill 氏¹⁾は、回転磁界説に基づき、振動トルクの解析を行っており、また、岐部氏ら²⁾は、Morrill 氏の解析結果を用いて、振動トルクにおよぼす等価回路定数の影響について検討している。

また、2相サーボモータについては江尻氏³⁾が交差磁界説に基づいて、振動トルクの解析を行ない、各種の駆動条件の下での振動トルク特性を検討し、多くの興味ある結果を示した。また、筆者ら⁴⁾は、2相サーボモータの等価回路定数間に成立する固有な関係式を利用して、簡易な振動トルクの計算式を誘導した。

一般に、2相サーボモータはその制御相を増幅器で駆動される場合が多く、このときには、制御巻線に直流が重畳され、これによって電源周波数に等しい周波

数の振動トルクが、前記不平衡起磁力による電源の2倍の周波数の振動トルクの他に発生することになる。この直流重畳による振動トルクに関しては、すでに江尻氏³⁾が停動時における振動トルクの大きさを与えているが、停動時以外の振動トルク特性については、文献が見あたらず不明である。

本文では、直流重畳時における2相サーボモータの振動トルクについて解析し、電源と等しい周波数をもつ振動トルクを求める計算式を導出するとともに、2相サーボモータの直流重畳時における振動トルク特性を明らかにした。

2. 2相サーボモーターの直流重畳時のトルク解析

2.1 原理モデルによる解析

ここでは、2相サーボモータを平衡巻線をもつ対称機として取り扱い、これに不平衡2相電圧を印加し、

さらに、制御相に直流を重畳した場合について解析する。

始めに、励磁相、制御相の磁界をそれぞれ、

$$B_{gm} = B_m \sin \omega t \quad (1)$$

$$B_{gc} = B_c \cos \omega t + B_d = K B_m \cos \omega t + B_d \quad (2)$$

ここに、

$$K \equiv B_c / B_m \quad (3)$$

と表わし、これらはギャップ周辺に正弦波状に分布するものと仮定する。

いま、Fig. 1 に示すように、半径 r 、軸長 l のか

Fig. 1 Elementary model of 2-phase servomotor

ご形回転子導体 1 本を取り出して考え、これが ω_0 なる角速度で反時計方向に回転しているものとすれば、時刻 t における導体の位置は、

$$\theta = \theta_0 + \omega_0 t \quad \theta_0: \text{初期角} \quad (4)$$

となり、これに作用する合成磁界 B_{gt} は、

$$B_{gt} = B_m \sin \omega t \cdot \sin \theta + K B_m \cos \omega t \cos \theta + B_d \cos \theta \quad (5)$$

$$\begin{aligned} T_{00} &= -\frac{N_r}{\pi} \int_0^\pi (B_{gt} \cdot l \cdot i) r d\theta_0 \\ &= \frac{1}{2} \omega (lr)^2 N_r \left[\left(\frac{B_{m1}}{2} \right)^2 (1+K)^2 \frac{R_r/(1-v)}{\{R_r/(1-v)\}^2 + (\omega L_r)^2} - \left(\frac{B_{m2}}{2} \right)^2 (1-K)^2 \frac{R_r/(1+v)}{\{R_r/(1+v)\}^2 + (\omega L_r)^2} \right. \\ &\quad - (B_d)^2 \frac{(R_r/v)}{(R_r/v)^2 + (\omega L_r)^2} - \left(\frac{B_{m1}}{2} \right) \left(\frac{B_{m2}}{2} \right) (1-K^2) \left\{ \frac{1}{\sqrt{\{R_r/(1-v)\}^2 + (\omega L_r)^2}} \cos(2\omega t - \varphi_1) \right. \\ &\quad \left. - \frac{1}{\sqrt{\{R_r/(1+v)\}^2 + (\omega L_r)^2}} \cos(2\omega t - \varphi_2) \right\} + \left(\frac{B_{m1}}{2} \right) B_d (1+K) \left\{ \frac{1}{\sqrt{\{R_r/(1-v)\}^2 + (\omega L_r)^2}} \cos(\omega t - \varphi_1) \right. \\ &\quad \left. - \frac{1}{\sqrt{\{R_r/v\}^2 + (\omega L_r)^2}} \cos(\omega t - \varphi_3) \right\} + \left(\frac{B_{m2}}{2} \right) B_d (1-K) \left\{ \frac{1}{\sqrt{\{R_r/(1+v)\}^2 + (\omega L_r)^2}} \cos(\omega t - \varphi_2) \right. \\ &\quad \left. + \frac{1}{\sqrt{\{R_r/v\}^2 + (\omega L_r)^2}} \cos(\omega t + \varphi_3) \right\} \left. \right] \quad (8) \end{aligned}$$

ここに、 v : 同期速度に対する回転子速度 (ω_0/ω)

ここで、

$$\omega (B_{m1}/2)^2 (lr)^2 N_r = Q_f \quad (9)$$

$$\omega (B_{m2}/2)^2 (lr)^2 N_r = Q_b \quad (10)$$

$$\omega (B_d)^2 (lr)^2 N_r = Q_d \quad (11)$$

とおけば、

$$\begin{aligned} &= (B_{m1}/2) (1+K) \cos \{(\omega - \omega_0)t - \theta_0\} \\ &\quad - (B_{m1}/2) (1-K) \cos \{(\omega + \omega_0)t + \theta_0\} \\ &\quad + B_d \cos(\omega_0 t + \theta_0) \quad (5) \end{aligned}$$

となる。

(5) 式の第 1 項、第 2 項および第 3 項は、それぞれ正相分磁界、逆相分磁界および導体との相対速度 ω_0 をもつ逆相分磁界を表わす。ここで取り扱いの便宜上、正相分磁界の大きさを $(B_{m1}/2) (1+K)$ 、逆相分磁界の大きさを $(B_{m2}/2) (1-K)$ と表わせば、上記磁界によって、1 本の仮想導体に流れる電流 i は、

$$\begin{aligned} i &= lr \left[(B_{m1}/2) (1+K) (1/Z_1) (\omega - \omega_0) \cos \{(\omega - \omega_0)t - \theta_0 - \varphi_1\} + (B_{m2}/2) (1-K) (1/Z_2) (\omega + \omega_0) \right. \\ &\quad \left. \cos \{(\omega + \omega_0)t + \theta_0 - \varphi_2\} - B_d (1/Z_3) \omega_0 \cos(\omega_0 t + \theta_0 - \varphi_3) \right] \quad (6) \end{aligned}$$

となる。

ここに、

$$\begin{cases} Z_1 = \sqrt{R_r^2 + (\omega - \omega_0)^2 L_r^2}, & Z_2 = \sqrt{R_r^2 + (\omega + \omega_0)^2 L_r^2}, \\ Z_3 = \sqrt{R_r^2 + \omega_0^2 L_r^2} \\ \varphi_1 = \tan^{-1} \frac{(\omega - \omega_0) L_r}{R_r}, & \varphi_2 = \tan^{-1} \frac{(\omega + \omega_0) L_r}{R_r} \\ \varphi_3 = \tan^{-1} \frac{\omega_0 L_r}{R_r} \end{cases} \quad (7)$$

R_r : エンドリング部を含む回転子導体 1 本の抵抗

L_r : エンドリング部を含む回転子導体 1 本のインダクタンス

したがって、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_{00} は、つぎのように表わされる。

$$\begin{aligned} &\omega (B_{m1}/2) (B_{m2}/2) (lr)^2 N_r = \sqrt{Q_f \cdot Q_b} \\ &\omega (B_{m1}/2) (B_d) (lr)^2 N_r = \sqrt{Q_f \cdot Q_d} \quad (12) \end{aligned}$$

$$\omega (B_{m2}/2) (B_d) (lr)^2 N_r = \sqrt{Q_b \cdot Q_d} \quad (13)$$

となるから、(8) 式はつぎのように書くことができる。

$$\begin{aligned}
T_{001} = & 2 \left\{ Q_f \left(\frac{1+K}{2} \right)^2 \frac{R_r/(1-v)}{\{R_r/(1-v)\}^2 + (\omega L_r)^2} - Q_b \left(\frac{1-K}{2} \right)^2 \frac{R_r/(1+v)}{\{R_r/(1+v)\}^2 + (\omega L_r)^2} \right\} - \frac{1}{2} Q_d \frac{(R_r/v)}{(R_r/v)^2 + (\omega L_r)^2} \\
& - \frac{1}{2} \sqrt{Q_f \cdot Q_b} (1-K^2) \left\{ \frac{1}{\sqrt{\{R_r/(1-v)\}^2 + (\omega L_r)^2}} \cos(2\omega t - \varphi_1) - \frac{1}{\sqrt{\{R_r/(1+v)\}^2 + (\omega L_r)^2}} \cos(2\omega t - \varphi_2) \right\} \\
& + \frac{1}{2} \sqrt{Q_f \cdot Q_d} (1+K) \left\{ \frac{1}{\sqrt{\{R_r/(1-v)\}^2 + (\omega L_r)^2}} \cos(\omega t - \varphi_1) - \frac{1}{\sqrt{(R_r/v)^2 + (\omega L_r)^2}} \cos(\omega t - \varphi_3) \right\} \\
& + \frac{1}{2} \sqrt{Q_b \cdot Q_d} (1-K) \left\{ \frac{1}{\sqrt{\{R_r/(1+v)\}^2 + (\omega L_r)^2}} \cos(\omega t - \varphi_2) + \frac{1}{\sqrt{(R_r/v)^2 + (\omega L_r)^2}} \cos(\omega t + \varphi_3) \right\} \quad (14)
\end{aligned}$$

(14) 式には、直流磁界が重畳されたことにより時間平均トルク(第3項)、および電源周波数と等しい周波数の振動トルク(第6項、第7項、第8項、第9項)が加わることが示されている。なお、この電源周波数の振動トルクは、直流磁界と正相分および逆相分電流、さらに正相分および逆相分磁界と直流磁界による回転子電流との相互作用により発生するものである。

(14) 式は、平均トルクおよび振動トルクの概要を知るには便利であるが、式中にギャップ磁束密度を表わす B_{m1} , B_{m2} , B_d なる項が含まれているので、与えられたモータについて定量的なトルク計算を行なう場合にはあまり適当ではない。

2.2 等価回路による解析

Fig. 2 の等価回路により、2相サーボモータの不平衡時における平均トルク T_0 を求めれば、

$$T_0 = \frac{2}{\omega} \left[|\dot{V}_{mf1}|^2 \frac{r_2/(1-v)}{\{r_2/(1-v)\}^2 + x_2^2} \right]$$

$$- |\dot{V}_{mb1}|^2 \frac{r_2/(1+v)}{\{r_2/(1+v)\}^2 + x_2^2} \quad (15)$$

となる。

Fig. 2 Equivalent circuit for 2-phase servomotor

ここに、 $\dot{V}_{mf1}$ および $\dot{V}_{mb1}$ は、それぞれ2相サーボモータの正相分および逆相分等価回路における励磁リアクタンス x_m の端子電圧であり、つぎのように与えられる。

$$\begin{aligned}
|\dot{V}_{mf1}|^2 &= |\dot{I}_{mf1}|^2 \frac{x_m^2 \{r_2/(1-v)\}^2 + x_2^2}{\{(r_2/(1-v)\}^2 + (x_m + x_2)^2)} \\
&= \left(\frac{1+K}{2} \right)^2 \cdot C(v) \cdot x_m^2 V_m^2 \quad (16)
\end{aligned}$$

ここに、

$$C(v) = \frac{[\{r_2/(1-v)\}^2 + x_2^2]}{[\{r_1 r_2/(1-v)\} - x_1(x_2 + x_m) - x_2 x_m]^2 + \{r_1(x_2 + x_m) + (x_1 + x_m)\{r_2/(1-v)\}\}^2} \quad (17)$$

$$|\dot{V}_{mb1}|^2 = \left(\frac{1-K}{2} \right)^2 \cdot D(v) \cdot x_m^2 V_m^2 \quad (18)$$

ここに、

$$D(v) = \frac{[\{r_2/(1+v)\}^2 + x_2^2]}{[r_1 \{r_2/(1+v)\} - x_1(x_2 + x_m) - x_2 x_m]^2 + \{r_1(x_2 + x_m) + (x_1 + x_m)\{r_2/(1+v)\}\}^2} \quad (19)$$

ただし、 V_m ：励磁相の印加電圧。

つぎに、制御相を直流励磁したときの平均トルクを回転磁界説に基づいて計算する。すなわち、制御相磁界が回転子周辺を同期速度 ω で回転していると想定すれば、実際に回転子が静止している場合を磁界中を回転子が同期速度 ω で回転しているものと見なすことができる。したがって、実際に回転子が ω_0 なる速度で回転している場合は、回転磁界中を回転子が相対速度 $\omega - (\omega + \omega_0) = -\omega_0$ となり、すなわち、すべり $-(\omega_0/\omega) = -v$ で回転しているものとして取り扱うことができる。したがって Fig. 3 の等価回路が与えられるから直流励磁時の発生トルク T_d は、

Fig. 3 Equivalent circuit for induction motor

$$T_d = -\frac{2}{\omega} |\dot{V}_{md1}|^2 \frac{(r_2/v)}{(r_2/v)^2 + x_2^2} \quad (20)$$

ここに、

$$\begin{aligned}
|\dot{V}_{md1}|^2 &= |\dot{I}_{md1}|^2 \frac{x_m^2 \{(r_2/v)^2 + x_2^2\}}{\{(r_2/v)^2 + (x_m + x_2)^2\}^2} = \left(\frac{I_0}{\sqrt{2}} \right)^2 \\
&\quad \times x_m^2 E(v) \quad (21)
\end{aligned}$$

ただし、

$$E(v) \equiv \frac{(r_2/v)^2 + x_2^2}{(r_2/v)^2 + (x_m + x_2)^2} \quad (22)$$

I_0 : 直流励磁電流, $|\dot{I}_{md}| = I_0/\sqrt{2}$: 等価交流電流の実効値.

2.3 等価回路定数で表わした振動トルク計算式

つぎに, (14) 式で与えられた直流重畳時における電源と等しい周波数の振動トルクの項を等価回路定数 $\nearrow$

$$\begin{aligned} T_{001}' = & \left[2 \left\{ Q_f' \left(\frac{1+K}{2} \right)^2 \frac{R_r/(1-v)}{\{R_r/(1-v)\}^2 + (\omega L_r)^2} - Q_b' \left(\frac{1-K}{2} \right)^2 \frac{R_r/(1+v)}{\{R_r/(1+v)\}^2 + (\omega L_r)^2} \right\} - \frac{1}{2} Q_d' \frac{(R_r/v)}{(R_r/v)^2 + (\omega L_r)^2} \right. \\ & - \frac{1}{2} \sqrt{Q_f' Q_b'} (1-K^2) \left\{ \frac{1}{\sqrt{\{R_r/(1-v)\}^2 + (\omega L_r)^2}} \cos(2\omega t - \varphi_1) - \frac{1}{\sqrt{\{R_r/(1+v)\}^2 + (\omega L_r)^2}} \cos(2\omega t - \varphi_2) \right\} \\ & + \frac{1}{2} \sqrt{Q_f' Q_d'} (1+K) \left\{ \frac{1}{\sqrt{\{R_r/(1-v)\}^2 + (\omega L_r)^2}} \cos(\omega t - \varphi_1) - \frac{1}{\sqrt{(R_r/v)^2 + (\omega L_r)^2}} \cos(\omega t - \varphi_3) \right\} \\ & \left. + \frac{1}{2} \sqrt{Q_b' Q_d'} (1-K) \left\{ \frac{1}{\sqrt{\{R_r/(1+v)\}^2 + (\omega L_r)^2}} \cos(\omega t - \varphi_2) + \frac{1}{\sqrt{(R_r/v)^2 + (\omega L_r)^2}} \cos(\omega t + \varphi_3) \right\} \right] \quad (23) \end{aligned}$$

ここに,

$$Q_f' = \omega (B_{mf}/2)^2 (lr)^2 N_r \quad (24)$$

$$Q_b' = \omega (B_{mb}/2)^2 (lr)^2 N_r \quad (25)$$

$$Q_d' = \omega (B_{ab})^2 (lr)^2 N_r \quad (26)$$

(23) 式における平均トルク項は, それぞれ (15) 式および (20) 式に対応するから, つぎの関係式が成り立つ.

$$\begin{aligned} 2Q_f' \left(\frac{1+K}{2} \right)^2 \frac{R_r/(1-v)}{\{R_r/(1-v)\}^2 + (\omega L_r)^2} &= \frac{2}{\omega} |\dot{V}_{mf1}|^2 \frac{r_2/(1-v)}{\{r_2/(1-v)\}^2 + x_2^2} \quad (27) \\ 2Q_b' \left(\frac{1-K}{2} \right)^2 \frac{R_r/(1+v)}{\{R_r/(1+v)\}^2 + (\omega L_r)^2} &= \frac{2}{\omega} |\dot{V}_{mb1}|^2 \frac{r_2/(1+v)}{\{r_2/(1+v)\}^2 + x_2^2} \quad (28) \end{aligned}$$

$$\frac{1}{2} Q_d' \frac{(R_r/v)}{(R_r/v)^2 + (\omega L_r)^2} = \frac{2}{\omega} |\dot{V}_{md1}|^2 \frac{(r_2/v)}{(r_2/v)^2 + x_2^2} \quad (29)$$

ここで, 回転子の抵抗 R_r およびインダクタンス L_r を等価回路定数で表わせば, $\nearrow$

$$\begin{aligned} T_1 = & \frac{\sqrt{2}}{2\omega} x_m^2 V_m I_0 \left[(1+K) \sqrt{C(v)E(v)} \left\{ \frac{1}{\sqrt{\{r_2/(1-v)\}^2 + x_2^2}} \cos(\omega t - \varphi_1) - \frac{1}{\sqrt{(r_2/v)^2 + x_2^2}} \cos(\omega t - \varphi_3) \right\} \right. \\ & \left. + (1-K) \sqrt{D(v)E(v)} \left\{ \frac{1}{\sqrt{\{r_2/(1+v)\}^2 + x_2^2}} \cos(\omega t - \varphi_2) + \frac{1}{\sqrt{(r_2/v)^2 + x_2^2}} \cos(\omega t + \varphi_3) \right\} \right] \quad (35) \end{aligned}$$

ここに,

$$\begin{aligned} \varphi_1 = \tan^{-1} \frac{(1-v)x_2}{r_2}, \quad \varphi_2 = \tan^{-1} \frac{(1+v)x_2}{r_2}, \\ \varphi_3 = \tan^{-1} \frac{vx_2}{r_2} \quad (36) \quad \nearrow \end{aligned}$$

$\nearrow$ で表わすことを検討する. なお, (14) 式においては正相分および逆相分の磁界の大きさは, 回転速度に無関係に一定として取り扱われているが, この後で回転速度の変化に伴うこれらの変動を考慮に入れるさいの便宜上, それぞれ $(B_{mf}/2)(1+K)$, $(B_{mb}/2)(1-K)$, B_{ab} と表わせば, (14) 式はつぎのように書き改められる.

$$\nearrow R_r = (1/\mu) r_2, \quad \omega L_r = (1/\mu) x_2 \quad (30)$$

となる.

ここに,

$$\mu = \frac{m_1}{m_2} \left(\frac{\varepsilon_{W1} W_1}{\varepsilon_{W2} W_2} \right)^2 \quad (31)$$

ただし,

m_1, m_2 : 固定子および回転子の相数, $(\varepsilon_{W1} W_1, \varepsilon_{W2} W_2)$: 固定子および回転子の巻線の実効巻数.

(27)~(29) 式に (30) 式の関係および (16), (18), (21) 式を代入すれば, つぎの関係式が得られる.

$$Q_f' = \frac{1}{\mu\omega} C(v) x_m^2 V_m^2 \quad (32)$$

$$Q_b' = \frac{1}{\mu\omega} D(v) x_m^2 V_m^2 \quad (33)$$

$$Q_d' = \frac{2}{\mu\omega} E(v) x_m^2 I_0^2 \quad (34)$$

(32)~(34) 式および (30) 式を (14) 式に代入すれば, 電源と等しい周波数の振動トルク T_1 は, 次式のように等価回路定数で表わされる.

$\nearrow$ すなわち, 直流重畳時に発生する電源周波数の振動トルクの計算式は, (35) 式で与えられる.

一般に, サーボモータにおいては $r_2 \gg x_2$ なる関係が成り立つから, (35) 式はつぎのように簡略化される.

$$\begin{aligned} T_1 = & \frac{10^5}{\sqrt{2} \times 9.8 \times (4\pi f/P)} \frac{x_m^2}{r_2} V_m I_0 [(1+K) \sqrt{C'(v)E'(v)} (1-2v) + (1-K) \sqrt{D'(v)E'(v)} (1+2v)] \\ & \times \cos \omega t \quad [\text{g-cm}] \quad (37) \end{aligned}$$

$$= \frac{10^5}{\sqrt{2} \times 9.8 \times (4\pi f/P)} \frac{x_m^2}{r_2} V_m (k I_{m0}) [(1+K) \sqrt{C'(v) E'(v)} (1-2v) + (1-K) \sqrt{D'(v) E'(v)} (1+2v)] \times \cos \omega t \text{ [g-cm]} \quad (38)$$

$$\text{ただし,} \quad k = I_0/I_{m0} \quad (39)$$

$$C'(v) \equiv \frac{\{r_2/(1-v)^2\}}{[r_1\{r_2/(1-v)\} - x_1 x_m]^2 + [r_1 x_m + (x_1 + x_m)\{r_2/(1-v)\}]^2} \quad (40)$$

$$D'(v) \equiv \frac{\{r_2/(1+v)^2\}}{[r_1\{r_2/(1+v)\} - x_1 x_m]^2 + [r_1 x_m + (x_1 + x_m)\{r_2/(1+v)\}]^2} \quad (41)$$

Fig. 4 Calculated alternating torque of sampled machine A

Fig. 6 Calculated alternating torque of sampled machine C

Fig. 5 Calculated alternating torque of sampled machine B

Fig. 7 Calculated alternating torque of sampled machine D

Fig. 8 Calculated alternating torque of sampled machine E

Fig. 9 Measurement on the acceleration of the tested 2-phase servomotors

Fig. 10 Comparison of calculated and experimental values

Fig. 11 Comparison of calculated and experimental values

Fig. 12 Calculated alternating torque

Table 1 Equivalent circuit parameters

sampled machine	rated output (W_0) [W]	equivalent circuit parameters [Ω]				
		r_1	x_1	x_m	x_2	r_2
A	1	450	220	1490	27	1810
B	3	132	133	793	20	938
C	6	117	104	690	13	517
D	10	70	95	662	10	279
E	25	19.6	54.3	289	5	123

Fig. 13 Calculated alternating torque

Fig. 14 Calculated alternating torque

$$E'(v) = \frac{(r_2/v)^2}{(r_2/v)^2 + x_m^2} \quad (42)$$

I_{m0} : 両相に定格電圧を印加したときの停動時における巻線電流 [A], P : モータの極数, f : 電源周波数 [Hz].

3. 振動トルクの計算および実測結果

Table 1 に示したサーボモータの各供試機について (38) 式に基づき振動トルクの速度-トルク特性を求め、その結果を不平衡起磁力に基づく振動トルク特性と比較して Fig. 4~Fig. 8 に示した。

同図からわかるように、停動時においては電源の2倍の周波数の振動トルクは K に無関係にゼロとなり、電源周波数の振動トルクは K に無関係に同一の値となることが示されている。これは、さきに発表された江尻氏⁵⁾ の結果と一致するものである。

また、Fig. 9 に示す加速度計および電磁的な制動

Fig. 15 Rate of alternating torque at stall to the stall torque

Fig. 16 Calculated value of alternating torque at $K=0$

機を用いて、直流重畳時の供試2相サーボモータの振動トルクに基づく加速振幅を実測し、今回の実験においては、負荷時についても $J(d^2\theta/dt^2) = T_1$ (J はモータ、および加速度計の回転子慣性性能率) なる関係が成り立つことが確かめられ、上記関係式に基づいて振動トルクを求めた。Fig. 10, Fig. 11 に上記振動トルクの測定結果と (37) 式に基づく計算結果とを比較して示した。これらの結果は、いずれも、良く一致している。なお、実験は電源の2倍の周波数の振動が混入しないように $K=1$ の場合について行なった。

つぎに、電圧不平衡率 K の各値に対して無負荷時における電源周波数の振動トルクを求め、電源の2倍の周波数の振動トルクの場合と比較して、Fig. 12~Fig.

Fig. 17 Comparison of calculated and experimental value at $K=0$

Fig. 18 Comparison of calculated and experimental value at $K=0$

14 に示した。無負荷状態においては、電源の 2 倍周波数の振動トルクは、 $K=0$ および $K=1$ においてゼロとなり、その中間 $K=1/2$ 近傍で最大値をとる。これに対して電源周波数の振動トルクは $K=1/2$ 近傍でゼロとなり、 $K=0$ および $K=1$ においてかなり大きな値となることがわかる。

これらのことから軽負荷の下でサーボモータがオンオフ制御的に駆動されるような場合には電源の 2 倍周波数の振動成分は無視されるが、直流重量に基づく電源周波数の振動成分は $K=0$ および $K=1$ においてかえって増大する傾向となるのでこれに対する十分な配慮が望まれる。

電源周波数の振動トルクは、電圧不平衡率 K により、著しく傾向が異なるために平均トルクとの比の速度特性を求めてもあまり意味がないので、ここでは停動時において両者を比較した。すなわち、各 K に対する停動トルクと停動時における振動トルクとの比を求め Fig. 15 に示した。Fig. 15 には K の増加とともに、停動トルクに対する振動トルクの比は減少する傾向が示されているが、これは K の増大とともに停動トルクは増加するが、振動トルクは K に無関係に一定となるためである。

つぎに、制御相の信号電圧がゼロでモータが停止している場合すなわち、 $K=0$ 、 $v=0$ における電源周波数の振動トルクの値を計算しその結果を Fig. 16 に示した。

また、供試機 B, C について、上記と同様な条件の下で振動トルクを実測し、これを計算結果と比較して Fig. 17~Fig. 18 に示した。いずれの場合も両者は良く一致していることがわかる。

4. 結 言

2 相サーボモータの直流重畳時のトルク特性を解析し電源周波数に等しい周波数の振動トルクの計算式を誘導した。この計算式は、等価回路定数で表わされているのでモータの定数が与えられれば容易にその振動トルクを求めることができる。

つぎに、出力が 1~25 W の機種種の供試サーボモータに上記計算式を適用して、直流重畳時における電源周波数の振動トルク特性をモータの全速度範囲にわたって明らかにするとともに不平衡起磁力に基づく電源の 2 倍の周波数の振動トルク特性との関連を明らかにした。

また、供試サーボモータの 2 機種について 2 相誘導発電機形加速度計を用いて電源周波数の軸振動の加速度振幅を実測し、その結果から振動トルクを求め計算式による計算結果と比較した。実験結果は、計算結果とよく一致しておりこれによって振動トルクの計算式が妥当なものであることが確かめられた。

参 考 文 献

- 1) W. J. Morrill: The Revolving Field Theory of the Capacitor Motor, AIEE (March-1929)
- 2) 岐部ほか: 単相誘導電動機のトルク特性について, 電気学会誌 82-881, 24/33 (1962)
- 3) 江尻: 2 相サーボモータの交差磁界法による解析, 計測自動制御学会論文集 1-1, 63/74 (1965)
- 4) 須藤・戸恒: 2 相サーボモータの振動トルクの解析, 計測自動制御学会論文集 7-2, 106/112 (1971)
- 5) 江尻: 2 相サーボモータのトルク変動と振動, 計測自動制御学会論文集 1-2, 189/198 (1965)
- 6) 江尻: カサーボ機構における 2 相サーボモータの振動問題, 計測と制御 5-1 (1966)
- 7) 江尻: 計器用キャリア形位置サーボ機構の微小振動, 計測と制御 5-11 (1966)
- 8) 江尻: 2 相サーボモータのパラメトリック共振, 計測自動制御学会論文集 2-1, 53/62 (1966)
- 9) 須藤・戸恒ほか: 二相誘導発電機形加速度計の基礎特性の検討, 制御工学 11-6, 18/23 (1967)
- 10) 横塚: かご形誘導電動機の制動特性, 計測自動制御学会論文集, 5-5, 482/488 (1969)