外部インピーダンス考慮時の二相サーボモータの振動トルクとその検討

正員 岡田 昌 丈 (足利工大)

正員 篠 宮 栄 (群馬大)

正員 尾 林 康 司 (足利工大)

正員 山 下 喜美雄 (足利工大)

1. ま え が き

近年、二相サーボモータは自動平衡形記録計、医療用機器、産業用ロボットをはじめ各種サーボ機構の制御要素として広く実用に供されている。このような分野では、系に何らかの振動の要因があると系全体に振動・騒音などが発生し、これらが制御系の精度を悪化させる結果となる。例えば、(i)記録計の記録ペンが振れて記録された線が太くなる現象、(ii)サーボマン્યピューレータの操縦性に影響を及ぼし、制御対象物を破損する現象、(iii)研削盤の加工物表面の研磨精度を悪化させる現象、など多くの問題のあることが知られている。すなわち、近年の制御系では μm 程度の振動振幅でさえ無視しえない場合が多々ある。従って、振動および騒音の発生源を究明または解明して、その対策などを講じてやる必要がある。従来、この振動および騒音の要因としては、二相サーボモータの①印加電圧の不平衡⁽¹⁾⁽²⁾、②位相の不平衡⁽³⁾、③高調波電圧の存在^{(4)~(6)}、④直流電圧の存在⁽⁴⁾⁽⁷⁾、⑤固定子巻線の非対称性(巻数比 $\neq 1$ 、極間隔 $\neq 90^\circ$ など)⁽⁸⁾⁽⁹⁾、⑥回転子の不均一⁽¹⁰⁾、⑦外部インピーダンスの存在(サーボ増幅器の出力インピーダンス、結合コンデンサなど)^{(11)~(14)}などが指摘されている。これら要因のうち、①~⑥に関しては、既に有意義な多くの研究成

果が報告されている^{(1)~(10)}。しかしながら、⑦に関しては、その一部が報告されている^{(11)~(14)}だけで、いまだに不明な点が多々ある。従って、制御系全体の振動軽減のためには、この外部インピーダンスと振動トルクとの関係をも解明してやる必要がある。

本論文では、このような現状を考慮し、二相サーボモータの外部インピーダンスと振動トルクとの関係を定量的に検討・考察し、両者の関係を明らかにする。すなわち、最初に外部インピーダンス考慮時の二相サーボモータの振動トルクを解析し、このときの振動トルク計算式をサーボモータの等価回路定数を用いて表示する。次いで、外部インピーダンスと各種振動トルク特性ならびに外部インピーダンスと振動トルクの平均トルクへの影響度との関係を、数値例を用いて定量的に検討・考察し、外部インピーダンスの二相サーボモータの振動トルク特性に及ぼす影響を明らかにする。また、より良い制御系を設計・製作するための留意点を明示する。

2. 振動トルク計算式の算出

ここでは、外部インピーダンス考慮時の二相サーボモータの振動トルク計算式をサーボモータの等価回路定数を用いて表示する。すなわち、二相サーボモータが実効巻数比 a をもつ非対称機であるとして取扱い、図1に示すように制御巻線に $\dot{Z}_c (= R_c - jX_c)$ 、ここに、誘導性リアクタンスの場合は $X_c = -X_L$ 、容量性リアクタンスの場合は $X_c = X_C$ なる外部インピーダンスをもち、各相にはそれぞれ不平衡二相電圧 $\dot{v}_m = \sqrt{2} V_m \sin \omega_s t$ (ここに、 ω_s : 同期角速度)および $\dot{v}_c = \sqrt{2} V_c \cos \omega_s t$ が、同時に印加されている場合の発生トルクを、二相サーボモータの原理モデルを用いて解

An Alternating Torque of a Two-Phase Servomotor under the Consideration of the External Circuit Impedance and its Investigation. By Yoshitomo Okada, Member (Ashikaga Institute of Technology), Sakae Shinomiya, Member (Technical College, Gunma University), Kouji Obayashi, Member & Kimio Yamashita, Member (Ashikaga Institute of Technology).

岡田昌丈: 正員, 足利工業大学

篠宮 栄: 正員, 群馬大学工業短期大学部

尾林康司: 正員, 足利工業大学

山下喜美雄: 正員, 足利工業大学

図 1 二相サーボモータの原理モデル
Fig. 1. Elementary model of two-phase servomotor.

析する⁽¹³⁾。なお、空間高調波の影響はないものとする。

いま、図1に示したように反時計方向に角速度 ω で回転している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と、この導体に作用する合成磁界 $B_{\theta t}$ は次式で与えられる。

$$B_{\theta t} = B_{mf} \cos \{(\omega_s - \omega_0)t - \varphi_{sf0} - \theta_0\} - B_{mb} \cos \{(\omega_s + \omega_0)t - \varphi_{sb0} + \theta_0\} \quad (1)$$

ここに、 B_{mf} ：正相分磁界の最大値、 B_{mb} ：逆相分磁界の最大値、 φ_{sf0} ：正相分電圧とその励磁電流間の位相角、 φ_{sb0} ：逆相分電圧とその励磁電流間の位相角

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 を求め、上記磁界 $B_{\theta t}$ と i_r とより回転子全体に発生するトルク T_{0a} を求めると、回転子の全導体数を N_r として次式で与えられる。

$$T_{0a} = \frac{N_r}{\pi} \int_0^\pi B_{\theta t} l i_r r d\theta_0 = T_0 + (T_v)_{2f} \quad (\text{N} \cdot \text{m}) \quad (2)$$

ここに、

$$T_0 = \frac{N_r}{2} \left\{ K_f s \left(\frac{1}{Z_f} \right) \cos \varphi_{rf} - K_b (2-s) \left(\frac{1}{Z_b} \right) \cos \varphi_{rb} \right\} \quad (3)$$

$$(T_v)_{2f} = -\frac{N_r}{2} \sqrt{K_f K_b} \left\{ s \left(\frac{1}{Z_f} \right) \times \cos(2\omega_s t - \phi_1) - (2-s) \left(\frac{1}{Z_b} \right) \times \cos(2\omega_s t - \phi_2) \right\} \quad (4)$$

$$K_f = \omega_s (B_{mf}/2)^2 (lr)^2$$

$$K_b = \omega_s (B_{mb}/2)^2 (lr)^2$$

$$Z_f = \sqrt{R_r^2 + s^2 (\omega_s L_r)^2}$$

$$Z_b = \sqrt{R_r^2 + (2-s)^2 (\omega_s L_r)^2}$$

$$\phi_1 = \varphi_{sf0} + \varphi_{sb0} + \varphi_{rf}$$

$$\phi_2 = \varphi_{sf0} + \varphi_{sb0} + \varphi_{rb}$$

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

$$\varphi_{rb} = \tan^{-1} (2-s) (\omega_s L_r) / R_r$$

ただし、 R_r, L_r ：端環部を含む回転子導体1本の抵抗およびインダクタンス、 s ：滑り $(= (\omega_s - \omega_0) / \omega_s)$

(2)式の第1項は平均トルクを表し、第2項は外部インピーダンス考慮時の電源周波数の2倍の周波数の振動トルクを表す。

次に、(2)式で与えられる振動トルク計算式をサーボモータの等価回路定数を用いて表示する。すなわち、原理モデルより導出された平均トルクと二相対称座標法より導出された平均トルク（付録参照）とが等価なものであるという概念を導入することにより、外部インピーダンス考慮時の振動トルク計算式は次のように与えられる。

$$(T_v)_{2f} = -\frac{K_0}{\alpha_0^2 + \beta_0^2} \times \sqrt{(R_1 - R_2)^2 (\alpha_1^2 + \beta_1^2) (\alpha_2^2 + \beta_2^2)} \times \cos(2\omega_s t - \Phi) \quad (\text{N} \cdot \text{m}) \quad (5)$$

ここに、

$$K_0 = (x_m V_m)^2 / 2 (4\pi f / P) \quad (6)$$

$$\alpha_0 = (R_c / 2a^2) \{ A R_2 + C R_1 - (B + D) \times (x_2 + x_m) \} + (X / 2a^2) \{ B R_2 + D R_1 + (A + C) (x_2 + x_m) \} + (AC - BD) \quad (7)$$

$$\beta_0 = (R_c / 2a^2) \{ B R_2 + D R_1 + (A + C) \times (x_2 + x_m) \} - (X / 2a^2) \{ A R_2 + C R_1 - (B + D) (x_2 + x_m) \} + (AD + BC) \quad (8)$$

$$\alpha_1 = \{ 1 + (K/a) \} C + \{ R_2 R_c + X (x_2 + x_m) \} / a^2 \quad (9)$$

$$\beta_1 = \{ 1 + (K/a) \} D + \{ R_c (x_2 + x_m) - R_2 X \} / a^2 \quad (10)$$

$$\alpha_2 = \{ 1 - (K/a) \} A + \{ R_1 R_c + X (x_2 + x_m) \} / a^2 \quad (11)$$

$$\beta_2 = \{ 1 - (K/a) \} B + \{ R_c (x_2 + x_m) - R_1 X \} / a^2 \quad (12)$$

$$A = r_1 R_1 - x_1 (x_2 + x_m) - x_2 x_m \quad (13)$$

$$B = r_1 (x_2 + x_m) + R_1 (x_1 + x_m) \quad (14)$$

$$C = r_1 R_2 - x_1 (x_2 + x_m) - x_2 x_m \quad (15)$$

$$D = r_1 (x_2 + x_m) + R_2 (x_1 + x_m) \quad (16)$$

$$K = V_c / V_m \dots\dots\dots (17)$$

$$\phi = \tan^{-1}(b_1/a_1) \dots\dots\dots (18)$$

$$a_1 = \frac{\cos \phi_{11}}{\sqrt{R_1^2 + x_2^2}} - \frac{\cos \phi_{22}}{\sqrt{R_2^2 + x_2^2}} \dots\dots\dots (19)$$

$$b_1 : a_1 \text{ の } \cos \text{ を } \sin \text{ としたものの} \dots\dots\dots (20)$$

$$\phi_{11} = \varphi_{sf} + \varphi_{sb} + \varphi_{rf1} \dots\dots\dots (21)$$

$$\phi_{22} = \varphi_{sf} + \varphi_{sb} + \varphi_{rb1} \dots\dots\dots (22)$$

$$\varphi_{sf} = \tan^{-1} \frac{R_1 x_m \{r_1 + (R_c/2a^2)\} *}{\{r_1 + (R_c/2a^2)\} *} \\ * \frac{\{x_1 - (X/2a^2)\} \{x_2^2 + x_2 x_m + R_1^2\} *}{\times (R_1^2 + x_2^2 + x_2 x_m) - R_1 x_m \{x_1} \\ * \frac{\{x_m(R_1^2 + x_2^2)}{- (X/2a^2)\} } \dots\dots\dots (23)$$

$$\varphi_{sb} : \varphi_{sf} \text{ の } R_1 \text{ を } R_2 \text{ としたものの} \dots\dots\dots (24)$$

$$\varphi_{rf1} = \tan^{-1}(x_2/R_1) \dots\dots\dots (25)$$

$$\varphi_{rb1} = \tan^{-1}(x_2/R_2) \dots\dots\dots (26)$$

ただし、 P : 極数、 f : 電源周波数、 $R_1 = r_2/s$,
 $R_2 = r_2/(2-s)$

すなわち、上記(5)式より二相サーボモータの等価回路定数、外部インピーダンスおよび滑りが与えられれば、外部インピーダンス考慮時の二相サーボモータの振動トルクが容易に算定できる。

3. 外部インピーダンス考慮時の振動トルク

ここでは、二相サーボモータに接続されるサーボ増幅器の出力インピーダンスや直流分カット用コンデンサなどの存在を考慮し、(i) $\dot{Z}_c = R_c$ 、(ii) $\dot{Z}_c = -jX_c$ および (iii) $\dot{Z}_c = R_c - jX_c$ なる場合の外部インピーダンスと振動トルクとの関係を明らかにする。

<3・1> 振動トルクの計算結果と実験結果の比較

前記、振動トルク計算式(5)の妥当性を調べるために、一例として出力 6W の供試二相サーボモータ(一

次抵抗 $r_1 = 117 \Omega$ 、一次漏れリアクタンス $x_1 = 104 \Omega$ 、励磁リアクタンス $x_m = 690 \Omega$ 、二次漏れリアクタンス $x_2 = 13 \Omega$ 、二次抵抗 $r_2 = 517 \Omega$ 、 $f = 50 \text{ Hz}$) を用いて、前記計算式に基づく計算結果とその実験結果⁽¹⁵⁾〔加速度計を用いて、振動トルクに基づく加速度振幅を実測し、 $J(d^2\theta/dt^2) \approx T_v$ (J : サーボモータおよび加速度計の全回転子慣性性能率) なる関係より求める) の比較・検討を行う。

図 2 (a) ~ (c) はそれぞれ $V_m = 100 \text{ V}$ 、 $X_c = 0, 200$ および 300Ω 、 $R_c = 0, 100, 250$ および 500Ω するときの電圧平衡率 K/a と振動トルク T_v との関係を示したものである。なお、このとき適用される R_c および X_c の値は二相サーボモータの安定判別条件⁽¹⁶⁾ および従来から知られている各種サーボ増幅器の出力インピーダンス^{(11)(18)~(20)}などを参照して選定したものである。

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号しており、本計算式が妥当であることがわかる。また、同図より $K/a - T_v$ 特性は $R_c = 0$ 、 $X_c = 0$ ($\dot{Z}_c = 0$) 時を除く、他の R_c および X_c の場合 ($\dot{Z}_c = R_c - jX_c$) はこれら外部インピーダンスの影響を受け、 K/a の増大に伴って三次関数的な増減傾向を示すことがわかる。また、この T_v の増減傾向の度合いはいずれの X_c の場合も、 R_c の小さい場合ほど大きくなる傾向を示すことがわかる。一方、 $K/a - T_v$ 特性の極値の位置は、 X_c の増大に対しては K/a の小さいほうへ推移する傾向を示し、 R_c の増大に対しては K/a の大きいほうへ推移していく傾向のあることがわかる。すなわち、 $K/a - T_v$ 特性の極値の位置は R_c と X_c の増減に対して、それぞれ逆の推移傾向を示すことがわかった。

また、図 2 より $R_c \neq 0$ 、 $X_c \neq 0$ ($\dot{Z}_c = R_c - jX_c$) の場

図 2 計算値と実験値の比較 ($V_m = 100 \text{ V}$)

Fig. 2. Comparison of the calculated and experimental value, where $V_m = 100 \text{ V}$.

合は、 $R_c=0$, $X_c=0$ ($\dot{Z}_c=0$) の場合と異なり、 $K/a=1.0$ 時 (平衡時) になり大きな T_v を発生することが新たに判明した。この点に関しては、制御系の設計および製作上、十分留意しておくと共に、このときの T_v を軽減するための対策を講じてやることが望まれる。なお、この現象は外部インピーダンスの存在により二相サーボモータの両巻線起磁力間の大きさおよび位相関係がともに不平衡となることに起因している。

(3.2) 数値例による振動トルク特性の検討 ここでは、一例として前章同様、出力 6 W の供試二相サーボモータを用いて、(1)項で滑り (s)-振動トルク (T_v) 特性に及ぼす外部インピーダンス ($\dot{Z}_c$) の影響を明らかにする。次いで、(2)項で振動トルクの平均トルクへ与える影響度、すなわち $K/a-|T_v/T_0|$ 特性および $s-|T_v/T_0|$ 特性に及ぼす $\dot{Z}_c$ の影響を明らかにする。

(1) 振動トルク特性 二相サーボモータを用いた制御系では、二相励磁時 ($K/a \neq 0$) のみならず一相励磁時 ($K/a=0$) の特性も重要視されており⁽²¹⁾⁽²²⁾、この各場合の特性を明らかにすることは、より高精度な制御系を設計または製作するうえで重要なことである。ここでは、このような現状を考慮し、前章での $K/a-T_v$ 特性における $K/a=1.0$ 時および $K/a=0$ 時の $s-T_v$ 特性を更に詳述することとする。

図3および図4は、前記振動トルク計算式(5)を用いて、 $K/a=0$ および 1.0 時の $s=0 \sim 1.0$, $R_c=0$, 100, 250 および 500 Ω , $X_c=0$, 200 および 300 Ω な

るときの $s-T_v$ 特性を計算し、その結果を示したものである。

図3より、一相励磁時、すなわち $K/a=0$ 時の $s-T_v$ 特性は全体的に s の減少に伴って漸増傾向を示し、その増大の度合は $\dot{Z}_c$ の有無および大きさによって若干異なることがわかる。すなわち、 $R_c=0$, $X_c=0$ ($\dot{Z}_c=0$) の場合は、 T_v が滑り s の減少に伴ってほぼ直線的な増加傾向を示す。これに対して、 $R_c \neq 0$ および $X_c \neq 0$ ($\dot{Z}_c=R_c-jX_c$) の場合は、 T_v が $s>0.5$ の領域では $\dot{Z}_c$ の影響をあまり受けず、いずれの場合も漸増傾向を示す。しかし、 $0.5>s>0$ の領域では $\dot{Z}_c$ の影響を受け、(i) X_c のみ場合は二次関数的な増加傾向を示し、(ii) R_c および X_c が併存する場合は飽和傾向を示す。そして、これら(i)および(ii)の傾向は R_c および X_c の大きい場合ほど顕著なものとなっている。

図4より、二相平衡運転時、すなわち $K/a=1.0$ 時の $s-T_v$ 特性は、

(i) $R_c=0$, $X_c=0$ ($\dot{Z}_c=0$) の場合は s の全領域で $T_v=0$ である。

しかし、

(ii) $R_c \neq 0$, $X_c=0$ ($\dot{Z}_c=R_c$) の場合はこの $\dot{Z}_c$ の影響を受け、 T_v が s の減少に伴って漸増傾向を示し、その増大度は R_c の大きい場合ほど大きくなる。また、

(iii) $R_c \neq 0$, $X_c \neq 0$ ($\dot{Z}_c=R_c-jX_c$) の場合は、(ii)

図3 $K/a=0$ 時の速度-振動トルク特性 ($V_m=100$ V)

Fig. 3. Speed-alternating torque characteristics as a $K/a=0$, where $V_m=100$ V.

図 4 $K/a=1.0$ 時の速度-振動トルク特性 ($V_m=100$ V)

Fig. 4. Speed-alternating torque characteristics as a $K/a=1.0$, where $V_m=100$ V.

の場合と同様、 T_v が s の減少に伴って漸増傾向を示す。

しかし、この場合は R_c および X_c の値によっては T_v の増大度が最小となる条件が存在し、注目される。

(2) 振動トルクの平均トルクへの影響 図 5～図 7 は前記振動トルク計算式(5)および付録の平均トルク計算式(付 1)を用いて、前記条件時の $K/a-|T_v/T_0|$ および $s-|T_v/T_0|$ 特性を計算し、その結果を示したものである。すなわち、図 5 は二相サーボモータの $K/a-|T_v/T_0|$ 特性、図 6 は $K/a=0$ 時の $s-|T_v/T_0|$ 特性、そして図 7 は $K/a=1.0$ 時の $s-|T_v/T_0|$ 特性をそれぞれ示したものである。

図 5 より、振動トルクの平均トルクへの影響度、すなわち $|T_v/T_0|$ は $R_c=0, X_c=0 (\dot{Z}_c=0)$ の場合は K/a の増大に伴って上に凸の二次関数的な増減傾向を示し、 $K/a \approx 0.3$ で最大値、 $K/a=1.0$ のとき $|T_v/T_0| = 0$ となることがわかる。しかし、 $R_c \neq 0, X_c \neq 0 (\dot{Z}_c = R_c - jX_c)$ の場合はこの $\dot{Z}_c$ の影響を受け、次のような $K/a-|T_v/T_0|$ 特性を示すことがわかった。すなわち、

(i) 全体的に $|T_v/T_0|$ は K/a の増大に伴って一度増加し、その後減少、そして再度微増する一種の三次関数的な特性を示す。

しかし、

(ii) $R_c \neq 0, X_c=0 (\dot{Z}_c=R_c)$ の場合は、 K/a の小さい領域(今回の例では $K/a < 0.7$)では R_c の小さい場合ほど $|T_v/T_0|$ は大きく、 K/a が平衡点に近づくとき、それに伴って前者とは逆に、 R_c の小さい場合ほど $|T_v/T_0|$ は小さくなる傾向が見られ、注目される(以後、この $|T_v/T_0|$ の大小関係が反転するときの K/a を $[K/a]_r$ と

図 5 K/a と $|T_v/T_0|$ との関係 ($V_m=100$ V)

Fig. 5. Relation between K/a and $|T_v/T_0|$, where $V_m=100$ V.

称す)。すなわち、 K/a の小さい領域 ($< [K/a]_r$) では R_c の存在している場合のほうが、 $R_c=0$ の場合よりも T_v の制御系へ与える影響度

図 6 $K/a=0$ 時の s と $|T_v/T_0|$ との関係 ($V_m=100$ V)

Fig. 6. Relation between s and $|T_v/T_0|$ as a $K/a=0$, where $V_m=100$ V.

が小さくなることがわかる。しかし、 K/a の大きい領域 ($>[K/a]_r$) では前者とは逆に $R_c=0$, $X_c=0$ ($\dot{Z}_c=0$) のときに $|T_v/T_0|$ が最小となる。

- (iii) $R_c \neq 0$, $X_c \neq 0$ ($\dot{Z}_c = R_c - jX_c$) の場合は、(ii)の場合と同様の $K/a-|T_v/T_0|$ 特性を示すものの、この場合は $|T_v/T_0|$ の極値点および $[K/a]_r$ が X_c の増大に伴って、次第に K/a の小さいほうへ推移していく傾向がみられる。これらの点に関しては制御系の設計および製作上十分留意しておく必要がある。

次に、前章同様 $K/a=0$ および 1.0 時の s と振動トルクの平均トルクへの影響度、すなわち $|T_v/T_0|$ との関係調べてみることにする。

図 6 より、 $K/a=0$ 時の $|T_v/T_0|$ は外部インピーダ

ンスの影響を受け、 s の減少に伴って次のような特性を示すことがわかる。

- (i) $R_c=0$, $X_c=0$ ($\dot{Z}_c=0$) の場合は、上に凸の二次関数的な $s-|T_v/T_0|$ 特性を示し、 $s \approx 0.9$ で最大値を示す。なお、このときの $|T_v/T_0|$ は $R_c \neq 0$, $X_c \neq 0$ ($\dot{Z}_c = R_c - jX_c$) の場合の $|T_v/T_0|$ よりも小さい。
- (ii) $R_c \neq 0$, $X_c=0$ ($\dot{Z}_c=R_c$) の場合は、(i)の場合と同様、上に凸の $s-|T_v/T_0|$ 特性を示し、このときの $|T_v/T_0|$ は、 R_c の大きい場合ほど大きくなる傾向を示す。
- (iii) $R_c \neq 0$, $X_c \neq 0$ ($\dot{Z}_c = R_c - jX_c$) の場合は、一部の R_c および X_c のときを除いては (今回の例では $R_c=500 \Omega$, $X_c=200$ および 300Ω 時、このときは $|T_v/T_0|=\infty$ またはそれに近い値を示す)、(i)の場合と同様、上に凸の $s-|T_v/T_0|$ 特性を示し、このときの $|T_v/T_0|$ は R_c および X_c の大きい場合ほど大きくなる傾向を示す。

なお、 $|T_v/T_0|$ が無限大またはそれに近い値を示すときは、 T_v が主体となり、制御系の安定度の悪化をまねくと共に、制御系全体に振動、騒音、および発熱などの外乱を与える結果となる。従って、 $K/a=0$ 時の制御系の安定度と精度の向上を図るためには、この T_v の系への影響を極力軽減させ得る対策を講じてやることが望まれる。

図 7 より、 $K/a=1.0$ 時の $|T_v/T_0|$ は外部インピーダンスの影響を受け、次のような特性を示すことがわかる。すなわち、

- (i) $R_c=0$, $X_c=0$ ($\dot{Z}_c=0$) の場合は、 $s=1.0 \sim 0$ の領域で $|T_v/T_0|=0$ 、すなわち振動トルクの平均トルクへの影響が全くない。
- (ii) $R_c \neq 0$, $X_c=0$ ($\dot{Z}_c=R_c$) の場合は、 $s \leq 0.2$ の速度領域では漸増傾向を示し、 $0.2 > s > 0$ の領域では急なうねに凸の二次関数的な増減傾向を示す。 s によっては $|T_v/T_0|=\infty$ となる場所が存在する。また、このときの $s-|T_v/T_0|$ 特性の立上り、立下り速度は、 R_c の大きい場合ほど s の大きいほうへ推移していく傾向を示す。
- (iii) $R_c \neq 0$, $X_c \neq 0$ ($\dot{Z}_c = R_c - jX_c$) の場合は、全体的に(ii)の場合と同様の $s-|T_v/T_0|$ 特性を示すが、このときの特性の立上り、立下り速度の推移傾向は R_c および X_c の値によっては(ii)の場合と異なった傾向を示す。

なお、 $K/a=1.0$ 時の T_v の T_0 への影響度は、いずれの $\dot{Z}_c$ の場合もサーボモータの実用速度範囲内 (s

図 7 $K/a=1.0$ 時の s と $|T_v/T_0|$ との関係 ($V_m=100$ V)

Fig. 7. Relation between s and $|T_v/T_0|$ as a $K/a=1.0$, where $V_m=100$ V.

$=1.0 \sim 0.2$) では、最大 $|T_v/T_0| \leq 2$ であり、系のイナーシャなどの存在を考慮すると、 T_v の T_0 への影響度はかなり小さいものであることが予想される。しかし、制御系の安定度および精度の向上を図るためには、 $K/a=0$ 時と同様 T_v の影響を極力軽減させ得る対策を講じてやることが望まれる。

以上の検討および考察結果は、出力 1~10 W までの二相サーボモータでも成立することが確認されている。

4. あとがき

本論文では、最初に外部インピーダンス考慮時の二相サーボモータの振動トルクをサーボモータの原理モデルと二相対称座標法を用いて解析し、このときの振動トルクの計算式を二相サーボモータの等価回路定数を用いて表示した。次いで、一例として出力 6 W の供試二相サーボモータを用いて、上記計算式に基づく計算結果と実測値とを比較し、同計算式の妥当性を示すと共に、外部インピーダンスの K/a - T_v 特性に与える影響を明らかにした。最後に、外部インピーダンス考慮時の s - T_v 特性、 K/a - $|T_v/T_0|$ 特性および s - $|T_v/T_0|$ 特性などを数値例を用いて定量的に検討・考察し、外部インピーダンスの各特性に与える影響を明らかにした。また、無視し得ない外部インピーダンスを有する二相サーボモータを駆動または制御する場合の留意点を明らかにした。なお、これらの検討結果は励磁相に進相コンデンサを接続し、二相サーボモータを駆動する場合⁽²³⁾にも同様に適用することができる。

(昭和 63 年 7 月 4 日受付)

文 献

- (1) 江尻:「2相サーボモータの交差磁界法による解析」, 計測自動制御学論, 1, 63 (昭 40-3)
- (2) 須藤・戸恒:「2相サーボモータの振動トルクの解析」, 同上, 7, 106 (昭 46-2)
- (3) 須藤・戸恒・篠宮:「2相サーボモータの位相制御時における振動トルクの解析」, 同上, 8, 96 (昭 47-2)
- (4) 江尻:「2相サーボモータのトルク変動と振動」, 同上, 1, 189 (昭 40-6)
- (5) 篠宮・岡田・佐藤:「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, 144 (昭 50-3)
- (6) 篠宮・岡田:「制御巻線電流に任意高調波成分を含む2相サーボモータの発生トルク特性の検討」, 同上, 20, 313 (昭 51-6)
- (7) 須藤・戸恒:「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」, 計測自動制御学論, 7, 515 (昭 46-12)
- (8) 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)
- (9) 植塚:「平衡運転条件を考慮した非対称軸コンデンサモータ」, 電学論 B, 98, 169 (昭 53-2)
- (10) R. C. Robinson: "Line-frequency magnetic vibration of a-c machines", *IEEE Trans. Power Apparatus Syst.*, PAS-64, 675 (1963)
- (11) R. J. W. Koopman: "Operating Characteristics of 2-Phase Servomotor", *AIEE Trans.*, 68, 319 (1949)
- (12) 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, 780 (昭 41-11)
- (13) 岡田・篠宮・秋山:「駆動インピーダンス考慮時の二相サーボモータの振動トルク特性」, 計測自動制御学論, 22, 591 (昭 61-5)
- (14) 岡田・篠宮・尾林・山下:「駆動インピーダンス考慮時の二相サーボモータの振動トルクの平均トルクへの影響」, 昭 62 電気関係学会北陸支部連大, A-34
- (15) 須藤・篠宮・戸恒・梅沢:「2相誘導発電機形加速度計の基礎特性の検討」, 制御工学, 11, 308 (昭 42-6)
- (16) 須藤・篠宮:「ゼロ制御電圧時における二相サーボモータの発生トルクとダンピング係数の検討」, 計測と制御, 8, 695 (昭 44-10)
- (17) Fitzgerald & Kingsley: *Electric Machinery*, p. 528 (1965) McGraw-Hill, Kogakusha, 2/e
- (18) 茂木: シンクロとサーボ, p. 148 (昭 39) 日刊工業新聞社
- (19) 山村 編: 制御用電気機器, p. 53 (昭 40) オーム社

- (20) 桑原・花房・米沢: 自動制御工学 (制御用機器編), p. 238 (昭 52) 養賢堂
 (21) 横塚・馬場: 「二相誘導電動機の停止特性」, 計測自動制御学論, 10, 259 (昭 49-4)
 (22) 横塚: 「コンデンサモータの運転特性とその設計法に関する研究」, 東工大学位論文 (昭 50-9)
 (23) 須藤・戸恒: 「コンデンサ運転時における 2 相サーボモータの振動トルクの考察」, システムと制御, 18, 355 (昭 49-6)

付 録

外部インピーダンス考慮時の平均トルク計算式

付図 1 に示した, 外部インピーダンス考慮時の二相サーボモータの等価回路より, 不平衡電圧印加時の平均トルク T_0 は次式で与えられる^{16), 17)}。

$$T_0 = \frac{2}{(4\pi f/P)} \left[|\dot{V}_{mf}|^2 \frac{R_1}{R_1^2 + x_2^2} - |\dot{V}_{mb}| \frac{R_2}{R_2^2 + x_2^2} \right] \text{ (N} \cdot \text{m)} \dots (\text{付 1})$$

ここに,

$$|\dot{V}_{mf}|^2 = |\dot{I}_{mf}| \frac{x_m^2 (R_1^2 + x_2^2)}{R_1^2 + (x_2 + x_m)^2} \dots (\text{付 2})$$

付図 1 二相サーボモータの等価回路

app. Fig. 1. Equivalent circuit for two-phase servomotor.

$$|\dot{V}_{mb}|^2 = |\dot{I}_{mb}| \frac{x_m^2 (R_2^2 + x_2^2)}{R_2^2 + (x_2 + x_m)^2} \dots (\text{付 3})$$

また, $\dot{I}_{mf}$ および $\dot{I}_{mb}$ は次のように与えられる。

$$\dot{I}_{mf} = \frac{\dot{V}_{m1}(\dot{Z}_{mb} + \dot{Z}_1) + \dot{Z}_{m2}\dot{Z}_1}{\dot{Z}_1(\dot{Z}_{mf} + \dot{Z}_{mb}) + \dot{Z}_{mf}\dot{Z}_{mb}} \dots (\text{付 4})$$

$$\dot{I}_{mb} = \frac{\dot{V}_{m2}(\dot{Z}_{mf} + \dot{Z}_1) + \dot{V}_{m1}\dot{Z}_1}{\dot{Z}_1(\dot{Z}_{mf} + \dot{Z}_{mb}) + \dot{Z}_{mf}\dot{Z}_{mb}} \dots (\text{付 5})$$

ただし,

$$\dot{Z}_1 = \dot{Z}_c / 2a^2$$

$$\dot{V}_{m1} = (1 + K/a)\dot{V}_{m/2}$$

$$\dot{V}_{m2} = (1 - K/a)\dot{V}_{m/2}$$