



# 直流サーボモータによるカム曲線の出力 (第3報)\*

——ポリダイン曲線による位置決め——

神 崎 一 男\*\*    鈴木 真 一 郎\*\*\*    川 崎 晴 久\*\*

Output of Cam Motion Curve by DC Servo Motor (3rd Report)  
—Positioning by Polydyne Motion Curve—

Kazuo KANZAKI, Shin-ichiro SUZUKI and Haruhisa KAWASAKI

Several kinds of cam motion curves have been utilized to the high speed positioning or the contour tracing. To realize the same performance by servo motors, the bangbang or the optimum control and others are applied recently. This paper describes the feedforward methods to obtain the same high speed positioning as the mechanical cam motion by applying the inverse transfer function compensation for DC motor driving system with one degree of freedom vibration load, giving the Polydyne motion curve inputs. By this method to give the dwell-rise-dwell polynomial motion curve with continuous velocity, acceleration and the other higher order differential at start and final points, the output loads are able to be obtained the positioning at arbitrary setting conditions without the feedback from the load. By the adequate selection of Polydyne curves on the basis of the residual vibrating characteristics, the positioning stable for parameter variations are clarified to be obtained.

**Key words:** cam motion curve, DC servo motor, inverse transfer function compensation, high speed positioning, Polydyne curve

## 1. ま え が き

前報では逆伝達関数補償法を適用して、直流サーボモータの出力回転軸にカム変位曲線に相当する回転運動を与える方法を検討し実現の見通しを得た<sup>1)2)</sup>。一方機械的カム機構による高速位置決めの際にカム変位曲線にポリダイン曲線を設定して1自由度振動負荷系の出力端のオープン制御により残留振動が抑制できることを確認している<sup>3)4)</sup>。したがって逆伝達関数補償法を適用して直流サーボモータ負荷系に多項式曲線を出力することが可能であり、1自由度振動負荷系に対し任意の設定値でカムと同様の高速位置決め制御が可能となる。また位置決めには状態フィードバックによる最適制御を用いた方法などの研究があるが<sup>5)</sup>、本方式ではフィードフォワードを適用しモータの負荷部分をオープンとして位置決めを行ったものである。

## 2. 1自由度振動負荷をもつモータ制御系

### 2.1 制御系の伝達関数

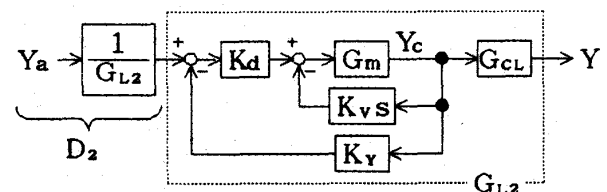
制御系のブロック図を図1に示す。電力増幅器入力電圧を  $E(s)$ 、電機子電流を  $I(s)$ 、モータ出力軸角変位を  $Y_C(s)$ 、振動系出力端角変位を  $Y(s)$  とすると、速度および変位のフィードバックがない場合には

$$J_m s^2 Y_C(s) + K_L \{ Y_C(s) - Y(s) \} = K_t I(s) \quad (1)$$

$$J_L s^2 Y(s) + C_L s Y(s) + K_L \{ Y(s) - Y_C(s) \} = 0 \quad (2)$$

$$L s I(s) + R I(s) + K_e s Y_C(s) = K_a E(s) \quad (3)$$

ただし、 $J_m, J_L$  はモータロータおよび負荷系の慣性



$$K_d = 1 + K_v K_m \quad G_m: \text{eq. (4)} \quad G_{CL}: \text{eq. (7)}$$

Fig. 1 Motor driving system and inverse

\* 原稿受付 平成4年6月16日

\*\* 正 会 員 金沢工業大学 (石川県野々市町扇が丘7-1)

\*\*\* 学生会員 金沢工業大学

モーメント,  $C_L, K_L$  は負荷系の粘性減衰定数, ばね定数,  $K_e$  は誘起電圧定数,  $K_t$  はトルク定数,  $L, R$  は電機子インダクタンス, 抵抗,  $K_a$  は電力増幅器のゲイン,  $K_d$  は速度フィードバックによる低下ゲイン補正用である. これから入力電圧  $E(s)$  とモータ出力軸角変位  $Y_c(s)$  間の伝達関数  $G_m(s)$  は式 (1), (2), (3) から  $I(s), Y(s)$  を消去して次のように得られる.

$$G_m(s) = Y_c(s)/E(s) = K_m(s^2 + 2\zeta\omega_0s + \omega_0^2)/\phi(s) \quad (4)$$

ここに,

$$\phi(s) = s\{(T_ms + 1)(s^2 + 2\zeta\omega_0s + \omega_0^2) + T_L\omega_0^2(s + 2\zeta\omega_0)\} \quad (5)$$

ただし,

$$\left. \begin{aligned} T_m &= \frac{J_m R}{K_e K_t}, \quad T_L = \frac{J_L R}{K_e K_t}, \quad \omega_0^2 = \frac{K_L}{J_L} \\ K_m &= K_a/K_e, \quad T_e = L/R, \quad \zeta = C_L/(2\omega_0 J_L) \end{aligned} \right\} \quad (6)$$

また  $T_e \ll T_m$  として  $L$  を省略した.

ここでモータ出力端角変位  $Y_c(s)$  と振動系出力端  $Y(s)$  間の伝達関数を  $G_{CL}(s)$  とすると式 (2) から

$$G_{CL}(s) = \frac{Y(s)}{Y_c(s)} = \frac{\omega_0^2}{s^2 + 2\zeta\omega_0s + \omega_0^2} \quad (7)$$

入力電圧  $E(s)$  と振動系出力端  $Y(s)$  間の伝達関数は式 (4), (7) から

$$G_L(s) = Y(s)/E(s) = G_m(s)G_{CL}(s) = K_m\omega_0^2/\phi(s) \quad (8)$$

上述の制御系にモータ出力端からの速度フィードバック (ゲイン定数  $K_V$ ) および直列補償 ( $1 + K_m K_V$ ) をかけたときの入力電圧  $E(s)$  と出力軸  $Y_c(s)$  間の伝達関数  $G_1(s)$  は式 (4) から

$$G_1(s) = Y_c(s)/E(s) = G_m(1 + K_m K_V)/(1 + G_m K_V s) = K_m(s^2 + 2\zeta\omega_0s + \omega_0^2)/\phi_1(s) \quad (9)$$

ここに,

$$\phi_1(s) = s\{(T_{m1}s + 1)(s^2 + 2\zeta\omega_0s + \omega_0^2) + T_{L1}\omega_0^2(s + 2\zeta\omega_0)\} \quad (10)$$

ただし,

$$T_{m1} = \frac{T_m}{1 + K_V K_m}, \quad T_{L1} = \frac{T_L}{1 + K_V K_m} \quad (11)$$

入力電圧  $E(s)$  と振動系出力端  $Y(s)$  間の伝達関数は式 (7), (9) から

$$G_{L1}(s) = Y(s)/E(s) = G_1(s)G_{CL}(s) = K_m\omega_0^2/\phi_1(s) \quad (12)$$

さらにモータ出力端からの変位フィードバック (ゲイン  $K_Y$ ) が加わる場合の入力電圧  $E(s)$  と出力軸  $Y_c(s)$  間の伝達関数は

$$G_2(s) = Y_c(s)/E(s) = G_1(s)/\{1 + G_1(s)K_Y\} = K_m(s^2 + 2\zeta\omega_0s + \omega_0^2)/\phi_2(s) \quad (13)$$

ただし

$$\phi_2(s) = \phi_1(s) + K_Y K_m(s^2 + 2\zeta\omega_0s + \omega_0^2) \quad (14)$$

入力電圧  $E(s)$  と振動系出力端  $Y(s)$  間の伝達関数は式 (7), (13) から

$$G_{L2}(s) = Y(s)/E(s) = G_2(s)G_{CL}(s) = K_m\omega_0^2/\phi_2(s) \quad (15)$$

## 2.2 逆伝達関数補償法の適用<sup>6)</sup>

モータの振動負荷系の設定パラメータを  $\zeta = \zeta_a$ ,  $\omega_0 = \omega_a$  としたとき, 所望の負荷出力曲線

$$Y(t) = Y_a(t) \quad (16)$$

を与えるモータ出力曲線を  $Y_c^*(t)$  とすると

$$Y_c^*(s) = Y_a(s)/G_{CL}(s) \quad (17)$$

である. したがって逆伝達関数補償法を用いたときのコンピュータからの指令電圧データは式 (13), (15) から

$$D_2(s) = Y_a(s)/G_{L2}(s) = Y_c^*(s)/G_2(s) \quad (18)$$

として求めればよい. なお式 (12), (13) から

$$G_{L2}(s) = G_{CL}(s)/\{1/G_1(s) + K_Y\} = 1/[\{1/G_{L1}(s)\} + \{K_Y/G_{CL}(s)\}] \quad (19)$$

$$D_2(s) = Y_a(s)/\{1/G_{L1}(s) + \{K_Y/G_{CL}(s)\}\} = D_1(s) + K_Y Y_c^*(s) \quad (20)$$

$$D_2(t) = D_1(t) + K_Y Y_c^*(t) \quad (21)$$

ただし

$$D_1(t) = \mathcal{L}^{-1}[D_1(s)] = \mathcal{L}^{-1}[Y_a(s)/G_{L1}(s)] \quad (22)$$

## 2.3 単純補償が可能な変位曲線の条件

希望する 1 自由度振動系出力端の変位曲線  $Y_a(t)$  を停止-上昇-停止形とし多項式で表すと

$$Y_a(t) = \begin{cases} 0 & (t \leq 0) \\ y_1 \sum_{r=0}^n a_r (t/t_1)^r & (0 \leq t \leq t_1) \\ y_1 & (t_1 \leq t) \end{cases} \quad (23)$$

ただし  $y_1$  は行程,  $t_1$  は立上がり時間 ( $y_1$  に対応) である.  $0 \leq t \leq t_1$  について駆動入力求めると

$$Y_a(s) = y_1 \sum_{r=0}^n \frac{a_r r!}{t_1^r s^{r+1}} \quad (24)$$

式 (15) から

$$G_{L2}(s) = K / \sum_{p=0}^4 c_p s^p \quad (25)$$

ここに  $\zeta = \zeta_a$ ,  $\omega_0 = \omega_a$  として

$$\left. \begin{aligned} K &= K_m\omega_a^2, \quad c_0 = K_Y K_m\omega_a^2 \\ c_1 &= 2\zeta_a\omega_a(T_{L1}\omega_a^2 + K_Y K_m) + \omega_a^2 \\ c_2 &= (T_{m1} + T_{L1})\omega_a^2 + 2\zeta_a\omega_a + K_Y K_m \\ c_3 &= 2\zeta_a\omega_a T_{m1} + 1, \quad c_4 = T_{m1} \end{aligned} \right\} \quad (26)$$

指令電圧データは

$$D_2(s) = Y_a(s)/G_{L2}(s)$$

$$= \frac{y_1}{K} \left( \sum_{r=0}^n \frac{a_r r!}{t_1^r s^{r+1}} \right) \left( \sum_{p=0}^4 C_p s^p \right) \\ = \frac{y_1}{K} \sum_{r=0}^n \left( \frac{a_r r!}{t_1^r} \sum_{p=0}^4 \frac{C_p}{s^{r-p+1}} \right) \quad (27)$$

したがって求める負荷系出力曲線の多項式の最低次数が  $r \geq 4$  であれば、 $D_2(s)$  は厳密にプロパーであり、単純にモータ入力電圧を得ることが出来る。したがって  $0 \leq t \leq t_1$  では

$$D_2(t) = \frac{y_1}{K} \sum_{r=4}^n \left\{ \frac{a_r r!}{t_1^r} \sum_{p=0}^4 \frac{C_p}{(r-p)!} t^{r-p} \right\} \quad (28)$$

### 3. ポリダイン曲線による振動負荷系の位置決め

#### 3.1 ポリダイン曲線の拡張<sup>7)8)</sup>

ポリダインカムは負荷系の動特性を考慮に入れ、任意の立上がり時間での高速位置決めにおける残留振動の抑制をねらって停止-上昇-停止形の変位曲線を与えるものである。カムの変位曲線を  $Y_c(t)$ 、1自由度振動系出力端の変位を  $Y(t)$ 、固有振動数を  $\omega_0$  とすると運動方程式は

$$\ddot{Y}(t) + 2\zeta\omega_0 \dot{Y}(t) + \omega_0^2 Y(t) = \omega_0^2 Y_c(t) \quad (29)$$

いま  $Y(t)$  が所望の変位曲線  $Y_a(t)$  をとり、しかも設定値  $\omega_0 = \omega_a$ 、 $\zeta = \zeta_a$  で残留振動が生じないためのカム変位曲線は

$$Y_c^*(t) = Y_a(t) + (2\zeta_a/\omega_a) \dot{Y}_a(t) + (1/\omega_a^2) \ddot{Y}_a(t) \quad (30)$$

ここで、 $Y_a$  を式 (23) で表すと  $Y_a$  の係数  $a_r$  は  $t=0$  および  $t_1$  における接続条件

$$\left. \begin{aligned} Y_a(0) = \dot{Y}_a(0) = \ddot{Y}_a(0) = Y_a^{(p)}(0) = 0 \\ Y_a(t_1) - y_1 = \dot{Y}_a(t_1) = \ddot{Y}_a(t_1) = Y_a^{(p)}(t_1) = 0 \end{aligned} \right\} \quad (31)$$

から決定される。ただし  $Y_a^{(p)}$  は任意に設定された単一または複数個の  $p$  階微分である。 $p$  の選択により特性の異なる多様の多項式を得ることができる。 $r$  の最大値  $n$  は式 (31) の式の数より決まる。

一例として接続条件の式 (31) の微分の階数  $p=3$  すなわち加加速度までが連続である場合を検討する。

$$Y_a^{(3)}(0) = Y_a^{(3)}(t_1) = 0 \quad (32)$$

とすると式 (23) の  $0 \leq t \leq t_1$  では式 (31) から

$$\left. \begin{aligned} \sum_{r=4}^7 a_r = 1, \quad \sum_{r=4}^7 r a_r = 0 \\ \sum_{r=4}^7 r(r-1) a_r = 0, \quad \sum_{r=4}^7 r(r-1)(r-2) a_r = 0 \end{aligned} \right\} \quad (33)$$

これから係数  $a_r$  を求める。

$$\left. \begin{aligned} a_0 = a_1 = a_2 = a_3 = 0, \quad a_k = 0 \quad (k \geq 8) \\ a_4 = 35, \quad a_5 = -84, \quad a_6 = 70, \quad a_7 = -20 \end{aligned} \right\} \quad (34)$$

したがって次の 4-5-6-7 形多項式曲線を得る。

$$Y_a(t) = y_1 \left( \frac{35}{t_1^4} t^4 - \frac{84}{t_1^5} t^5 + \frac{70}{t_1^6} t^6 - \frac{20}{t_1^7} t^7 \right) \quad (35)$$

式 (31) による  $a_r$  の算定と式 (28) を組み合わせた  $D_2(t)$  が拡張されたポリダイン曲線である。

振動負荷系出力端の角変位  $Y(t)$  は  $\omega_0 = \omega_a$ 、 $\zeta = \zeta_a$  すなわち実際値が設定値に等しいときには  $Y_a$  は式 (18) から次のように表示できる。

$$Y(s) = D_2(\omega_a, \zeta_a, s) G_2(\omega_a, \zeta_a, s) G_{CL}(\omega_a, \zeta_a, s) \\ = Y_a(s) \quad (36)$$

となり、所望の負荷出力が得られ、 $t_1 \leq t$  では  $Y(t) = y_1$  である。しかし  $\omega_0 \neq \omega_a$  あるいは  $\zeta \neq \zeta_a$  のときは  $D_2$  は同じであるが、 $G_2, G_{CL}$  が異なる。このとき

$$Y(s) = D_2(\omega_a, \zeta_a, s) G_2(\omega_0, \zeta, s) G_{CL}(\omega_0, \zeta, s) \quad (37)$$

すなわち  $Y(t) \neq Y_a(t)$  となり、一般に  $t_1 \leq t$  で残留振動を発生する。ただし次節に示すように特定の条件では理論上残留振動は発生しない。 $D_2$  は共通であるから  $G_2, G_{CL}$  が残り、式 (13), (7) より

$$Y(s) = \left( \frac{\omega_0}{\omega_a} \right)^2 \frac{\phi_2(\omega_a, \zeta_a, s)}{\phi_2(\omega_0, \zeta, s)} Y_a(s) \quad (38)$$

ただし  $\phi_2$  は式 (14), (10) よりいずれも次の 4 次の多項式である。

$$\left. \begin{aligned} \phi_2(\omega_a, \zeta_a, s) &= \{s^2 + (1/T_{m1})s + K_Y K_m / T_{m1}\} (s^2 \\ &\quad + 2\zeta_a \omega_a s + \omega_a^2) + (T_{L1}/T_{m1}) \omega_a^2 s (s + 2\zeta_a \omega_a) \\ \phi_2(\omega_0, \zeta, s) &= \{s^2 + (1/T_{m1})s + K_Y K_m / T_{m1}\} (s^2 \\ &\quad + 2\zeta \omega_0 s + \omega_0^2) + (T_{L1}/T_{m1}) \omega_0^2 s (s + 2\zeta \omega_0) \end{aligned} \right\} \quad (39)$$

#### 3.2 残留振動特性（慣性負荷が小さい場合）

$J_L \ll J_m$  の場合である。慣性の大きいダミーをモータに直結して逆伝達関数をつくり、負荷慣性を相対的に小さくしてモータへの反力を無視できる場合を含む。このとき式 (39) において  $T_{m1} \gg T_{L1}$  となるから式 (38) は

$$Y(s) = \left( \frac{\omega_0}{\omega_a} \right)^2 \frac{s^2 + 2\zeta_a \omega_a s + \omega_a^2}{s^2 + 2\zeta \omega_0 s + \omega_0^2} Y_a(s) \quad (40)$$

これは機械カムに 1 自由度振動系をつけた場合と同じ式である。 $Y_a(t)$  が 4-5-6-7 形多項式曲線の場合には式 (35) を適用して得られる。 $Y(t)$  は 2 次式であるのでカムの場合と同様な部分分数展開法によって得られるが、後述の数値計算によっても得られる。

残留振動は、 $0 \leq t \leq t_1$  において初期値を  $Y(0) = V(0) = 0$  とした過渡振動の最終値  $Y(t_1)$ 、 $\dot{Y}(t_1)$  を初期値として、 $t_1 \leq t$  に式 (41) を適用して求める。

$$Y(t) = y_1 \{1 + A_1 \exp(-\zeta \omega_0 t) \sin(\omega_0 t \sqrt{1 - \zeta^2} + \phi)\} \quad (41)$$

ここに  $A_1$  は減衰振動振幅の包絡線の  $t=t_1$  における

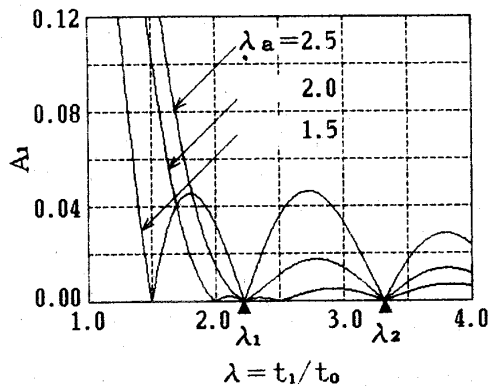


Fig. 2 Effect of  $\lambda_a$  on residual vibration characteristics (4-5-6-7 polynomial curve,  $J_L \ll J_m$ )

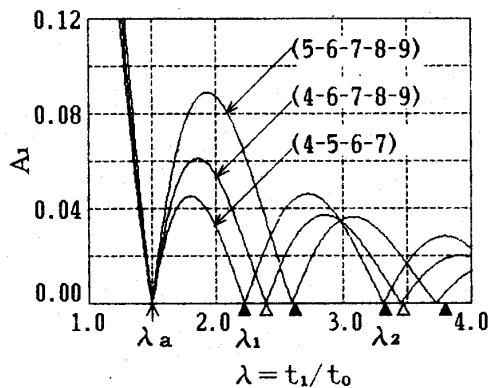


Fig. 3 Residual vibration characteristics of polynomial curves ( $\lambda_a = 1.5$ ,  $J_L \ll J_m$ )

値の行程  $y_1$  に対する比であり

$$A_1 = \left\{ \begin{aligned} &[(\Delta Y_1)^2 + 2\Delta Y_1(V_1/\omega_0)\zeta \\ &+ (V_1/\omega_0)^2]^{1/2} / (y_1\sqrt{1-\zeta^2}) \\ &\sin \phi = \Delta Y_1 / (A_1 y_1) \end{aligned} \right\} \quad (42)$$

ただし,

$$\Delta Y_1 = Y(t_1) - y_1, \quad V_1 = V(t_1) \quad (43)$$

とくに  $\zeta = 0$  の場合には式 (42) から

$$A_1 = [(\Delta Y_1)^2 + (V_1/\omega_0)^2]^{1/2} / y_1 \quad (44)$$

図2は  $\lambda_a = 1.5, 2.0, 2.5$  に設定したときの残留振動特性を示したものである。ここで  $t_0 = 2\pi/\omega_0$ ,  $\lambda = t_1/t_0$  であり,  $\omega_0 = \omega_a$  のとき  $\lambda = \lambda_a$  とした。  $\lambda_a$  のほかに多項式曲線に固有の  $\lambda_i$  ( $i=1, 2, \dots$ ) で  $A_1=0$  となる。

図3は多項式曲線の種類による影響を示したものである。いずれも機械カムによるものと同じである。  $\lambda_i$  は種類によって異なる。詳細は文献<sup>3)4)</sup>にある。

### 3.3 残留振動特性 (任意の慣性負荷をもつ場合)

$J_L \ll J_m$  が成り立たない一般の場合には式 (38) をそのまま解かなければならない。これは分母に高次多項式を含み部分分数展開法によるラプラス逆変換は簡単ではない。そこで  $Y(t)$  を求める問題が、伝達関数から状態変数表示を求める実現問題<sup>9)</sup> に帰着することを考慮して、この手法を適用し次のように数値計算に

よって求めた。この解法は高次代数方程式の根を求める必要がなく計算の全自動化が可能である。式 (38) に対応する状態方程式を

$$\dot{X}(t) = AX(t) + bu(t) \quad (45)$$

$$Y(t) = CX(t) + du(t) \quad (46)$$

とおく。ここに,

$$X(t) = [x_1(t), x_2(t), x_3(t), x_4(t)]^T \quad (47)$$

$$u(t) = Y_a(t) \quad (48)$$

とする。このとき式 (38), (39) から

$$\left. \begin{aligned} A &= \begin{bmatrix} 0 & 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 \\ -\alpha_0 & -\alpha_1 & -\alpha_2 & -\alpha_3 \end{bmatrix}, \quad b = \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ 0 \\ 1 \end{bmatrix} \\ C &= (\omega_0/\omega_a)^2 [\beta_0, \beta_1, \beta_2, \beta_3] \\ d &= (\omega_0/\omega_a)^2 \end{aligned} \right\} \quad (49)$$

ここに

$$\left. \begin{aligned} \alpha_0 &= K_Y K_m \omega_0^2 / T_{m1} \\ \alpha_1 &= \{\omega_0^2 + 2\zeta\omega_0(T_{L1}\omega_0^2 + K_Y K_m)\} / T_{m1} \\ \alpha_2 &= \{K_Y K_m + 2\zeta\omega_0 + (T_{m1} + T_{L1})\omega_0^2\} / T_{m1} \\ \alpha_3 &= 1/T_{m1} + 2\zeta\omega_0 \\ \beta_0 &= K_Y K_m (\omega_a^2 - \omega_0^2) / T_{m1} \\ \beta_1 &= \{\omega_a^2 - \omega_0^2 + 2K_Y K_m (\zeta_a \omega_a - \zeta \omega_0) \\ &\quad + 2T_{L1}(\zeta_a \omega_a^3 - \zeta \omega_0^3)\} / T_{m1} \\ \beta_2 &= \{2(\zeta_a \omega_a - \zeta \omega_0) \\ &\quad + (T_{m1} + T_{L1})(\omega_a^2 - \omega_0^2)\} / T_{m1} \\ \beta_3 &= 2(\zeta_a \omega_a - \zeta \omega_0) \end{aligned} \right\} \quad (50)$$

まず式 (45) の  $X(t)$  を初期値  $X(0)=0$  としてルンゲ・クッタ法で求め、さらに式 (46) から得られる次の式によって  $Y(t)$  を求める。

$$Y(t) = (\omega_0/\omega_a)^2 \{Y_a(t) + \beta_0 x_1(t) + \beta_1 x_2(t) + \beta_2 x_3(t) + \beta_3 x_4(t)\} \quad (52)$$

$Y(t)$  の残留振動特性は各  $\lambda, \zeta$  について、上述の計算のうち  $t_1 \leq t$  における残留振動  $Y(t)$  を切り出し、モーターの逆起電力による減衰が大であることを考慮して、最小二乗法により求めた減衰振動波形の極大値の包絡線と、 $t=t_1$  における  $Y$  軸との交点を  $Y_e = y_1 + \Delta Y_e$  としたときの

$$A_1 = \Delta Y_e / y_1 \quad (53)$$

を数値計算によって求めたものである。ただし  $\lambda = t_1/t_0$  とし,  $t_0 = 2\pi/\omega_0$  としている。

図4は4-5-6-7形多項式曲線について  $\lambda_a = 1.5$  の場合に慣性負荷  $J_L$  が  $A_1$  に及ぼす影響を示したものである。  $J_L$  が大きくなるに従って  $\lambda_i$  における  $A_1$  は0から離れて大きくなる。図5は  $\lambda_a$  の設定値による  $A_1$  の変動を示したもので  $\lambda_a$  が多項式に固有の  $\lambda_i$  ( $J_L \ll J_m$  のときの) の近傍で  $A_1$  が小さくなることを示してい

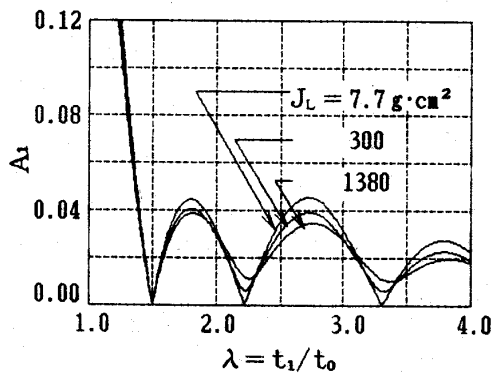


Fig. 4 Effect of  $J_L$  on residual vibration characteristics (4-5-6-7 curve,  $\lambda_a=1.5$ ,  $J_m=770 \text{ gcm}^2$ )

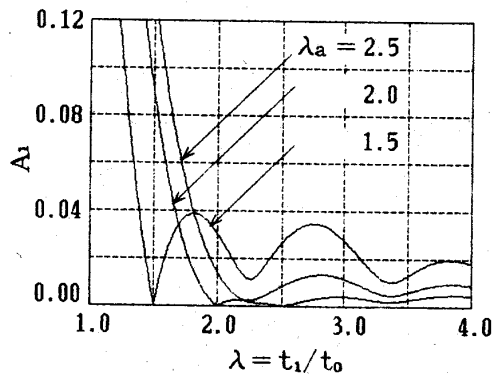


Fig. 5 Effect of  $\lambda_a$  on residual vibration characteristics (4-5-6-7 curve,  $J_L=1380$ ,  $J_m=770 \text{ gcm}^2$ )

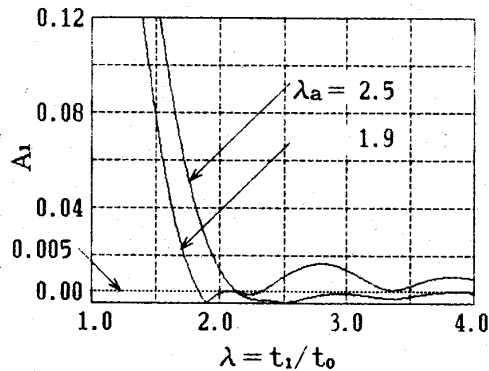


Fig. 6 Robustness of minimized residual vibration (4-5-6-7 curve,  $J_L=1380$ ,  $J_m=770 \text{ gcm}^2$ )

る。図6は広範囲で  $A_1 \leq 0.005$  となる多項式曲線の種類と  $\lambda_a$  の選定の組合せを示したもので、この領域内に設定すれば設定値の変動に強い高速位置決めが可能である。  $A_1 \leq 0.01$  とすればさらに広範囲に許容できる。図7は粘性減衰係数  $\zeta_a$  をもつ系に対しても  $\zeta = \zeta_a$  と設定すれば  $A_1 = 0$  となることを示したものである。

#### 4. 実験方法および結果

##### 4.1 実験方法および実験装置

この実験は変位・速度フィードバックをもったモータ

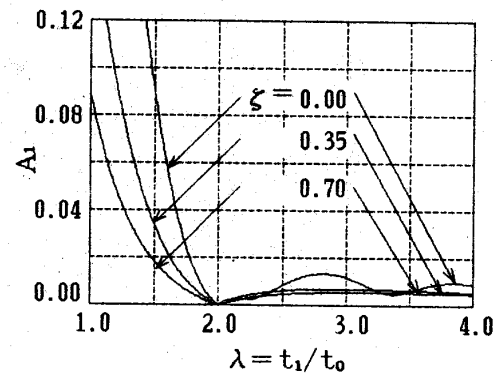


Fig. 7 Effect of  $\zeta$  on residual vibration characteristics (4-5-6-7 curve,  $\lambda_a=2.0$ ,  $\zeta = \zeta_a$ )

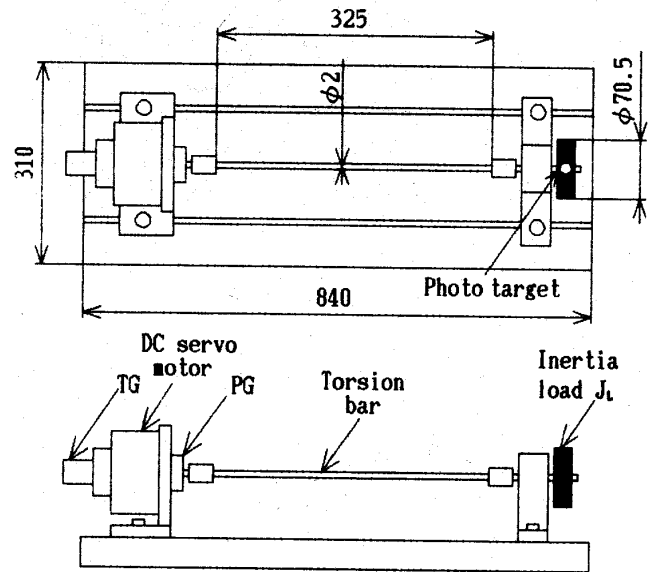


Fig. 8 Experimental setup

タ駆動系の出力軸に1自由度ねじり振動系を直結し、ポリダイナミクスを適用することにより振動系先端に残留振動の少ない高速位置決めを行わせようとするものである。図8に実験装置の概要を示す。駆動回路（自製）のフィードバック加算はI/Oインタフェースの外側で行った。この回路への入力データ  $D_2(t)$  はあらかじめ立上がり時間  $t_1(\text{ms})$  の1/1000間隔ごとのデジタル値として格納しておき、その時刻に加算回路に出力する。駆動用モータにはDCサーボモータ（定格1.41 Nm, 2000 rpm）を用いた。モータ時定数はモータ端子電圧を入力とし回転速度を出力とするボード線図から求め  $T_m=3.42 \text{ ms}$  とした。ロータ慣性モーメントは  $770 \text{ gcm}^2$ 、誘起電圧定数は  $K_e=0.131 \text{ V/rad}\cdot\text{s}^{-1}$  であり、駆動回路のゲイン定数を  $K_a=3.00$  に設定すると  $K_m=22.9 \text{ rad}\cdot\text{s}^{-1}/\text{V}$  となる。また速度のフィードバックおよび測定には速度発電機 ( $K_{tg}=0.028 \text{ V/rad}\cdot\text{s}^{-1}$ ) を用いた。速度フィードバックのゲインは  $K_v=0.1 \text{ V/rad}\cdot\text{s}^{-1}$  ( $K_{tg}$  を含む) に設定した。光エンコーダ (1000 pulse/rev) を用い、

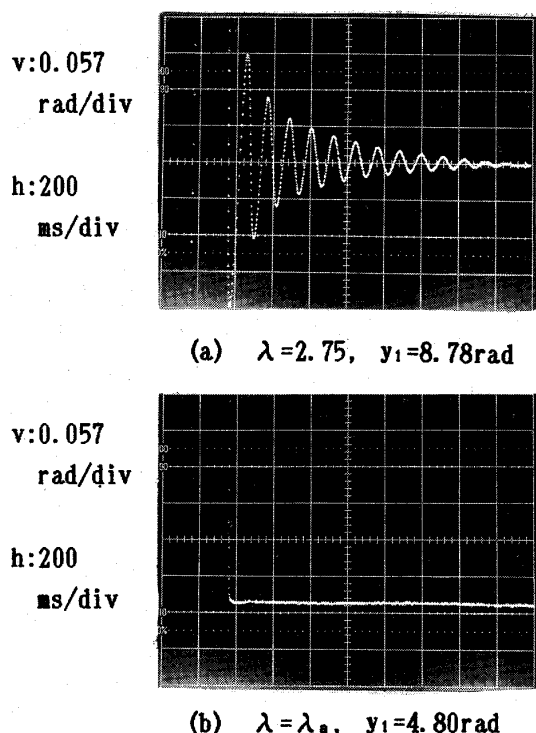


Fig. 9 Residual vibration of 4-5-6-7 curve ( $\lambda_a = 1.5$ ,  $\zeta = \zeta_a = 0.026$ ,  $t_0 = 116.5 \text{ ms}$ ,  $J_L = 1380 \text{ gcm}^2$ )

U/D カウンタ (16 ビット) で計数を行い, 減算回路に入れた。

モータ出力軸には実用性を考慮してダミーを設けず, モータに直結した丸棒の先端に慣性負荷  $J_L = 1380 \text{ g} \cdot \text{cm}^2$  をつけた場合について行った。出力端の過渡振動の測定には非接触変位計(分解能  $2 \mu\text{m}$ )を用いた。

#### 4.2 ポリダイン曲線による位置決め

4-5-6-7 形多項式を用いたポリダイン曲線を適用し 1 自由度振動系の残留振動の測定を行った。図 9 は出力端の残留振動の過渡応答を示し, 図 (a) は残留振幅  $A_1$  が大となる場合, 図 (b) は  $\lambda = \lambda_a$  の場合で,  $\lambda$  が (a) の場合より小であるにもかかわらず  $A_1$  が 0.005 以下となり, 減衰の影響も補正していることが分かる。図 10 は残留振動特性を計算結果と比較したもので, よい一致を示す。駆動系のみをばね・質量系と見なしたとき等価固有周期  $45.5 \text{ ms}$ , 等価粘性減衰係数  $3.87$  となり, 残留振動に及ぼすモータロータの影響は急速に減衰するので, この  $A_1$  の算定は妥当と思われる。この結果本方法による高速位置決めが機械カムと同様に可能であることが確認された。

#### 5. 結 論

逆伝達関数補償法の適用によるポリダイン曲線を DC サーボモータ駆動系に入力し 1 自由度振動負荷系の高速位置決めを行う方法について理論的実験的に検

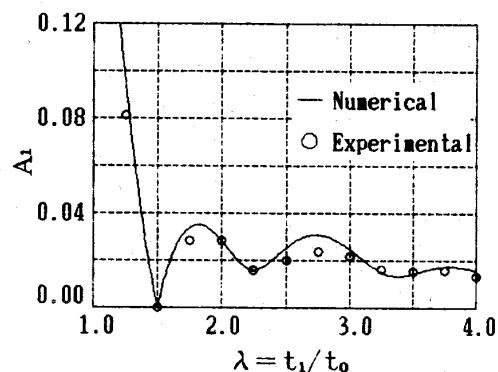


Fig. 10 Experimental results on residual vibration characteristics of 4-5-6-7 curve ( $\lambda_a = 1.5$ ,  $\zeta_a = 0.026$ ,  $t_0 = 116.5 \text{ ms}$ ,  $J_L = 1380 \text{ gcm}^2$ )

討し次の結果を得た。

- (1) モータ駆動系と 1 自由度振動系を含めた系全体に対し単純な逆伝達関数補償法を適用出来るのは 4 次以上の多項式曲線である。等加速度, 単弦運動曲線などの基礎運動カム曲線などは不可である。
- (2) 逆伝達関数補償法を適用したポリダイン曲線により, モータの負荷部分をオープンとして高速位置決めができる見通しを得た。
- (3) 多項式曲線の選定と  $\lambda_a$  の設定の組合せにより, 任意の  $\lambda$  で設定値の変動に強い高速位置決めの可能性が得られた。

#### 謝 辞

実験装置についてご援助頂いた NTT 境界領域研究所山田一郎氏に感謝致します。また実験と数値計算にご協力頂いた当研究室井上欣英君に感謝致します。

#### 参 考 文 献

- 1) 神崎一男, 小林伸明: 直流サーボモータによるカム曲線の出力 (第 1 報) —— 逆伝達関数補償法の適用, 精密工学会誌, **55**, 12 (1989) 2215.
- 2) 神崎一男, 小林伸明: 直流サーボモータによるカム曲線の出力 (第 2 報) —— 振動負荷系の残留振動特性, 精密工学会誌, **57**, 11 (1991) 2023.
- 3) 板生 清, 神崎一男: ポリダインカムによるタイプヘッドの高速位置決め, 精密機械, **37**, 3 (1971) 204.
- 4) K. Kanzaki & K. Itao: Polydyne Cam Mechanisms for Typehead Positioning, Trans. ASME Ser. B, **91**-4, (1972) 250.
- 5) 山田一郎, 中川三男: 機械的な振動特性を考慮したサーボモータ系の位置決め制御, 計測自動制御学会論文集, **18**, 1 (1982) 84.
- 6) 樋口俊郎, 山口智美: 非円形輪郭切削に関する研究 (第 1 報), 精密工学会誌, **54**, 1 (1988) 145.
- 7) D. A. Stoddart: Polydyne Cam Design, Machine Design, **125**, Jan. (1953) 121.
- 8) H. A. Rothbart: Cams - Design, Dynamics and Accuracy, John Wiley & Sons, New York, N. Y., (1956).
- 9) 伊藤正美ほか: 線形制御系の設計理論, 計測自動制御学会, (1978) 50.