対称形バイラテラルサーボ機構における 伝達誤差の補償*

神 崎 一 男** 小 林 伸 明*** 山 田 正†

Compensation of Transfer Deviation on Symmetry Type
Bilateral Servo Mechanisms

Kazuo KANZAKI, Nobuaki KOBAYASHI and Tadasu YAMADA

We have two types of the bilateral servo mechanisms utilized to force reaction type manipulator. The simple symmetry type has the larger transfer deviation. The force feedback type with the smaller transfer deviation needs troublesome force sensing devices. This paper describes the simple compensation method of transfer deviation on the symmetry-type. We found that the transfer deviation of the torque decreases by means of subtracting output of tachometer generator through PD circuit from the driving input of the opposite motor. The system is unstable when the gain constants in compensation circuits are over the limits, which are decided to equivalent mechanical inertia moment and viscous damping factor. The transfer deviation of the compensated symmetry type system is near to that of the force feedback system.

Key words: bilateral servo mechanism, symmetry type, transfer deviation, compensation method

1. ま え が き

バイラテラルサーボ機構は主動側の操作による従動側の追従動作の際の反力が主動側で感じ取れることをねらった機構である¹⁾²⁾。対称形バイラテラルサーボは力のセンサを用いない代わりに変位による力の伝達誤差が入る欠点がある。力帰還形はこのような誤差を力センサをつけることにより抑制しているが、装置の複雑化を来す。このため本研究では、従来の対称形を基本としてこれに電気的な補償を加え、上記誤差を抑制することをねらい以下のような検討を行った。

2. 伝達特性と誤差補償法

2.1 基本機構の伝達特性

図1は従来の基本的な対称形バイラテラルサーボ機構のブロック図で、 θ_i 、 T_i は角変位、トルクを示す。添字 $i=1, 2$ は主動側、従動側とする。また G は

$$G = \frac{K_S \cdot K_{PP} \cdot K_{SP} \cdot K_T}{R} \quad (1)$$

ただし K_S は角変位センサ、 K_{PP} は偏差カウンタとDAコンバータ、 K_{SP} はモータ増幅器のゲイン定数、 K_T はモータのトルク定数、 R はモータ電機子抵抗である。また $s=j\omega$ (ω は角周波数) として

$$\frac{1}{D_i} = J_i s^2 + \mu_i s \quad (2)$$

ただし

$$\left. \begin{aligned} J_i &= J_{mi} + J_{di} \\ \mu_i &= \mu_{mi} + \mu_{di} \\ \mu_{mi} &= \frac{(K_E + K_{tg}) K_T}{R} \end{aligned} \right\}$$

ここに J_{mi} 、 J_{di} はモータ、駆動系の慣性モーメント、 μ_{mi} 、 μ_{di} はモータ・駆動軸の電気的、機械的な等価粘性摩擦係数で、 K_E は逆起電力定数、 K_{tg} は速度発電機と増幅器のゲイン定数とする。

Fig. 1 Symmetry type bilateral servomechanism

* 原稿受付 昭和63年8月8日。昭和63年度精密工学会東海支部浜松地方講演会(昭和63年7月15日)にて発表

** 正会員 金沢工業大学(石川県野々市町扇が丘7-1)

*** 金沢工業大学

† (株)東京電気(秦野市堀山下43)

Fig. 2 Dynamic characteristics of transfer matrix elements (Numerical)

このとき図1の伝達行列を M とすると

$$\begin{bmatrix} \theta_1 \\ T_1 \end{bmatrix} = M \begin{bmatrix} \theta_2 \\ T_2 \end{bmatrix}$$

$$\text{ただし } M = \begin{bmatrix} A & B \\ C & D \end{bmatrix} \quad (3)$$

ここで理想の状態は θ と T が干渉を起こさないこと、すなわち M が対角行列となることである。図1から

$$\left. \begin{aligned} A &= \frac{1}{D_2 G} + 1 = \frac{J_2 s^2 + \mu_2 s}{G} + 1 \\ B &= 1/G \\ C &= \frac{1}{D_1 D_2 G} + \frac{1}{D_1} + \frac{1}{D_2} \\ &= \frac{(J_1 s^2 + \mu_1 s)(J_2 s^2 + \mu_2 s)}{G} \\ &\quad + (J_1 + J_2) s^2 + (\mu_1 + \mu_2) s \\ D &= \frac{1}{D_1 G} + 1 = \frac{J_1 s^2 + \mu_1 s}{G} + 1 \end{aligned} \right\} \quad (4)$$

簡単のために G が大きいとすると近似的に

$$\left. \begin{aligned} A &= 1, B = 0, D = 1 \\ C &= \frac{1}{D_1} + \frac{1}{D_2} = (J_1 + J_2) s^2 + (\mu_1 + \mu_2) s \end{aligned} \right\} \quad (5)$$

となって要素 $C(s)$ にとくに大きい伝達誤差が入ることになる。

図2は式(4)による要素のゲインの周波数特性の計算値を示したものである。パラメータとして $G = 4.76 \text{ Nm/rad}$, $J_1 = 0.000783 \text{ kgm}^2$, $J_2 = 0.000811 \text{ kgm}^2$, $\mu_1 = \mu_2 = 0.051 \text{ Nms}$ を用いた。この例では、 $A(j\omega)$ は 10 Hz 程度までは 0 dB であるから、比較的主動側に忠実である。共振点は $(G/J_2)^{1/2}$ である。 $B(j\omega)$ は設定した G の逆数として得られる。 $C(j\omega)$ は低周波ではゲイン小で勾配 20 dB/dc 、周波数とともに増大して高周波では 80 dB/dc の勾配を示す。式(4)において近似的に主動側と従動側の構成を同じとして

Fig. 3 Compensation method of transfer deviation

$$\left. \begin{aligned} J_1 &= J_2 = J \\ \mu_1 &= \mu_2 = \mu \end{aligned} \right\} \quad (6)$$

とおくと

$$C(s) = Ks(Ts + 1)(s^2 + 2\zeta\omega_n s + \omega_n^2) \quad (7)$$

ここに、 $K = J\mu/G$, $T = J/\mu$, $\zeta = (\mu/J)/(2\omega_n)$, $\omega_n^2 = 2G/J$. $C(j\omega)$ を小にするには低周波では μ が、高周波では J が大きく影響する。 $D(j\omega)$ は $A(j\omega)$ と同様の特性をもつ。以上のように非干渉化を図るのもっとも隔たりのあるのが $C(s)$ 項である。

2.2 速度帰還による伝達誤差の補償³⁾

要素 $C(s)$ の伝達誤差を抑制するための一つの方法は後述の力帰還形であるが、力センサを必要とし機構の複雑化を来す。そこで下記のように機構としては対称形そのままとし、電気的な補償機能を設けて伝達誤差を抑制する方法について検討を行った。式(4)の $C(s)$ 項は従動側 θ_2 が主動側 T_1 に及ぼす誤差で、これは $J_1 s^2$, $J_2 s^2$, $\mu_1 s$, $\mu_2 s$ からなる慣性力と粘性摩擦力である。したがってまずは図3に示すように従動側の角速度 $s\theta_2$ 、具体的には従動側の速度発電機の出力電圧を検出して比例微分を行って等価な慣性力、摩擦力をつくり、 T_1 側のモータ駆動回路入力値から減算する補償回路 Q_2 を設けることとした。その後主動側の $s\theta_1$ も検出して同様な補償回路 Q_1 を設け、図3のように交差させる方法を検討した。すなわち

$$Q_i(s) = J_{qi} s^2 + \mu_{qi} s \quad (8)$$

この結果伝達行列 M の要素は

$$\left. \begin{aligned} A &= \frac{G}{Q_1 + G} + \frac{1}{D_2(Q_1 + G)} \\ B &= \frac{1}{Q_1 + G} \\ C &= \left\{ \frac{1}{D_1 D_2} + G \left(\frac{1}{D_1} + \frac{1}{D_2} \right) - Q_1 Q_2 \right. \\ &\quad \left. - G(Q_1 + Q_2) \right\} / (Q_1 + G) \\ D &= \frac{1/D_1 + G}{Q_1 + G} \end{aligned} \right\} \quad (9)$$

として与えられる。ここで次の補償法を検討する。

- I) 従動側あるいは主動側からの補償 (Q_2 または Q_1)

例えば従動側からのみとして式 (9) において

$$\left. \begin{aligned} Q_1 &= 0 \\ Q_2 &= \frac{1}{D_1} + \frac{1}{D_2} \end{aligned} \right\} \quad (10)$$

とすると

$$\left. \begin{aligned} A &= 1 + \frac{1}{D_2 G} \\ B &= 1/G \\ C &= \frac{1}{D_1 D_2 G} \\ D &= 1 + \frac{1}{D_1 G} \end{aligned} \right\} \quad (11)$$

ここで $G = \infty$ とすると $C = 0$ となり、理想的な伝達行列が得られることになる。しかし G あるいは Q_2 のゲインを過大にすると不安定になる。そこで G を有限値に固定して J_{q2} , μ_{q2} を可変として補償すると式 (9) の C は

$$C(s) = s \left\{ \frac{(J_1 s + \mu_1)(J_2 s + \mu_2)s}{G} + (J_1 + J_2 - J_{q2})s + (\mu_1 + \mu_2 - \mu_{q2}) \right\} \quad (12)$$

となる。図 4 は J_{q2} のみ、 μ_{q2} のみ、および両者の補償の影響を示したもので、高周波では前者の、低周波では後者の影響が強いことが分かる。図 (c) では両者が合成され広い範囲で $C(j\omega)$ が小さくなっていることがわかる。

II) 主動側および従動側からの補償 (Q_2 および Q_1)

式 (9) において

$$\left. \begin{aligned} Q_1 &= 1/D_1 \\ Q_2 &= 1/D_2 \end{aligned} \right\} \quad (13)$$

とすると

$$\left. \begin{aligned} A &= \frac{1/D_2 + G}{1/D_1 + G} \\ B &= \frac{1}{1/D_1 + G} \\ C &= 0 \\ D &= 1 \end{aligned} \right\} \quad (14)$$

となり、 G に無関係に要素 C が小になる。要素 A は $D_1 = D_2$ または G が大であれば 1 に近く、 B は G が大であれば 0 に近い。ここで G を有限とし、 J_{qi} , μ_{qi} を可変として補償すると式 (9) の C は

$$\begin{aligned} C &= s[(J_1 s + \mu_1)(J_2 s + \mu_2)s \\ &\quad + G\{(J_1 + J_2)s + (\mu_1 + \mu_2)\} \\ &\quad - (J_{q1}s + \mu_{q1})(J_{q2}s + \mu_{q2})s \\ &\quad - G\{(J_{q1} + J_{q2})s + (\mu_{q1} + \mu_{q2})\}]/ \end{aligned}$$

(a) Effect of J_{q2}

(b) Effect of μ_{q2}

(c) Effect of J_{q2} and μ_{q2}

Fig. 4 PD compensation effect due to slave velocity (Numerical)

$$(J_{q1}s^2 + \mu_{q1}s + G) \quad (15)$$

図 5 (a) は J_{q1} , J_{q2} のみの影響で、 J_{q1} が入ると反共振が発生してゲインが非常に大となる。図 (b) は μ_{q1} , μ_{q2} のみの影響で μ_{q1} の効果が大きいことがわかる。図 (c) は両者の補償の影響を示したものである。反共振が抑制され広い範囲でゲインが小になっている。

2.3 安定限界

式 (3) を交換して T_1 , T_2 を入力、 θ_1 , θ_2 を出力とみると

$$\begin{bmatrix} \theta_1 \\ \theta_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} A/C & (BC-AD)/C \\ 1/C & -D/C \end{bmatrix} \begin{bmatrix} T_1 \\ T_2 \end{bmatrix} \quad (16)$$

のように伝達関数行列の分母に $C(s)$ が入る。ゆえに

$$C(s) = 0 \quad (17)$$

Fig. 5 PD compensation effect due to master and slave velocity (Numerical)

はバイラテラルサーボ系の特性方程式である。したがって安定性の点から要素 $C(s)$ を完全に 0、すなわち伝達誤差を 0 にすることは不可能である。これは力帰還形についても同じである。安定な範囲で誤差を小さくすることになる。

I) の場合については式 (12) から

$$\left(\frac{J_1 J_2}{G}\right) s^3 + \left(\frac{J_1 \mu_2 + J_2 \mu_1}{G}\right) s^2 + \left(\frac{\mu_1 \mu_2}{G} + J_1 + J_2 - J_{q2}\right) s + (\mu_1 + \mu_2 - \mu_{q2}) = 0 \quad (18)$$

任意の G に対し安定であるためにはラウス・フルビツの方法から少なくとも次の範囲になければならない。

$$\left. \begin{array}{l} J_{q2} < J_1 + J_2 \\ \mu_{q2} < \mu_1 + \mu_2 \end{array} \right\} \quad (19)$$

安定の程度に関しては特性方程式は式 (12) から

Fig. 6 Stability criterion of compensated system

$$1 + \frac{G\{(J_1 + J_2 - J_{q2})s + (\mu_1 + \mu_2 - \mu_{q2})\}}{s(J_1 s + \mu_1)(J_2 s + \mu_2)} = 0 \quad (20)$$

したがって等価な一巡伝達関数 G_H は

$$G_H = \frac{G\{(J_1 + J_2 - J_{q2})s + (\mu_1 + \mu_2 - \mu_{q2})\}}{s(J_1 s + \mu_1)(J_2 s + \mu_2)} = \frac{K(T_3 s + 1)}{s(T_1 s + 1)(T_2 s + 1)} \quad (21)$$

ここに

$$\left. \begin{array}{l} T_1 = J_1 / \mu_1 \\ T_2 = J_2 / \mu_2 \\ T_3 = \frac{J_1 + J_2 - J_{q2}}{\mu_1 + \mu_2 - \mu_{q2}} \\ K = \frac{G(\mu_1 + \mu_2 - \mu_{q2})}{\mu_1 \mu_2} \end{array} \right\}$$

であるから、式 (19) の一つを満足しない場合には $T_3 < 0$ となる。図 6 (a) のベクトル軌跡はこの場合であり不安定であることを示す。式 (19) が安定限界の目安となる。

II) の場合については式 (15) から

$$\begin{aligned} & \left(\frac{J_1 J_2 - J_{q2} J_{q1}}{G}\right) s^3 \\ & + \left(\frac{J_1 \mu_2 + J_2 \mu_1 - J_{q2} \mu_{q1} - J_{q1} \mu_{q2}}{G}\right) s^2 \\ & + \left\{ \frac{\mu_1 \mu_2 - \mu_{q2} \mu_{q1}}{G} + (J_1 + J_2 - J_{q2} - J_{q1}) \right\} s \\ & + (\mu_1 + \mu_2 - \mu_{q2} - \mu_{q1}) = 0 \end{aligned} \quad (22)$$

任意の G に対し安定であるためには少なくとも次の範囲になければならない

$$\left. \begin{array}{l} J_{q1} + J_{q2} < J_1 + J_2 \\ \mu_{q1} + \mu_{q2} < \mu_1 + \mu_2 \end{array} \right\} \quad (23)$$

式 (22) から一巡伝達関数 G_H は

$$G_H = G \left[\frac{\{(J_1 + J_2 - J_{q2} - J_{q1})s + (\mu_1 + \mu_2 - \mu_{q2} - \mu_{q1})\}}{\{(J_1 J_2 - J_{q2} J_{q1})s^3 + (J_1 \mu_2 + J_2 \mu_1 - J_{q2} \mu_{q1} - J_{q1} \mu_{q2})s^2\}} \right]$$

$$\begin{aligned}
 & + (\mu_1 \mu_2 - \mu_{q2} \mu_{q1}) s] \\
 & = \frac{K(Ts+1)}{s(s^2 + 2\zeta\omega_n s + \omega_n^2)} \quad (24) \\
 & \left. \begin{aligned} T &= \frac{J_1 + J_2 - J_{q1} - J_{q2}}{\mu_1 + \mu_2 - \mu_{q1} - \mu_{q2}} \\ \omega_n &= \left(\frac{\mu_1 \mu_2 - \mu_{q2} \mu_{q1}}{J_1 J_2 - J_{q2} J_{q1}} \right)^{1/2} \\ \zeta &= \frac{J_1 \mu_2 + J_2 \mu_1 - J_{q2} \mu_{q1} - J_{q1} \mu_{q2}}{2\omega_n (J_1 J_2 - J_{q2} J_{q1})} \\ K &= \frac{G(\mu_1 + \mu_2 - \mu_{q2} - \mu_{q1})}{J_1 J_2 - J_{q2} J_{q1}} \end{aligned} \right\}
 \end{aligned}$$

であるから図 6 (b) のように式 (23) を満足する場合は安定である。

3. 実験方法および結果

3.1 実験方法

図 7 に実験装置の概要図を示す。ユニラテラルの位置サーボ制御系に、さらに従動側を駆動する DC サーボモータ (定格 0.637 Nm, 3 000 rpm) と同じモータを主動側に入力トルクと逆向きに働くように取り付けた。偏差カウンタ・DA コンバータの指令入力端子には主動側の光エンコーダ (分解能 1 000/rev) の出力パルスをも、帰還入力端子には従動側エンコーダの出力を入れた。動特性を検討するために主動側にさらに DC サーボモータ (定格 0.951 Nm, 2 020 rpm) を取り付け、関数発生器の正弦波電圧を増幅して入力トルクをかけた。軸の慣性モーメントは軸に回転円板を取り付けて可変とした。回転角 θ_1, θ_2 の検出にはポテンシオメータ (皮膜抵抗形) を、トルク T_1, T_2 にはひびずみゲージ (ゲージ率 2.11) を用いた。

式 (3) に示した伝達行列の要素の周波数特性のゲインは、従動軸を自由 ($T_2=0$) として

$$\left. \begin{aligned} A(j\omega) &= \frac{\theta_1(j\omega)}{\theta_2(j\omega)} \\ C(j\omega) &= \frac{T_1(j\omega)}{\theta_2(j\omega)} \end{aligned} \right\} \quad (25 a)$$

従動軸のトルクセンサより外側を固定 ($\theta_2=0$) して

$$\left. \begin{aligned} B(j\omega) &= \frac{\theta_1(j\omega)}{T_2(j\omega)} \\ D(j\omega) &= \frac{T_1(j\omega)}{T_2(j\omega)} \end{aligned} \right\} \quad (25 b)$$

から求めた。

伝達誤差の補償回路は DC モータに直結した速度発電機 (7 V/1 000 rpm) の出力電圧を比例・微分回路 (図 7 (c)) を通して ($J_q s^2 + \mu_q s$) θ に対応する電圧として発生させ、モータ駆動入力電圧から減算するもの

(a) Block diagram of bilateral servosystem

(b) Experimental device (master part)

(c) Block diagram of circuit for compensation

Fig. 7 Experimental setup

である。微分回路は高周波ノイズを抑制するため台形の周波数特性とし、さらにフィルタを設けた。図において K_{ig}, K_{op}, K_{od} は速度発電機 (出力 V_{ig})、比例 (出力 V_p)、微分回路 (出力 V_d) のゲイン定数である。ただし $K_{op} = V_p / V_{ig}$, $V_{ig} = K_{ig} \omega$, $V_d = K_{od} \omega V_{ig}$ 。

$$\begin{aligned} J_q s^2 + \mu_q s &= T \\ &= (K_T / R) K_{ig} (K_{od} s + K_{op}) K_{sp} s \quad (26) \end{aligned}$$

であるから次のように換算できる。

$$\left. \begin{aligned} J_q &= \frac{K_T}{R} K_{ig} K_{od} K_{sp} \\ \mu_q &= \frac{K_T}{R} K_{ig} K_{op} K_{sp} \end{aligned} \right\} \quad (27)$$

3.2 実験結果

実験結果を図 8, 図 9 および図 10 に示す。前述の計算値に用いたパラメータは実験装置のものであって、 $J_1 = 0.000 783 \text{ kgm}^2$, $J_2 = 0.000 811 \text{ kgm}^2$, $\mu_1 = \mu_2 = 0.051 \text{ Nms}$ である。ただし G は式 (4) から $1/B$ であるので特性の実験値から求めた。 μ_1, μ_2 はモータの電磁力に起因するものに比し軸の摩擦外力によるものは無視でき (約 4%)、同じ形式のモータで同じ速度帰還をかけているので、両者は等しいと見なしてよ

Fig. 8 Dynamic characteristics of transfer matrix elements (No compensation)

い。したがって $\mu_{di}=0$ で、 μ_{mi} はモータ定数と速度帰還のゲイン定数から式 (2) によって求めたものである。

1) 補償のない場合

伝達行列の要素 $A(j\omega)$ の周波数特性を図 8 (a) に示す。これは式 (3) による 2 次遅れの理論値とよい一致を示す。図 (b) に示した B が G のみに関係するのではば一定である。図 (c) の要素 C の実験値は高周波ではよい一致を示しているが、低周波では高めに示している。これは理論値で用いた μ_2 の誤差によるものと思われる。要素 D は要素 A と同じ特性を示している。

2) 従動軸からの補償 (Q_2 のみ)

図 9 は J_{q2} のみ、 μ_{q2} のみ、および両者の補償の影響を図示したものである。 J_{q2} のみでは高周波、 μ_{q2} の

Fig. 9 PD compensation effect due to slave velocity (Experimental)

Fig. 10 PD compensation effect due to master and slave velocity (Experimental)

みでは低周波の誤差が減少し、両者の補償によって 10 Hz 以下の広範囲にわたって $C(j\omega)$ のゲインを 12 dB 減少させることが出来ることが確認された。この

Fig. 11 Force-feedback type bilateral servomechanism

図において補償回路の J_{q2} , μ_{q2} が式 (19) を満たしているが、実験においても安定領域内にある。これを超えると暴走（一方向回転または発振）する。

3) 主動軸および従動軸からの補償 (Q_1 および Q_2)

図 10 は J_{q1} , J_{q2} , μ_{q1} , μ_{q2} の影響を図示したものである。図の場合よりも補償回路のゲインを上げると発振する。式 (23) から図の場合が限界に近いことを示している。図 10 は G の影響、したがって高速領域での勾配が緩和され、片側のみの場合よりもやや誤差抑制の効果があることを示している。

4. 力帰還形との伝達誤差の比較

伝達誤差の許容値については用途によるので明確ではないが、ここでは力帰還形を目標に代替の可能性を検討してきたので、それとの比較を行う。図 11 は力帰還形のブロック図である。ここで P_i ($i=1, 2$) はトルク検出位置、 L_i , D_{0i} は図 1 の D_i を P_i より内側および外側に分けたものである。 H はトルク制御系のゲイン定数である。この伝達要素のうち $C(s)$ 項は

$$C(s) = \frac{H}{\{D_{02}(1+H)\} + \left\{1 + \frac{1}{D_{02}G} + \frac{L_2}{G}\right\}} \times \left\{\frac{L_1}{1+H} + \frac{1}{D_{01}}\right\} \quad (28)$$

$1/D_{0i} = J_{0i}s^2 + \mu_{0i}s$, $L_i = J_{ti}s^2 + \mu_{ti}s$ とおくと

$$C(s) = \left(\frac{H}{1+H}\right)(J_{02}s^2 + \mu_{02}s) + \left\{1 + \frac{1}{G}(J_{02}s^2 + \mu_{02}s + J_{t2}s^2 + \mu_{t2}s)\right\} \times \left\{\frac{J_{t1}s^2 + \mu_{t1}s}{1+H} + (J_{01}s^2 + \mu_{01}s)\right\} \quad (29)$$

ここで、トルクセンサはモータ負荷系の中央につけるとし、負荷系の摩擦力を無視すると

$$J_{01} = 0.000322 \text{ kgm}^2$$

$$J_{02} = 0.000308 \text{ kgm}^2$$

$$J_{t1} = 0.000461 \text{ kgm}^2$$

$$J_{t2} = 0.000503 \text{ kgm}^2$$

Fig. 12 Dynamic characteristics of force-feedback type

$$\mu_{t1} = \mu_{t2} = 0.051 \text{ Nms}$$

$$\mu_{01} = \mu_{02} = 0$$

また $G = 4.76 \text{ Nm/rad}$ として H をパラメータとして図示したものが図 12 である。これを図 4 (c) あるいは図 5 (c) と比較するとかなり近い伝達誤差を示しており、高周波領域ではむしろ優れていると推定される。

5. 結 論

対称形バイラテラルサーボ機構の伝達誤差の抑制をねらって理論的実験的に研究を行い次の結果を得た。

- (1) 対称形バイラテラルサーボ機構の速度発電機の出力を比例微分回路を通して反対側のモータ駆動入力から減算することにより、トルクの伝達誤差が減少することが確認された。
- (2) 補償回路のゲインを過大にすると不安定になるが、安定限界の目安が式 (19), (23) であることを示した。
- (3) 伝達誤差は力帰還形にかなり近い程度に達することを示した。

謝 辞

本研究に対し有益なご助言を頂いた元電電公社通研柳嗣氏、実験装置でご援助頂いた興和電子機器(株)滝敬一郎氏、卒業研究生としてご協力を頂いた吉野育生・西森剛・吉村智昌君に感謝致します。

参 考 文 献

- 1) 藤井澄二：バイラテラルサーボ機構の理論，日本機械学会誌，62，480 (1962)。
- 2) 江尻正真，鴨井 章：サーボマニピュレータ，計測と制御，2，7 (1963)。
- 3) 神崎一男，柳 嗣：双動形サーボ機構，特許第 441930 号 (出願昭 37. 2)。