ニューラルネットワークの油圧サーボ機構への 適用に関する基礎的研究* (系の収束条件と安定問題について)

小林 邦夫*¹, 村田 二郎*², 森澤 正旭*¹

A Study on Application of Neural Network to an Electro-hydraulic Servomechanism (Convergent Condition and Stability Problem of the System)

Kunio KOBAYASHI*³, Jiro MURATA and Masaaki MORISAWA

*³ Musashi Institute of Technology, Dept. of Mechanical Engineering,
Tamazutsumi 1-28-1, Setagaya-ku, Tokyo, 158-8557 Japan

A hydraulic servo system which has quick-response characteristic, high positioning accuracy and high power by itself is often used in an air plane, a construction machinery and the center of a vibratory testing machine. Several papers for application of Neural Network to servo systems have been reported. Most of them were for systems which have slow speed response characteristic such as pneumatic servo systems. Recently applications to improve the characteristic of a hydraulic servo system, a vibratory waveform control system and so forth are studied. In this study, we applied Neural Network to the hydraulic servomechanism directly and discussed about the basic characteristic such as convergent problem of output waveform for reference input signal and stability problem of the system. The result were as follows: (1) When the Neural Network is applied to the hydraulic servomechanism and learns with the plural number of times in one sampling interval, the theoretical convergent conditional equation could be obtained and confirmed by the simulation and the experiment. (2) In this control system, there are convergent and divergent domains. And we found that the stable and unstable areas existed in the convergent domain.

Key Words: Hydraulic Servomechanism, Neural Network, Convergent Condition, Stability, Computer Control, Waveform Control

1. 緒 言

油圧サーボ系は速応性がよく、位置決め精度が高く、しかも発揮されるパワーが大きいので航空機、建設機械などの分野のほか、振動試験機の中核部などに用いられてそれなりの成果が得られている^{(1)~(4)}。しかし、さらなる性能向上のためには、より柔軟性の高い制御手法を開発する必要がある。

現在、ニューラルネットワーク(以下N. N. と略す)は、画像認識やパターン認識、ロボテックスなどへの適用がかなり多くなされている。サーボ系への適用⁽⁵⁾も若干なされているが、空気圧サーボ系のように比較的応答の遅い系への応用⁽⁶⁾についての研究が一般的である。しかし、最近では油圧サーボモータ系への特性改善への適用⁽⁷⁾や、油圧サーボ機構による振動波形制御への適用などの応用⁽⁸⁾⁽⁹⁾も検討されており、それなりの成果も出始めている。文献(5)ではN. N. を

制御要素として直接プラントを制御し、1 サンプル間隔内で1回の学習が行われている系の安定性や適応制御との比較などについて検討している。

本論文ではN. N. を制御要素として油圧サーボ機構へ直接適用し、1 サンプル間隔内で1回および複数回学習を行う場合の基礎的な事柄である系の応答や収束条件および安定問題について検討する。オンラインで1 サンプル間隔内で複数回の学習を行う場合とサンプル周期を短くして1回の学習を行う場合を比較すると、後者のほうが同じ時間内では情報量が多いので有利であると考えられる。学習回数が1回と2回の場合を比較すると、後述するように、その収束領域は2回のほうが広がっている。これは複数回の学習が有利な点である。一方、文献(8)、(9)で示したようにオフラインでは計算時間の差は関係なくなり、このときは1 サンプル間隔内で複数回の学習を行った場合のほうがよい結果が得られている。1 サンプル間隔内で1回の学習が行われる場合は文献(7)および(10)において、プラントの出力が収束する条件が導かれている。しかし、著者らの知る限り1 サンプル間隔内で複数回学習を行う場合の収束条件

* 原稿受付 1998年11月26日。

*¹ 正員、武蔵工業大学工学部 (〒158-8557 東京都世田谷区玉堤1-28-1)。

*² 武蔵工業大学大学院。

E-mail: kkoba@eng.musashi-tech.ac.jp

はまだ導かれておらず本論文でその条件を導いている。これをシミュレーションおよび実験により確認している。

2. おもな記号

- A : ピストンの有効断面積
 B : ピストンに働く粘性摩擦係数
 E : 偏差 $\delta(k)$ の二乗平均
 $e(t)$: 偏差信号
 K : 作動油の体積弾性係数
 K_a : サーボアンプゲインとサーボ弁ゲインの積
 K_y : 変位フィードバックゲイン
 k_0 : サーボ弁のスプール弁定数
 M : 負荷質量
 m : 1 サンプル内の学習回数
 P_s : 供給圧力
 $p_l(t)$: 負荷圧力
 $q(t)$: 負荷ポート体積流量
 s : ラプラス演算子
 T : サンプリング間隔
 $u(t), u(k)$: 入力信号
 V_m : シリンダおよび導管部の片側容積
 $v(k)$: 制御入力 $u(k)$ の推定値
 W_i : N. N. の i 番めの重み値
 $x(t)$: スプール変位
 $x_{\max}$: 最大スプール変位
 $y(t), y(k)$: ピストン変位
 $y_m(k)$: N. N. の規範モデル
 z : z 変換演算子
 ε : 学習係数
 ε' : 正規化学習係数
 $\delta(k)$: $(=u(k)-v(k))$

3. N. N. の油圧サーボ機構への適用

3.1 油圧サーボ機構の運動方程式 本研究で扱

Fig. 1 Schematic diagram of hydraulic servomechanism

う制御対象である油圧サーボ機構の構成を図1に示す。油圧サーボ機構における油圧サーボモータの部分は電気・油圧サーボ弁(スプール形四方弁)と直動形アクチュエータの組合せからなる。

油圧サーボ機構の運動方程式として次式が成立するものとする。

$$e(t) = u(t) - K_y y(t) \quad (1)$$

$$x(t) = K_a e(t) \quad (2)$$

$$q(t) = k_0 x(t) \sqrt{P_s - (\text{sgn}(x(t)) p_l(t))} \quad (3)$$

$$\frac{dp_l(t)}{dt} = \frac{2K}{V_m} \left(q(t) - A \frac{dy(t)}{dt} \right) \quad (4)$$

$$M \frac{d^2 y(t)}{dt^2} + B \frac{dy(t)}{dt} = A p_l(t) \quad (5)$$

ただし, $|p_l(t)| \leq p_s$ とする。

3.2 運動方程式の線形化と離散化 ここで, 式(3)をスプール弁の動作範囲内において, 負荷圧力-流量特性曲線の $p_l(t)=0$ での接線の平均値で線形化すれば次式となる。

$$q(t) = ax(t) - bp_l(t) \quad (6)$$

ただし, $a = k_0 \sqrt{P_s}$, $b = k_0 x_{\max} / 4 \sqrt{P_s}$ である。

式(1), (2), (4)~(6)を用いて線形化された油圧サーボ機構の運動方程式は次式で表される。

$$\frac{d^3 y(t)}{dt^3} + C_1 \frac{d^2 y(t)}{dt^2} + C_2 \frac{dy(t)}{dt} + C_3 y(t) = C_4 u(t) \quad (7)$$

ただし,

$$C_1 = \{B + (2bKM/V_m)\}/M$$

$$C_2 = \{(2A^2K + 2bBK)/V_m\}/M$$

$$C_3 = (2aAKK_aK_y/V_m)/M$$

$$C_4 = (2aAKK_a/V_m)/M$$

上式(7)を状態方程式で表せば次式が得られる。

$$dx(t)/dt = A_c x(t) + b_c u(t) \quad (8)$$

$$y(t) = c_c x(t) \quad (9)$$

ここで, 状態変数ベクトル $x(t)$, マトリックス A_c , b_c , c_c は次式のように表せる。

$$x(t) = \begin{bmatrix} x_1(t) \\ x_2(t) \\ x_3(t) \end{bmatrix}, A_c = \begin{bmatrix} 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 1 \\ -C_3 & -C_2 & -C_1 \end{bmatrix}, b_c = \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ C_4 \end{bmatrix}$$

$$c_c = [1 \ 0 \ 0]$$

ただし, 状態変数として以下の三つの変数を導入している。

$$x_1(t) = y(t), x_2(t) = \frac{dx_1(t)}{dt} = \frac{dy(t)}{dt},$$

$$x_3(t) = \frac{dx_2(t)}{dt} = \frac{d^2 y(t)}{dt^2}$$

また, 式(8), (9)をサンプリング間隔 T で離散化すると次式を得ることができる。

$$\mathbf{x}(k+1) = \mathbf{P}\mathbf{x}(k) + \mathbf{q}u(k) \quad \cdots \cdots (10)$$

$$y(k) = \mathbf{C}\mathbf{x}(k) \quad \cdots \cdots (11)$$

状態ベクトル $\mathbf{x}(k)$, マトリックス $\mathbf{P}$, $\mathbf{q}$, $\mathbf{C}$ は次式で表される.

$$\mathbf{x}(k) = \begin{bmatrix} x_1(k) \\ x_2(k) \\ x_3(k) \end{bmatrix}, \mathbf{P} = \begin{bmatrix} p_{11} & p_{12} & p_{13} \\ p_{21} & p_{22} & p_{23} \\ p_{31} & p_{32} & p_{33} \end{bmatrix}, \mathbf{q} = \begin{bmatrix} q_1 \\ q_2 \\ q_3 \end{bmatrix}$$

$$\mathbf{C} = [1 \ 0 \ 0]$$

このときマトリックス $\mathbf{P}$, $\mathbf{q}$ はそれぞれ次式により計算される.

$$\mathbf{P} = e^{\mathbf{A}_c T} = \mathbf{I} + \mathbf{A}_c T + \frac{1}{2!} \mathbf{A}_c^2 T^2 + \cdots$$

$$+ \frac{1}{N!} \mathbf{A}_c^N T^N + \cdots$$

$$\mathbf{q} = \int_0^T e^{\mathbf{A}_c \zeta} d\zeta \mathbf{b}_c$$

$$= T \left\{ \mathbf{I} + \frac{1}{2!} \mathbf{A}_c T + \frac{1}{3!} \mathbf{A}_c^2 T^2 + \cdots \right.$$

$$\left. + \frac{1}{(N+1)!} \mathbf{A}_c^N T^N + \cdots \right\} \mathbf{b}_c$$

ここで, 式(10), (11)を油圧サーボ機構の出力変位 $y(k)$ と制御入力 $u(k)$ を用いて表し, $u(k)$ について解き, 差分方程式で表すと次式(12)が得られる.

$$\begin{aligned} u(k) = & W_1 y(k+1) + W_2 y(k) + W_3 y(k-1) \\ & + W_4 y(k-2) + W_5 y(k-3) + W_6 u(k-1) \\ & + W_7 u(k-2) + W_8 u(k-3) \cdots \cdots (12) \end{aligned}$$

ただし, $u(k)$, $y(k)$ は油圧サーボ機構の入力信号と出力ピストン変位信号の k 番めのサンプル値である. $W_1 \sim W_8$ は油圧サーボ機構のパラメータおよびサンプリング間隔 T を含む係数⁽⁸⁾ である.

3.3 ニューラルネットワークおよび制御系の構成

3.3.1 制御入力信号の創成 希望するサーボ機構の出力を $y_m(k)$ とし, 式(12)において $y(k+1) = y_m(k)$ とすることによって制御入力 $u(k)$ は次式(13)

で得られる.

$$\begin{aligned} u(k) = & W_1 y_m(k) + W_2 y(k) + W_3 y(k-1) \\ & + W_4 y(k-2) + W_5 y(k-3) + W_6 u(k-1) \\ & + W_7 u(k-2) + W_8 u(k-3) \cdots \cdots (13) \end{aligned}$$

上式においてピストン変位 $y(k)$ と係数 $W_1 \sim W_8$ を N. N. の出力および重み値と見なし, これらの重み値を最急降下法によるバックプロパゲーション法による学習アルゴリズムに沿って修正する事により, 図2に示す線形二層ニューラルネットワークが構成できる.

以上のように制御対象である油圧サーボ機構の運動方程式から重み値が8個の階層型線形二層ニューラルネットワークが構成できる. しかし, 現状では油圧サーボ系へ N. N. を制御要素として使用する場合, その最適な構成手法はわかっておらず, 必ずしも8個のニューロンを使用する必要はない.

3.3.2 学習アルゴリズム 式(13)で与えられる制御入力 $u(k)$ を制御対象へ入力する. その出力を式(12)の右辺第1項目の $y(k+1)$ へ代入して $u(k)$ の推定値 $v^{[d]}(k)$ を得る. $v^{[d]}(k)$ と制御入力 $u(k)$ との偏差 $\delta^{[d]}(k) (= u(k) - v^{[d]}(k))$ を求め, その二乗を評価関数 ($E = (\delta^{[d]}(k))^2 / 2$) とし, これを最小とするように以下に示すアルゴリズムにより重み値の修正を行う.

(1) $u(k)$ の推定値 $v^{[d]}(k)$ を求める.

$$\begin{aligned} v^{[d]}(k) = & W_1^{[d-1]} y(k+1) + \sum_{i=0}^3 W_{2+i}^{[d-1]} y(k-i) \\ & + \sum_{i=1}^3 W_{5+i}^{[d-1]} u(k-i) \cdots \cdots (14) \end{aligned}$$

(2) 偏差 $\delta^{[d]}(k)$ の計算

$$\delta^{[d]}(k) = u(k) - v^{[d]}(k) \quad \cdots \cdots (15)$$

(3) 各重み値の修正

$$\begin{aligned} W_1^{[d]} = & W_1^{[d-1]} + \varepsilon \cdot \delta^{[d]}(k) \cdot y_m(k) \\ = & W_1^{[0]} + \varepsilon \cdot y_m(k) \sum_{j=1}^d \delta^{[j]}(k) \\ W_{2+i}^{[d]} = & W_{2+i}^{[d-1]} + \varepsilon \cdot \delta^{[d]}(k) \cdot y(k-i) \\ = & W_{2+i}^{[0]} + \varepsilon \cdot y(k-i) \sum_{j=1}^d \delta^{[j]}(k) \\ [i = & 0, 1, 2, 3] \\ W_{5+i}^{[d]} = & W_{5+i}^{[d-1]} + \varepsilon \cdot \delta^{[d]}(k) \cdot u(k-i) \\ = & W_{5+i}^{[0]} + \varepsilon \cdot u(k-i) \sum_{j=1}^d \delta^{[j]}(k) \\ [i = & 1, 2, 3] \cdots \cdots (16) \end{aligned}$$

(4) (1)~(3)を m 回繰返す ($d=1, 2, 3, \dots, m$).

(5) 次の入力 $u(k+1)$ の計算

$$\begin{aligned} u(k+1) = & W_1^{[m]} y_m(k+1) + \sum_{i=0}^3 W_{2+i}^{[m]} y(k-i+1) \\ & + \sum_{i=1}^3 W_{5+i}^{[m]} u(k-i+1) \cdots \cdots (17) \end{aligned}$$

Fig. 2 2 layered linear neural network

Fig. 3 Schematic diagram of a servomechanism of the direct control method by using neural network

Fig. 4 Neural network of 2 input units-1 output unit

ただし、右肩の $[\]$ 内の記号は1サンプリング間隔内の学習回数を表し、 $W_1^{[0]}$ は一つ前の(k 番めの)サンプリングでの学習で最終的に修正された重み値を表している ($W_1^{[0]}(k+1) = W_1^{[m]}(k)$)。

図2に示す線形二層ニューラルネットワークを制御要素とする直接制御方式の構成概念図(A/D, D/A 変換器を省略)を図3に示す。

3.3.3 制御系の収束条件 本論文ではバックプロパゲーション法による学習で、学習係数に正規化学習係数⁽⁷⁾⁽¹⁰⁾を用い、N. N. の出力 $u(k)$ を直接制御対象へ入力している。

1サンプリング間隔内で学習が m 回行われた後の誤差 $\delta^{[m]}(k)$ (“ $\sim$ ” は修正後の値を示す) を求めると式(14)～(16)を使用して次式(18)が得られる。

$$\begin{aligned} \delta^{[m]}(k) &= u(k) - v^{[m]}(k) \\ &= W_1^{[0]} y_m(k) - W_1^{[m]} y(k+1) \\ &\quad + \sum_{i=0}^3 (W_{2+i}^{[0]} - W_{2+i}^{[m]}) y(k-i) \\ &\quad + \sum_{i=1}^3 (W_{5+i}^{[0]} - W_{5+i}^{[m]}) u(k-i) \\ &= \delta^{[1]}(k) [1 - \varepsilon \cdot S]^m \dots\dots\dots (18) \end{aligned}$$

ただし、

$$S = y_m(k) \cdot y(k+1) + \sum_{i=0}^3 y^2(k-i) + \sum_{i=1}^3 u^2(k-i)$$

ゆえに、上式(18)より1サンプリング間隔内で学習を m 回行ったときの収束条件は正規化学習係数 $\varepsilon' = \varepsilon \cdot S$ を用いて

$$0 < \varepsilon' < 2 \dots\dots\dots (19)$$

と表すことができる。

正規化学習係数に対する学習の一例として、図3において、油圧サーボ機構の伝達関数 $G(s)=1$ の場合の制御対象に制御要素として、図4に示す非常に簡単な

(a) Number of learning=1 (b) Number of learning=2

(c) Number of learning=5 (d) Number of learning=6

Fig. 5 Step responses of N. N. for normalized learning factor ε'

Fig. 6 Formal block diagram of the control system which is constructed by the N. N. with 2 neurons

2入力1出力のN. N.を適用し、規範モデルをステップ入力としたときの出力応答波形を図5に示す。N. N.は図5(a), (c)に示すように1サンプリング間隔内で奇数回の学習回数の場合 ε' の値が零から2に近づくに従って応答は速くなり、1の値を超えると応答は振動的となる。図(b), (d)に示すように偶数回の場合式(18)からもわかるように、 $\varepsilon'=0.2$ と1.8の応答は一致し、 ε' の値が1.0より大きな場合であっても、 $\varepsilon'=1.0$ の場合の応答より遅くなる性質を示す。

3.3.4 制御系の安定性について 前述したようにN. N.を制御要素として、制御対象を直接制御しようとする場合、N. N.の最適な構成手法はまだわかっていない。そこで本論文ではまず基礎的な知見を得るため、図4に示すような一番単純な構成の2個のニューロンをもつ2入力1出力の線形N. N.を制御要素とする制御系について検討する。この2入力1出力の線形N. N.は次式で示される。

$$u(k) = W_1 \cdot y_m(k) + W_2 \cdot y(k) \dots\dots\dots (20)$$

上式で与えられるN. N.を制御要素とする直接形制御系の形式的なブロック線図を図6に示す。ただし、 $G_c(s)$ は線形化された制御対象である油圧サーボ機構、 $H_0(s)$ は零次ホールドの伝達関数を z^{-1} はコンピュータ内での計算による1サンプル遅れを示す。本

論文での制御系の安定問題は図6の系について検討するものとする。閉ループ系の伝達関数は次式で表される。

$$\frac{Y(z)}{Y_m(z)} = \frac{W_1 \cdot G(z)}{1 + G(z) \cdot W_2 \cdot z^{-1}} \quad (21)$$

ただし、

$$\begin{aligned} G(z) &= Z[H_0(s) \cdot G_c(s)] \\ G_c(s) &= \frac{C_4}{s^3 + C_1 s^2 + C_2 s + C_3} \quad (22) \\ H_0(s) &= \frac{1 - e^{-Ts}}{s} \end{aligned}$$

ここで、 $Z[\quad]$ は z 変換を表す。

この系が安定である為には次式で表される特性方程式の根が複素 z 平面で原点を中心とした単位円内にあればよい。

$$1 + G(z) \cdot W_2 \cdot z^{-1} = 0 \quad (23)$$

しかし、式(23)の特性方程式は z に関して4次となり、根を求めることは複雑となる。そこで、 $z = (1+s)/(1-s)$ による双一次変換を行い、 s 平面での特性方程式に書き直せば次式を得る。

$$\alpha_0 s^4 + \alpha_1 s^3 + \alpha_2 s^2 + \alpha_3 s + \alpha_4 = 0 \quad (24)$$

ただし、

$$\alpha_0 = -a + b - c + d + 1$$

$$\alpha_1 = -2a + 2c - 4d + 4$$

$$\alpha_2 = -2b + 6d + 6$$

$$\alpha_3 = 2a - 2c - 4d + 4$$

$$\alpha_4 = a + b + c + d + 1$$

$$a = -[(e^{p_{c1}T} + e^{p_{c2}T} + e^{p_{c3}T}) + W_2(\varphi + \gamma + \eta + \lambda)]$$

$$\begin{aligned} b &= (e^{(p_{c1}+p_{c2})T} + e^{(p_{c2}+p_{c3})T} + e^{(p_{c3}+p_{c1})T}) \\ &\quad + W_2[(\gamma + \eta + \lambda)e^{p_{c1}T} + (\varphi + \eta + \lambda)e^{p_{c2}T} \\ &\quad + (\varphi + \gamma + \lambda)e^{p_{c3}T} + (\varphi + \gamma + \eta)] \end{aligned}$$

$$\begin{aligned} c &= -\{e^{(p_{c1}+p_{c2}+p_{c3})T} + W_2[(\gamma + \eta)e^{p_{c1}T} \\ &\quad + (\varphi + \eta)e^{p_{c2}T} + (\varphi + \gamma)e^{p_{c3}T} \\ &\quad + (\eta + \lambda)e^{(p_{c1}+p_{c2})T} + (\varphi + \eta)e^{(p_{c2}+p_{c3})T} \\ &\quad + (\gamma + \lambda)e^{(p_{c3}+p_{c1})T}]\} \end{aligned}$$

$$\begin{aligned} d &= W_2[\eta e^{(p_{c1}+p_{c2})T} + \varphi e^{(p_{c2}+p_{c3})T} + \gamma e^{(p_{c3}+p_{c1})T} \\ &\quad + \lambda e^{(p_{c1}+p_{c2}+p_{c3})T}] \end{aligned}$$

$$\varphi = \frac{C_4}{p_{c1}(p_{c1}-p_{c2})(p_{c1}-p_{c3})}$$

$$\gamma = \frac{C_4}{p_{c2}(p_{c2}-p_{c1})(p_{c2}-p_{c3})}$$

$$\eta = \frac{C_4}{p_{c3}(p_{c3}-p_{c1})(p_{c3}-p_{c2})}$$

$$\lambda = -\frac{C_4}{p_{c1}p_{c2}p_{c3}}$$

ここで、 p_{c1} , p_{c2} , p_{c3} は式(22)で示される制御対象の伝達関数 $G_c(s)$ の極である。

s 平面での特性方程式(24)に対して、根を求める必

要のないラウス(Routh)の安定判別法を適用する。その条件は以下のとおりである。

(i) 式(24)の係数 ($\alpha_0 \sim \alpha_4$) がすべて存在し、正である。

(ii) ラウス数列である次式を満足する。

$$\beta_1 = -\frac{1}{\alpha_0 \alpha_1} (\alpha_0 \alpha_3 - \alpha_1 \alpha_2) > 0$$

$$\gamma_1 = -\frac{1}{\alpha_0 \beta_1} (\alpha_1 \alpha_4 - \beta_1 \alpha_3) > 0$$

4. シミュレーション

4.1 シミュレーション 運動方程式(1)～(5)および線形化された式(6)を用いてデジタル・シミュレーションを行った。パーソナルコンピュータ(CPU: 100 MHz)を使用し、C言語を用いている。本シミュレーションで用いた諸元を以下に示す。

Fig. 7 Variation of output waveforms for the different numbers of learning

Fig. 8 Variation of response waveforms and weight values for a trapezoidal input signal

$A=2.0 \times 10^{-4} \text{ m}^2$, $B=5.42 \times 10^3 \text{ N} \cdot \text{s} \cdot \text{m}^{-1}$, $K=1.4 \times 10^9 \text{ N} \cdot \text{m}^{-2}$, $K_a=3.0 \times 10^{-4} \text{ m} \cdot \text{v}^{-1}$, $K_y=62.0 \text{ m}^{-1} \cdot \text{v}$, $k_0=6.39 \times 10^{-4} \text{ N}^{-1/2} \cdot \text{s}^{-1} \cdot \text{m}^3$, $M=12.5 \text{ kg}$, $P_s=4.9 \text{ MPa}$, $V_m=3.65 \times 10^{-4} \text{ m}^3$, $x_{\max}=2.0 \times 10^{-4} \text{ m}$.

4・2 シミュレーション結果およびその検討 図7にステップ状の波形を規範モデルとし、1サンプル内の学習回数が1回と5回の場合の出力応答波形の違いを示す。図8では規範モデルを台形波として、1サンプル内の学習回数が1回の場合の出力応答波形、制御入力および重み値 W_1 , W_2 を示す。左右の図は時間的にそれぞれ0~2秒、20~23秒間の制御経過を示しており、図中の各線の説明は左右それぞれ同じである。出力応答波形は時間の経過とともに規範モデルによく一致する。図9(a)は運動方程式(1)~(5)による非線形特性をもつ油圧サーボ機構において、正弦波を規範モデルとしたときの出力応答波形の収束の範囲をサンプリング間隔 T と正規化学習係数 ϵ' との関係で示している。図9(b)は式(6)を使用した線形化された系における収束領域を示している。図9ではサンプリング間隔 T が0.03~0.1sの範囲では各学習回数において式(19)で示される ϵ' の理論的な収束領域 $0 < \epsilon' < 2$ を満足している。 T が0.01~0.03sの範囲ではその収束領域は狭くなっている。この狭くなる理由は、後述するように理論的には ϵ' が収束値域にあっても、図6に示す閉ループ系がループゲイン W_2 の値によって不安定となり出力応答波形が発散するからである。学習回数が2回の場合にその収束領域の傾向

(a)-1 Number of learning=1 (b)-1 Number of learning=1

(a)-2 Number of learning=2 (b)-2 Number of learning=2

(a) Nonlinear system (b) Linearized system

Fig.9 Convergent domains of output waveform for Sinusoidal input signals (Frequency=0.5 Hz)

が1回の場合と異なっている。その理由は図5に示したように学習回数1回の場合は ϵ' が0.2と1.8とで異なり、1.8では0.2の場合に比較して振動的となっているが、学習回数が2回の場合は ϵ' が0.2と1.8とで同じ応答を示すことによる。図9(a)は、およそ図9(b)と同様の傾向を示すが、規範モデルとした正弦波入力信号の振幅の大きさにより、出力の収束範囲は若干異なり、非線形特性による入力振幅依存性を示し、入力振幅が大きいほど系の減衰が大きくなり収束範囲も広がっている。

図10は正弦波($T=0.02\text{s}$, 周波数0.5 Hz, 振幅1.0 cm)を規範モデルとしたときの正規化学習係数の違いによる出力波形の収束、発散のようすを示している。ここで正規化学習係数は図9(b)-1に・点で示し、 $\epsilon'=-0.02$ (a点), 0.5 (b点), 1.2 (c点), 2.01 (d点)としている。a点およびd点是非収束の状態を示しており、b点では収束し、規範モデルによく追従している。c点では ϵ' の値が式(19)で示す収束値域にあるにもかかわらず不安定な状態で発振している。

図11は図9(b)-1において正弦波入力(振幅1.0

Fig.10 The state of convergent and divergent of output waveforms for the different normalized learning factor

Fig.11 Stable critical and convergent value of the weight value W_2

cm, 周波数 0.5 Hz) の場合の収束領域の限界曲線に沿ってシミュレーションを行ったときおよび前述のラウスの安定判別法を適用し理論的に求めたときの重み値 W_2 とサンプリング間隔 T の関係を示している。どちらの場合も線形化された系に対する結果であり同様な傾向を示すが、シミュレーション結果は図 5 に示したように N. N. が学習を行うことにより生ずる効果 (各 ε' の値に対する閉ループ系の応答が遅れ系の特性を示し、N. N. の学習は図 6 に示すフィードバックループ内で位相進み補償の効果をもつ) で、その効果がないものとして計算した理論値より当然 W_2 の値は大きくなっている。

5. 実験

5.1 実験装置の構成 本研究で使用した実験装置の概略図を図 12 に示す。基本的にはパーソナルコンピュータ内で作られた制御入力信号は D/A 変換器によりアナログ信号となり、サーボ増幅器を介してサーボ弁へ入力される。出力であるピストン変位はポテ

Fig. 12 Schematic diagram of experiment apparatus

Fig. 13 Variation of response waveforms and weight values for a trapezoidal input signal

ンシオメータにより電圧信号に変えられ、A/D 変換器によりデジタル信号となり、コンピュータ内に取込まれる。

本実験で用いたおもな使用機器の仕様および諸元を以下に示す。

パーソナルコンピュータ：CPU 32 bit, 100 MHz,
油圧源：最高圧力 13.7 MPa, 設定圧力 4.9 MPa,
サーボ弁：無負荷流量 18 l/min, バンド幅約 60 Hz (設定圧力 4.9 MPa において),

A/D 変換器：変換時間 23 μ s, 分解能 12 bit,
D/A 変換器：変換時間 3 μ s, 分解能 12 bit,
 $A=5.5 \times 10^{-4} \text{ m}^2$, $k_0=6.39 \times 10^{-4} \text{ N}^{-1/2} \text{ m}^3 \text{ s}^{-1}$, $K=1.37 \text{ GN/m}^2$, サーボアンプゲイン $K_a=81.52 \text{ mA/V}$, $K_y=30.0 \text{ V/m}$, $M=30 \text{ kg}$, $P_s=4.9 \text{ MPa}$, $V_m=1.4 \times 10^{-5} \text{ m}^3$.

5.2 実験結果およびその検討 図 13 は図 8 と同様に規範モデルを台形波として、1 サンプル内の学習回数が 1 回の場合の出力応答波形、制御入力および重み値 W_1 , W_2 を示す。出力応答波形は時間の経過とともに規範モデルによく一致している。

図 14 は図 9 の場合と同様に正弦波入力に対する出力応答波形の収束領域を示している。図 14(a) は振幅一定とし、周波数を変化させた場合、図 14(b) は周波数一定とし、振幅を変化させている。収束領域は図 9 に示すシミュレーションの結果とほぼ同様の結果を示している。油圧サーボ機構が非線形系であることの影響は図 14(a) の場合に大きく出ている。振幅が一定でも正弦波の周波数が高いほうが負荷圧力は大きくなり、減衰が増し、収束領域は広くなる。一方、図

(a)-1 Number of learning=1 (b)-1 Number of learning=1

(a)-2 Number of learning=2 (b)-2 Number of learning=2

(a) Amplitude=1.0 cm (b) Frequency=0.5 Hz

Fig. 14 Convergent domains of output waveform for Sinusoidal input signals

14(b)では正弦波振幅の違いが負荷圧力の違いにつながらず、学習回数1回の場合を除いて、収束領域はほぼ同じ大きさとなっている。

6. 結 論

本論文ではN.N.を制御要素として油圧サーボ機構へ直接適用し、モデル追従制御系を構成した。そのような系の基本的な性質としての出力応答波形の収束条件と安定問題について検討し、以下の結論を得た。

(1) 線形二層ニューラルネットワークを制御要素として油圧サーボ機構に適用した場合の出力応答波形は1サンプリング間隔内での学習回数が異なることにより違ってくることを確認した。

(2) 線形二層ニューラルネットワークの学習において、正規化学習係数 ε' を用いて1サンプリング間隔内で複数回学習を行った場合の収束条件を理論式で求めた。また、その収束領域の中でも不安定となる領域が存在することを見出した。これをシミュレーションおよび実機実験により確認した。

(3) 線形二層ニューラルネットワークを油圧サーボ機構に適用した場合に、ニューラルネットワークの重み値が形式的にはフィードバックゲインの役割を果たし、その時の安定限界の重み値をラウスの安定判別法により求めた。

(4) 線形近似した制御系では、正弦波の周波数や振幅を変えても正規化学習係数とサンプリング間隔との関係図における収束領域の形状には違いが見られない。実機ではその非線形特性により振幅が大きいほど系の減衰が大きくなり収束する領域は広がる。その形状は1サンプリング間隔内での学習回数によって異なる。

付 録

式(18)の導出

$$\begin{aligned}\hat{\delta}^{[m]}(k) &= u(k) - \hat{v}^{[m]}(k) \\ &= W_1^{[0]} y_m(k) - W_1^{[m]} y(k+1) \\ &\quad + \sum_{i=0}^3 (W_{2+i}^{[0]} - W_{2+i}^{[m]}) y(k-i) \\ &\quad + \sum_{i=1}^3 (W_{5+i}^{[0]} - W_{5+i}^{[m]}) u(k-i)\end{aligned}$$

$$\begin{aligned}&= W_1^{[0]} y_m(k) \\ &\quad - \left[W_1^{[0]} + \varepsilon \cdot y_m(k) \sum_{j=1}^m \delta^{[j]}(k) \right] y(k+1) \\ &\quad + \sum_{i=0}^3 \left\{ W_{2+i}^{[0]} \right. \\ &\quad \left. - \left[W_{2+i}^{[0]} + \varepsilon \cdot y(k-i) \sum_{j=1}^m \delta^{[j]}(k) \right] \right\} y(k-i) \\ &\quad + \sum_{i=1}^3 \left\{ W_{5+i}^{[0]} \right. \\ &\quad \left. - \left[W_{5+i}^{[0]} + \varepsilon u(k-i) \sum_{j=1}^m \delta^{[j]}(k) \right] \right\} u(k-i) \\ &= W_1^{[0]} (y_m(k) - y(k+1)) - \varepsilon \cdot S \sum_{j=1}^m \delta^{[j]}(k) \\ &= \delta^{[1]}(k) - \varepsilon \cdot S [\delta^{[1]}(k) + \delta^{[2]}(k) + \dots \\ &\quad + \delta^{[m-1]}(k) + \delta^{[m]}(k)] \\ &= \delta^{[1]}(k) - \varepsilon \cdot S \{ \delta^{[1]}(k) + \delta^{[1]}(k) [1 - \varepsilon \cdot S] + \dots \\ &\quad + \delta^{[1]}(k) [1 - \varepsilon \cdot S]^{m-2} + \delta^{[1]}(k) [1 - \varepsilon \cdot S]^{m-1} \} \\ &= \delta^{[1]}(k) [1 - \varepsilon \cdot S]^m\end{aligned}$$

文 献

- (1) 佐藤三祿, 電気・油圧加速度発振機に関する基礎的研究, 計測自動制御学会論文集, 9-2 (1973), 22-29.
- (2) 松崎淳・平井洋武, 電気油圧式振動試験機に関する研究 日本機械学会論文集, 42-353, (1975), 135-145.
- (3) 井上雅史・高橋浩爾・池尾茂, モデル規範形適応制御理論の電気・油圧サーボシステムへの応用, 油圧と空気圧, 18-6 (1987), 57-64.
- (4) 安田千秋・藤田勝久・川元興賢・荒木嘉昭, 電気油圧式振動台の加速度波形制御, 機論, 57-536, C (1991), 139-146.
- (5) 山田孝行・藪田哲郎, ダイレクトニューロコントローラに関する一考察, 計測自動制御学会論文集, 27-7 (1991), 784-791.
- (6) 勝間田浩一・石田義久・遠藤勝久・能登山俊一, ニューラルネットワークを用いた空気圧シリンダのモデル規範型I-PD制御, 油圧と空気圧, 26-4 (1995), 126-131.
- (7) 真田一志・北川能, 線形二層ニューラルネットワークによるサーボ機構の適応制御, 機論, 60-570, C (1994), 205-212.
- (8) 小林邦夫・小森俊明・森沢正旭, ニューラルネットワークの油圧サーボ系への適用に関する研究(第1報), 日本油圧学会論文集, 29-6 (1998), 113-119.
- (9) 小林邦夫・小森俊明・森沢正旭, ニューラルネットワークの油圧サーボ系への適用に関する研究(第2報), 日本油圧学会論文集, 29-6 (1998), 120-125.
- (10) Widrow, B. and Stearns, S.D., Adaptive Signal Processing, Prentice-Hall, (1985), 99-116, Upper Saddle river, New Jersey.