油圧モータ・負荷系へのニューラルネットの適用*

(第4報, ディザーと PWM 信号との併用による効果)

西海孝夫^{*1}, 加藤博司^{*2}, 一柳隆義^{*1}Application of the Neural Network for a Hydraulic Motor/Load System
(4th Report, Effect of using Dither Signals Together with PWM Signals)Takao NISHIUMI^{*3}, Hiroshi KATOH and Takayoshi ICHIYANAGI^{*3} Department of Mechanical Systems Engineering, School of Systems Engineering, National Defense Academy,
1-10-20 Hashirimizu, Yokosuka-shi, Kanagawa, 239-8686 Japan

In this paper, a Neural Network position control system with both dither and PWM circuits is newly proposed for overcoming the inherent dead zone of a hydraulic motor. To decide the optimum frequency and amplitude of the dither, in the view of the steady characteristics, a design criterion was established by simulation results. The analytical solution using describing function and experimental works confirmed that these values are quite reasonable. Tracking characteristics were experimentally evaluated by providing sinusoidal waves with low frequency and small amplitude as the reference input. As a result, it is clear that the Neural Network control systems using PWM signals together with dither signals, and using only PWM signals considering an adjustable gain, have excellent performance compared to other systems. In addition, the two control systems attained accurate positioning when extremely small step responses are given. However it should be noted that introduction of the adjustable gain have not an effect on steady characteristics.

Key Words: Positioning, Hydraulic Actuator, Neural Network, Hydraulic Motor, Dither, PWM, Dead Zone

1. まえがき

近年, 油圧制御システムに特有な非線形特性を改善するために種々の制御アルゴリズムが提案されており, その中で, ニューラルネット (以降, NN と呼ぶ) は, 柔軟な学習能力と強力な写像特性を有しているため, 油空圧サーボ系への補償器としての応用研究が盛んに行われている⁽¹⁾. 一方, サーボ弁や油圧アクチュエータの摩擦低減を目的として, 一般的にディザーを入力信号に与える方式があり⁽²⁾, PWM (パルス幅変調) 信号もこれと同等の効果を有することが報告されている⁽³⁾. しかし, これらの手法を NN と併用して不感帯を持つフルードパワーシステムの位置制御に適用した研究例は見ない.

著者らは, 油圧サーボモータの角度制御において, 動作入力として小さな信号を与えても駆動しない不感帯領域が大きい油圧サーボモータ系を制御対象に選び, 状態フィードバック補償ニューラルネット (以降, NN 制御系と呼ぶ) を用いた一連の研究を進めている.

これらの報告では, まず不感帯領域が油圧モータの起動トルクと漏れ流量特性に依存することを明らかにし, 動作信号が大きい場合には NN 制御系が十分に有効であることを示した⁽⁴⁾. また, PWM 信号をゲイン調整することにより, 不感帯領域内の微小な動作信号に対する制御性能を改善する方式⁽⁵⁾ (以降, PWM/AG/NN 制御系と呼ぶ) や, 比較的小さな動作信号領域を対象として, 正弦波状のディザー信号を重畳させる方式⁽⁶⁾ (以降, Dither/NN 制御系と呼ぶ) の研究を行なった. PWM/AG/NN 制御系は, 予めシミュレーション解析により調整ゲイン K_c を設計するなど面倒な手順が必要とされるが, 規範モデル信号への追従特性や定常特性に優れた制御性能を持っている. これに対して, 簡単な回路構成で制御設計も容易な Dither/NN 制御系では, 微小な設定目標値のステップ入力を与えた場合, 起動時の応答特性は望ましくない.

本報では, PWM/AG/NN 制御系での煩わしい予備作業を回避するために, PWM/NN 制御系では, 調整ゲインを $K_c=1$ とする. この PWM/NN 制御系にディザー信号を併用した PWM/Dither/NN 制御系を提案し, その制御性能が NN 学習との相乗効果によって改善されることを示す. とくに, 極めて微小なステップ信号を与えた場合の位置決めに関して, 定常特性, 追従特性,

* 原稿受付 2003 年 6 月 4 日.

^{*1} 正員, 防衛大学校システム工学群 (☎ 239-8686 横須賀市志水 1-10-20).^{*2} 正員, 防衛庁航空医学実験隊 (☎ 190-8585 立川市栄町 1-2-10).

E-mail: nishiumi@nda.ac.jp

起動特性の観点から、既報での二つの方式と対比して、それぞれの手法の特徴と優位性を実験により比較検討する。

おもな記号

- A : 信号振幅
 B_v : 粘性抵抗係数
 C_v : 油圧モータの容積キャパシタンス
 D_m : 油圧モータの押しのけ容積
 f : 信号周波数
 f_c : 折れ点周波数
 J_m : 油圧モータの慣性モーメント
 K_p, K_u : サーボ弁の圧力と流量ゲイン
 p_f : 不感帯圧力
 p_L : 駆動(負荷)圧力($p_L = p_1 - p_2$)
 R_m : 漏れ抵抗係数
 T_D : 駆動トルク
 T_f : クーロン摩擦トルク
 T_k : 動摩擦トルク
 T_s : 起動摩擦トルク
 u : 動作信号(サーボ弁入力電圧)
 v_r : 基準入力信号
 v_o : 補償器からの出力信号
 θ : 油圧モータの角度
 θ_r : 規範モデルの出力
 $\dot{\theta}$: 油圧モータの角速度
 ω : 折れ点角周波数($\omega = 2\pi f_c$)
 ω_n : 油圧サーボモータ系の非減衰固有角周波数
 ζ : 油圧サーボモータ系の減衰係数
 添え字 d : ディザー, p : PWM

Fig.1 State feedback Neural Network control system

2. 不感帯を考慮した角度制御系

2.1 系の数学モデル 油圧モータをサーボ弁で駆動するとき系の数学モデルは、流体の圧縮性や内外部の漏れを考慮した連続の式、クーロン摩擦や粘性摩擦を考慮した油圧モータに発生するトルクの運動方程式、ゼロラップを仮定したスプール端オリフィスを通過する流量式で表される。これらの基礎式を線形化し、状態マトリックスで表現すると次式(1)が得られ⁽⁷⁾、その角度制御系のブロック線図を図1に示す。

$$\begin{aligned}
 \frac{dx}{dt} &= Ax + Bu + d \\
 &= \begin{bmatrix} 0 & 1 & 0 \\ 0 & -B_v/J_m & D_m/J_m \\ 0 & -D_m/C_v & -(K_p + 1/R_m)/C_v \end{bmatrix} x \\
 &\quad + \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ K_u/C_v \end{bmatrix} u + \begin{bmatrix} 0 \\ -1/J_m \\ 0 \end{bmatrix} T_f \quad (1)
 \end{aligned}$$

ここに、 $x = [\theta \quad \dot{\theta} \quad p_L]^T$, $y = Cx = [1 \quad 0 \quad 0] x$ である。

2.2 モデル規範形ニューラルネット油圧サーボ制御系 図2は本研究で提案する状態フィードバックNN補償器にディザ回路およびPWM回路を組み込んだブロック線図である。同図中の一点鎖線内に示す負荷圧力 p_L に対する駆動トルク T_D の特性は、次式(2)のように起動摩擦トルクおよび動摩擦トルクを考慮すれば不感帯が存在する。

$$\left. \begin{aligned} |p_L| \leq p_f : T_D &= 0 \\ |p_L| > p_f : T_D &= \text{sign}(p_L) D_m (|p_L| - p_f) \end{aligned} \right\} \quad (2)$$

ここに、不感帯圧力 p_f は、

$$\left. \begin{aligned} \dot{\theta} = 0 : p_f &= \text{sign}(p_L) (T_s / D_m) \\ \dot{\theta} \neq 0 : p_f &= \text{sign}(\dot{\theta}) (T_k / D_m) \end{aligned} \right\} \quad (3)$$

である。この一点鎖線内において、サーボ弁入力信号 u からモータ角度 θ までの伝達特性は、サーボ弁の動特性を時定数 τ_v の一次遅れ系と仮定すれば、式(1)より3つの一次遅れ要素に分割でき、それぞれの時定数

Fig.2 State feedback Neural Network control system using Dither/PWM generator

τ_1 , τ_2 , τ_3 とゲイン K_1 , K_2 , K_3 は次式により表される。

$$\left. \begin{aligned} \tau_1 &= \tau_2 = C_v / (K_p + 1 / R_m), \quad \tau_3 = J_m / B_v \\ K_1 &= K_u / (K_p + 1 / R_m), \\ K_2 &= D_m / (K_p + 1 / R_m), \\ K_3 &= 1 / B_v \end{aligned} \right\} \quad (4)$$

また、同図中破線内の制御器は、NN 補償器、規範モデル、ディザ発生器、PWM 発生器から構成されている。

表 1 に示す油圧サーボシステムの仕様をもとに、これらの補償器等を以下の手順で設計する。式(1)の右辺第3項のクーロン摩擦 T_f を省略すれば、望ましい系の伝達関数が非減衰固有角周波数 $\omega_n = 30 \text{ rad/s}$ 、減衰係数 $\zeta = 1.0$ となるように、状態フィードバックゲイン $\mathbf{F}$ は、以下の通りアッカーマンの極配置法から決定できる。

$$\begin{aligned} \mathbf{F} &= [F_1 \quad F_2 \quad F_3] \\ &= [4.16 \quad 0.237 \quad -3.43 \times 10^{-9} \dot{\theta} + 1.83 \times 10^{-7}] \quad (5) \end{aligned}$$

つぎに、この補償器 $\mathbf{F}$ を予め非線形シミュレーションによってオフライン学習させ、その入出力特性を十分に写像した状態フィードバック NN 補償器を生成す

る(図1の破線)。試行錯誤の結果として NN の構造は、4つのニューロンの入力層、8個と4個のニューロンがある第1および第2隠れ層、1出力ニューロンとした。この NN 補償器の教師信号 e_r に必要とされる規範モデル(図2)は、設計された閉ループの伝達関数と同様な二次遅れ要素を採用した。

2.3 ディザ方式と PWM 方式 図3は整定状態において、補償器からの出力 v_o がディザ発生器および PWM 発生器を経て動作信号 u に変換され、サーボ弁を通り駆動圧力 p_L を与え、不感帯によって歪んだ駆動トルク T_D を発生している様子を模式的に示したものである。

同図(a)に示す PWM 方式は、周期 $1/f_p$ の搬送波と電圧信号 v_o との大小比較により動作信号 u のパルス幅を決定する。例えば $v_o = 0$ では、デューティ比は 50% である。また、電圧信号 v_o が搬送波の振幅より大きいときには、単に PWM 発生器をバイパスして、動作信号 u は電圧信号 v_o と等しい値となる。この PWM 方式では、不感帯圧力 p_f 内の微小な入力信号 u に対しても $p_L > p_f$ の駆動圧力が制御信号として与えられて、駆動トルク T_D は常に発生している。

他方、同図(b)に示すディザ方式は、入力信号 v_o の大きさにかかわらず振幅 A_d 、振動数 f_d の微小正弦波が重畳されているのみであるが、電圧信号 u によって、駆動トルク T_D の大きさが変化し、これが制御信号として働く。

また同図(c)は、ディザ方式と PWM 方式を併用した伝達特性の概念図である。この図より、補償器からの出力電圧信号 v_o が PWM 信号の振幅電圧 A_p より大きな $|v_o| > A_p$ の場合には、PWM 変換されていない信号へ単にディザを与えているため、動作信号 u にはディザの効果のみが見られる。これに対して、 $|v_o| < A_p$ とな

Table 1 Main parameters

$B_v = 3.8 \times 10^{-3} \text{ Nms/rad}$	$K_p = 9.41 \times 10^{13} \text{ m}^5/\text{Ns}$
$C_v = 1.24 \times 10^{-14} \text{ m}^5/\text{N}$	$K_u = 3.24 \times 10^5 \text{ m}^3/\text{Vs}$
$D_m = 1.75 \times 10^{-6} \text{ m}^3/\text{rad}$	$T_s = 2.83 \text{ Nm}$
$J_m = 1.92 \times 10^{-2} \text{ kgm}^2$	$T_k = 0.53 \text{ Nm}$
$R_m = 1.1 \times 10^{11} \text{ Ns/m}^5$	$\tau_v = 2 \text{ ms}$

(a) PWM

(b) Dither

(c) Dither plus PWM

Fig.3 Signal generator

Fig.4 Steady characteristics using linear model
(Detail of steady error, $v_r = 2.0$ rad)

Fig.5 Steady performance by simulation

る整定領域では、ディザーが入力信号に重畳されているために PWM 信号のデューティ比が常に変動し、結果として発生する駆動トルク T_D もきめ細かく変化する。このようにディザー信号の後段に PWM 信号を加えることにより、補償器からの信号 v_o が極めて小さな角度設定領域についても、十分な駆動トルク T_D を生みだし、4.2 節で後述するとおり NN のオンライン学習を活性化させることができる。

両方式を実現させる PWM 発生器とディザー発生器は、スイッチ回路によって任意に選択でき (図 2 の破線内)、どちらか一方の方式か、または両方を併用することが可能となっている。

3. ディザー信号の振幅と周波数の選定

図 4 は、設定角 v_r を 0 から 2rad にステップ状に変化させ、その定常状態を表したシミュレーション波形の一例である。NN 制御系では 5.7sec 付近にスパイク状のノイズが生じている。また Dither/NN 制御系に関しては、破線や一点鎖線で表すように信号振幅 A_d と周波数 f_d の値を不適切に選定すれば、NN の過剰学習効果

によるノイズ振幅が原因となり、比較的大きな定常偏差や目標値回りに微小振動を引き起こす。これらに対して、実線で表された $A_d=0.2V$, $f_d=30\text{Hz}$ では、定常偏差が無く良好な結果が得られている。

これらの線形シミュレーションの結果を次式(6)で表される定常状態 $t=t_1$ から $t=t_2$ までの角度偏差の絶対値を時間積分した評価関数 (ITAE) により評価する。ここでは、定常偏差およびノイズ成分の影響を見るために過渡状態から十分に安定した $t_1=5\text{ sec}$, $t_2=6\text{ sec}$ を採用した。

$$IT = \frac{\int_{t_1}^{t_2} |\theta_r(t) - \theta(t)| dt}{|v_r|} \quad (6)$$

図5は横軸にディザの周波数を取り、ディザの振幅に対する評価値 IT を示している。振幅値 A_d を減少させると評価値 IT は小さな値となり、それぞれの振幅値に対し評価値 IT が最小となる周波数 f_c (以後、折れ点周波数と呼ぶ) が存在する。また、ディザ信号の最適な周波数は、サーボ弁入力電圧 u から油圧モータ駆動圧力 p_L までの伝達特性によって一義的に決定され、正弦波ディザ信号が不感帯を超える条件から、記述関数法を用いて解が求められる⁽⁶⁾。折れ点周波数 f_c に対応する角周波数 $\omega=2\pi f_c$ の値は、 p_L^* を駆動圧力信号の正弦波振幅値とすれば、以下の式(7), (8)より、逐次計算して算出することが可能である。

$$\frac{A_d \sqrt{(C_1 + C_2)^2 + (C_3 + C_4)^2}}{p_L^* (C_5^2 + C_6^2)} = 1 \quad (7)$$

ここに、

$$C_1 = -K_1 \tau_1 \omega^2 (c_1 \omega^4 - c_3 \omega^2 + c_5), \quad C_2 = K_1 \omega^2 (-c_2 \omega^2 + c_4)$$

$$C_3 = K_1 \tau_1 \omega^3 (-c_2 \omega^2 + c_4), \quad C_4 = K_1 \omega (c_1 \omega^4 - c_3 \omega^2 + c_5)$$

$$C_5 = c_1 \omega^4 - c_3 \omega^2 + c_5, \quad C_6 = -c_2 \omega^3 + c_4 \omega$$

であり、上式中で c_1, c_2, c_3, c_4, c_5 は、

$$c_1 = \tau_v \tau_1 \tau_3, \quad c_2 = \tau_v \tau_1 + \tau_1 \tau_3 + \tau_3 \tau_v$$

$$c_3 = \tau_1 + \tau_3 + \tau_v + G_N K_1 K_3 F_3 + G_N K_3 K_2 \tau_v$$

$$c_4 = G_N K_1 K_3 F_2 + G_N K_2 K_3 + 1, \quad c_5 = G_N K_1 K_3 F_1$$

である。なお記述関数 G_N は次式で表される。

$$G_N = 1 - \frac{2}{\pi} \left\{ \sin^{-1} \frac{p_f}{p_L^*} + \frac{p_f}{p_L^*} \sqrt{1 - \left(\frac{p_f}{p_L^*} \right)^2} \right\} \quad (8)$$

ディザ信号の選定にあたり、一般的には振動の誘発や機器摩耗などを防止する観点から、なるべく振幅や周波数を小さく抑える必要があり、シミュレーションと実験結果にもとづき、以後に述べる検討では $A_d=0.2V$, $f_d=30\text{Hz}$ を採用する。また PWM 方式に関しては、定常ノイズ振幅を極力抑え、微小設定入力範囲に対して有効な $A_p=0.75V$, $f_p=100\text{Hz}$ の条件⁽⁹⁾ を選んで性能比較を行なう。

4. 油圧サーボモータへの実装

4.1 実験装置 図6に本研究で用いられた実験装置の概略を示す。実験装置は、主に油圧サーボモータシステム、DSP ボードを接続したパーソナルコンピュータ、ディザ及び PWM 発生器から成っている。高周波搬送波の生成のために PWM 発生器はアナログ計算機を用いて演算処理を行った。

NN の入力層信号である油圧モータの回転角度 θ , 回転角速度 $\dot{\theta}$, モータ室圧力 p_1, p_2 は、エンコーダや圧力センサで検知され、フィードバック信号としてサンプリング周期 5 msec で DSP に送りこまれる。NN からの出力信号 v_o は、ディザや PWM 発生器を介してサーボ増幅器に入力信号 u を与える。なお、設定供給圧力は $p_s=8\text{MPa}$, 作動油は MIL-H-5606 を用いて $40 \pm 2^\circ\text{C}$ で油温を一定に保持した。

4.2 実験結果と考察 研究対象である不感帯を有する油圧サーボモータ系において、SF 制御系では制御不能な設定角度 $v_r < 0.25\text{rad}$ が存在する⁽⁴⁾。図7は、この小さな設定角度領域内におけるステップ応答の実験結果を比較している。図7(a)の設定角度 $v_r=0.1\text{rad}$ に対して、PWM やディザによる対策を施した制御系は、定常偏差が改善されていることが分かる。また予

Fig.6 Experimental apparatus

め解析的に決定された調整ゲイン $K_c^{(9)}$ を導入している PWM/AG/NN 制御系は、若干のオーバーシュートが見受けられるが最も速やかに規範モデル信号に追従して

(a) Step responses ($v_r = 0.1$ rad)

(b) Step responses ($v_r = 0.005$ rad)

(c) Evaluation of steady performance

Fig.7 Experimental results on transient and steady characteristics

いる。この制御系で $K_c=1$ と置いた PWM/NN 制御系においては、Dither/NN 制御系に比べ多少ノイズが含まれているものの整定時間は約 1/2 に短くなり、このような小さな設定入力であっても起動特性に優れた実験結果が得られている。

図 7(b)は、さらに微小な設定入力 $v_r=0.005$ rad に関するステップ応答波形を比較したものである。Dither/NN 制御系の応答は、比較的大きな定常偏差が見られるが、PWM/NN 制御系は定常偏差が若干残存するものの全般的に望ましい応答特性となっている。これに対して、PWM/AG/NN 制御系および PWM/Dither/NN 制御系は、オーバーシュートが発生した後に、2sec 程度の整定時間で目標値に追従する。ただし、PWM/Dither/NN 制御系の波形は、PWM 信号とディザ信号を重複して与えているために、他の制御系に比べて高周波で脈動振幅の大きなノイズが観察された。

これらの実験結果をもとに $t_1=5$ sec から $t_2=6$ sec までの定常特性について、式(6)の評価関数 II を用いて整理したグラフが図 7(c)である。同図から設定入力 v_r が比較的に大きな条件では、PWM 方式とディザ方式の差は無いが、入力信号が極めて小さな $v_r \leq 0.01$ rad では PWM 方式の優位性が見える。ただし、定常偏差の改善に関しては PWM/AG/NN 制御系と PWM/NN 制御系に差が現れておらず、このような用途には $K_c=1$ として

Fig.8 Steady performance by experiments

Fig.9 Comparison of cut-off frequencies

も差し支えない。また、PWM/Dither/NN 制御系は、前述したように大きなノイズが II 値を増大させている。

図8は、シミュレーションから得られたディザ信号の振幅 A_d と周波数 f_d の選定方法を確認するため、振幅 A_d や周波数 f_d を変化させ、式(6)より評価値 II を算出

Fig.10 Experimental results using low frequency sinusoidal wave ($v_s=0.1\text{rad}$, $f=0.1\text{Hz}$)

した実験結果である。ディザ振幅が大きくなると、折れ点が明確に現れていないが、評価値 II が変化する傾向と、折れ点周波数 f_c の値は、シミュレーション結果 (図5) とほぼ同様である。図9は、実験から求めた折れ点周波数 f_c と解析式(7),(8)による最適周波数およびシミュレーションによる折れ点周波数を比較したものであり、三者の値はよく一致し、解析式の妥当性が明確になった。

図10(a)は小振幅 0.1rad 、低振動数 0.1Hz の正弦波を入力信号 (図10(a)の最上図) として与えた追従特性の実験結果を示す。Dither/NN 制御系および PWM/NN 制御系では、油圧モータの角速度 $\dot{\theta}$ が遅くなる正弦波のピーク付近や起動時で油圧モータの駆動軸は回転せず、偏差 e_r が顕著に発生している。一方、PWM/AG/NN 制御系と PWM/Dither/NN 制御系は、偏差 e_r が低減しており、全般的に望ましい追従性能を示している。

図10(b)は $t=0$ から 10sec までの1周期の波形 ($n=1$) について、正弦波振幅 v_s を変化させ、次式(9)の評価関数 $A(n)$ によって追従特性を調べた結果である。

$$A(n) = \frac{\int_{(n-1)/f}^{n/f} |\theta_r(t) - \theta(t)| dt}{\int_{(n-1)/f}^{n/f} |\theta_r(t)| dt} \quad (9)$$

ここに、 f は正弦波の周波数である。この実験結果から分かるように、ゲイン K_c を考慮した PWM/AG/NN 制御系やディザと PWM を併用した PWM/Dither/NN 制御系は、振幅値 v_s の減少にも関わらず追従特性に優れていることが確認できる。この理由は下記の通り考えることができる。すなわち、通常の PWM 方式では入力信号が微小な場合、デューティ比は概ね 50% であるが、ディザ信号や調整ゲイン K_c を導入することによって、デューティ比の可動範囲を柔軟に拡張することができる。したがって、NN の学習を活性化させ、制御精度の高い位置決めが実現可能となる。また、同図中に見るように PWM や Dither 方式を利用していない NN 制御系は、他の制御系と比較して評価値 A が低下していることが分かる。

さらに、この追従特性について NN の反復学習効果を調べるため、図10(c)のように $n=20$ まで繰返して正弦波を与え評価関数式(9)の値 $A(n)$ を調べた。PWM/AG/NN 制御系と PWM/Dither/NN 制御系は、他と比較して学習回数 n の増加とともに徐々に評価値 $A(n)$ が減少している。これは、繰返して規範信号を与えることにより、PWM やディザ信号の導入が NN

の連続学習効果を高めていることを意味している。

5. あとがき

本報では、NN 制御系にディザーおよび PWM 回路を付加して、シミュレーションと実験を行ない、両方式あるいは両者を併用した方式を対比検討することによって本手法の有効性を立証した。得られた主な研究成果の要約は以下の通りである。

- (1) 参考文献(6)において報告したディザー信号の選定基準の解析式を実験によって検証するために、定常状態での評価関数 J を採用し解析値、シミュレーションおよび実験結果を比較検討した。その結果、実験結果は概ね解析値とシミュレーション結果と一致し、提示した解析方法の妥当性が確認された。
- (2) 油圧サーボモータ系が有する不感帯が原因で SF 制御系では、小さな入力信号で制御不能な角度領域が存在するが、この領域内でのステップ入力に対する過渡応答特性を調べたところ、PWM/AG/NN 制御系は目標値への収束性が速く、最も優れた性能を示した。
- (3) 評価値 J によって定常状態の制御性能を評価したところ、PWM/AG/NN 制御系と PWM/NN 制御系は、ほぼ同等な優れた特性値を示した。したがって、極めて小さなステップ入力に対する評価値 J は、調整ゲインを $K_c=1$ としても十分に定常性能を満足できることが明らかになった。
- (4) 低振動数で小振幅の正弦波の指令入力に対する追従特性の比較において、評価値 J は PWM/AG/NN 制御系と PWM/Dither/NN 制御系の両者がともに

優れている。また、これらの制御系では、反復学習回数 n の増加にともない、評価値 $J(n)$ は減少することが分かった。

最後に、本研究論文の作成にあたり、懇切丁寧なご指導と助言を賜った防衛大学校 小波倭文朗名誉教授に深い謝意を表す。

参考文献

- (1) 例えば、制御理論応用の最近の動向、フルイドパワーシステム、Vol.30, No.6, (1999), 429-481.
- (2) Blackburn, J. F., Fluid Power Control, (1960), MIT Press.
- (3) 例えば、Tsai, S. and Ukrainetz, P., Response Characteristics of a Pulse-Width-Modulated Electrohydraulic Servo, Transactions of the ASME, Journal of Basic Engineering, Vol.92, (1970), 204-214.
- (4) 西海孝夫・加藤博司・小波倭文朗, 油圧モータ・負荷系へのニューラルネットの適用 (第1報, 不感帯動作信号領域の存在する油圧モータ・負荷系の角度制御), 日本機械学会論文集 (C 編), Vol.67, No.659, (2001), 2212-2218.
- (5) 加藤博司・西海孝夫・小波倭文朗, 油圧モータ・負荷系へのニューラルネットの適用 (第2報, 微小動作信号のパルス幅変調による油圧・モータ負荷系の高精度角度制御), 日本機械学会論文集 (C 編), Vol.68, No.670, (2002), 1827-1833.
- (6) 加藤博司・西海孝夫・小波倭文朗, 油圧モータ・負荷系へのニューラルネットの適用 (第3報, ディザーによる定常偏差の改善), 日本機械学会論文集 (C 編), vol.69, No.684, (2003), 2070-2076.
- (7) Nishiimi, T., Katoh, K. and Konami, S., A Quasi- Adaptive Position Control of an Electro- Hydraulic Servo Motor System using Neural Network Approach, Proc. of 2nd International Workshop on Computer Software for Design, Analysis and Control of Fluid Power Systems, (2001), 116-123.