

# ニューラルネットワーク型制御器を使った水平方向移動荷重による 振り子の振動制御<sup>#</sup>

齋藤 正伍\*・川辺 尚志\*\*

(平成21年10月7日受理)

## Vibration Control for a Pendulum System with a Movable Weight along a Horizontal Track Using a Neural Network Type Controller

Shougo SAITOU and Hisashi KAWABE

(Received Oct. 7, 2009)

### Abstract

A parallel-type learning controller, in which a three-layer neural network (3NN) is connected in parallel with a pole allocation (PA) controller, is presented as a method for actively controlling the vibration amplitude of a pendulum system. The controller utilizes a movable weight that is actuated along a horizontal track, the center of which is situated at the pendulum pivot. The 3NN is specially designed to have its error function  $J_n = u_1^T u_1$  based on the PA controller output  $u_1$ , with the result that the object plant input,  $u = u_1 + u_2$ , becomes the 3NN output  $u_2$  with an increasing learning cycle.

The proposed 3NN control system, including an  $N$ -dimensional observer, is not only capable of realizing the active vibration suppression effect maximally as specific damping capacity (SDC)  $\approx 0.065$  (ca. 25 times that of free vibration damping), but also exhibits a markedly more robust vibration damping effect than the conventional PA control system.

**Key Words:** vibration control, pendulum, learning control, neural network, pole allocation, active vibration damping, movable cart, horizontal track, specific damping capacity

### 1. 緒 言

非駆動連結構造を有する輸送機械の代表例として天井クレーンが挙げられる。この運動制御に関して、搬送効率を高めようとした場合の加速・減速時に生ずる単振子的振動制御問題がある<sup>1)</sup>。クレーン系を振り系とみなし、その振動制御問題について研究例は数多くあり、振り子の支点を水平に移動させる方法<sup>2)</sup>、振り子の支点を鉛直に移動させる方

法<sup>3)</sup>、ジャイロモーメント、慣性ロータ<sup>4,5)</sup>を用いる方法、振り子本体に移動荷重を付加してそれを振り子の長さ方向に沿って移動させる重心移動による方法<sup>6)</sup>、振り子の長さ方向に垂直な方向に重心移動させる方法<sup>7)</sup>、支点の鉛直平面内移動と振り子内重心移動を併用させる方法<sup>8)</sup>などがある。

一方、ロープウェイのような索道搬器の制振に有効な水平駆動型動吸振器の研究<sup>9)</sup>もあるが基本的に受動制振法であり、制振設計条件の最適化の維持とパラメータ変動との

\* 広島工業大学大学院(現,(株)シンコー)

\*\* 広島工業大学知能機械工学科

#平成20年6月,第27回日本シミュレーション学会学術講演会(立命館大)および平成20年11月,第19回計測自動制御学会中国支部学術講演会(広島大)でそれぞれ発表

兼ね合いという問題も考えられる。筆者らの知る限り、水平駆動型動吸振器のように振子の水平方向に荷重を移動させ、その相対変位によって制振効果を得る能動的制振法についての研究例はあまり見られない。

またロバスト振動制御に有効な制御則開発の問題は、モデル化が難しくしかも過酷な環境下で動作する機械の制振技術として意義がある。多機能化に伴う機構運動の自由度の増加は、摩擦やガタ等の非線形要素によるモデル化の難しさをもたらすため、モデルベースの従来型制御手法だけでは十分な制御性能の維持が期待できない。このように従来の制御設計が困難な場合でも適用可能なニューラルネットワーク (NN) に基づく制御法が、その適応性や学習性に注目され紹介されている<sup>10)</sup>。

本研究は、振子の水平方向に荷重を移動させることによる振動制御問題について、極配置法によるモデルベース制御器出力  $u_1$  と  $u_2$  を学習のための評価関数 ( $J_n = u_1^T u_1$ ) を持つ3層 NN 制御器出力  $u_2$  とを並列構成する制御系 (並列型 3NN と略称) を提案し<sup>11,12)</sup>、極配置法制御系と対比してその能動的制振性をシミュレーションと実験の両面から検討する。結果として並列型 3NN 制御系では極配置制御系と比べてパラメータ誤差等に強いロバスト振動制御性が得られた。

## 2. モデリング

図1は、プラントのモデル図である。移動荷重 (台車) を振子の水平方向に移動させ、振子の制振を行うシステムである。パラメータを以下に示す。

- $m_1$  : 振子の質量 [kg]
- $m_2$  : 移動荷重 (台車) の質量 [kg]
- $l_1$  : 支点から振子重心までの長さ [m]
- $l_2$  : 支点から移動荷重までの長さ [m]

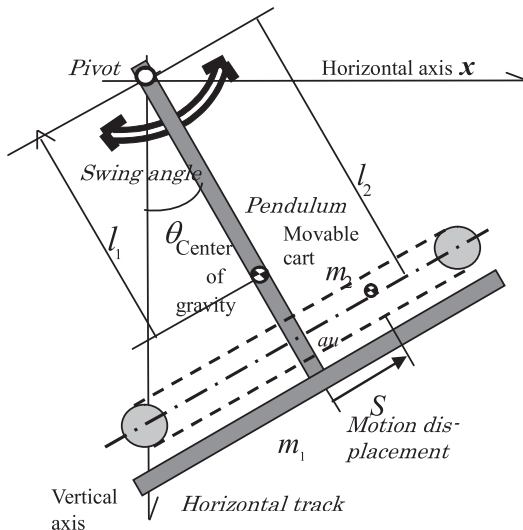


Fig.1 Schematic illustration for a pendulum system having a movable cart along a horizontal track

- $\theta$  : 振子の振動変位角 [rad]
- $S$  : 台車の移動 [m]
- $c_1$  : 振子の等価減衰係数 [Ns/rad]
- $c_2$  : 台車の等価減衰係数 [Ns/m]
- $J_1$  : 支点回りの振子の慣性モーメント [ $\text{kgm}^2$ ]
- $u$  : 台車の制御入力電圧 [V]
- $a$  : 台車の力・電圧変換係数 [N/V]
- $g$  : 重力の加速度 [ $\text{m/s}^2$ ]

ラグランジェ法により振子系の運動方程式を求める。運動エネルギー  $T$  は

$$T = \frac{1}{2} m_1 l_1^2 \dot{\theta}^2 + \frac{1}{2} m_2 (l_2^2 \dot{\theta}^2 + \dot{s}^2 + s^2 \dot{\theta}^2 + 2l_2 \dot{\theta}) \quad (1)$$

またポテンシャルエネルギー  $U$  は

$$U = m_1 g h (1 - \cos \theta) + m_2 g \{ l_2 (1 - \cos \theta) + s \sin \theta \} \quad (2)$$

空気抵抗や台車の摩擦にともなう散逸エネルギー  $D$  は

$$D = \frac{1}{2} c_1 \dot{\theta}^2 + \frac{1}{2} c_2 \dot{s}^2 \quad (3)$$

となる。ラグランジアン  $\mathcal{L} = T - U$  として

$$\frac{d}{dt} \left( \frac{\partial \mathcal{L}}{\partial \dot{\theta}} \right) - \frac{\partial \mathcal{L}}{\partial \theta} + \frac{\partial D}{\partial \dot{\theta}} = 0 \quad (4)$$

$$\frac{d}{dt} \left( \frac{\partial \mathcal{L}}{\partial \dot{s}} \right) - \frac{\partial \mathcal{L}}{\partial s} + \frac{\partial D}{\partial \dot{s}} = l_2 a u \quad (5)$$

を解析すると、結局、振子回転方向および台車水平方向に関して

$$(m_1 l_1^2 + m_2 l_2^2) \ddot{\theta} + m_2 l_2 \ddot{s} + (m_1 g l_2 + m_2 g l_2) \theta + m_2 g s + c_1 \dot{\theta} = 0 \quad (6)$$

$$m_2 \ddot{s} + m_2 l_2 \ddot{\theta} + m_2 g \theta + c_2 \dot{s} = l_2 a u \quad (7)$$

の方程式が得られる。これより、状態変数  $x$  を

$$x = [\theta \quad S \quad \dot{\theta} \quad \dot{s}]^T \quad (8)$$

とおくと、振子系の状態方程式

$$\dot{x} = Ax + bu \quad (9)$$

および、出力方程式

$$y = Cx \quad (10)$$

の各行列パラメータは以下の通りとなる。

$$A = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 \\ \frac{g(m_1 l_1 + m_2 l_2)}{J_1 + m_2 l_2^2} & \frac{m_2 g}{J_1 + m_2 l_2^2} & \frac{c_1}{J_1 + m_2 l_2^2} & \frac{l_2 c_2}{J_1 + m_2 l_2^2} \\ 0 & 0 & 0 & \frac{c_2}{m_2} \end{bmatrix} \quad (11)$$

$$b = \begin{bmatrix} 0 & 0 & -\frac{l_2^2 a}{J_1 + m_2 l_2^2} & \frac{l_2 a}{m_2} \end{bmatrix}^T \quad (12)$$

$$C = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 \end{bmatrix} \quad (13)$$

基本的に2自由度動吸振器の制振構造を有し、その制振効果は①質量比  $\alpha = m_2/m_1$  の他に、②水平駆動型動吸振器特有の重心比<sup>9)</sup>  $\beta = l_2/l_1$ 、③動吸振器  $m_2$  の移動量依存性が考えられる。ここでは、①、②の条件は固定して、特に③に拠る能動制振法をNNの持つロバスト性に注目して検討する。

### 3. 制御則

#### 3.1 並列型ニューラルネットワーク制御器の構成

本研究の特徴として、図2に示すように安定化補償器としてモデル基の極配置制御器と図3に示す3層NN制御器とを並列構成する（以後、並列型3NN<sup>11,12)</sup>と呼ぶ）。すなわち極配置制御器の出力を  $u_1$ 、NN制御器の出力を  $u_2$  とし、それぞれの出力和  $u = u_1 + u_2$  をプラント入力とする並列型制御器を構成する。閉ループ系の極配置はAckermann法<sup>13)</sup>でフィードバックゲイン  $f$  を決定した。すなわちモデルベース制御器出力は

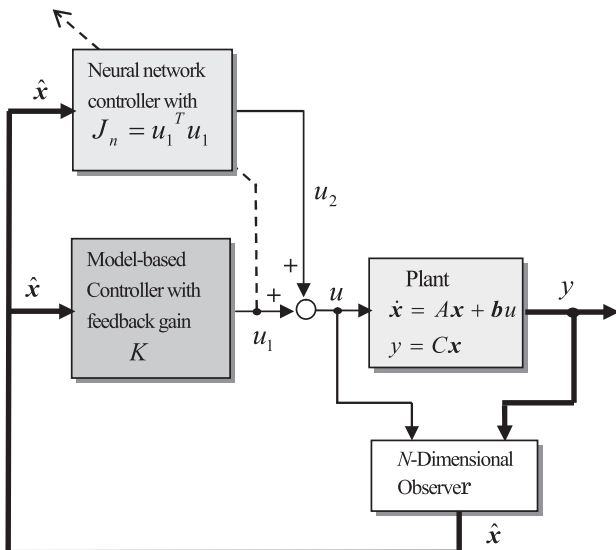


Fig.2 Overall control system

$$u_1 = -f \hat{x} \quad (14)$$

状態  $x$  の推定  $\hat{x}$  には同一次元オブザーバ<sup>12)</sup>を用いた。補償器としては図3に示す3層NN構造で検討した。

3NNの各素子間の重みの学習方法については、この場合、教師信号が得られないので学習のための評価関数  $J_n$  として

$$J_n = u_1^T u_1 \quad (15)$$

を採用した。（極配置法による）モデルベース制御器の出力  $u_1 \rightarrow 0$  となるよう、 $J_n \rightarrow 0$  化させるためのNN各素子間の重みを学習させ、最終的にはNN制御力  $u_2$  のみでプラント制御するのがこの並列型NN制御器の特徴である。学習の漸化プロセスを明確化するためサンプリング周期  $T_s$  での離散時間系で取り扱う。

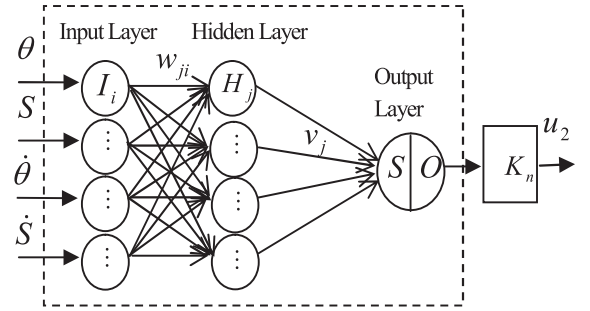


Fig.3 Structure of a 3-layer neural network based on the learning mechanism having  $J_n = u_1^T u_1$

#### 3.2 ニューラルネットワーク制御器設計

図3に示す4入力層、4中間層、1出力層の3層構造の学習制御則について説明する。入力層ベクトル  $I$  は  $I_i (i=1 \sim 4)$  を線形素子とし

$$I = [I_1 \ I_2 \ I_3 \ I_4]^T = x = [\theta \ S \ \dot{\theta} \ \dot{S}]^T \quad (16)$$

また中間層素子を  $H_j (j=1 \sim 4)$  とする中間層ベクトル  $H$  は

$$H = [H_1 \ H_2 \ H_3 \ H_4]^T \quad (17)$$

入力層と中間層の結合重み行列を  $W$  とすると

$$W = \begin{bmatrix} w_{11} & \cdots & w_{14} \\ \vdots & \ddots & \vdots \\ w_{41} & \cdots & w_{44} \end{bmatrix} \quad (18)$$

$$H = W I \quad (19)$$

となる。中間層と出力層の間の結合重みベクトルを

$$V = [v_1 \ v_2 \ v_3 \ v_4]^T \quad (20)$$

とすると、出力層と中間層出力  $H$  とは

$$S = VH \quad (21)$$

出力層出力  $O$  に、線形化幅を  $a$  とする飽和型関数

$$O = \frac{1 - \exp(-\frac{2S}{\alpha})}{1 + \exp(-\frac{2S}{\alpha})} \quad (22)$$

を用いると、 $NN$  出力  $u_2$  は、調節係数を  $K_n$  として

$$u_2 = K_n \cdot O \quad (23)$$

以上の関係を踏まえて、提案する 3 層  $NN$  の各重み  $W, V$  の更新則を離散時間系で以下に説明する。連続系プラント式 (9) に対する離散時間系表式を

$$\mathbf{x}(k+1) = \mathbf{A}_d \mathbf{x}(k) + \mathbf{b}_d u(k) \quad (24)$$

とする。ここで

$$\mathbf{A}_d = \exp(AT_s) = \Phi(T_s) \quad (25)$$

$$\mathbf{b}_d = \int_0^{T_s} \Phi(\tau) d\tau \mathbf{b} \quad (26)$$

提案する学習評価関数は、式 (13) より

$$J_n(k+1) = u_1^T(k+1) \cdot u_1(k+1) \quad (27)$$

極配置法に基づくフィードバックゲインは  $\mathbf{f}$  であるので、制御力は  $(\hat{\mathbf{x}}(k+1) = \mathbf{x}(k+1))$  として

$$u_1(k+1) = -\mathbf{f} \mathbf{x}(k+1) \quad (28)$$

式 (27), (28) より

$$\begin{aligned} J_n(k+1) &= (\mathbf{f} \mathbf{x}(k+1))^T \cdot \mathbf{f} \mathbf{x}(k+1) \\ &= \mathbf{x}(k)^T \mathbf{A}_d^T \mathbf{f}^T \mathbf{f} \mathbf{A}_d \mathbf{x}(k) + \mathbf{x}(k)^T \mathbf{A}_d^T \mathbf{f}^T \mathbf{f} \mathbf{b}_d u(k) \\ &\quad + u(k)^T \mathbf{b}_d^T \mathbf{f}^T \mathbf{f} \mathbf{A}_d \mathbf{x}(k) + u(k)^T \mathbf{b}_d^T \mathbf{f}^T \mathbf{f} \mathbf{b}_d u(k) \end{aligned} \quad (29)$$

ここで全制御力は

$$u(k) = u_1(k) + u_2(k) \quad (30)$$

であるので、式 (29) に代入すると

$$\begin{aligned} J_n(k+1) &= \mathbf{x}(k)^T \mathbf{A}_d^T \mathbf{f}^T \mathbf{f} \mathbf{A}_d \mathbf{x}(k) + \mathbf{x}(k)^T \mathbf{A}_d^T \mathbf{f}^T \mathbf{f} \mathbf{b}_d u_1(k) \\ &\quad + \mathbf{x}(k)^T \mathbf{A}_d^T \mathbf{f}^T \mathbf{f} \mathbf{b}_d u_2(k) + u_1(k)^T \mathbf{b}_d^T \mathbf{f}^T \mathbf{f} \mathbf{A}_d \mathbf{x}(k) \\ &\quad + u_2(k)^T \mathbf{b}_d^T \mathbf{f}^T \mathbf{f} \mathbf{A}_d \mathbf{x}(k) + u_1(k)^T \mathbf{b}_d^T \mathbf{f}^T \mathbf{f} \mathbf{b}_d u_1(k) \\ &\quad + u_1(k)^T \mathbf{b}_d^T \mathbf{f}^T \mathbf{f} \mathbf{b}_d u_2(k) + u_2(k)^T \mathbf{b}_d^T \mathbf{f}^T \mathbf{f} \mathbf{b}_d u_1(k) \\ &\quad + u_2(k)^T \mathbf{b}_d^T \mathbf{f}^T \mathbf{f} \mathbf{b}_d u_2(k) \end{aligned} \quad (31)$$

となる。

最急降下法による重みの更新則を求める (重みの更新は 1 サンプルごとに行うものとする) と、

まず中間層 / 出力層間では

$$V(k+1) = V(k) - \eta \frac{\partial J_n(k+1)}{\partial V(k)} \quad (32)$$

式 (32) の  $\eta$  は学習係数であり、十分に小さい正値である。ここで

$$\begin{aligned} \frac{\partial J_n(k+1)}{\partial u_2(k)} &= \\ &= 2\mathbf{b}_d^T \mathbf{f}^T \mathbf{f} \mathbf{A}_d \mathbf{x}(k) + 2\mathbf{b}_d^T \mathbf{f}^T \mathbf{f} \mathbf{b}_d u_1(k) + 2\mathbf{b}_d^T \mathbf{f}^T \mathbf{f} \mathbf{b}_d u_2(k) \end{aligned} \quad (33)$$

$$\frac{\partial u_2(k)}{\partial O(k)} = K_n \quad (34)$$

$$\begin{aligned} \frac{\partial O(k)}{\partial S(k)} &= \frac{1}{\alpha} \cdot \frac{2}{1 + \exp(-\frac{2S(k)}{\alpha})} \cdot \frac{2 \exp(-\frac{2S(k)}{\alpha})}{1 + \exp(-\frac{2S(k)}{\alpha})} \\ &= \frac{1}{\alpha} (1 + O(k))(1 - O(k)) = \frac{1}{\alpha} (1 - O^2(k)) \end{aligned} \quad (35)$$

$$\frac{\partial S(k)}{\partial V(k)} = \mathbf{H}(k)^T \quad (36)$$

従って式 (32) 右辺第 2 項は

$$\begin{aligned} \frac{\partial J_n(k+1)}{\partial V(k)} &= \frac{\partial J_n(k+1)}{\partial u_2(k)} \frac{\partial u_2(k)}{\partial O(k)} \frac{\partial O(k)}{\partial S(k)} \frac{\partial S(k)}{\partial V(k)} \\ &= 2 \frac{K_n}{\alpha} (\mathbf{b}_d^T \mathbf{f}^T \mathbf{f} \mathbf{A}_d \mathbf{x}(k) + \mathbf{b}_d^T \mathbf{f}^T \mathbf{f} \mathbf{b}_d u(k)) (1 - O^2(k)) \mathbf{H}(k)^T \end{aligned} \quad (37)$$

一方、入力層 / 中間層間での重みの更新則は

$$W(k+1) = W(k) - \eta \frac{\partial J_n(k+1)}{\partial W(k)} \quad (38)$$

ここで式 (38) の右辺第 2 項は

$$\begin{aligned} \frac{\partial J_n(k+1)}{\partial W(k)} &= \frac{\partial J_n(k+1)}{\partial u_2(k)} \frac{\partial u_2(k)}{\partial O(k)} \frac{\partial O(k)}{\partial S(k)} \frac{\partial S(k)}{\partial \mathbf{H}(k)} \frac{\partial \mathbf{H}(k)}{\partial W(k)} \\ &= 2 \frac{K_n}{\alpha} (\mathbf{b}_d^T \mathbf{f}^T \mathbf{f} \mathbf{A}_d \mathbf{x}(k) + \mathbf{b}_d^T \mathbf{f}^T \mathbf{f} \mathbf{b}_d u(k)) (1 - O^2(k)) V(k)^T \mathbf{I}(k)^T \end{aligned} \quad (39)$$

## 4. 実験方法

実験装置の概要を図 4 に示す。また実験システム構成図を図 5 に示す。制御対象は移動レーンをもつ振子 ( $m_1$ ) とそのレーン上を走行する台車 ( $m_2$ ) により構成される。移動荷重である台車は DC サーボモータ (神鋼電機製) により減速器を経て駆動する。振子の角変位  $\theta$  と台車の移動  $S$  はポテンシオメータにより測定する。移動レーンは幅 0.51 [m] の水平移動型である。その移動幅は  $-0.25$  [m]  $\sim$   $0.25$  [m] 程度となっているため、移動荷重の応答がこの範囲内に収まるように制御入力を決定しなければならない。

なお、極配置制御のフィードバックゲインは MATLAB

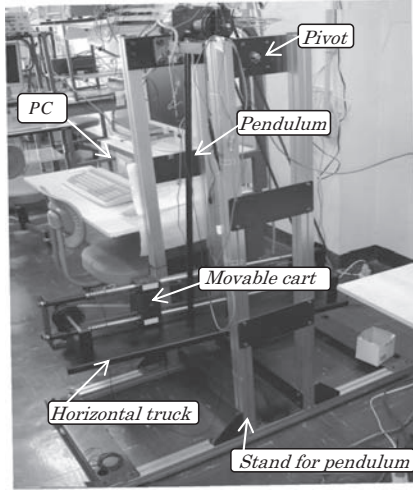


Fig.4 View of the overall experimental apparatus

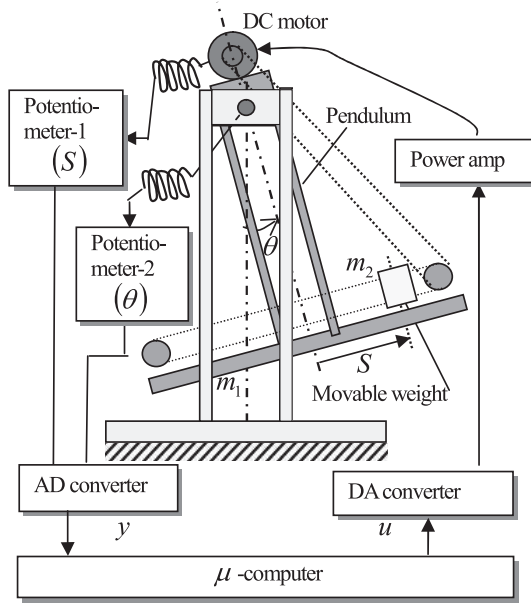


Fig.5 Scheme of the overall experimental system

(The Math Works) 上で設計し、実機制御用プログラムなどはC言語で作成した。サンプリング周期は  $T_s=5$  [ms] である。同定パラメータは、 $m_1=25.25$  [kg],  $m_2=2.049$  [kg],  $l_1=0.852$  [m],  $l_2=0.820$  [m],  $g=9.81$  [m/s<sup>2</sup>],  $J_1=21.758$  [kgm<sup>2</sup>],  $c_1=0.175$  [Ns/m],  $c_2=8.127$  [Ns/m],  $\alpha=10.5375$  [N/V] である。従って連続時間系および離散時間系での状態方程式を形成するシステム行列および入力ベクトルはそれぞれ以下の通りとなる。

$$A = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 \\ -9.855765 & -0.868815 & -0.007564 & 0.288045 \\ 0 & 0 & 0 & -3.966325 \end{bmatrix} \quad (40)$$

$$b = [0 \quad 0 \quad -0.306254 \quad 4.217057]^T \quad (41)$$

$$A_d = \begin{bmatrix} 0.999877 & -0.000011 & 0.005000 & 0.000004 \\ 0.000000 & 1.000000 & 0.000000 & 0.004951 \\ -0.049276 & -0.004344 & 0.999839 & 0.001415 \\ 0.000000 & 0.000000 & 0.000000 & 0.980364 \end{bmatrix} \quad (42)$$

$$b_d = [-0.000004 \quad 0.000052 \quad -0.001516 \quad 0.020878]^T \quad (43)$$

## 5. 実験結果および考察

### 5.1 極配置制御法によるシミュレーションおよび実機実験

まず、並列型 3 NN 制御系との制振効果を比較するため、Ackermann 法による極配置制御器系での制振実験を行った。開ループ系での極は、式 (40) より

$$\lambda(A) = -0.0038 \pm 3.1394 i, 0, -3.9663 \quad (44)$$

これを閉ループ極

$$\lambda(A - bf) = -0.067 \pm 3.155 i, -3.000 \pm 1.0 i \quad (45)$$

に設定するためのフィードバックゲインは次式で与えられる。

$$f = [11.57869 \quad 3.41674 \quad -0.93169 \quad 0.44457] \quad (46)$$

また同一次元オブザーバゲインは、(2次形式評価関数の重みを  $Q = \text{diag} [100 \ 100 \ 100000 \ 100000]$ , および  $R = \text{diag} [1 \ 1]$  で設定)

$$L = \begin{bmatrix} 26.6966 & 0.1025 \\ 0.1025 & 23.4767 \\ 306.3589 & 3.5637 \\ 1.5784 & 225.5830 \end{bmatrix} \quad (47)$$

を採用した。式 (45) で示す極配置は、上述の通り、振り

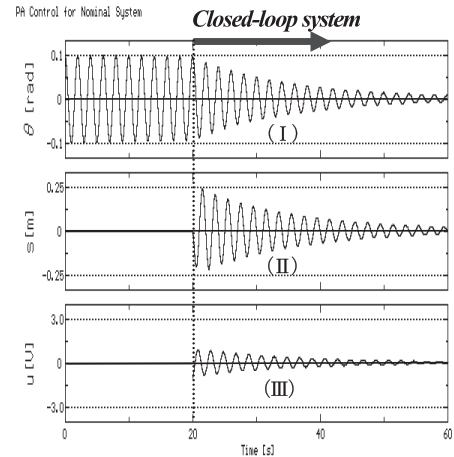


Fig.6 Simulation results by using the pole allocation controller with (I), (II), and (III) being pendulum angle  $\theta$ , cart displacement  $S$ , and control  $u(t)$



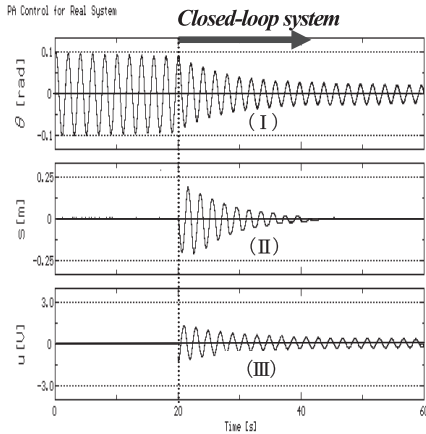


Fig.7 Real system control results by using the pole allocation controller with ( I ), ( II ), and ( III ) being pendulum angle  $\theta_1$ , cart angle  $\theta_2$ , and control  $u(t)$

系の制振効果が台車  $m_2$  の可動量に強く依存するので、この場合最大許容移動量  $|S| \cong 0.25[\text{m}]$  となるよう決定した。振り角  $|\theta|$  からの自由振動下での制振シミュレーションを図6に、対応する実機実験結果を図7に示す。

実機において振り角  $\theta_1 \cong 0.03$  に減衰後から (同図 (III)) に示すように台車制御  $u(t)$  が働いているにも拘わらず制振が効かなくなっている。これは台車を駆動するギヤ軸系や台車とレーンとの摩擦力等により不感帯が生じ (同図 (II)) に示すように) 制御開始後約 20 [s] から台車がほぼ静止状態になるためと考えられる。摩擦力の影響を如何に軽減するかがこの種の制振器のポイントと考えられるが、この問題に関して上述の NN 補償器を並列構成することでかなりの改善が得られることを次節で述べる。図8は、比減衰能 (Specific damping capacity,  $SDC$ ) 表示<sup>14)</sup>

$$SDC = (1/2\pi)(A_n^2 - A_{n+1}^2) / A_n^2 \quad (48)$$

による制振能の振幅依存特性を示す。高振幅域ではシミュレーションおよび実機両面で  $SDC \cong 0.045$  値を示すが、

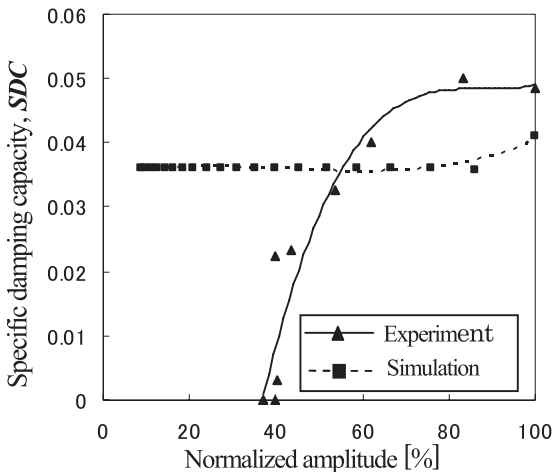


Fig.8  $SDC$  characteristics vs normalized vibration amplitude using the pole allocation controller

実機では振幅低下とともに非線形的モデル化誤差等により性能が低下する。なお  $A_n$  および  $A_{n+1}$  は、隣合う減衰振動振幅を示す。減衰振幅が 35% に達すると殆ど制振は効かないことが分かる。

## 5.2 並列型 3NN 制御系におけるシミュレーションおよび実機実験

極配置制御器と並列型 3NN 制御系の設計条件を述べる。極配置制御器系と比べて閉ループ極

$$\lambda(A - bf) = -0.0390 \pm 3.1630j, -3.000 \pm 1.0000j \quad (49)$$

と若干浅くなるよう、フィードバックゲインは

$$f = [6.460112 \quad 2.976969 \quad -1.383147 \quad 0.398505] \quad (50)$$

とした。オブザーバの設計条件は上述の通りとする。

ニューラルネットワークの各層間の重み  $W$ ,  $V$  の乱数による初期値は

$$W_{ji} = \begin{bmatrix} 0.003934 & -0.296923 & 0.097438 & 0.303915 \\ -0.208825 & -0.030328 & -0.019057 & 0.346814 \\ 0.024494 & 0.119015 & 0.022562 & 0.298407 \\ -0.231553 & -0.042470 & 0.672166 & -0.331954 \end{bmatrix} \quad (51)$$

$$V_j = [-0.034386 \quad -0.583182 \quad -0.039556 \quad -0.015967] \quad (52)$$

である。この場合、出力層への閾値に関連する調整値は  $\alpha=0.01$ ,  $\eta=0.1$  学習係数はとした。

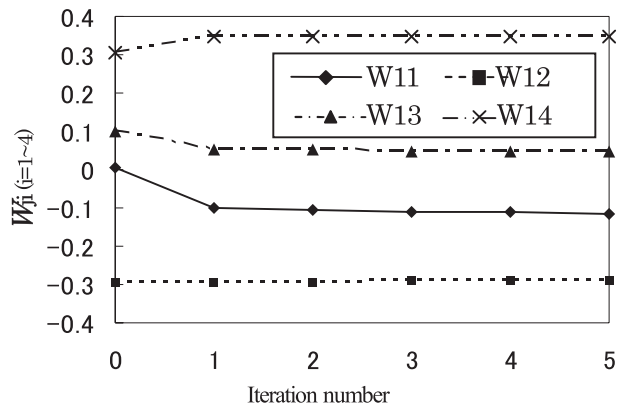


Fig.9 Change in the value of weight  $w_{ij}|_{j=1 \sim 4}$  as a function of iteration number

図9に、 $w_{ij}|_{i=1, j=1 \sim 4}$  に関して試行回数と学習値の定着状況を示すが、ほぼ2回以降には適当値に収束する。なお図10に関して試行5回後の重み  $W$ ,  $V$  は

$$W = \begin{bmatrix} -0.116174 & -0.288551 & 0.047011 & 0.349520 \\ 0.378609 & 0.100190 & 0.060798 & 0.154793 \\ -0.036839 & 0.123823 & 0.038689 & 0.312004 \\ -0.267512 & -0.145643 & 0.647404 & -0.330655 \end{bmatrix} \quad (53)$$

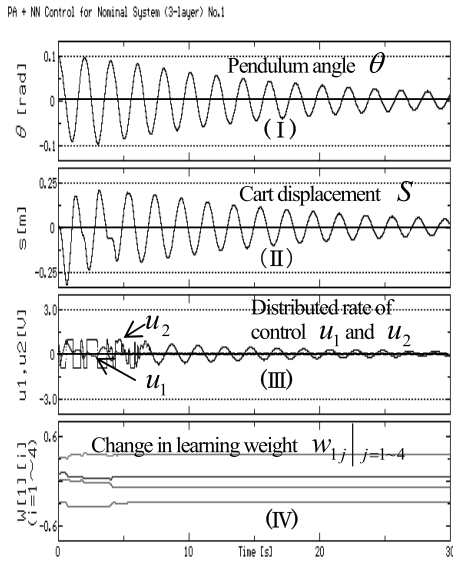


Fig.10 Simulation results for the learning control by using the proposed *NN* control system at 1<sup>st</sup> iteration

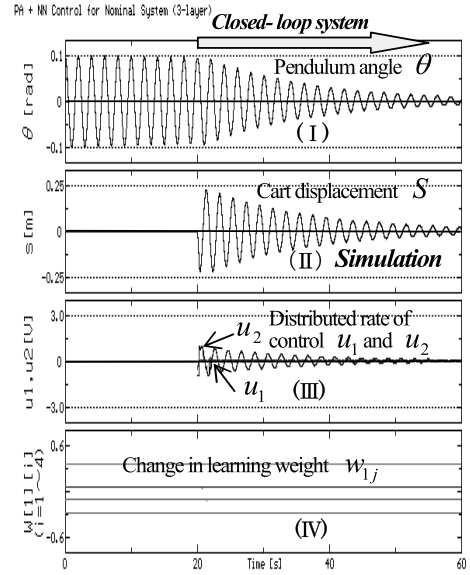


Fig.12 Simulation results for the pendulum by using the proposed *NN* control scheme

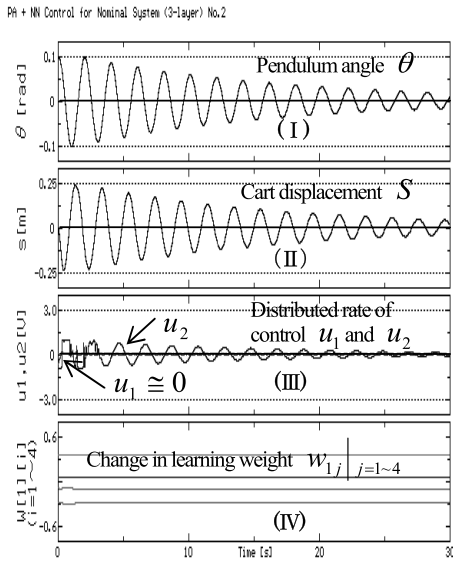


Fig.11 Simulation results for the learning control by using the proposed *NN* control system at 2<sup>nd</sup> iteration

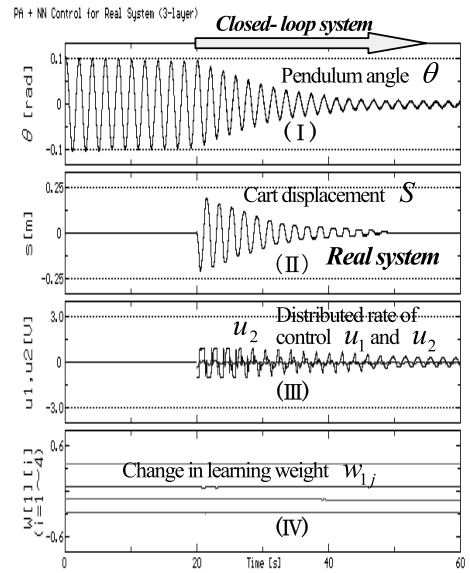


Fig.13 Real system control results for the plant by using the proposed *NN* control scheme

$$V = [0.180076 \quad -0.595389 \quad 0.114188 \quad 0.066788] \quad (54)$$

図 10 に、試行 1 回目の、図 11 に試行 2 回目の学習状況と制御状態を示す。図 11 から分かるようにほぼ試行 2 回目でプラント制御力  $u = u_1 + u_2$  のうち極配置制御器出力  $u_1 \cong 0$  となり、時間経過（すなわち学習の進行）とともにプラント制御力はほぼ *NN* 制御器に拠る形  $u \cong u_2$  となっている。これは *NN* 制御器の学習評価関数  $J_n = u_1^T u_1$  より、学習の進行とともに  $u_1 \rightarrow 0$  となるよう  $u_2$  で安定化学習制御する仕組みで提案する並列型 3 *NN* 制御器の構造的特徴でもある。すなわち一旦、学習が進行すれば、プラント制御は *NN* 制御器  $u_2$  のみで安定化制御されることであり、モデル基制御器（この場合、極配置制御器）制御系に比べ

て *NN* 制御器特有のパラメータ誤差等にも強いロバスト制御性が期待できると考えられる。（またこのことは  $u_1 = 0$  面へと拘束する制御力  $u_2$  をもつスライディングモード的制御構造とも考えられる。）

図 12、図 13 に並列型 3 *NN* 制御系における振動制御特性をシミュレーションと実機で対比して示す。図 13 の実機特性では微小振幅域に達すると同図 (II) から分かるように移動台車が摩擦力による不感帯域に入るため制振が効かない。しかし図 7 の極配置制御系に比べると、特に低振幅域において格段の制振効果が見られる。これは、(III) の対比においても、並列型 3 *NN* 制御系の方が極配置制御系よりも制御力も大きく、また (II) の対比においても制御開始直後の台車の動き（立ち上がり）に即応性があるた

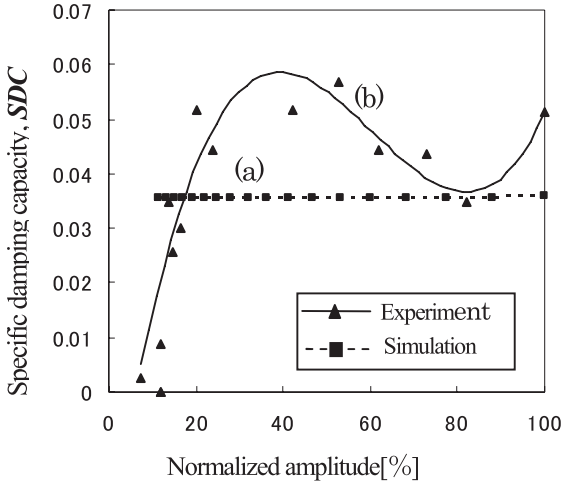


Fig.14 SDC characteristics vs normalized vibration amplitude using the 3 layer neural-network controller and the pole allocation controller

めと考えられる。従って、移動台車の摩擦力による不感帯等のような非モデル化誤差に対して、並列型 NN 制御系は（極配置制御系と比べ）ロバスト性があると言える。

図 14 に、SDC 表示での図 12 と図 13 の制振制御時の減衰振動振幅依存性を示す。同図 (a) に示すように、シミュレーションでは  $SDC \approx 0.035 \sim 0.039$  であるが、実機（同図 (b)）では NN 制御器や台車運動摩擦等の非線形性に拠る制振性能に強い振幅依存性が見られる。

しかし実機での極配置制御系制振性（図 8）を NN 並列型制御系での制振特性（図 14）と比較すると、80% 振幅域では両制御系ともシミュレーション値にほぼ近い SDC 特性（自由振動のそれと比べて 25 倍）を有するも、50% 振動振幅域では約 1/4、40% 振動振幅域では約 1/2、30% 振動振幅域では約 1/17、微小振動域である 20% 振幅域では約 1/11 と振幅低下とともに劣る傾向が見られ、とりわけ低振幅域での並列型 3 NN 制御系の優位性が認めら

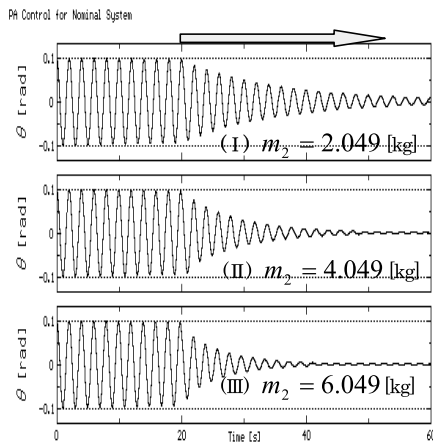


Fig.15 Effects of cart maximum angle  $|\theta_2|$ , on the controlled response

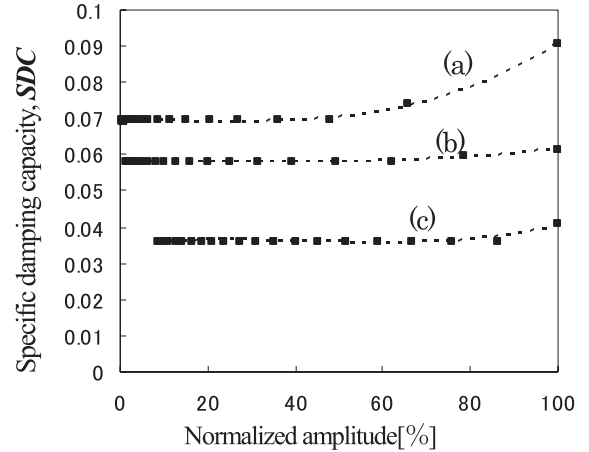


Fig.16 Effect of the cart maximum angle  $|\theta_2|$ , on the active vibration damping

れる。

なお低振幅域での制振性劣化の問題に対しては NN 制御器を工夫して改善する必要がある。

水平駆動型動吸振器の特徴として、その制振効果は質量比  $\alpha = m_2/m_1$  や水平駆動型動吸振器特有の重心比に依存する。図 15 は、単体の極配置制御系での制振効果に及ぼす台車  $m_2$  に付加荷重を加え質量比の依存性をシミュレーションで調べたものである。最大移動量  $|S|$  は、 $u_1$  用の極配置  $\lambda(A - b\mathbf{f})$  を徐々に高く設定することで調整した。すなわち同 (I) は  $\lambda(A - b\mathbf{f}) = -0.067 \pm 3.155j, -3.000 \pm 1.0j$  に、(II) は  $-0.115 \pm 3.20j, -2.000 \pm 1.80j$  に、(III) は  $-0.1450 \pm 3.280j, -2.000 \pm 2.60j$  に、にそれぞれ極設定した。 $m_2$  の荷重が増加するにつれ、制振特性は (I) ~ (III) へと向上している。図 16 は、図 15 の振動制御特性を SDC 表示で整理した結果である。同図 (a) ~ (c) は図 16 の (I) ~ (III) に対応する。

## 6. 結 言

振子の水平方向に荷重を移動させることによる振動制御問題について、極配置法によるモデル基制御器出力  $u_1$  とその出力  $u_1$  を学習のための評価関数 ( $J_u = u_1^T u_1$ ) に持つ 3 層ニューラルネットワーク制御器出力  $u_2$  とを並列構成する制御系（並列型 3 NN）を提案し、単体の極配置制御系と対比してその振動制御性能をシミュレーションと実験の両面から検討した。

- (1) 並列型 3 NN 制御系では、ほぼ 2 回目の試行で安定化学習は終了して  $u_1 = 0$  となり、プラント制御は安定化学習した NN 出力  $u_2$  により制御される。従って  $u_1$  のみの極配置制御系と比べ、NN 制御特有のパラメータ誤差等に強いロバスト制振制御系が実現できる。
- (2) 実機での能動的振動制御特性には、摩擦力等の非線形因子に拠る振動振幅依存性が見られ、80% 減衰振動振



幅域では極配置と NN 両制御系ともほぼシミュレーション値に近い比減衰能  $SDC=0.035\sim 0.039$  (自由振動のそれと比べて約 25 倍) を有するも、振幅減少とともに極配置制御系の方が劣化し (50% 振動振幅域では約 1/4, 30% 振動振幅域では約 1/17), とりわけ低振幅域での並列型 3 NN 制御系の優位性が認められる。

- (3) 2 自由度型動吸振器特有の質量比, 重心比の問題があるが, 台車の可動範囲にも強く依存する。

## 文 献

- (1) Young-Bok Kim, Masao Ikeda, Jin-Ho Suh, Guisheng Zhai & Seong-Hoon Han, Robust Control Design for the Mass-Damper Type Anti-Sway System, SICE-ICASE international Joint Conference, Oct. 18-21 (2006) pp.4130-4133
- (2) Shirai, J., Hirasawa, H., Fujiwara, K., Noritsugu, T., et al, Development of Electronic Sway Control System for Container Crane, *Transactions of the Japan Society of Mechanical Engineers, Series C*, Vol. 59, No.561 (1993) pp. 1443-1447.
- (3) Tani, J., & Echigoya, W., Vibration Control of a Double Pendulum by Vertical Change of Support, *Transactions of the Japan Society of Mechanical Engineers, Series C*, Vol. 59, No.558 (1993) pp. 362-367
- (4) Nishihara, O., Matsuhisa, H., & Sato, S., Vibration Damping Mechanisms with Gyroscopic Moments, *Transactions of the Japan Society of Mechanical Engineers, Series C*, Vol. 57, No.534 (1991) pp. 497-503.
- (5) Yoshida, Y., & Yajima, M., Control of Rotation and Swing of a Rigid Body Suspended Load Using Inertia Rotors, *Transactions of the Japan Society of Mechanical Engineers, Series C*, Vol. 69, No.677 (2003), pp. 63-68.
- (6) Kawabe, H., Yoshida, K., & Okamoto, I., An Approach to the Vibration Control of a Pendulum System Based on the Movement of the Center of Gravity Using a VSS Control Technique, *Transactions of the Japan Society of Mechanical Engineers, Series C*, Vol. 66, No.643 (2000) pp. 786-79.
- (7) Kim, Y.-B., Ikeda, M., Suh, J.-H., Zhai, G., & Han, S.-H., Robust Control Design for the Mass-Damper Type Anti-Sway System, *SICE-ICASE International Joint Conference*, (2006) pp. 4130 ~ 4133
- (8) Okanouchi, S., Yoshida, K., Itaru Matsumoto, I., & Kawabe, H., Damping Angular Oscillations of a Pendulum under State Constraints, *17th IFAC World Congress*, July 6-11, (2008), Korea.
- (9) Chung, C., Hauser, J., Nonlinear Control of a Swinging Pendulum, *Automatica*, Vol.31, No.6,(1995) pp.851-862
- (10) Eg., Narikawa, T., Takahashi, M., & Yoshida, K., Text of MoVic 2003, Jpn. Soc. Mech. Eng., (2003), pp.513-518.
- (11) Yamada, T., & Yabuta, T., Adaptive Type Feedforward Feedback Controller Using Neural Networks, *Transactions of the Society of Instrument and Control Engineers*, Vol.30, No.19, (1994) pp.1234-1241.
- (12) Nagamine, S & Kawabe, H., Vibration Control for a Pendulum System with a Movable Weight along a Circular Track Using a Learning Type Controller, *Research Bulletin of Hiroshima Institute of Tech.*, Vol.43, (2009) pp.75-84.
- (13) Nonami, K., & Nishimura, N., Fundamentals of Control theory by using MATLAB, Tokyo Denki Univ. Press,(1998).
- (14) Kawabe, H., Tsukiyama, N. & Yoshida, K., Active Vibration Damping based on Neural Network Theory, *Materials Science and Engineering A442*, (2006) pp.547-552.

