

ニューラルネットワーク補償器を用いた制御性能の向上について#

川辺 尚志*・築山 直樹**・大和 慶彦***

(平成19年 9月25日受理)

On the Improvement of the Control Performance by Using a Neural Network Compensator

Hisashi KAWABE*, Naoki TSUKIYAMA** and Yoshihiko YAMATO***

(Received Sept.25,2007)

Abstract

The effect of utilizing a neural network (*N.N.*) compensator on the simultaneous control performance in a multi-degree-of-freedom mechanical system is investigated using a cantilevered-beam vibration system, a crane system having a motor-driven cart suspended by a single pendulum, and an inverted pendulum one. A 3-layer-type neural network compensator is used together with a model-based controller such as a *LQ* controller and an H^∞ one. Both from aspects of simulation and experiment, it is found that the robust active damping due to the *N.N.* compensator is obtained as $SDC_{\max} \approx 0.14$, and also that the improvement of robustness against parameter variations and disturbances can be seen on the simultaneous control between the mechanical position and residual vibrations.

Key Words: :motion control, neural network compensator, *LQ* controller, H^∞ controller, Robustness, vibration control, active vibration damping, simultaneous control

1. 緒 言

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の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 (*N.N.*) 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^{1,2)}。

本研究は、機構の高速位置決めと内在する要素の振動との同時制御性の観点から、まず片持ち梁振動系での *N.N.*

による能動的制振性を、次に多自由度・柔構造振子系としてのクレーン系と倒立振子系での位置決めと振子制振の同時制御性向上の観点から、モデル基制御器に対する *N.N.* 補償器併用の効果を、パラメータ変動や定値外乱に対するロバスト安定性の面から検討する

2. モデリングと制御則

2.1 片持梁振動系モデリング

図1に示すように、主振動系質量 m_1 と吸振用質量 m_2 との電磁的相互作用力を制御力 $u(t)$ とする縦型片持梁振動系を制振対象とする。厳密には振動系本体質量 m_1 と補助質

* 広島工業大学工学部知能機械工学科

** 広島工業大学大学院工学研究科機械システム工学専攻 (現, ㈱新くるしま)

*** 広島工業大学大学院工学研究科機械システム工学専攻 (現, ㈱シンコー)

第14回振動減衰国際会議(ICIFUAS-14(Kyoto,2005)), および第12回知能メカトロニクスワークショップ(2007, 広島工大)でそれぞれ一部発表

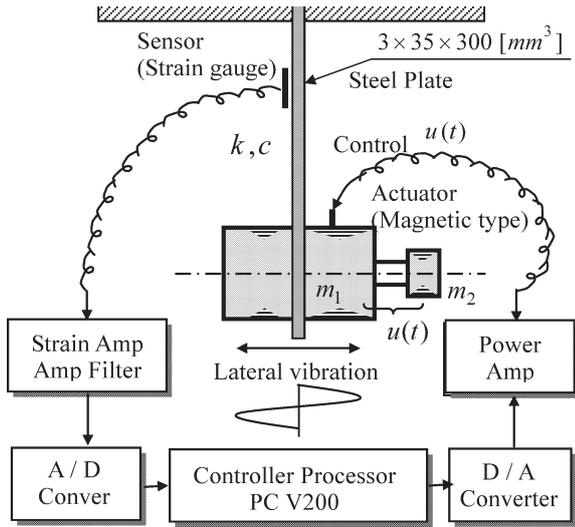


Fig.1 Schematic illustration for an active vibration control system

量 m_2 の 2 自由度系であるが、これを $m = m_1 + m_2$ の 1 自由度系での近似モデリングとする。減衰係数比を $\zeta = 3.1 \times 10^{-3}$ 、固有角振動数を $\omega_n = 19.8$ [rad/s]、 $m_1 = 2.9$ [kg]、制御入力 u と実機相互作用力 f との換算係数を kf とするとき

$$\dot{\mathbf{x}} = \mathbf{A}\mathbf{x} + \mathbf{b}u, \quad \mathbf{y} = \mathbf{C}\mathbf{x} \quad (1)$$

$$f = kf u \quad (2)$$

$$\left. \begin{aligned} \mathbf{A} &= \begin{bmatrix} 0 & 1 \\ -391.1851 & -0.1213 \end{bmatrix} \\ \mathbf{b} &= \begin{bmatrix} 0 \\ 0.3448 \end{bmatrix}, \quad \mathbf{C} = [1 \quad 0] \end{aligned} \right\} \quad (3)$$

2.2 クレーン系と倒立振り子系モデリング

クレーンモデルを図 2 に示す。

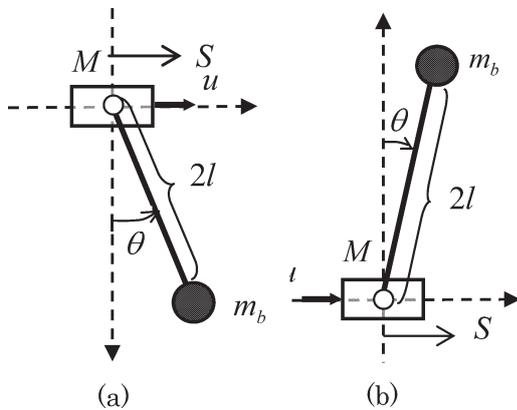


Fig.2 Scheme of a crane (a) and an inverted pendulum (b) model

各パラメータを。

$$\left. \begin{aligned} M &: \text{台車系の等価質量 } 4.4 \text{ [kg]} \\ g &: \text{重力加速度 } 9.8 \text{ [m/s}^2\text{]} \\ F &: \text{台車系の摩擦係数 } 19.2 \text{ [Ns/m]} \\ S(t) &: \text{時刻 } t \text{ における台車の位置} \\ u(t) &: \text{モータの入力電圧 [V]} \\ mb &: \text{質量 } 2.97 \times 10^{-2} \text{ [kg]} \\ l &: \text{振り子長 } 0.3 \text{ [m]} \\ \theta(t) &: \text{時刻における振り子角 [rad]} \\ J &: \text{振り子の重心回りの慣性モーメント} \\ & \quad 7.56 \times 10^{-2} \text{ [kg} \cdot \text{m}^2\text{]} \\ c &: \text{振り子の摩擦係数 } 1.98 \times 10^{-3} \text{ [Ns/m]} \end{aligned} \right\} \quad (4)$$

とすると、システム行列 A および入力ベクトル b は、クレーン系では

$$\mathbf{A} = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 \\ -20.9201 & 0 & -0.5340 & 9.2320 \\ 0.037283 & 0 & 0.00095 & -4.3412 \end{bmatrix}, \quad (5)$$

$$\mathbf{b} = \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ -5.4815 \\ 2.5776 \end{bmatrix} \quad (6)$$

一方、倒立振り子系では (装置パラメータが若干異なり)

$$\mathbf{A} = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 \\ 30.8241 & 0 & -0.00670 & 13.4200 \\ -0.1575 & 0 & 0.00034 & -4.3352 \end{bmatrix}, \quad (7)$$

$$\mathbf{b} = \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ -14.042 \\ 4.5362 \end{bmatrix} \quad (8)$$

で与えられる。ただし状態方程式は

$$\left. \begin{aligned} \dot{\mathbf{x}} &= \mathbf{A}\mathbf{x} + \mathbf{b}u, \quad \mathbf{y} = \mathbf{C}\mathbf{x} \\ \mathbf{x} &= [\theta \quad S \quad \dot{\theta} \quad \dot{S}]^T, \quad \mathbf{C} = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 \end{bmatrix} \end{aligned} \right\} \quad (9)$$

なお、倒立振り子系での状態推定 $\hat{\mathbf{x}} = [\theta \quad S \quad \hat{\theta} \quad \hat{S}]^T$ には付録 2 で説明の最小次元観測器を用いる。

2.3 NN 制御器

制御器として、 LQ 、ニューラル・ネットワーク ($N.N.$) 制御³⁾、ループ整形 H^∞ 制御⁴⁾、 LQ と $N.N.$ および H^∞ と $N.N.$ との併用制御系を用いる。

図 3 は、4 変数に対する圧縮係数 N_n および出力係数 K_n をもつ 3 層 $N.N.$ 制御器構造を示す。 $N.N.$ の重み v_{ji} 、 w_{kj} の学習に最急降下法を用いるため誤差 e_i を最小化する評価関数 J を式(10)と定義する。

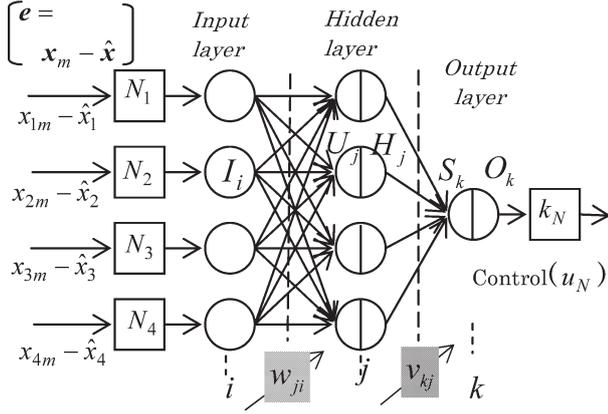


Fig.3 Structure of a 3-layer-neural network based on the learning mechanism having $J=e^T e/2$

$$J = \frac{1}{2} e^T e \quad (10)$$

$$e = \mathbf{x}_m - \hat{\mathbf{x}}_i \quad (11)$$

なお、重みの更新 (Δv_{kj} , Δw_{ji}) は、逆伝播学習法により

$$v_{kj}(t + \Delta t) = v_{kj}(t) + \Delta v_{kj}, \quad \Delta v_{kj} = -\alpha \frac{\Delta J}{\Delta v_{kj}} = \alpha \delta_k H_j \quad (12)$$

$$w_{ji}(t + \Delta t) = w_{ji}(t) + \Delta w_{ji}, \quad \Delta w_{ji} = -\alpha \frac{\Delta J}{\Delta w_{ji}} = \alpha \sigma_j I_i \quad (13)$$

J を最小化するように行う。ここで、教示信号を T_k とすると

$$\left. \begin{aligned} \delta_k &= \mu(T_k - O_k)((1 - O_k)) \\ \sigma_j &= \mu \sum_k \delta_k v_{kj} H_j (1 - H_j) \\ H_j &= f(U_j) = 1 / \{1 + \exp(-2U_j/\alpha)\} \\ U_j &= \sum_i w_{ji} I_i + \theta_j \end{aligned} \right\} \quad (14)$$

の関係がある。 H_j はシグモイド関数を示す。 $N.N.$ 制御力 u_N は、

$$\begin{aligned} u_N &= \mathbf{V}^T \mathbf{W} \mathbf{I} \\ \mathbf{V} &= [v_{kj}] \in R^{M \times 1}, \quad \mathbf{W} = [w_{ji}] \in R^{M \times N}, \quad \mathbf{I} \in R^{N \times 1} \end{aligned} \quad (15)$$

2.4 ループ整形に基づく H^∞ 制御器

ループ整形法^{4,5)}は、図4の破線のように、前・後補償器 W_1 , W_2 を実プラント P の前後につなぎ、開ループの周波

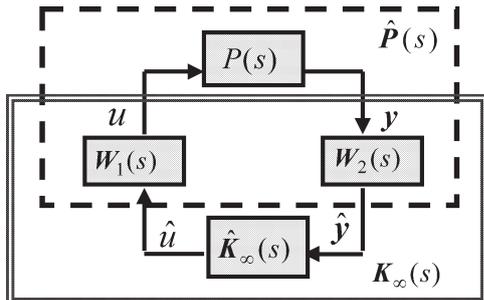


Fig.4 Loop-shaping design method

数特性を整形し、これを新たな整形プラント $\hat{P} = W_2 P W_1$ とする。伝達関数行列の記述にはドイル表式を用いる。

$$\mathbf{G}(s) = \begin{bmatrix} \mathbf{A} & \mathbf{B} \\ \mathbf{C} & \mathbf{D} \end{bmatrix} = \mathbf{C}(s\mathbf{I} - \mathbf{A})^{-1}\mathbf{B} + \mathbf{D} \quad (16)$$

前置補償器 W_1 には式(14)で示す1次フィルタ関数を、 W_2 には台車系の応答性改善を目的として式(15)を用いる。 q_1 , q_2 は重み係数である。

$$\mathbf{W}_1 = \frac{\omega^2}{s + \omega^2} = \begin{bmatrix} -\omega^2 & 1 \\ \omega^2 & 0 \end{bmatrix} \quad (17)$$

$$\mathbf{W}_2 = \text{diag}[q_1 \quad q_2] \quad (18)$$

整形プラント \hat{P} に対して H^∞ ノルム条件

$$\left\| \begin{bmatrix} \mathbf{I} \\ \hat{\mathbf{K}}_\infty \end{bmatrix} (\mathbf{I} - \hat{\mathbf{P}} \hat{\mathbf{K}}_\infty)^{-1} \begin{bmatrix} \mathbf{I} & \hat{\mathbf{P}} \end{bmatrix} \right\|_\infty < \gamma \quad (19)$$

を満たす制御器 $\hat{\mathbf{K}}_\infty$ を求める。式(16)の中心解は次の手順で求められる。

(I) リカッチ方程式の正定解 \mathbf{X} , \mathbf{Z} を計算する。

$$\hat{\mathbf{A}}^T \mathbf{X} + \mathbf{X} \hat{\mathbf{A}} - \mathbf{X} \hat{\mathbf{B}} \mathbf{S}^{-1} \hat{\mathbf{B}}^T \mathbf{X} + \hat{\mathbf{C}}^T \mathbf{R}^{-1} \hat{\mathbf{C}} = 0 \quad (20)$$

$$\hat{\mathbf{A}} \mathbf{Z} + \mathbf{Z} \hat{\mathbf{A}} - \mathbf{Z} \hat{\mathbf{C}}^T \mathbf{R}^{-1} \hat{\mathbf{C}} \mathbf{Z} + \hat{\mathbf{B}} \mathbf{S}^{-1} \hat{\mathbf{B}}^{-1} = 0 \quad (21)$$

(II) H^∞ ノルムの最小値 γ_{\min} を求める。

$$\gamma_{\min} = \sqrt{1 + \lambda_{\max}(\mathbf{X}\mathbf{Z})} \quad (22)$$

(III) $\gamma > \gamma_{\min}$ を満足する $\gamma = 1.05\gamma_{\min}$ に対して $\hat{\mathbf{K}}_\infty$ は

$$\hat{u} = \hat{\mathbf{K}}_\infty(s) \hat{y} \quad (23)$$

ただし

$$\begin{aligned} \hat{\mathbf{K}}_\infty(s) &= \begin{bmatrix} \hat{\mathbf{A}} & -\gamma^2 \mathbf{W}^{-T} \mathbf{Z} \hat{\mathbf{C}}^T \\ -\hat{\mathbf{B}}^T \mathbf{X} & \mathbf{0} \end{bmatrix} \\ &= \begin{bmatrix} \hat{\mathbf{A}}_k & \hat{\mathbf{B}}_k \\ \hat{\mathbf{C}}_k & \mathbf{0} \end{bmatrix} \end{aligned} \quad (24)$$

$$\begin{aligned} \hat{\mathbf{A}} &= \hat{\mathbf{A}} - \hat{\mathbf{B}} \mathbf{S}^{-1} \hat{\mathbf{B}}^T \mathbf{X} \\ &\quad + \gamma^2 \{\mathbf{I} + (\mathbf{X}\mathbf{Z} - \gamma^2 \mathbf{I})\}^{-T} \mathbf{Z} \hat{\mathbf{C}}^T \hat{\mathbf{C}} \end{aligned} \quad (25)$$

$$\mathbf{W} = \mathbf{I} + (\mathbf{X}\mathbf{Z} - \gamma^2 \mathbf{I}) \quad (26)$$

ここで $\hat{\mathbf{K}}_\infty$ を P に対する制御器 K_∞ (図4の二重線) となるようにループ変換すると最終的な制御器 K_∞ は、

$$\mathbf{K}_\infty = \mathbf{W}_1 \hat{\mathbf{K}}_\infty \mathbf{W}_2 = \begin{bmatrix} \mathbf{A}_k & \mathbf{B}_k \\ \mathbf{C}_k & \mathbf{D}_k \end{bmatrix} \quad (27)$$

として

$$u = \mathbf{K}_\infty(s) y \quad (28)$$

で与えられる。

図5に $N.N.$ 補償器を併用した制御系構成図を示す。プラントへの制御力は、モデルベース制御器の制御力 u_m と $N.N.$ 制御器の制御力 u_N との併用とする。ここでモデルベース制御器は、 LQ および H^∞ 制御器を示す。

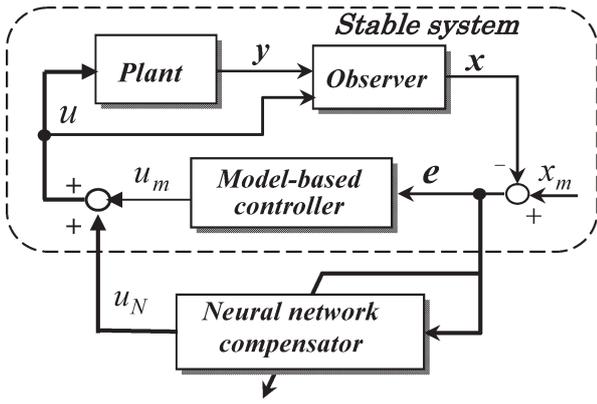


Fig.5 Model-based feedback control system connected with a *N.N.* compensator

3. 結果および考察

3.1 片持梁振動系での NN 制振制御効果

図6は、図1に示す片持梁振動系のシミュレーション結果を示す。同図(a)は自由振動を、(b)は *LQ* 制御条件：

$$\left. \begin{aligned} \text{重み } \mathbf{Q} &= \text{diag}[400 \ 400], \ R=1, \\ \text{最適ゲイン } \mathbf{K}_{opt} &= [3.50267 \times 10^1 \ 3.43233 \times 10^1] \end{aligned} \right\} \quad (29)$$

での制振制御応答を、同図(c)-(e)は *N.N.* 制御条件：

$$\left. \begin{aligned} \text{入力圧縮係数 } NN_1 &= 0.00051, \ NN_2 = 0.00051 \\ \text{収束係数 } \alpha &= 0.20, \ \text{出力係数 } K_n = 1.0 \end{aligned} \right\} \quad (30)$$

での制振制御応答を、(f)は H^∞ 制御器による制振制御応答をそれぞれ示す。*NN* 制御器単独に用いた制御系は良好な制振性を有している。

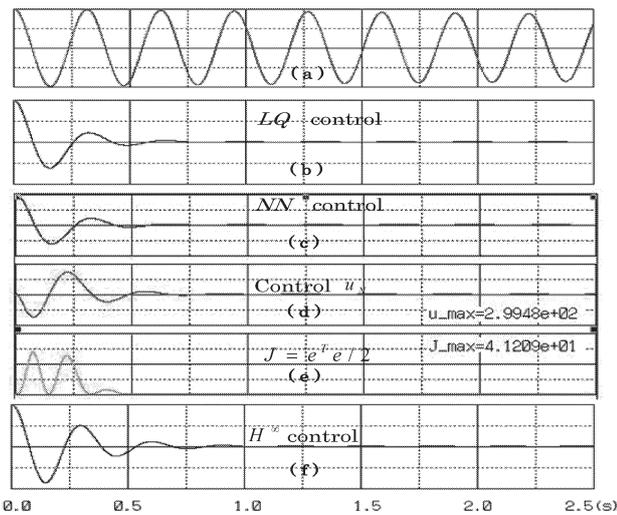


Fig.6 Simulated vibration waveforms under the conditions of free oscillation (a), a *LQ* controller (b), a *N.N.* one ((c)-(d)), and an H^∞ one (f)

図7に、実験に使用した(制振対象としての)片持梁振動装置を示す。図8は、実機での制御器による自由振動から

の能動的制振制御応答を、図9に *N.N.* 制御器による自由振動からの能動的制振制御応答を、図10に *LQ* と *N.N.* 制御器併用系での自由振動からの制振制御結果をそれぞれ示す。

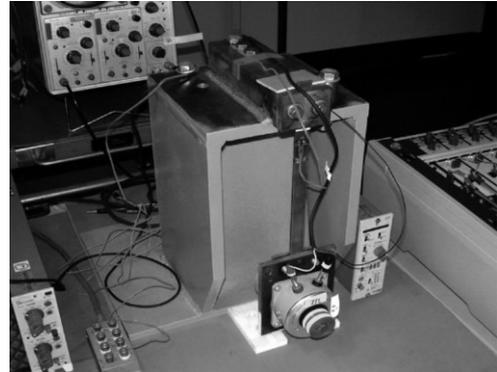


Fig.7 Cantilevered type vibration system

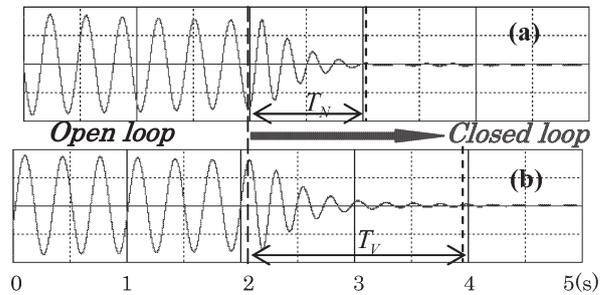


Fig.8 Real system control via *LQ* controller

(a) Nominal parameter system $m=2.9$ [kg]

(b) Variation parameter system $m+\Delta m=3.4$ [kg]

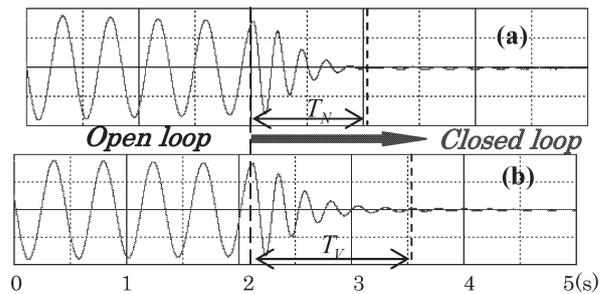


Fig.9 Real system control via *N.N.* controller

(a) Nominal parameter system $m=2.9$ [kg]

(b) Variation parameter system $m+\Delta m=3.4$ [kg]

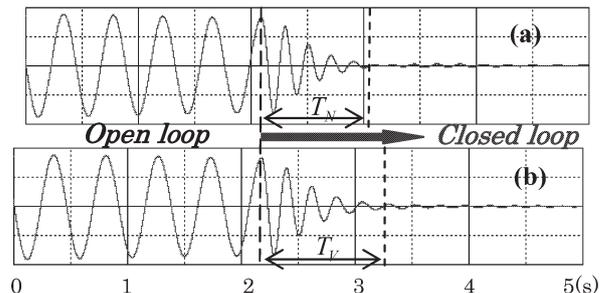


Fig.10 Real system control via *LQ+N.N.* controller

(a) Nominal parameter system $m=2.9$ [kg]

(b) Variation parameter system $m+\Delta m=3.4$ [kg]

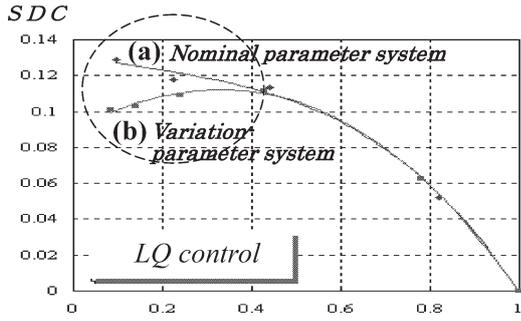


Fig.11 Amplitude-dependent active damping capacity (SDC) via a LQ controller

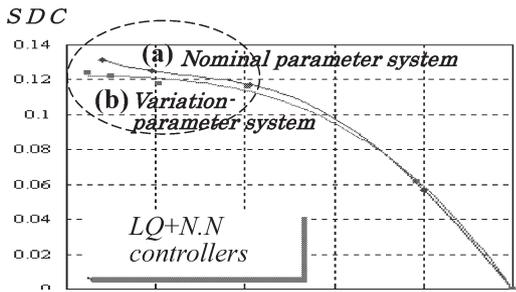


Fig.12 Amplitude-dependent active damping capacity (SDC) via LQ+N.N. controller

各制御器でのロバスト制振性の効能の差異を安定時間の面から検証するため、

図(a) : $m = 2.9[\text{kg}]$ (公称荷重下で安定時間 T_N)

図(b) : $m + \Delta m = 3.4[\text{kg}]$ (変動荷重下で安定時間 T_V)

の条件差での制振制御結果を示す。図9 (LQ 制御系) では、安定時間が $T_N \approx 1[\text{s}]$ から、パラメータ変動により、 $T_V \approx 1.9[\text{s}]$ へと約 2 倍に制御性能が劣化している。一方、図9 (N.N. 制御系) では、 $T_V \approx 1.5[\text{s}]$ へと性能劣化が抑制されていることが分かる。さらに図10に示す LQ と N.N. 制御器併用系では、パラメータ変動下でも安定時間は $T_V \approx 1.2[\text{s}]$ へと格段に改善されており、N.N. 補償器によるモデル基制御系との併用の効果が見られる。このことを、次式(80)で定義される比衰能⁶⁾ (Specific damping capacity, SDC)

$$SDC = (1/2\pi)(A_n^2 - A_{n+1}^2) / A_n^2 \quad (81)$$

を用いてより定量的に検討してみる。ここで振幅 A_n , A_{n+1} は、相隣り合う減衰振動振幅を示す。

図11は、代表的モデルベース制御器であるLQ制御によるSDCの(無次元化)振動振幅特性を、図12にLQとN.N.制御器併用系でのSDCの(無次元化)振幅依存特性を示す。LQ制御器単一系に比べて低振幅域での制振性の低下が抑制されている。図11と図12の比較から、振動振幅の大きい領域では比減衰能の差異は見られず、低振幅になるにつれてピーク性を有する $SDC \approx 0.14$ への漸増関数的傾向にある。(b)特性の比較から)パラメータ変動の場合、点線の楕円領域で示すように特に低振幅域において

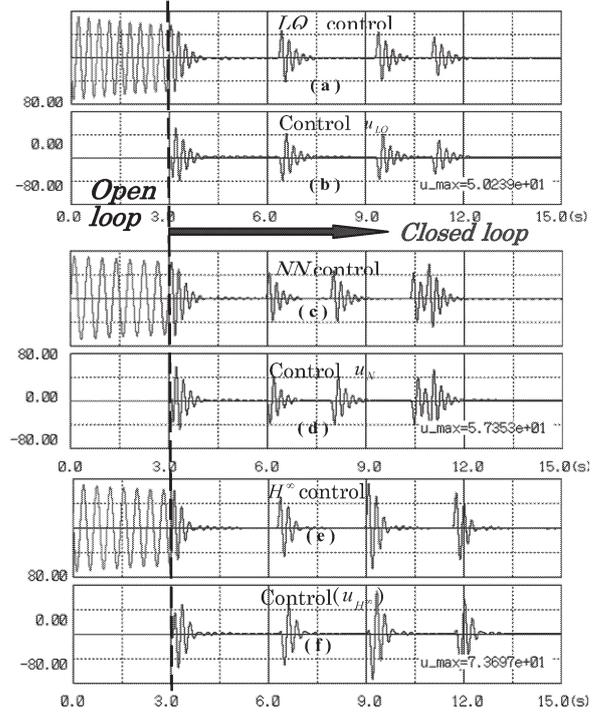


Fig.13 Vibration-suppressing effects against an impulsively applied disturbance

NN 並列補償器制御器系の方が LQ 単独制御系に比べて比減衰能 SDC の低下が少く、N.N. 並列補償によるロバスト制振効果の向上が明確に見られる。

図13は、LQ(同図(a), (b)), N.N.(同図(c), (d)) H^∞ (同図(e), (f))制御器系での、加振外乱に対する制振制御の安定状況を示す。それぞれに効果的の制振性が見られる。

3.2 クレーン系での NN 制御効果

クレーン系に関しては、LQ 制御のみの場合と、N.N. 並列補償器のある場合についてロバスト制御性の差異を検討する。パラメータ変動として、①振子長をモデリング0.6[m]から1.0[m]に変化させたり、②定値外乱として台車変位量0.5[m]を与えて制御性の変化を調べた。

図14は、標準パラメータ系(振子長の変化がない場合)に

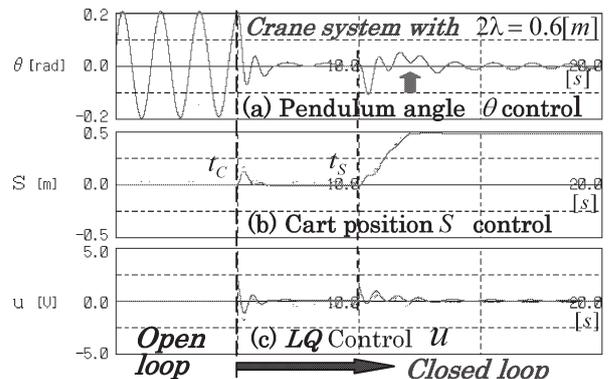


Fig.14 Simultaneous control effects in a real crane system (having a nominal parameter) via only a LQ controller

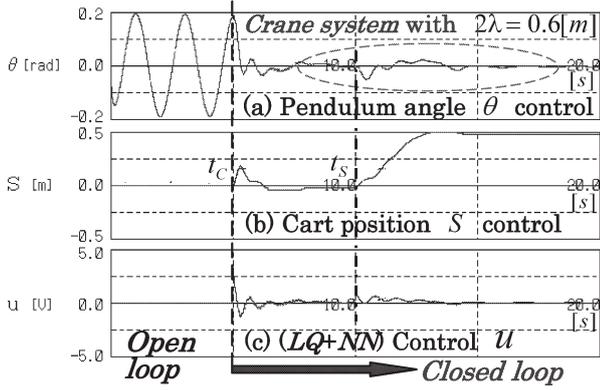


Fig.15 Simultaneous control effects in a real crane system (having a nominal parameter) via a LQ controller with $N.N.$ compensator

対する LQ 制御の場合の振り角制振と台車位置決めとの同時制御の実機実験結果を示す。同図(a)は振り角の応答を、(b)は台車の変位応答を、(c)は制御力を示す。台車に対して制御開始から $t_s=10[s]$ 後に $0.5[m]$ の定値外乱を与えたが、台車が整定後の $13\sim 20[s]$ においても振り振幅角には残留振動が見られる。一方、図15は、 LQ と NN の併用制御系での同時制御の実機実験結果を示す。この場合、点線楕円領域で示す通り残留振動はあまり見られず、 NN 補償器併用による制御性の向上が見られる。図16に示すように、パラメータ変動（振り長を変化させた）系でも、台車への定値外乱後の振り角残留振動に対して、 NN 補償器併用により、制御性の改善が見られる。なおクレーン系での LQ 制御系設計条件は

$$Q_{opt} = \text{diag}[100, 10, 5, 5], r=1 \quad (32)$$

$$K_{opt} = [-11.70, 3.16, -0.57, 2.54] \quad (33)$$

また $N.N.$ 入力圧縮係数は

$$\begin{cases} NN[1]=0.0005, NN[2]=0.0001 \\ NN[3]=0.0001, NN[4]=0.0001 \end{cases} \quad (34)$$

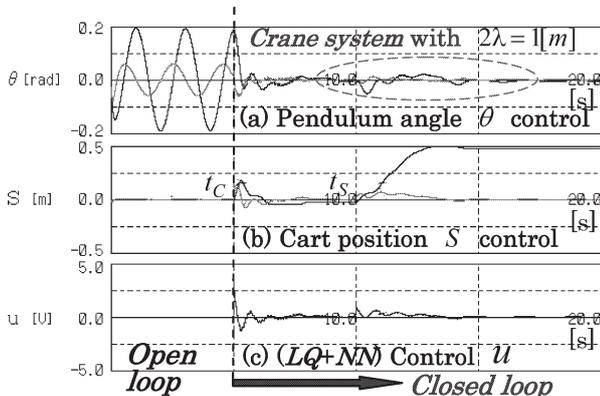


Fig.16 Simultaneous control effects in a real crane system (having variation parameters) via a LQ controller with $N.N.$ compensator

3.3 倒立振り子系での NN 制御効果

倒立振り子系に関しては、 H^∞ 制御器系での $N.N.$ 補償器効果を検討する。ループ整形理論に基づく H^∞ 制御器の設計仕様は付録1に示す。なお $N.N.$ 入力圧縮係数は

$$\begin{aligned} NN(1)=0.0008, NN(2)=0.0008 \\ NN(3)=0.0001, NN(4)=0.0001 \end{aligned} \quad (35)$$

を採用した。

図17および図18は、 H^∞ 制御器系および $N.N.$ 補償器系でのシミュレーション制御応答を示す。台車の定値外乱 t_s 後の振り側の整定状況を対比すると、図18の NN 補償器併用系の方が良好であることが分かる。効果に示すように全域に亘ってリプル成分が見られるが、 NN 補償器との併用系では図17に示すようにそれらが除去される効果があることが分かる。

図19および図20は、倒立振り子実機での $N.N.$ 補償器併用によるロバスト制御性改善の検証結果を示す。実機でのロバスト性検証因として、①錘 ($57[g]$) を振り先端に付加させてパラメータ変動をさせた場合、②台車に $0.25[m]$ の定値外乱与えた場合、さらに③約 2° の台車レールを傾けた傾斜外乱を与えて場合について $N.N.$ 併用の効用を検討した。図19、図20において、 t_s は台車の定値外乱が与えられ、

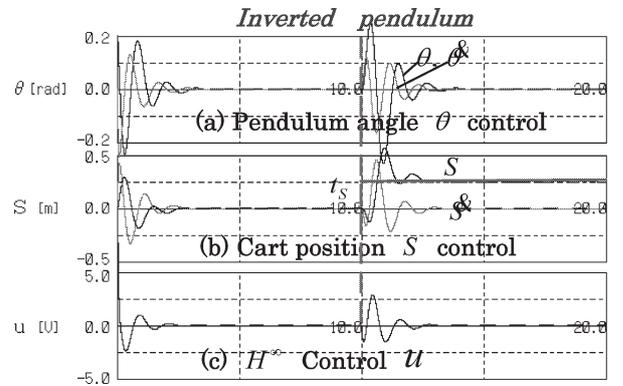


Fig.17 Simulation control in an inverted pendulum system via an H^∞ controller without a $N.N.$ compensator

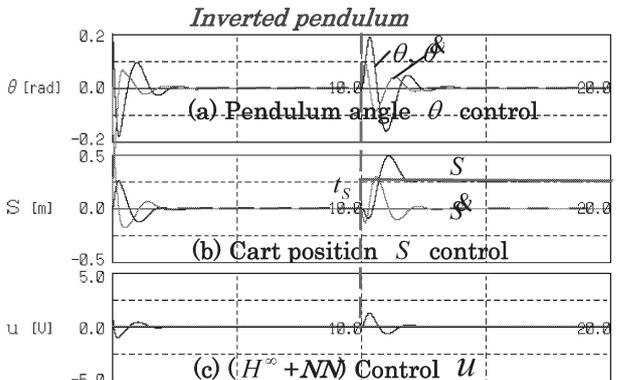


Fig.18 Simulation control in an inverted pendulum system via a LQ controller with a $N.N.$ compensator

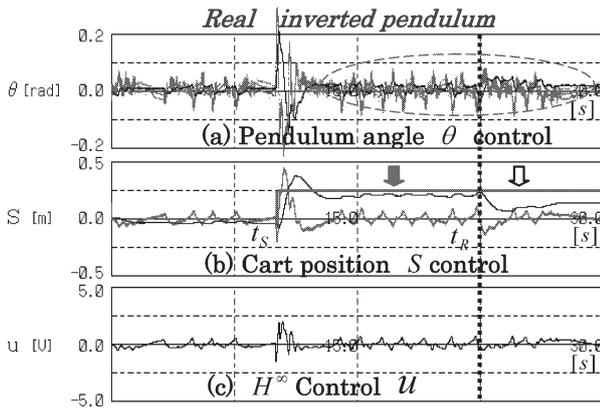


Fig.19 Simultaneous control effects in a real inverted pendulum system via only an H^∞ controller

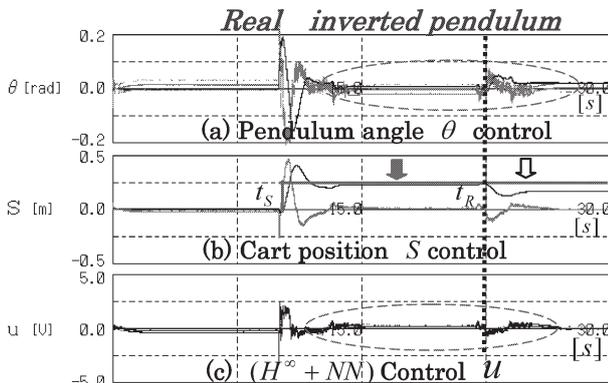


Fig.20 Simultaneous control effects in a real inverted pendulum system via an H^∞ controller with a NN compensator

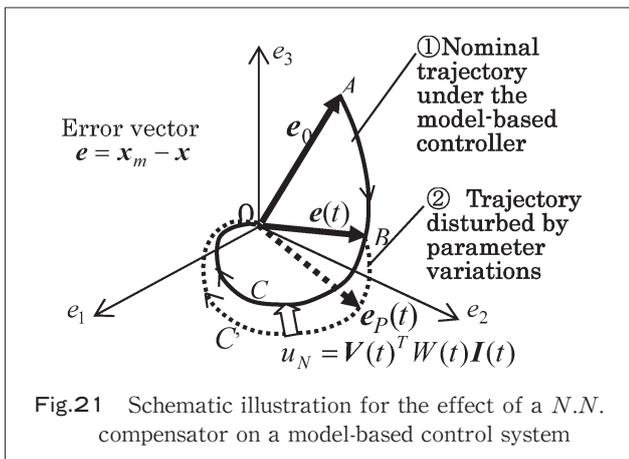


Fig.21 Schematic illustration for the effect of a NN compensator on a model-based control system

t_R は台車のガイドレールに約 2° の傾斜外乱が与えられた時間をそれぞれ示す。いずれの場合も NN 補償器との併用によりリップル成分が除去され、定常偏差が改善されることが分かる。この NN による適応ロバスト性の改善効果は、則次ら⁷⁾による PID 制御器との併用効果による位置決め制度の向上の指摘とも良く対応するものと考えられる。

リアプノフ安定条件の説明⁸⁾も重要であるが、別途検討する。ここでは図 21 に示す制御偏差 $e = x_m - x$ 空間で定性的考察をする。モデル基制御器による標準パラメータ・プラントの制御軌道 (曲線①: $A \rightarrow B \rightarrow C \rightarrow 0$) に対し、パラ

メータ変動系に対する制御軌道 (②: $A \rightarrow B \rightarrow C' \rightarrow 0$) とすると、(系の安定性はモデル基制御系で保証されるが) NN 補償器の方は変動偏差 $e_p(t)$ に関して $e_p(t) \rightarrow e(t) \rightarrow 0$ へと適応収束させる役割と考えられる。

4. 結 言

片持梁振動系、クレーン系、倒立振り子のモ制御系にニューラルネットワーク (NN) 補償器を併用して、 NN による制振性やロバスト制御性への効果について検討した。

梁振動の LQ 制御器系は、 NN 補償器との併用制御系の方が制振の難しい低振動振幅域で NN 補償によるロバスト制振制御性が認められた。

クレーン系や倒立振り子の多自由度・同時制御系では、 NN 補償器併用による台車位置決め の定常偏差や振り角残留振動面においてロバストな同時制御効果が認められた。

参 考 文 献

- [1] 例えば成川輝真, 高橋正樹, 吉田和夫: 日本機械学会 MoVic 2003 講演論文集, (2003)513/518。
- [2] 川辺尚志, 築山直樹: ニューラルネットワーク理論を利用した振り子の運動制御, 第 12 回知能メカトロワーク ショップ(2007,8/2728, 広島) 予稿集, (2007) 121/126。
- [3] 杉坂 政典: 入門システム理論と制御, 日刊工業新聞社(1997)。
- [4] 川谷亮治, 村田剛他: ループ整形設計法による低次元観測器の設計, 計測自動制御学会論文集, 34-1, (1998)20/26。
- [5] 神本和昭, 川辺尚志: H^∞ 制御理論を使った剛性リンクに載った弾性リンクからなる 2 重倒立振り子のスライディング・モード制御, 日本機械学会論文集, 68-668, C (2002)1133/1139。
- [6] H.Kawabe N.Tsukiyama, & K.Yoshida: *Active Vibration damping based on neural network theory*, Proc. ICIFMS-14(Kyoto), (2006)547/550。
- [7] 則次俊郎, 谷本圭司, 安原亮輔, 馬島聡志: ニューラルネットワークを用いた大型液晶基板搬送ロボットの学習制御, 日本機械学会論文集, 67-664, C (2001) 3883/3888。
- [8] 例えば, 徐 炳鴻, 辻 敏夫, 金子 真: ニューラルネットを利用したモデル化誤差を含むプラントの同定と制御, 計測自動制御学会論文集, 32-4, (1996)510/516。

付 録

1. 倒立振り子系でのループ整形理論に基づく H^∞ 制御器設計仕様

1.1 ドイル表現でのプラントパラメータ

$$P = \left[\begin{array}{c|c} \mathbf{A} & \mathbf{B} \\ \hline \mathbf{C} & \mathbf{D} \end{array} \right] = \left[\begin{array}{cccc|c} 0 & 0 & 1.0000 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1.0000 & 0 \\ 0 & -0.0370 & -4.3400 & 0.0010 & 4.1600 \\ 0 & 21.6000 & 9.5400 & -0.5700 & -9.1400 \\ \hline 1.0000 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1.0000 & 0 & 0 & 0 \end{array} \right] \quad (\text{A } 1)$$

に対する前置および後置補償器 $W_1(s)$, $W_2(s)$ の設定

$$W_1(s) = 30/(s+30) = \left[\begin{array}{c|c} a_w & b_w \\ \hline c_w & d_w \end{array} \right] = \left[\begin{array}{c|c} -30 & 1 \\ \hline 30 & 0 \end{array} \right] \quad (\text{A } 2)$$

$$W_2(s) = \text{diag} \left[\begin{array}{cc} \theta & S \\ 20 & 10 \end{array} \right] \quad (\text{A } 3)$$

1.2 整形プラント $\hat{P} = W_2 P W_1 = \left[\begin{array}{c|c} \mathbf{aa} & \mathbf{bb} \\ \hline \mathbf{cc} & \mathbf{dd} \end{array} \right]$ は

$$\mathbf{aa} = \left[\begin{array}{ccccc} 0 & 0 & 1.0000 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1.0000 & 0 \\ 0 & -0.0370 & -4.3400 & 0.0010 & 124.8000 \\ 0 & 21.6000 & 9.5400 & -0.5700 & -274.2000 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & -30.0000 \end{array} \right] \quad (\text{A } 4)$$

$$\mathbf{bb} = [0 \ 0 \ 0 \ 0 \ 1]^T \quad (\text{A } 5)$$

$$\mathbf{cc} = \left[\begin{array}{ccccc} 20 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 10 & 0 & 0 & 0 \end{array} \right], \quad \mathbf{dd} = \left[\begin{array}{c} 0 \\ 0 \end{array} \right] \quad (\text{A } 6)$$

1.3 整形プラント $\hat{P}(s)$ に対する H^∞ 制御器解

$$\hat{K}_\infty(s) = \left[\begin{array}{c|c} \hat{\mathbf{A}}_k & \hat{\mathbf{B}}_k \\ \hline \hat{\mathbf{C}}_k & \hat{\mathbf{D}}_k \end{array} \right] \quad (\text{A } 7)$$

は以下の要素で形成される。

$$\hat{\mathbf{A}}_k = \left[\begin{array}{ccccc} -9.2188 & -2.9636 & 1.0000 & 0 & 0 \\ -11.8543 & -97.9240 & 0 & 1.0000 & 0 \\ -28.3673 & 60.4488 & -4.3400 & 0.0010 & 124.8000 \\ -40.8306 & -521.8406 & 9.5400 & -0.5700 & -274.2000 \\ 20.1302 & 52.9624 & 15.2208 & 9.6328 & -48.8215 \end{array} \right] \quad (\text{A } 8)$$

$$\hat{\mathbf{B}}_k = \left[\begin{array}{cc} -0.4609 & -0.2964 \\ -0.5927 & -9.7924 \\ -1.4184 & 6.0486 \\ -2.0415 & -54.3441 \\ 0.0065 & 0.4311 \end{array} \right] \quad (\text{A } 9)$$

$$\hat{\mathbf{C}}_k = [-20.0000 \ -48.6514 \ -15.2208 \ -9.6328 \ 18.8215] \quad (\text{A } 10)$$

$$\hat{\mathbf{D}}_k = [0 \ 0] \quad (\text{A } 11)$$

ループ整形後の最終的 H^∞ 制御器解

$$K_\infty(s) = W_1 \hat{K}_\infty W_2 = C_k (sI - A_k)^{-1} B_k + D_k \quad (\text{A } 12)$$

は、結局以下の要素で与えられる。

$$A_k = \left[\begin{array}{cccccc} -30.0000 & -20.0000 & -48.6514 & -15.2208 & -9.6328 & 18.8215 \\ 0 & -9.2188 & -2.9636 & 1.0000 & 0 & 0 \\ 0 & -11.8543 & -97.9240 & 0 & 1.0000 & 0 \\ 0 & -28.3673 & 60.4488 & -4.3400 & 0.0010 & 124.8000 \\ 0 & -40.8306 & -521.8406 & 9.5400 & -0.5700 & -274.2000 \\ 0 & 20.1302 & 52.9624 & 15.2208 & 9.6328 & -48.8215 \end{array} \right] \quad (\text{A } 13)$$

$$B_k = \left[\begin{array}{cc} 0 & 0 \\ -9.2188 & -2.9636 \\ -11.8543 & -97.9240 \\ -28.3673 & 60.4858 \\ -40.8306 & -543.4406 \\ 0.1302 & 4.3110 \end{array} \right] \quad (\text{A } 14)$$

$$C_k = [30 \ 0 \ 0 \ 0 \ 0 \ 0] \quad (\text{A } 15)$$

$$D_k = [0 \ 0] \quad (\text{A } 16)$$

この最終的 H^∞ 制御器 K_∞ を用いた閉ループ系の固有値は

$$\text{eig}(A_c) = \left. \begin{array}{l} -92.8989 \\ -30.2843 \\ -8.2567 + 7.4309i \\ -8.2567 - 7.4309i \\ -7.6134 + 5.4997i \\ -7.6134 - 5.4997i \\ -3.4669 + 1.5343i \\ -3.4669 - 1.5343i \\ -4.6763 \\ -29.2508 \end{array} \right\} \quad (\text{A } 17)$$

なお、開ループ系 A の固有値は

$$\text{eig}(A) = \left. \begin{array}{l} 0 \\ 4.3675 \\ -5.0055 \\ -4.2719 \end{array} \right\} \quad (\text{A } 18)$$

これら閉ループ H^∞ 制御器系での極配置状況を図A 1に示す。

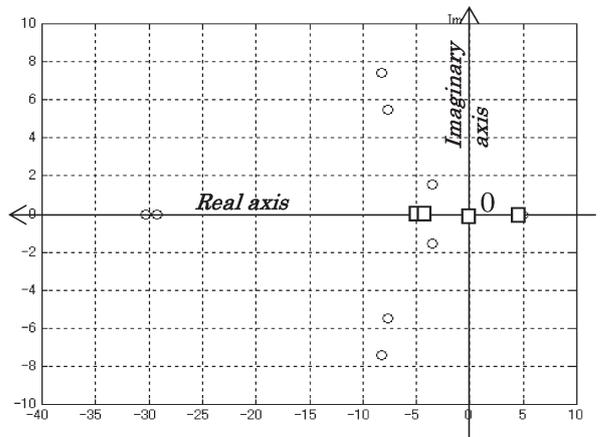


Fig.A1 Poles of the H^∞ control system based on the loop shaping design procedure
 Circle \circ : Poles of Closed loop system (A_c)
 Square \square : Poles of Open loop system (A)

2. 倒立振り子系でのLQ制御系に用いた最小次元観測器の設計仕様

推定状態量 \tilde{x}

$$\tilde{x} = \begin{bmatrix} \tilde{x}_1 \\ \tilde{x}_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} y \\ x_p + Ly \end{bmatrix} \quad (A 19)$$

$$\dot{\tilde{x}} = \tilde{A}\tilde{x}_p + \tilde{B}y + \tilde{J}u \quad (A 20)$$

$$y = Cx = \begin{bmatrix} \theta \\ S \end{bmatrix} \quad (A 21)$$

$$\left. \begin{aligned} \tilde{A} &= A_{22} - LA_{12} = \begin{bmatrix} -22.47 & -3.752 \\ 5.788 & -23.62 \end{bmatrix} \\ \tilde{B} &= \tilde{A}L + (A_{21} - LA_{11}) = \begin{bmatrix} -431.3 & -170.86 \\ 16.27 & -501.1 \end{bmatrix} \\ \tilde{J} &= B_2 - LB_1 = \begin{bmatrix} 4.161 \\ -9.144 \end{bmatrix} \end{aligned} \right\} (A 22)$$

ここに、観測器ゲイン L は

$$L = \begin{bmatrix} 18.13 & 3.753 \\ 3.753 & 23.05 \end{bmatrix} \quad (A 23)$$

また

$$A = \begin{bmatrix} A_{11} & A_{12} \\ A_{21} & A_{22} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 1.0000 & 1.0000 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 1.0000 \\ 0 & -0.0375 & -4.3414 & -4.3414 & 0.0010 \\ 0 & 21.6207 & 9.5414 & 9.5414 & -0.566 \end{bmatrix} \quad (A 24)$$

$$B = \begin{bmatrix} B_1 \\ B_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ 4.161 \\ -9.144 \end{bmatrix} \quad (A 25)$$

$$C = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 \end{bmatrix} \quad (A 26)$$

の関係がある。最小次元観測器を用いた閉ループLQ制御器系での極配置状況を図A 2 に示す。

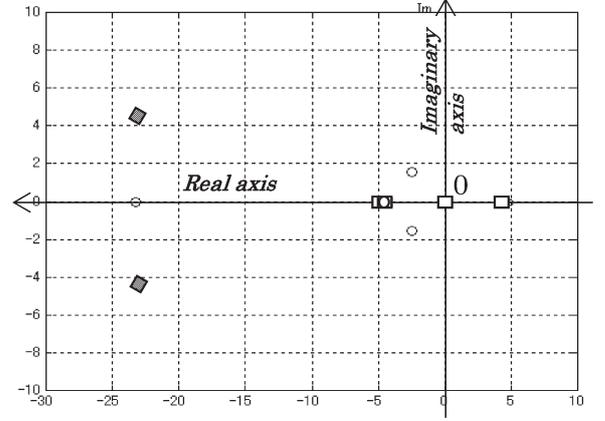


Fig.A2 Poles of the LQ control system
 Circle ○ : Poles of Closed loop system ($A - BK_{opt}$)
 Square □ : Poles of Open loop system (A)
 Solid square ◆ : Poles of $\hat{A} = (A_{22} - LA_{12})$

なお、制御系最適ゲイン K_{opt} は、 $Q = \text{diag}[100 \ 100 \ 5 \ 5]$ の重みに対して

$$K_{opt} = [-10.00 \quad -36.57 \quad -9.755 \quad -7.476] \quad (A 27)$$

である。この場合、評価関数 $J(u)$ は

$$J(u) = \int_0^{\infty} (x^T Q x + u^2) dt \quad (A 28)$$

$$x = [\theta \ S \ \dot{\theta} \ \dot{S}]^T \quad (A 30)$$