

補間コントローラによる熱延ルーパ制御システム

西野 都*・北村 章(工博)*・榎崎博司(工博)**・藤田芳則***・石丸 誠****

*技術開発本部・生産技術研究所 **技術開発本部・電子情報研究所 ***加古川製鉄所・制御部 ****加古川製鉄所・薄板部

A Looper Control System for Hot Strip Mills using an Interpolated Controller

Satoshi Nishino・Dr. Akira Kitamura・Dr. Hiroshi Narazaki・Yoshinori Fujita・Makoto Ishimaru

In this paper a new control system that stabilizes looper angle variation caused by rolling disturbances is described. After estimating the damping coefficient of the looper system using the recursive least square method online, the new control system determines the correct PI controller gain based on an interpolated controller scheme. In addition, the deterioration of the control response caused by estimation failure was prevented, since the accuracy of the estimation is evaluated by the system online. The average value and standard deviation of the looper angle decreased considerably, when compared with conventional PI controllers, as a result of online applications. It was also confirmed that the intervention rate of the operator decreased.

まえがき = 熱延仕上げミルにおいて、各圧延スタンド間のストリップ張力は製品の板厚、板幅、板形状などの精度に及ぼす影響が大きく、種々の圧延外乱に対してこの張力値を一定に制御することが要求される¹⁾。このため、各スタンド間にはルーパ装置が設置されている。

スタンド間でのストリップ張力に瞬間的な変動があると、ルーパが動いてその変動を吸収する。しかし、定常状態でのストリップ張力はルーパ高さによって決まるので、ルーパ高さを精度よく制御することは重要な課題である。

これまで、熱延仕上げミルにおけるルーパ高さの制御では、上流側圧延機のミルモータ回転速度を操作量とし、制御法としてPI制御をもちいていた(第1図)。

しかし、実操業ではストリップの材料特性(ヤング率)や先進率などが圧延中に変化するため、従来のPI制御では、ルーパが約1Hzの周期でハンチングする場合があった。このような不安定現象は、制御対象のパラメータ変動をコントローラの設計で考慮しなかったことに起因する。

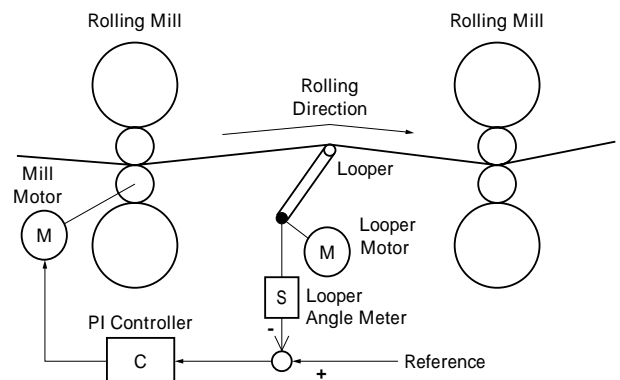
また、ルーパの制御には、PI制御以外に非干渉制御や多変数制御の試みがなされている^{2)~6)}。しかし、非干渉制御では、プロセスの特性変動によって系が不安定となる危険性があり、また、多変数制御では、調整が困難であったり制御系が複雑であるという問題があった。

これらの制御方法に対して、補間コントローラをもちいた制御方法が提案されている^{7)~10)}。補間コントローラは、特性変動に対して制御系を常に安定に保ち、また、補間するコントローラをPIコントローラとすれば、今までの調整ノウハウが利用できるのでパラメータの調整が容易である。

本稿では、ルーパ高さ系にパラメータ変動があってもハンチングがおこらない補間コントローラの設計方法を提案する。

1 制御対象のモデル

ルーパ高さ系は、ミルモータへの速度指令値を入力、ルーパ角度を出力とするシステムである。入出力間の制



第1図 熱延ルーパ制御系
Fig. 1 Looper control system of hot strip mill

御モデルは、ルーパとストリップの力学的な釣り合いに基づくモデル、ミルモータの速度の変動からスタンド間の張力変動までの特性モデル、そしてミルモータの動特性モデルにより構成される。しかし、各モデルやモデル間の相互干渉には、ストリップの材料特性や先進率など、正確に把握しきれない変動パラメータが含まれており、このモデルでは突発的なハンチングを捉え切れない。そこで、藤崎らは、ルーパ高さ系に対し、入出力応答よりモデリングをおこない、ルーパ高さ系を「2次遅れ+むだ時間」で近似した¹¹⁾。本稿では、藤崎らの求めたモデル(式(1))を引用する。

$$\frac{Y(s)}{U(s)} = \frac{k}{s^2 + 2\zeta\omega_n s + \omega_n^2} e^{-Ls} \dots\dots\dots (1)$$

ただし、 Y はルーパ角度、 U はミルモータ速度修正量、 k は定常ゲイン、 ω_n は共振周波数、 ζ は減衰係数、 L はむだ時間である。また、ルーパ高さ系は、むだ時間、定常ゲイン、共振周波数はほぼ一定であるが減衰係数は大きく変化することがわかっている¹¹⁾。

制御にはデジタルコントローラをもちいるため、式(1)を式(2)の後ろ向き矩形公式をもちいて離散化すると式(3)がえられる。

$$s = (1 - z^{-1})/T \dots\dots\dots (2)$$

$$Y(i) = p_1 Y(i-1) + p_2 Y(i-2) + p_3 U(i - L/T) \dots (3)$$

$$p_1 = -2\zeta\omega_n T (\omega_n^2 + 1) \dots\dots\dots (4)$$

$$p_2 = -1\{ (T_n)^2 + 2 T_n + 1 \} \dots\dots\dots (5)$$

$$p_3 = -k \cdot p_2 (T_n)^2 \dots\dots\dots (6)$$

ここで、 T はサンプリング間隔、 i はサンプリング時刻、 $\{ \}$ はガウス記号とする。

2 補間コントローラによる設計法

1章で述べたように、ルーバ高さ系では減衰係数が大きく変動する。そこで、この減衰係数をオンラインで推定し、減衰係数の変動にあわせてコントローラのゲインを変更するという方法を考える。

2.1 補間制御対象

動作する環境や条件によって特性が変化するプラントの表現方法として、代表的な動作状態におけるモデル(基準モデル)の補間が考えられる。制御対象の補間方法には種々の方法が提案されているが^{(7),(12)~(15)}、制御対象が伝達関数で表現されている場合には、基準モデルのプロパーかつ安定な有理関数による既約分解表現の線形補間⁷⁾が適当である。

まず、制御対象が二つの基準モデルの間を変動する場合について考える。それぞれの基準モデルを G_1, G_2 であらわす。また、これらのプロパーかつ安定な有理関数の集合(以下、RH と記す)上の既約分解を

$$G_i = n_i d_i^{-1}, n_i, d_i \text{ RH}, i=1, 2 \dots\dots\dots (7)$$

とする。このとき G_1, G_2 の間を変動する制御対象 G は、

$$G = nd^{-1} \begin{cases} n = n_1 + (1 - \alpha) n_2, \\ d = d_1 + (1 - \alpha) d_2, \end{cases} 0 \leq \alpha \leq 1 \dots\dots\dots (8)$$

と表現でき、 G は、補間制御対象と呼ばれる。

ここで、補間制御対象という考え方を拡大解釈^{注)}し、むだ時間を含むルーバ高さ系に適用する。減衰係数のみが α_1, α_2 の間を変化する熱延ルーバ高さ系では、基準モデル G_i は次式で表現でき、補間制御対象 G は式(12)となる。

$$G_i = \frac{k_n^2}{s^2 + 2\alpha_i n_s + \frac{2}{n}} e^{-Ls}, i=1, 2 \dots\dots\dots (9)$$

$$n_i = \frac{k_n^2}{(s+p)^2} \cdot e^{-Ls}, d_i = \frac{s^2 + 2\alpha_i n_s + \frac{2}{n}}{(s+p)^2} \dots\dots\dots (10)$$

$$G = \{ n_1 + (1 - \alpha) n_2 \} \{ d_1 + (1 - \alpha) d_2 \}^{-1}, 0 \leq \alpha \leq 1 \dots\dots\dots (11)$$

$$= \frac{k_n^2}{s^2 + 2\alpha_1 + (1 - \alpha) 2\alpha_2} n_s + \frac{2}{n}} e^{-Ls} \dots\dots\dots (12)$$

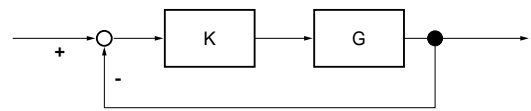
2.2 補間コントローラ

式(8)の制御対象 G とコントローラ K によって構成される第2図の閉ループ系の安定化問題に関して、コントローラとして補間制御対象の G を利用した次式の補間コントローラ^{7)~(10)}を考える。

$$K = n_k d_k^{-1} \begin{cases} n_k = n_{k1} + (1 - \alpha) n_{k2}, \\ d_k = d_{k1} + (1 - \alpha) d_{k2}, \end{cases} 0 \leq \alpha \leq 1 \dots\dots\dots (13)$$

ここで、 $n_{k1} d_{k1}^{-1} = K_1, n_{k2} d_{k2}^{-1} = K_2$ はそれぞれ G_1, G_2 の安定化コントローラとする。

注) 参考文献^{7)~(10)}では、基準モデルを安定化するコントローラとして、Youla parametrization を使用するため n_i, d_i RH としている。しかし、本稿では、後述するように基準モデルを安定化するコントローラとしてPIコントローラを使用しているため、式(10)の n_i が RH に属する必要はない。



第2図 フィードバック制御系
Fig. 2 Feedback control system

本稿では、コントローラの調整やメンテナンス性を考慮して、式(9)の制御対象を安定化するコントローラ k_1, k_2 として次式のPIコントローラを考える。

$$K_1 = Kp_1 \left(1 + \frac{1}{Ki \cdot s} \right) = \left(\frac{Kp_1 Ki \cdot s + Kp_1}{s + 1} \right) \left(\frac{Ki \cdot s}{s + 1} \right)^{-1} \dots\dots\dots (14)$$

$$K_2 = Kp_2 \left(1 + \frac{1}{Ki \cdot s} \right) = \left(\frac{Kp_2 Ki \cdot s + Kp_2}{s + 1} \right) \left(\frac{Ki \cdot s}{s + 1} \right)^{-1} \dots\dots\dots (15)$$

このとき、補間コントローラは次式のように求められる。

$$K = \{ Kp_1 + (1 - \alpha) Kp_2 \} \left(1 + \frac{1}{Ki \cdot s} \right) \dots\dots\dots (16)$$

次に、式(12)の制御対象と式(16)のコントローラで構成される第2図の閉ループ系が安定となる Kp_1, Kp_2 について考察する。

実際の制御には、デジタルコントローラを使用するため、式(12)、式(16)を式(2)の後ろ向き矩形公式で離散化すると次式のパルス伝達関数がえられる。ただし、むだ時間は、実機を考慮してサンプリング時間の7倍とする。

$$G(z) = \frac{e_4 z^2}{e_1 z^9 + e_2 z^8 + e_3 z^7} \dots\dots\dots (17)$$

$$e_1 = 1 + 2\alpha_1 + (1 - \alpha_2) \alpha_2 n T + \frac{2}{n} T^2 \dots\dots\dots (18)$$

$$e_2 = -2\alpha_1 + \{ \alpha_1 + (1 - \alpha_2) \alpha_2 \} n T \dots\dots\dots (19)$$

$$e_3 = 1 \dots\dots\dots (20)$$

$$e_4 = k_n^2 T^2 \dots\dots\dots (21)$$

$$K(z) = \frac{f_3 z + f_4}{f_1 z + f_2} \dots\dots\dots (22)$$

$$f_1 = Ki \dots\dots\dots (23)$$

$$f_2 = -Ki \dots\dots\dots (24)$$

$$f_3 = \{ Kp_1 + (1 - \alpha) Kp_2 \} (Ki + T) \dots\dots\dots (25)$$

$$f_4 = -\{ Kp_1 + (1 - \alpha) Kp_2 \} Ki \dots\dots\dots (26)$$

このとき、第2図の閉ループパルス伝達関数の分母多項式は次式となる。

$$= f_1 e_1 z^8 + (f_1 e_2 + f_2 e_1) z^7 + (f_1 e_3 + f_2 e_2) z^6 + f_2 e_3 z^5 + f_3 e_4 z + f_4 e_4 \dots\dots\dots (27)$$

第2図の閉ループ系が安定となるためには、0から1の任意の α に関して、式(27)の λ の根がすべて複素平面の原点を中心とする単位円内になければならない。

ここで、 $n, T, \alpha_1, \alpha_2, k, Ki$ を定数、 Kp_1, Kp_2 を設計変数としてJuryの安定判別法をもちいれば、Jury表の各項はすべて Kp_1, Kp_2 に関する多項式となる。ゆえに、ある Kp_1, Kp_2 に対して0から1の任意の α に関する多項式 λ の安定性が判定できる。

0から1の任意の α について、Juryの安定判別法による安定条件が満たされるように、 Kp_1, Kp_2 を調整しておけば、第2図の閉ループ系の安定性が保証できる。

0から1の α と α_1 から α_2 の減衰係数は1対1に対応するので、上述のように Kp_1, Kp_2 を決定しておけば、

減衰係数が ζ_1 から ζ_2 の間の任意の値をとる場合にも、式(16)の補間コントローラにより第2図の閉ループ系の安定性が保証される。

複数区間の場合も同様に、各区間内が安定となる Kp_1, Kp_2, \dots をあらかじめオフラインで決めておけば、式(16)の補間コントローラで制御系は安定化できる。なお、式(8)の制御対象に式(13)のコントローラをフィードバック結合した閉ループ系が内部安定となるための必要十分条件は、文献^{8),11)}に与えられている。

2.3 オンラインパラメータ推定

2.2節で述べた補間コントローラを使用するには、制御系の減衰係数を知る必要がある。そのため、まず式(3)の p_1, p_2, p_3 を、 Y と U の時系列データをもちいてオンライン推定する。その後、式(4)、式(5)を連立させて ζ に関して解いた式(28)と推定された p_1, p_2 をもちいて、減衰係数 ζ を算出する。

$$\zeta = \frac{p_1 + 2p_2}{2 p_2(p_1 + p_2 - 1)} \dots\dots\dots (28)$$

推定には逐次型最小自乗法(式(29)~式(33))をもちいた。

$$J = [p_1 \ p_2 \ p_3]^T \dots\dots\dots (29)$$

$$\varphi(i-1) = [Y(i-1) \ Y(i-2) \ U(i-L/T)]^T \dots (30)$$

$$\hat{\Lambda}(i) = \hat{\Lambda}(i-1) + K(i)(Y(i) - \varphi^T(i-1)\hat{\Lambda}(i-1)) \dots (31)$$

$$K(i) = P(i-1)\varphi(i-1)\varphi(i-1)^T + P(i-1) \dots (32)$$

$$P(i) = [I - K(i)\varphi(i-1)^T]P(i-1) \dots\dots\dots (33)$$

ただし、 λ は忘却係数である。

実機による推定結果を第3図(a),(b)に示す。

第3図より、約30秒の時点からループが不安定化しており、同時に減衰係数が0.4から0.3程度に小さくなることを確認できる。

ここで、入出力信号が定常的で、かつ振幅が小さくなると、推定が進まず誤差が増大するという問題がある。そこで、式(34)により推定結果の信頼性を評価する。評価値 J がしきい値 J_l よりも大きければ、推定結果が信頼できるものとし補間コントローラをもちいる。小さい場合は、入出力信号が安定しているので、従来のPI制御をもちいる。

$$J[i] = \lambda J[i-1] + Y[i] - 2Y[i-1] + Y[i-2] \dots (34)$$

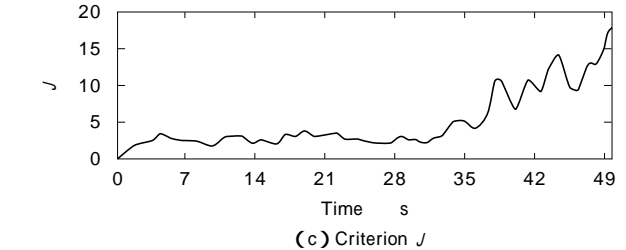
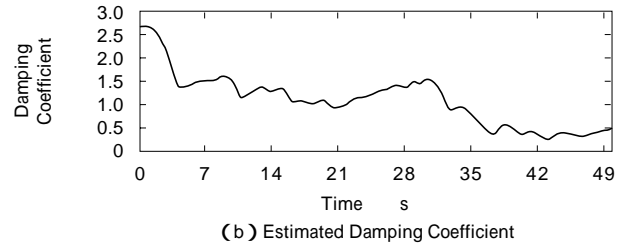
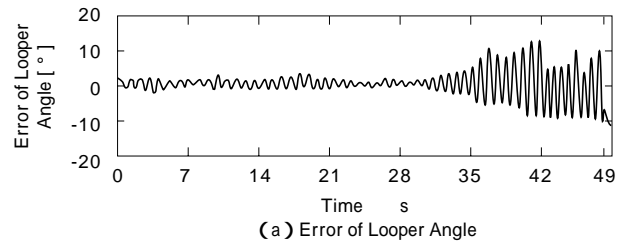
ただし、 λ は忘却係数である。

評価値 J を第3図(c)に示す。第3図より、ループ角度信号が振動的になると J は増大していることが確認できる。これらを統合した制御系のブロック線図を第4図に示す。

3 実機適用結果

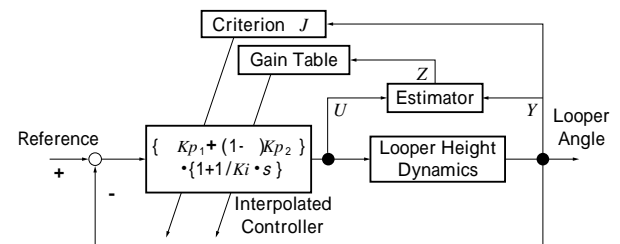
熟延仕上げミルのループ装置において、本制御方法のオンラインテストをおこなった。ここで、 $\zeta_1 = 0.3$, $\zeta_2 = 1.5$, $Kp_1 = 0.02$, $Kp_2 = 0.19$, $Ki = 0.6$, $T = 0.04$, $\lambda = 0.99$, $J_l = 0.95$ とし、 J_l に関しては $J_l = 5.5$ としたケースと $J_l = 4.0$ としたケースの2種類のテストをおこなった。

まず、第5図に $J_l = 5.5$ としたケース、第6図には $J_l = 4.0$ としたケースの実験結果を示す。それぞれ、(a)がループ角度偏差、(b)がゲインをあらわしている。



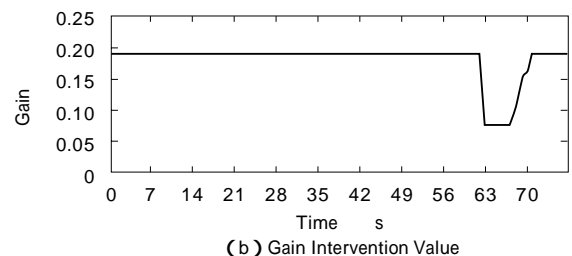
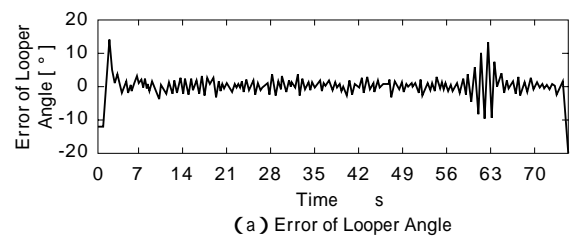
第3図 パラメータ同定

Fig. 3 Parameter estimation



第4図 ルーバに対する補間制御系

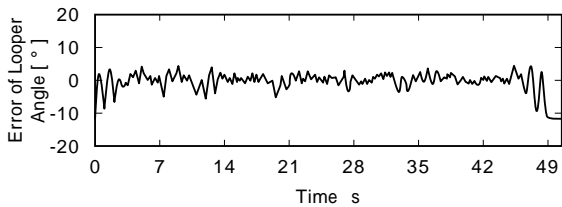
Fig. 4 Interpolated control system for looper



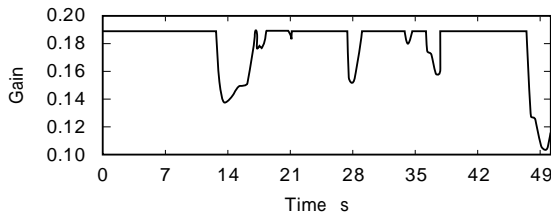
第5図 補間コントローラの実験結果 ($J_l = 5.5$)

Fig. 5 Test results by interpolated control ($J_l = 5.5$)

第5図では J_l の値が大きいためゲインを減少させる方向への修正のタイミングが遅くなり、ハンチングを抑制しきれていないが、ゲインの修正によって系を安定化できることは確認できる。これに対して第6図では、 J_l を適正な値に設定しているため、ゲインの減少方向への



(a) Error of Looper Angle



(b) Gain Intervention Value

第6図 補間コントローラの実験結果 ($Jl = 4.0$)

Fig. 6 Test results by interpolated control ($Jl = 4.0$)

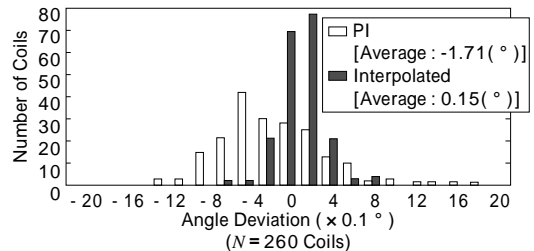
修正によってハンチングを未然に抑制している。このように減衰係数の変動を監視し、ハンチングを未然に抑制することができれば、ハンチングによるミスロールの心配がなくなり、評価値 J がしきい値 Jl よりも小さい場合の従来の PI コントローラのゲイン (デフォルトとしているゲイン) を高く設定することができる。

次に、デフォルトとしているゲインを従来の 1.5 倍に設定し、本手法を適用した場合の各コイルの先後端を除いた部分でのルーバ角度偏差の平均値をコイル内ルーバ角度偏差の代表値とし、この値の統計的性質を調べた。その度数分布を第 7 図に示す。これより、本手法のほうが従来の PI 制御よりも平均値が改善されており、分散も小さいことがわかる。このことは、補間コントローラによってハンチングを確実に抑制した結果、デフォルトとしているゲインを増加させた操作が可能となり、その結果として、圧延材の先後端を除いた部分のルーバ角度特性が向上したと解釈できる。

また、全圧延回数に占めるオペレータ介入圧延回数の比率の推移を第 8 図に示す。本手法が実機適用された 1997 年 2 月以降、オペレータの介入が減り続けていることが確認できる。

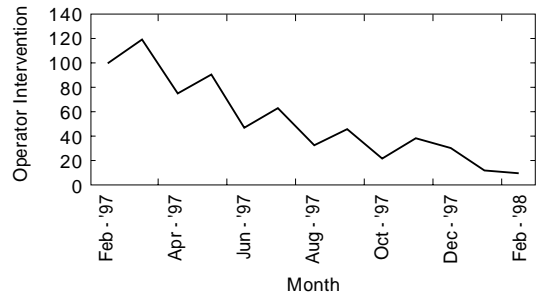
むすび = 熱延仕上げミルにおけるルーバ高さ制御において、補間コントローラをもちいた制御系を構築し、実機テストをおこなった。その結果、補間コントローラによって特性変動に対する適正なゲイン設定ができ、ルーバの不安定現象が抑制されることを確認した。

本研究成果は、現在、実機稼動中であり、継続してハンチングを抑制している。



第7図 ルーバに対する補間制御系の効果

Fig. 7 Effect of interpolated control system for looper



第8図 オペレータ介入率の推移

(1998年2月の値を100としたときの相対値)

Fig. 8 Transition of operator intervention ratio

(Relative value by which value in February, 1998 is assumed to be 100)

参考文献

- 1) J. C. Price : IEEE Trans. , IA-9-5 (1973) , p.556 .
- 2) 小寺嘉一ほか : 第 22 回自動制御連合講演会予稿集 (1979) , p.305 .
- 3) 中山万希志ほか : 第 31 回システムと制御研究発表講演会 , (1987) , p.3 .
- 4) 中川繁政ほか : 実システムにおける制御理論応用シンポジウム , (1991) , p.83 .
- 5) K. Fukushima et al. : TOSHIBA Review , Vol.42 , No.11(1987) , p.827 .
- 6) 塩谷政典ほか : 新日鉄技報 , No.347 (1992) , p.74 .
- 7) 村松鋭一ほか : システム制御情報学会論文誌 , Vol.7 , No.2 (1994) , p.42 .
- 8) 村松鋭一ほか : 第 15 回 Dynamical System Theory シンポジウム資料 , (1992) , p.53 .
- 9) 西野 都ほか : 第 15 回 Dynamical System Theory シンポジウム資料 , (1992) , p.67 .
- 10) 村松鋭一ほか : 計測自動制御学会論文集 , Vol.31 , No.9 (1995) , p.1336 .
- 11) 藤崎泰正ほか : 第 34 回システム制御情報学会研究発表講演会予稿集 , (1990) , p.321 .
- 12) T. Tanaka et al. : 第 34 回自動制御連合講演会前刷 (1991) , p.239 .
- 13) 山口 亨ほか : 電気学会論文誌 (C) , Vol.111 , No.1(1990) , p.40 .
- 14) B. K. Ghosh : SIAM J. Control and Optimization , Vol.26 , No.4 (1988) , p.919 .
- 15) 保田 豊 : 電子情報通信学会論文誌 (A) , J75-A-5(1992) , p.926 .