テイラー展開を利用した非最小位相系に対するモデル追従制御系[†]

加 瀬 渡*

Model Following Control System for Nonminimum Phase Plants Using Taylor's Expansion

Wataru KASE*

Exact model matching method can not be used for a system having unstable zeros since unstable pole-zero cancellations occur in the overall systems. In this paper, we will propose an approximate cancellation of anti-stable zeros instead of exact cancellations. For this, we will show a design method of approximate polynomials for the inverse of anti-stable polynomials using Taylor's expansion. Then, we will show a design of model following control systems for a plant having unstable zeros based on the pole placement scheme.

Key Words: model following control systems, approximate inverse systems, Taylor's expansion, least square approximation

1. ま え が き

制御対象の出力を任意の規範モデルの出力信号に漸近的に一致させるモデルマッチング法は、制御対象が不安定な零点を有する場合には利用できない¹⁾。そこで、そのような場合にも利用できるモデル追従制御系の研究がいくつかなされている²⁾。著者らは先に離散時間制御を前提として、その特長を利用した不安定零点補償機構を提案し、それを利用したモデル追従制御系の構成法を示した³⁾。この方法は、出力追従誤差を任意の精度に指定できるのであるが、離散時間系にしか利用できない。その一方で、伝達関数の分母に適当な次数の多項式を乗じて分子多項式を漸近安定多項式に近似し、その近似系に対してモデルマッチングを行う方法が提案されている⁴⁾。この方法は、閉ループ系の安定性に疑問が残るものの(付録参照)、連続時間系に対しても適用可能である。

本論文では、閉ループ系の安定性は極配置に基づいて保証し、前置補償部分で追従特性を向上させるモデル追従制御系を考える。完全な追従を達成するためには、伝達関数の分子多項式の逆数を前置補償器とすればよいのであるが、分子多項式が不安定零点を有する場合には前置補償器自身が不安定となる。そこで、本論文ではこの逆数を適当な次数の多項式を利用して近似する。これは、基本的には文献4)と同様の補償法であるが、本論文では近似のために、解析関数のテイラー展開を利用する。この方法は展開する点を適当に選ぶことにより連続時間系に対しても適用できる。特に、原点での

展開は先に報告した結果³⁾と一致する。

本論文の構成は以下の通りである。まず2章で問題の設定を行い、3章でテイラー展開を利用した前置補償器の設計法について述べる。展開の中心の選び方によって近似の良否は左右されるが、4章ではある評価関数を最小にする中心点の選び方について述べる。5章では、シミュレーションによってテイラー展開を用いた近似の有効性および展開の中心の選び方の妥当性を検証する。本論文の結論等は6章で述べる。

2. 問題の設定

以下の制御対象を考える。

$$y(t) = \frac{N(z)}{D(z)}u(t) \quad (1)$$

ここで、 $u(t)$, $y(t)$ は制御対象の入出力、 t は整数で z は単位進み演算子である。 $D(z)$ は n 次モニック多項式で $N(z)$ は $n-1$ 次以下の多項式とし、互いに素であると仮定する。制御目的は、 $y(t)$ を規範モデルの出力 $y_m(t)$ に近づけるような $u(t)$ を合成することである。

Fig.1 のような制御系を考える。ここで、制御器中の多項式 $D_c(z)$, $N_c(z)$ は以下の Diophantine 方程式と呼ばれる多項式方程式を満たすように設定する。

$$D_c(z)D(z) + N_c(z)N(z) = H(z)[D_*(z) - D(z)] \quad (2)$$

ただし、 $D_*(z)$ は n 次、 $H(z)$ は $n-1$ 次のそれぞれモニック漸近安定多項式で、これらは設計者が任意に与えることができる。(2)式において、 $D_c(z)$, $N_c(z)$ の次数はそれぞれ $n-2$, $n-1$ 以下となる一意解が存在する¹⁾。したがって、 $D_c(z)/H(z)$ は厳密にプロパー、 $N_c(z)/H(z)$ はプロパーであり、これらの制御器は入出力信号の未来値を使うことなく実行可能である。

[†] 第18回適応制御シンポジウムで発表(1998・1)

* 大阪工業大学工学部 大阪市旭区大宮 5-16-1

* Osaka Institute of Technology, Asahi-ku, Osaka
(Received June 13, 1997)

(Revised February 16, 1998)

Fig. 1 Block diagram of control system

この場合、 $r(t)$ から $y(t)$ までの入出力関係は

$$y(t) = \frac{N(z)}{D_*(z)} r(t) \quad (3)$$

であり、安定化がなされる。すなわち、Fig.1において、前置補償器 $C_{pre}(z)$ が安定であれば制御系全体の安定性が保証される。以下では、このような $C_{pre}(z)$ の設計法について述べる。

3. 前置補償器の設計

規範モデルのプロパーな伝達関数を $G_m(z)$ とする。いま、 $N(z)$ は以下のように因数分解されているとする。

$$N(z) = N_a(z)N_s(z) \quad (4)$$

ただし、 $N_s(z)$ は p 次漸近安定多項式、 $N_a(z)$ は q 次モニク反安定多項式 ($p+q = \deg N(z)$) とする。このとき、

$$f(z) = 1/N_a(z) \quad (5)$$

と定義すれば、適当な実数 λ に対して形式的に次式が成立する。

$$f(z) = \sum_{i=0}^{\infty} \frac{f^{(i)}(\lambda)}{i!} (z-\lambda)^i \quad (6)$$

ここで、 $f^{(i)}(z)$ は $f(z)$ の i 階導関数を表すものとする。このとき、(6) 式で与えられている $f(z)$ の表現を利用して、前置補償器を

$$C_{pre}(z) = \frac{D_*(z)f(z)}{N_s(z)} G_m(z)$$

と構成できるならば、 $y(t) \rightarrow y_m(t)$ が達成される。しかし、このためには、 $G_m(z)$ が無限大の相対次数をもたねばならず、実現不可能である。そこで、(6) 式を適当な項数 $L+1$ で打ち切って、

$$f_L(z) = \sum_{i=0}^L \frac{f^{(i)}(\lambda)}{i!} (z-\lambda)^i \quad (7)$$

とし、

$$C_{pre}(z) = \frac{D_*(z)f_L(z)}{z^\mu N_s(z)} G_m(z) \quad (8)$$

と定める。ただし、正数 μ は $C_{pre}(z)$ がプロパーとなるように定めるものとする（したがって、 $\mu = n + L - p$ とすれば十分である）。また、 $G_m(z)/z^\mu$ を改めて規範モデルの伝達関数と考えることにする。以下では、 $1/N_a(z)$ を多項式 $f_L(z)$ で近似することの妥当性を議論しよう。このために、まず以下の補題を用意する。

[補題1] $s(\lambda, k) = f^{(k)}(\lambda)/k!$ とする。このとき、 $k \geq 1$ に対して、

$$\sum_{i=0}^q \frac{N_a^{(i)}(\lambda)}{i!} s(\lambda, k-i) = 0 \quad (9)$$

が成立する。ただし、 $i > k$ となる i に対しては $s(\lambda, k-i) = 0$ とする。

(証明) まず、

$$s'(\lambda, k) = \frac{f^{(k+1)}(\lambda)}{k!} = (k+1)s(\lambda, k+1) \quad (10)$$

が成立することに注意しよう。

$k=1$ のとき、(9) 式の成立は明らかである。 $k=j$ のとき、

$$\begin{aligned} & (N_a(\lambda)s(\lambda, j))' \\ &= N_a'(\lambda)s(\lambda, j) + (j+1)N_a(\lambda)s(\lambda, j+1) \end{aligned}$$

である。一方、(9) 式の成立を仮定すると、

$$\begin{aligned} & (N_a(\lambda)s(\lambda, j))' = - \left(\sum_{i=1}^q \frac{N_a^{(i)}(\lambda)}{i!} s(\lambda, j-i) \right)' \\ &= - \sum_{i=1}^q \left\{ \frac{N_a^{(i+1)}(\lambda)}{i!} s(\lambda, j-i) \right. \\ &\quad \left. + (j-i+1) \frac{N_a^{(i)}(\lambda)}{i!} s(\lambda, j-i+1) \right\} \\ &= -jN_a'(\lambda)s(\lambda, j) \\ &\quad - \sum_{i=1}^{q-1} \left\{ \frac{1}{i!} + \frac{j-i}{(i+1)!} \right\} N_a^{(i+1)}(\lambda)s(\lambda, j-i) \\ &= -jN_a'(\lambda)s(\lambda, j) - \sum_{i=1}^{q-1} \frac{j+1}{(i+1)!} N_a^{(i+1)}(\lambda)s(\lambda, j-i) \end{aligned}$$

となり、上2式から $k=j+1$ の場合も (9) 式が成立する。□

[補題2] q 次のモニク多項式 $g_q(\lambda)$ が以下のように因数分解できるものとする。

$$g_q(\lambda) = (\lambda + \alpha_1)(\lambda + \alpha_2) \cdots (\lambda + \alpha_q) \quad (11)$$

いま、

$$\beta_i(\lambda) := \lambda + \alpha_i \quad (12)$$

とすると、次式が成立する。

$$\begin{aligned} & g_q(\lambda)z^q + g_q'(\lambda)z^{q-1} + \cdots + \frac{g_q^{(q)}(\lambda)}{q!} \\ &= (\beta_1(\lambda)z+1)(\beta_2(\lambda)z+1) \cdots (\beta_q(\lambda)z+1) \end{aligned} \quad (13)$$

(証明) $q=1$ のときに (13) 式が成立することは明らか。 $q=j$ のときに (13) 式の成立を仮定すると、 $q=j+1$ のとき、 $g_{j+1}(\lambda) = \beta_{j+1}(\lambda)g_j(\lambda)$ より、

$$\begin{aligned} g_{j+1}'(\lambda) &= g_j'(\lambda) + \beta_{j+1}'(\lambda)g_j(\lambda), \\ g_{j+1}''(\lambda) &= 2g_j''(\lambda) + \beta_{j+1}''(\lambda)g_j'(\lambda), \\ &\vdots \\ g_{j+1}^{(j+1)}(\lambda) &= (j+1)g_j^{(j)}(\lambda) + \beta_{j+1}^{(j+1)}(\lambda)g_j^{(j)}(\lambda) \\ &= (j+1)g_j^{(j)}(\lambda) \end{aligned}$$

よって、

$$\begin{aligned}
& g_{j+1}(\lambda)z^{j+1} + \dots + \frac{g_{j+1}^{(j+1)}(\lambda)}{(j+1)!} \\
& = \beta_{j+1}(\lambda)g_j(\lambda)z^{j+1} + [g_j(\lambda) + \beta_{j+1}(\lambda)g_j'(\lambda)]z^j + \dots \\
& \quad + \frac{jg_j^{(j+1)}(\lambda) + \beta_{j+1}(\lambda)g_j^{(j)}(\lambda)}{j!}z + \frac{(j+1)g_j^{(j)}(\lambda)}{(j+1)!} \\
& = \beta_{j+1}(\lambda)z\{g_j(\lambda)z^j + \dots + g_j^{(j)}(\lambda)/j!\} \\
& \quad + \{g_j(\lambda)z^j + \dots + g_j^{(j)}(\lambda)/j!\} \\
& = (\beta_{j+1}(\lambda)z + 1)(\beta_1(\lambda)z + 1) \cdots (\beta_j(\lambda)z + 1)
\end{aligned}$$

となり、この場合も (13) 式が成立する。□

《定理 1》 $N_a(z)$ の零点を α_i ($i = 1, 2, \dots, q$) とする。すべての α_i に対して

$$|\lambda + \alpha_i| > 1 \quad (14)$$

が成立する実数 λ に対して、

$$\lim_{L \rightarrow \infty} \frac{f^{(L)}(\lambda)}{L!} = \lim_{L \rightarrow \infty} s(\lambda, L) = 0 \quad (15)$$

が成立する。

(証明) $s(\lambda, L)$ は $f_L(z)$ の L 次の係数を与えているので、 z を $s(\lambda, L)$ の L に作用する演算子と考えれば、(9) 式は以下のように表せる。

$$\left(z^q + \sum_{i=1}^q \frac{N_a^{(i)}(\lambda)}{i!N_a(\lambda)} z^{q-i} \right) s(\lambda, L) = 0$$

よって、線形自由系の安定条件と同様に、

$$z^q + \sum_{i=1}^q \frac{N_a^{(i)}(\lambda)}{i!N_a(\lambda)} z^{q-i} = 0 \quad (16)$$

の根がすべて単位円の内側に存在するならば、 $L \rightarrow \infty$ のとき、 $s(\lambda, L) \rightarrow 0$ となる。

補題 2 で $g_q(\lambda) = N_a(\lambda)$ とすると、(16) 式の根は $-1/\beta_i$ となる。したがって、 $|\beta_i| > 1$ となるように λ が選ばれているならば、(16) 式左辺は安定多項式となり、 $s(\lambda, L)$ は 0 に収束する。□

上記の定理から、テイラー展開を L 次で打ち切って (8) 式のように近似しても十分大きな L に対しては効果が期待できる。なお、ここでは離散時間的な表現を用いているが、連続時間系に対しても同じことである。また、 λ によって収束条件が与えられるので、 $N_a(z)$ が必ずしも反安定多項式である必要はない。ただし、最も簡単な展開式となるのは $\lambda = 0$ の場合であり、この場合には $N_a(z)$ が反安定であることが必要である。この場合は、先に著者らが報告した離散時間系のモデル追従制御器の構成法と一致している³⁾。また、次章で示す評価関数が有限の実数 λ で最小となることを保証するためには $N_a(z)$ が反安定多項式であることが十分である。

4. パラメータ λ の選び方

容易に予想されるように、 L, λ の選び方によっては追従性能が大きく異なる。したがって、何らかの意味で最適な L, λ を選ぶ必要がある。しかしながら、 L, λ を同時に評価することは難しく、まず、 $\lambda = 0$ として L の値を決定し (こ

の方法については、文献 3) を参照されたい)、つぎに λ を決定することを考えよう。 λ の一つの決定法として、

$$N_a(z)f_L(z) \approx 1$$

となるように $f_L(z)$ の係数を定めることが考えられる。実際、文献 4) では、 $N_a(z)f_L(z)$ の 0 次の係数は 1、他は 0 に近づくように係数が決められている。しかしながら、本手法では高次の係数が 0 に収束するため、文献 4) と同様の評価を用いてシミュレーションを行うと概して $|\lambda|$ が大きくなりすぎて、性能的に不満足となる場合が多い。また、その場合の評価関数が有限の λ で最小となる保証もない。そこで、 $N_a(z)f_L(z)$ の 0 次の係数と、打ち切る次数 $L+1$ の係数を利用して以下のような評価関数 $J(\lambda) \geq 0$ を最小化する λ を選ぶものとする。

$$J(\lambda) = \left(N_0 \sum_{i=0}^L (-\lambda)^i s(\lambda, i) - 1 \right)^2 + s^2(\lambda, L+1) \quad (17)$$

ただし、 N_i は $N_a(z)$ の i 次の係数である。さて、 $\lambda = 0$ のとき、

$$\begin{aligned}
S(k) &= \begin{bmatrix} s(0, k) & s(0, k-1) & \cdots & s(0, k-q+1) \end{bmatrix}^T \\
E &= \begin{bmatrix} N_1^* & N_2^* & \cdots & N_{q-1}^* & N_q^* \\ 1 & 0 & \cdots & 0 & 0 \\ 0 & 1 & \cdots & 0 & 0 \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots & \vdots \\ 0 & 0 & \cdots & 1 & 0 \end{bmatrix} \\
F &= \begin{bmatrix} 1 & 0 & \cdots & 0 \end{bmatrix}, \quad N_i^* = -N_i/N_0
\end{aligned} \quad (18)$$

とすると、(9) 式から

$$S(k) = ES(k-1), \quad s(0, k) = FES(k-1) \quad (19)$$

が成立するから、

$$J(0) = s^2(0, L+1) \leq \|F\|^2 \cdot \|E^{L+1}\|^2 \cdot \|S(0)\|^2$$

となる。ここで、

$$S(0) = \begin{bmatrix} 1/N_0 & 0 & \cdots & 0 \end{bmatrix}^T$$

である。いま、 $N_a(z)$ が単位円周上に零点をもたないと仮定すると、 $|N_0| > 1$ かつ

$$\|E^k\| \leq a|A|^k$$

を満たすある正の定数 a と A ($0 < |A| < 1$) が存在する⁵⁾。したがって、ある値以上の整数 L に対して、

$$J(0) < 1 \quad (20)$$

となる。一方、 $s(\lambda, i)$ ($0 \leq i \leq L$) を λ についての有理関数とみたとき、その相対次数は $q+i$ なので、 $\lambda \rightarrow \pm\infty$ のとき、 $s(\lambda, i) \rightarrow 0$ となり、 $J(\lambda) \rightarrow 1$ を得る。また、 λ が $N_a(z)$ の零点に近づくとき、 $J(\lambda) \rightarrow \infty$ となる。以上から、少なくとも $J(\lambda)$ の最小値は 1 未満であり、最小値を与える λ の値は有限である。

ここでは、上述の事実を保証するため、 $N_a(z)$ が単位円周上に零点をもたないことを仮定した。しかしながら、実際にこの仮定が成立しない場合でも $J(\lambda)$ の最小値が存在する場合には上述の評価基準で十分な性能が期待できると思われる。

5. 数 値 例

便宜的に既に極配置された以下のような離散時間系制御対象に対して前置補償器を設計することを考えよう。

$$y(t) = \{z^{-1} + N_2 z^{-2} + N_1 z^{-3} + N_0 z^{-4}\} u(t)$$

また、ここでは規範モデルではなく、規範出力列 $y_m(t)$ が与えられているものとし、 $y_m(t)$ の適当な未来値が利用可能であるとすると、具体的に

$$y_m(t) = \sin(\pi t/5) + \cos(\pi t/17)$$

と与えた。

[CASE 1]

$$N_2 = 2.8, \quad N_1 = 3.2, \quad N_0 = 1.536$$

とした場合、 $N(z)$ の零点は $-1.2, -0.8 \pm 0.8j$ であり、 $N_a(z) = N(z)$ である。このとき、 $f_6(z)$ 、すなわち 6 次の多項式で $N(z)f_6(z) \approx 1$ と近似するものとして、 $-10 \leq \lambda \leq 10$ の範囲での $J(\lambda)$ のグラフの概形は Fig.2 のようになる。ただし、縦軸は対数で目盛っている。この場合、

$$\lambda = 0.419$$

で $J(\lambda)$ は最小となる。この場合の前置補償器は、

$$f_L(z) = 0.061z^6 - 0.170z^5 + 0.319z^4 \\ - 0.472z^3 + 0.562z^2 - 0.513z + 0.291$$

となった。このときの出力追従誤差の様子を Fig.3 に示す。実線は、本論文で提案した手法を用いた場合の結果を示しており、破線が文献 4) で 6 次の近似法を用いた場合の結果である。また、Fig.4 はこのときの入力振幅を示したものであり、有界となっていることが分かる。

[CASE 2]

$$N_2 = N_1 = 3, \quad N_0 = 1$$

とした場合を考えよう。この場合は、 $N(z)$ の零点は -1 の 3 重根であり、 $J(\lambda)$ の最小値が存在する保証がない場合である。しかしながら、実際に先の場合と同様の区間で、 $J(\lambda)$ のグラフの概形は Fig.5 のようになり、

$$\lambda = 0.911$$

で $J(\lambda)$ は最小となる。この場合の前置補償器は、

$$f_L(z) = 0.082z^6 - 0.12z^5 + 0.161z^4 \\ - 0.205z^3 + 0.235z^2 - 0.2249z + 0.143$$

となった。このときの出力追従誤差の様子を Fig.6 に示す。この場合の実線、破線の違いは先と同様である。また、Fig.7 はこのときの入力振幅を示したものである。以上の図からも、本手法の有効性は検証されたと考える。

Fig. 2 The value of $J(\lambda)$ (CASE 1).

Fig. 3 Output tracking error of MFCS (CASE 1).

Fig. 4 Input amplitude of MFCS (CASE 1).

Fig. 5 The value of $J(\lambda)$ (CASE 2).

Fig. 6 Output tracking error of MFCS (CASE 2).

Fig. 7 Input amplitude of MFCS (CASE 2).

6. あとがき

本論文では、非最小位相系に対するモデル追従制御系の一構成法を示した。基本的な考え方は、伝達関数の分子多項式の逆数を多項式で近似することで分母子相殺が起こるのを回避することである。このような近似を行うという点では、文献4)と同じであるが、本手法では近似を前置補償器の設計で使っているため、安定性に関する曖昧さが残らない。近似逆システムの構成法は、これまでも文献6)~8)などの方法が報告されている。これらの方法は、周波数帯域を考慮した設計法であり、外部基準入力の周波数特性によっては本論文で示したものよりも優れた性能を有する可能性がある。この点に関しては、今後検討を加えたい。

また、本手法の特殊な場合が先に報告した文献3)となることも示した。文献3)では、零点が単位円周上にある場合には利用できないが、本手法ではこのような場合にも利用できる可能性があり、その意味では適用可能な範囲が拡張されたといえる。さらに、離散時間系に対してシミュレーションを行い、本手法の有効性を検証した。本論文の結果を適応制御系や多入出力系に適用することも可能であると思われる³⁾。

本手法は連続時間系に対しても有効であると思われるが、この場合、 λ を決定する有効な手法を開発することが必要であろう。すなわち、本論文で述べた $J(\lambda)$ を最小にする方法は、 $\lambda = 0$ の近傍に最小値が存在する可能性があることを利用したものである。連続時間系では $\lambda = 0$ の近傍で十分な性能を示すか否かは疑問が残される。この点については今後の課題としたい。

参 考 文 献

- 1) 市川邦彦：制御系の設計理論，技術書院（1989）
- 2) 水野直樹：適応前向き補償による高精度サーボ系の設計とその応用，第17回 適応制御シンポジウム資料，101/104（1997）
- 3) K. Tamura, W. Kase and P.N. Nikiforuk : Discrete-Time Model Following Adaptive Control for Multivariable Non-minimum Phase Systems, *Int. J. Control*, **60**, 283/296 (1994)
- 4) 呂，シャフィーク，谷萩：近似逆システムを用いた一入力一出力非最小位相系のモデル規範形適応制御系の一設計法，電気学会論文誌，**117-C**, 315/321（1997）
- 5) 児玉，須田：システム制御のためのマトリクス理論，計測自動制御学会（1978）
- 6) 吉川，杉江：高周波遮断逆システムとそのサーボ系への一応用，計測自動制御学会論文集，**18**, 792/799（1982）
- 7) K. Glover : All Optimal Hankel-Norm Approximations of Linear Multivariable Systems and Their L^∞ -Error Bounds, *Int. J. Control*, **39**, 1115/1193（1984）
- 8) 山田，渡部：安定な低域通過型逆システムの状態空間法による構成法，計測自動制御学会論文集，**32**, 862/870（1996）

《付 録》

A. 文献4)の安定性について

$N(z)$ の最高次係数を g とする。文献4)では、最小2乗近似を用いて

$$N(z)\mu(z) \approx g(z+c)^p, \quad |c| < 1 \quad (\text{A.1})$$

を満たす L 次の多項式 $\mu(z)$ を利用し、制御対象の伝達関数を

$$N(z)/D(z) \approx g(z+c)^\rho/[D(z)\mu(z)] \quad (\text{A.2})$$

と近似し、これに対してモデルマッチング系を構成する方法が提案されている。すなわち、 $H_*(z) = z^{n+L-1}$ 、 $\xi(z) = z^{n+L-\rho}$ として、Diophantine 方程式

$$\begin{aligned} X(z)D(z)\mu(z) + gY(z)(z+c)^\rho \\ = H_*(z)[D(z)\mu(z) - \xi(z)(z+c)^\rho] \end{aligned} \quad (\text{A.3})$$

の解多項式 $X(z)$, $Y(z)$ を用いて、制御入力を

$$u(t) = \frac{X(z)}{H_*(z)}u(t) + \frac{Y(z)}{H_*(z)}y(t) + \frac{\xi(z)G_m(z)}{g}v(t) \quad (\text{A.4})$$

と構成する。この入力を (1) 式に印可した場合、閉ループ系の入出力関係は、

$$y(t) = \frac{G_m(z)H_*(z)\xi(z)N(z)\mu(z)/g}{H_*(z)\xi(z)(z+c)^\rho + Y(z)\Delta(z)}v(t) \quad (\text{A.5})$$

となる。ただし、

$$\Delta(z) = g(z+c)^\rho - N(z)\mu(z) \quad (\text{A.6})$$

である。 L が十分大きければ、近似精度が向上し、 $\Delta(z) \rightarrow 0$ となるので、一見、近似的なモデルマッチングが達成されるように思われる。しかしながら、このとき、 $Y(z)$ が有界であること、または、 $Y(z)\Delta(z)$ が 0 に近づくことが文献4)では示されていない。したがって、この方法では安定性の保証が十分でない。

[著者紹介]

加瀬 渡 (正会員)

1990年、上智大学大学院理工学研究科博士課程修了(工学博士)。名古屋大学工学部情報工学科助手等を経て、96年大阪工業大学工学部電気工学科講師、現在助教授。適応制御、制御系設計の研究に従事。システム制御情報学会、電気学会などの会員。