規範モデルを参照した実数次位相進み遅れ補償器の設計法

正 員 矢島 尚人*

A Design Method for the Real Order Phase Lead-Lag Compensator with a Reference Model

Yajima Naoto*, Member

This paper proposes a design method for the real order phase lead-lag compensator to control the controlled object having a higher order lag element and a dead time. In this method, a reference model of very simple open-loop transfer function is introduced. A close relation between the resonance peak M_p of frequency response and the overshoot of the response to unit step input is shown in this model. The design procedure which makes the frequency characteristics of the objected open-loop system close as precisely as possible to one of the reference model is presented. The frequency characteristics of objected system are designed to satisfy the specified quantities such as phase margin, value of M_p and gain margin. The condition that the gain-phase plot of the open-loop system is tangent to the constant M locus in the Nichols chart is treated especially. By this method, the overshoot of the step response to reference input is able to consider to be the specification in stead of the resonance peak M_p . Finally, the effectiveness of the design method is approved by examples.

キーワード：設計法，実数次位相進み遅れ要素，補償器，規範モデル，ピークゲイン，オーバシュート

Keywords: Design method, Real order phase lead-lag element, Compensator, Reference model, Resonance peak, Overshoot

1. まえがき

制御系でよく取り扱われている高次の遅れ要素とむだ時間からなる制御対象を PID 補償器で制御する方式は，簡潔で使いやすいため古くから現在に至るまで幅広い分野で用いられており，数多くの文献資料がある⁽¹⁾⁻⁽⁵⁾。また，基本的な設計法として位相進み補償器あるいは位相進み遅れ補償器を用いた制御方式がある⁽⁶⁾。さらにまた，積分要素，進み要素あるいは遅れ要素など基本的な制御要素の次数を特に実数または非整数で表し，その概念や制御性を利用した制御系設計に関するものがある⁽⁷⁾⁻⁽¹³⁾。

筆者は，位相進み遅れ補償器の一つとして実数次の位相進み遅れ補償器を用いた制御方式を提案した⁽¹⁴⁾⁽¹⁵⁾。ここでは，定位性の高次遅れ要素とむだ時間からなる制御対象を，近似系として遅れ要素の次数を実数で扱う実数次遅れ要素とむだ時間を用いて同定した。この近似系の遅れ要素の次数に相応して良好な制御性能を得るために，位相進み要素の次数も実数で取り扱う補償器を考案し報告した。文

献⁽¹⁴⁾では，このような補償器の導入ならびに実用化の方法について示した。また，文献⁽¹⁵⁾では，この補償器を用いた制御系設計法として周波数特性に基づき，位相余裕，ゲイン余裕および閉ループ周波数特性のピークゲインの三つの仕様条件を同時に満たすような設計方法について述べた。しかしながら，実際には開ループ伝達関数のゲイン-位相線図がニコルス線図の等 M 軌跡に接する条件を必ずしも満たさず，したがって，ピークゲインを設計仕様として与えられない場合がある難点があった。

そこで今回，比較的簡単な伝達関数で表される，いわゆる規範モデルの概念を導入することにより，この規範モデルの特性に対象とする制御系の特性をできるだけ近づけるような設計方法を提案する。これにより，明確にピークゲインを設計仕様として選ぶことができる。

一般に，高次遅れ系では，閉ループ制御系のピークゲインと目標値の単位ステップ状変化に対する過渡応答のオーバシュートとの間には密接な関係があるものの，それらを一義的に結びつけることはできないが，ここに導入した規範モデルでは明確な関係があるので，結果的にピークゲインを指定することはオーバシュートを設計仕様とみなすことができる特長がある。

* 東京理科大学工学部

〒162-8601 東京都新宿区神楽坂 1-3

Faculty of Engineering, Tokyo University of Science

1-3, Kagurazaka, Shinjuku-ku, Tokyo 162-8601

図 1 制御系

Fig. 1. Control system.

2. 対象とする制御系

ここでは、図 1 に示すように 1 入力 1 出力系の直列補償方式によるフィードバック制御系について考える。

$R(s)$ は目標値 (入力), $E(s)$ は偏差, $U(s)$ は操作量, $D(s)$ は外乱, $Y(s)$ は制御量である。

制御対象は、定位性の高次遅れ系で、その伝達関数は理論上どのような型でもよいが、ここでは論旨を明快にするために、つぎのように与えられるものとする。

$$\text{case 1: } G_p(s) = \frac{K e^{-Ls}}{(1 + Ts)^\nu} \dots\dots\dots (1)$$

上式は、制御対象が複雑な系で理論的な伝達関数の導出が難しく、実測データから近似同定するような場合に相当する。 K, T, L は定数であり、遅れ要素の次数 ν は実数とする⁽¹⁴⁾。

$$\text{case 2: } G_p(s) = \frac{K \cdot N(s)}{M(s)} \dots\dots\dots (2)$$

上式は、理論的に制御対象の伝達関数が導出できる場合に相当する。分母 $M(s)$ は、 s の次数が分子 $N(s)$ のそれよりかなり高いものとする。

以上のような制御対象を制御するために、次式に示すような実数次位相進み遅れ補償器 $G_c(s)$ を用いるものとする⁽¹⁴⁾。

$$G_c(s) = \frac{K_c(1 + T_d s)^\mu}{s(1 + \frac{T_d}{n} s)^\rho} \dots\dots\dots (3)$$

(3) 式には、ゲイン定数 K_c 、位相進み要素の時定数 T_d 、次数 μ 、位相遅れ要素の次数 ρ および係数 n の 5 個の可変パラメータが含まれている。ここでは、分母分子の次数 ρ と μ は共に実数とし、 $\rho > \mu$ なる関係が満たされているものとする。

3. 規範モデルを参照した設計法

3.1 規範モデルおよびその特性 ここでは、規範モデル系として、開ループ伝達関数が次式で示される図 2 のような制御系を考える。

$$G_m(s) = \frac{k e^{-ls}}{s} \dots\dots\dots (4)$$

この系の開ループ周波数特性のゲイン r_m および位相 θ_m は、(4) 式よりそれぞれ

図 2 規範モデル系

Fig. 2. Reference model system.

図 3 ニコルス線図上の規範モデルのゲイン-位相線図

Fig. 3. Gain-phase plot of reference model in the Nichols chart.

$$r_m = \frac{k}{\omega} \dots\dots\dots (5)$$

$$\theta_m = -\frac{\pi}{2} - l\omega \dots\dots\dots (6)$$

であり、図 3 は、ニコルス線図上にこの系のゲイン-位相線図の一例を描いたものである。ここでは、位相余裕の指定の点、等 M 軌跡との接点、ゲイン余裕の指定の点をそれぞれ A, P, C とし、その点における角周波数をそれぞれ $\omega_A, \omega_P, \omega_C$ としている。

まず、位相余裕を $\phi_m(\text{deg})$ とすると、(5), (6) 式から

$$kl = \frac{\pi}{2} - \frac{\pi}{180} \phi_m \dots\dots\dots (7)$$

となり、 ϕ_m を指定すると ω_A によらず kl の値が決まる。

つぎに、ゲイン-位相線図がニコルス線図の等 M 軌跡に接する条件を検討するために、(5) および (6) 式よりゲイン-位相線図の勾配を求めると

$$\frac{dr_m}{d\theta_m} = \frac{k}{l\omega^2} \dots\dots\dots (8)$$

となる。

一方、開ループゲイン r_m および位相 θ_m と、閉ループゲイン M との関係は、一般に

$$M = \frac{r_m}{\sqrt{r_m^2 + 2r_m \cos \theta_m + 1}} \dots\dots\dots (9)$$

で与えられ、これより勾配を表わす次式が得られる。

$$\frac{dr_N}{d\theta_N} = \frac{M^2 r_m \sin \theta_m}{(M^2 - 1)r_m + M^2 \cos \theta_m} \dots\dots\dots (10)$$

P 点における勾配 (8) および (10) 式を等しくおき、これに (5), (6) および (9) 式を用いると、次式が導出できる。

$$M^2 = \frac{1}{\{(\theta_{mP} + \pi/2)^2 + 1\} \sin^2 \theta_{mP}} \dots\dots\dots (11)$$

上式から、与えられた一つの閉ループゲインのピーク値 $M = M_p$ に対して θ_{mP} が一つ決まり、これと (9) 式から r_{mP} が求まるので接点 P の座標 r_{mP} , θ_{mP} が唯一求められる。また、(5) および (6) 式から

$$kl = -r_{mP}(\theta_{mP} + \frac{\pi}{2}) \dots\dots\dots (12)$$

と表されるので、結局、 M_p 値が決まると kl の値が決定する。

さらに、ゲイン余裕 g_m (dB) については、C 点における (5) および (6) 式から

$$kl = \frac{\pi}{2} 10^{-g_m/20} \dots\dots\dots (13)$$

となり、 g_m (dB) を指定すると kl が決まる。

(7), (12) および (13) 式は、三つの特性量のうち一つを指定すると他の二つは一義的に決まることを示す。また、指定の特性量の角周波数 ω が与えられると、 k と l の値が個別に決まる。

ここでは、 M_p の値を指定した場合の例として、表 1 に規範モデルのゲイン-位相線図と等 M 軌跡の接点の座標、 kl 、位相余裕およびゲイン余裕の値を示す。

図 4 は、この規範モデル系の、目標値の単位ステップ変化に対する制御量の応答 $y(t)$ のオーバーシュートと閉ループゲインのピーク値 M_p との関係を示している。 ω_P は任意の値でよいが、ここでは、いずれの場合も $\omega_P=1.0$ (rad/s) として MATLAB を用いて算定した結果である。

これより、規範モデル系では、閉ループ周波数特性のピークゲインと単位ステップ応答のオーバーシュートとの間に明確な関係があることがわかる。このことは、結果的にステップ応答のオーバーシュートを設計仕様として用いることができることを示唆している。

3・2 規範モデルを目指した設計原理 (1) あるいは (2) 式と (3) 式の伝達関数で構成される図 1 の制御系を、図 2 の規範モデル系の特性にできるだけ近づけるような設計手順について検討する。

まず、図 1 の制御系の開ループ伝達関数において、 ω を角周波数、ゲインを r 、位相を θ とすると、次式のように表される。

$$r = \frac{K_c \{1 + (T_d \omega)^2\}^{\mu/2}}{\omega \left\{1 + \left(\frac{T_d}{n} \omega\right)^2\right\}^{\rho/2}} |G_p(j\omega)| \dots\dots\dots (14)$$

$$\theta = \mu \tan^{-1} T_d \omega - \frac{\pi}{2} - \rho \tan^{-1} \frac{T_d}{n} \omega$$

表 1 接点の座標, kl , 位相余裕およびゲイン余裕
Table 1. Co-ordinates of tangent point, kl , phase margin and gain margin.

M_p (dB)	r_{mP}	θ_{mP} (deg)	kl	ϕ_m (deg)	g_m (dB)
0.5	0.8741	-128.3	0.5840	56.5	8.59
1.0	0.7835	-135.9	0.6284	54.0	7.96
1.5	0.7472	-141.1	0.6664	51.8	7.45
2.0	0.7299	-145.1	0.7014	49.8	7.00

図 4 閉ループ周波数特性のピークゲイン M_p と目標値の単位ステップ状態変化に対する応答のオーバーシュートの関係

Fig. 4. Relation between the resonance peak M_p of the closed-loop frequency response and overshoot to unit step input.

$$+ \angle G_p(j\omega) \dots\dots\dots (15)$$

つぎに、この系のゲイン-位相線図がニコルス線図の等 M 軌跡に接するための条件として、(14) および (15) 式を、それぞれ ω で微分した、

$$\begin{aligned} \frac{dr}{d\omega} = & K K_c \{1 + (T_d \omega)^2\}^{\mu/2} \left\{1 + \left(\frac{T_d \omega}{n}\right)^2\right\}^{-\rho/2} \\ & * \{1 + (T \omega)^2\}^{-\nu/2} \left\{\mu T_d^2 \{1 + (T_d \omega)^2\}^{-1} \right. \\ & - \omega^{-2} - \rho \left(\frac{T_d}{n}\right)^2 \left\{1 + \left(\frac{T_d \omega}{n}\right)^2\right\}^{-1} \\ & \left. - \nu T^2 \{1 + (T \omega)^2\}^{-1}\right\} \dots\dots\dots (16) \end{aligned}$$

$$\begin{aligned} \frac{d\theta}{d\omega} = & \frac{\mu T_d}{1 + (T_d \omega)^2} - L \\ & - \frac{\rho T_d / n}{1 + (T_d \omega / n)^2} - \frac{\nu T}{1 + (T \omega)^2} \dots\dots\dots (17) \end{aligned}$$

より、勾配 $dr/d\theta = (dr/d\omega)/(d\theta/d\omega)$ が求められる。

開ループ伝達関数のゲイン-位相線図がニコルス線図の等 M 軌跡に接するためには指定の接点 P の座標を通り、(16) および (17) 式から求まる勾配 $dr/d\theta$ と、(10) 式で与えられる勾配 $dr_N/d\theta_N$ とが等しいことが必要である。

単位ステップ応答のオーバーシュートを設計仕様として図 4 からピークゲイン M_p の値を指定すると、規範モデルの

特性が定まり，表 1 に示すように位相余裕，ピークゲインおよびゲイン余裕の指定の点における，それぞれのゲイン r_m および位相 θ_m の組が決まる。

たとえば，P 点におけるゲイン r_{mP} および位相 θ_{mP} を， $\omega = \omega_P$ として (14) および (15) 式の右辺とそれぞれ等しいとくと

$$r_{mP} = \frac{K_c \{1 + (T_d \omega_P)^2\}^{\mu/2}}{\omega_P \left\{1 + \left(\frac{T_d}{n} \omega_P\right)^2\right\}^{\rho/2}} |G_p(j\omega_P)| \cdots (18)$$

$$\theta_{mP} = \mu \tan^{-1} T_d \omega_P - \frac{\pi}{2} - \rho \tan^{-1} \frac{T_d}{n} \omega_P + \angle G_p(j\omega_P) \cdots (19)$$

となる。同様に，A 点 (位相余裕条件) および C 点 (ゲイン余裕条件) についてもゲインおよび位相に関する式が成立し，したがって，3 組の等式が得られる。さらに， $\omega = \omega_P$ とおいた (16) および (17) 式から求められる勾配 $dr/d\theta$ と (10) 式の $dr_N/d\theta_N$ とを等しくおいた式が得られる。

以上要するに，7 本の連立方程式を満たすように補償器のパラメータを求める必要がある。なお，各点における ω の値は未知である。

3.3 補償器パラメータの探索手順 つぎに，上記の連立方程式を満たす補償器パラメータの具体的な求め方について述べる。

ここでは，設計仕様として， M_p と ω_P を指定する。この場合， ω_P の値は速応性の観点からできるだけ大きくとるようにする。実際の設計における ω_P の選び方としては，図 1 における補償器 $G_c(s)$ を 1 としたときの制御対象の伝達関数から求められる，いわゆる位相交点角周波数 ω_o を目安とする。つぎに，補償器の分母と分子の次数の関係を $\rho = \mu + \gamma$ とおいて， γ の値を決める。この値は，経験上 2~3 程度にとることが望ましいことがわかっている⁽¹⁴⁾⁽¹⁵⁾。さらに，時定数 T_d を仮定する必要がある。制御対象が (1) 式のような型の場合には時定数 T を用い，(2) 式のような型の場合には分母 $M(s)$ に含まれる最大の時定数を用いる。また，係数 n を n_0 (たとえば 10) に選ぶ。

このようにして，P 点での位相の条件式 (19) 式は，未知数が μ のみなので μ が決まり，続いてゲインの条件式 (18) 式から K_c が求められる。P 点における，(16) および (17) 式から求められる勾配と (10) 式の勾配を比較し，等しくなるように n を再調整する。さらに，このときの位相余裕 ϕ_{mi} と指定の位相余裕 ϕ_m を比較し，等しくなるように T_d を再調整する。

以上のようにして，すべての補償器パラメータは決定する。しかしながら，これまでの過程ではゲイン余裕条件は直接考慮されていないので，結果としてこの条件を満足するかどうかはわからない。したがって，これを検証する必要がある。

そこで実際には，P 点における勾配条件，位相余裕およびゲイン余裕条件に，それぞれ若干の裕度 ϵ_i を持たせ，そ

図 5 パラメータ探索のフローチャート

Fig. 5. Flowchart for parameter evaluation.

の範囲内ですべての条件を満足するような補償器パラメータを探索し，その結果を解とする。したがって，各条件の裕度 ϵ_i ， ω_P の与え方によっては，解が求まらない場合もありうる。

図 5 は，以上の補償器パラメータの探索手順のフローチャートを示す。

3.4 設計例 本設計法の有効性を確かめるため，制御対象の伝達関数の型が異なる以下の 3 例について具体的に述べる。なお，これらの設計例では，いずれの場合も $\gamma = 3$ としている。

3.4.1 設計例 1 制御対象が次式のような実数次遅れ要素とむだ時間で与えられたものとする。

$$G_p(s) = \frac{1.0e^{-3.91s}}{(1 + 3.91s)^{3.52}} \cdots (20)$$

ここでは，設計仕様として $M_p = 1(\text{dB})$ を指定し， ω_P の目安値は， $G_c(s) = 1$ として (20) 式より求められる位相交点角周波数 $\omega_o = 0.202(\text{rad/s})$ とする。この値を参考に， ω_P に適当な値を与えて，数値探索により得られた補償器パラメータの設計例を表 2 (a) に示す。なお，このときの規範モデルの定数 k, l も示している。

図 1 の制御系において，これらの補償器パラメータの設計値を用いたときの，目標値 $R(s)$ および外乱 $D(s)$ の単位ステップ状変化に対する制御量 $Y(s)$ の応答 $y(t)$ を図 6 (a) に示す。なお， $y(t)$ は，補償器 $G_c(s)$ および制御対象 $G_p(s)$ のそれぞれの逆ラプラス変換を $g_c(t)$ ， $g_p(t)$ とし，偏差 $e(t)$ と $g_c(t)$ および操作量 $u(t)$ と $g_p(t)$ とのたたみ込み和により求めている⁽¹⁴⁾。図 6 (a) には，MATLAB による，図 2 の規範モデル系の目標値 $R(s)$ の単位ステップ状変化に対する制御量 $Y(s)$ の応答 $y(t)$ を点線で併記しているが，両者はよく一致している。

つぎに， $\omega_P = 0.180(\text{rad/s})$ に固定して， M_p の指定値を 1, 2 および 3 (dB) として設計した結果を表 2 (b) に示す。

図 6 (b) は、目標値および外乱の単位ステップ状変化に対する制御量の応答 $y(t)$ である。また、同図には、規範モデル系の目標値の単位ステップ状変化に対する制御量の応答 $y(t)$ を点線で併記しているが、両者はよく一致している。この設計例の場合、パラメータ探索時の ϵ_i はいずれも 0.05% 以内に入っている。

なお、表 2 中の MV_{max} は、目標値が単位ステップ状に変化したときの操作量の最大値を示す。したがって、実際の制御系で操作量の制約がある場合には、その過渡特性はこの設計結果より劣ることになる。

表 2 補償器および規範モデルのパラメータ

Table 2. Parameters of compensator and reference model.

case		K_c	T_d	μ	n	MV_{max}	k	l
(a)	ω_P (rad/s)	0.190	0.1489	3.909	3.522	80.49	1700	0.1489
		0.170	0.1332	3.903	3.539	29.90	142	0.1332
		0.150	0.1176	3.890	3.576	16.18	31.7	0.1175
(b)	M_p (dB)	1	0.1410	3.906	3.530	44.86	395	0.1410
		2	0.1315	3.885	3.584	16.11	35.6	0.1314
		3	0.1297	3.858	3.658	10.92	16.2	0.1294
(c)	ω_P (rad/s)	0.375	0.3303	6.439	2.076	115.3	64.6	0.2938
		0.320	0.2668	7.117	1.959	76.15	26.1	0.2507
		0.280	0.2317	7.195	1.953	43.02	13.6	0.2194
(d)	ω_P (rad/s)	0.300	0.2433	3.552	4.023	11.21	54.6	0.2350
		0.260	0.2088	3.634	3.949	9.694	29.2	0.2037
		0.220	0.1753	3.703	3.909	7.950	14.5	0.1724

3・4・2 設計例 2 制御対象の伝達関数が次式のような場合とする。

$$G_p(s) = \frac{e^{-2s}}{(1+5s)(1+10s)} \quad (21)$$

このような制御対象の場合も、前述の設計例 1 と同様に、図 5 のような探索手順により補償器パラメータが求められる。ここでは、設計仕様として、 $M_p=1$ (dB) を指定し、 ω_P の目安値は、 $G_c(s)=1$ として (21) 式より求められる位相交点角周波数 $\omega_o=0.375$ (rad/s) とする。この場合、パラメータ探索で最初に仮定する T_d の値には、(21) 式の二つの時定数のうち大きい方の値を選ぶ。すなわち、 $T_d=10$ として探索を始める。探索結果の例を表 2 (c) に示す。なお、 ω_P が 0.375(rad/s) のとき ϵ_3 が最大で 5.6%、他の ω_P の場合はいずれも 0.9% 以内であった。

目標値および外乱の単位ステップ状変化に対する制御量の応答 $y(t)$ を図 6 (c) に示す。同図には、規範モデル系の目標値応答 $y(t)$ を点線で示しているが、両者はほぼ一致している。

3・4・3 設計例 3 制御対象の伝達関数が次式のような有理関数で与えられたものとする。

$$G_p(s) = \frac{1}{(1+s)(1+2s)(1+3s)(1+4s)(1+5s)} \quad (22)$$

ここでも、設計仕様として、 $M_p=1$ (dB) を指定し、 ω_P

(a) Example 1 $M_p = 1$ (dB)

(b) Example 1 $\omega_P = 0.180$ (rad/s)

(c) Example 2 $M_p = 1$ (dB)

(d) Example 3 $M_p = 1$ (dB)

図 6 目標値および外乱の単位ステップ状変化に対する過渡応答

Fig. 6. Transient responses to unit step input and disturbance.

の目安値は、 $G_c(s)=1$ として(22)式より求められる位相交点角周波数 $\omega_o=0.263(\text{rad/s})$ とする。この場合、パラメータ探索で最初に仮定する T_d の値には、(22)式の最大の時定数を選ぶ。すなわち、 $T_d=5$ として探索を始める。設計結果の例を表2(d)に示す。なお、探索のための ϵ_i は1.2から2.2%の間であった。

図6(d)に、目標値および外乱の単位ステップ状変化に対する制御量の応答 $y(t)$ を示す。同図には、規範モデル系の目標値応答 $y(t)$ を点線で示している。この場合も、両者はよく一致している。

4. ま と め

本論文では、定位性の高次遅れ系の制御対象を制御するための実数次位相進み遅れ補償器の新しい設計法を提案した。すなわち、簡単な伝達関数で示される規範モデルを用い、設計後の制御系の特性がその規範モデルの特性にできるだけ近づくことを設計指針としている。

本方法の特長は、設計目標としての規範モデルの導入によって、設計しようとする制御系の過渡特性が予め見通せることである。なお、周波数特性に着目した設計法のため、その設計手順が簡明であることも長所である。

設計した制御系の目標値の単位ステップ状変化に対する過渡応答を、シミュレーションにより求めた結果から本設計法の有効性が確認できた。

(平成14年10月22日受付,平成15年4月18日再受付)

文 献

- (1) 須田信英, ほか: PID 制御 (システム制御情報ライブラリー6), 朝倉書店 (1992)
- (2) 広井和男: 制御システム技術の理論と応用, pp.32-43, 電気書院 (1992)
- (3) 荒木光彦, ほか: リレー解説 PID 制御 第1回 ~ 第8回, 計測と制御, **36**, 9, pp.643-647 (1997-9) ~ **37**, 9, pp.662-672 (1998-9)
- (4) E. Furutani and M. Araki: "On-Line Identification of Open-Loop Frequency Response and Two-Degree-of-Freedom Design Method of PID Control Systems", *SYSTEMS, CONTROL AND INFORMATION*, Vol.11, No.1, pp.41-49 (1998-1) (in Japanese)
古谷栄光・荒木光彦:「開ループ周波数応答のオンライン同定と2自由度 PID 制御系の自動調整法」, システム制御情報学会論誌, **11**, 1, pp.41-49 (1998-1)
- (5) 計測自動制御学会編: セルフチューニングコントロール, pp.131-144, コロナ社 (1996)
- (6) T. Gorōmaru and Y. Yonezawa: "A New Type of Nonlinear Control Device with a Special Phase-Lead Compensating Element", *Trans. of the SICE*, Vol.4, No.3, pp.225-233 (1968-9) (in Japanese)
五郎丸剛志・米沢 洋:「位相進み補償要素をもつ非線形制御装置」, 計測自動制御学会論文集, **4**, 3, pp.225-233 (1968-9)
- (7) 真鍋舜治:「非整数階積分形制御系について」, 電学誌, **80**, 860, pp.589-597 (1960-5)
- (8) S. Matsunaga: "On the Dynamics of Heat Transfer in the Re-heating Furnace(1)", *Trans. of the SICE*, Vol.3, No.1, pp.21-25, (1967-3) (in Japanese)
松永省吾:「加熱炉の伝熱動特性理論とその応用 (その1)」, 計測自動制御学会論文集, **3**, 1, pp.21-25 (1967-3)
- (9) Y. Sawaragi, T. Soeda, and S. Tagami: "On the Nonstationary Response of Nonlinear Control System with an Irrational Transfer Function", *Trans. of the SICE*, Vol.3, No.3, pp.167-173 (1967-9) (in Japanese)

榎木義一・添田 喬・田上重美:「無理伝達関数をもつ非線形制御系の過渡的非定常応答」, 計測自動制御学会論文集, **3**, 3, pp.167-173 (1967-9)

- (10) H. Murata and S. Sagara: "The Noninteger Order Lag Element Plus Dead Time Approximation of the Process Dynamics and its Application to the optimal Setting of the PI Controller", *SYSTEMS AND CONTROL*, Vol.21, No.9, pp.517-524 (1977-9) (in Japanese)
村田弘志・相良節夫:「非整数階遅れ要素 + むだ時間近似とその PI 最適調整への応用」, システムと制御, **21**, 9, pp.517-524 (1977-9)
- (11) J.A. Tenreiro Machado: "Theory of Fractional Integrals and Derivatives: Application to Motion Control", International Conference on Recent Advances in Mechatronics, Istanbul, Turkey, pp.1086-1091 (1995-8)
- (12) 真鍋舜治:「非線形制御の歴史と期待」, 電学論 D, **118**, 1, pp.2-5 (1998-1)
- (13) M. Odai and Y. Hori: "Controller Design Robust to Nonlinear Elements based on Fractional Order Control System", *T.IEE Japan*, Vol.120-D, No.1, pp.11-18 (2000-1) (in Japanese)
小田井正樹・堀 洋一:「非整数次制御系による非線形要素に強い制御器の設計法」, 電学論 D, **120**, 1, pp.11-18 (2000-1)
- (14) N. Yajima and K. Kurokawa: "A Control System Design Method Using Real Order Phase Lead-Lag Compensator", *Trans. of the SICE*, Vol.34, No.12, pp.1874-1882 (1998-12) (in Japanese)
矢島尚人・黒川一夫:「実数型位相進み遅れ補償器を用いた制御系設計法」, 計測自動制御学会論文集, **34**, 12, pp.1874-1882 (1998-1)
- (15) N. Yajima and K. Kurokawa: "A Control System Design Method for the Real Order Phase Lead-Lag Compensator Based on Frequency Characteristics", *Trans. of the SICE*, Vol.37, No.1, pp.56-64 (2001-1) (in Japanese)
矢島尚人・黒川一夫:「周波数特性に基づく実数次位相進み遅れ補償器を用いた制御系設計法」, 計測自動制御学会論文集, **37**, 1, pp.56-64 (2001-1)

矢 島 尚 人 (正員) 1943 年生。1966 年東京理科大学工学部電気工学科卒業。同年同学科助手, 現在に至る。1974 年東京電機大学工学研究科修士課程修了。主として制御系同定法, 制御系設計法に関する研究に従事。計測自動制御学会, 日本シミュレーション学会会員。