左既約分解に基づいたアンチワインドアップ制御系の一般構造

鈴木文泰*・堀 洋一*

General Structure of Anti-Windup Control System Based on Left Coprime Factorization

Fumiyasu SUZUKI* and Yoichi HORI*

In this paper, the general structure of anti-windup control system based on left coprime factorization is proposed. First, the command responses of anti-windup control system are investigated using transfer function description, and the condition for avoiding windup phenomena is derived. The responses can be formulated easily by handling the input saturation as its equivalent input disturbance. Next, the conditions are explained using state space description. This analysis shows that the proposed system has very simple structure. For feedback controller designed by Youla parameterization, the proposed method can obtain the proper estimated value by state observer. For feedforward controller designed by right coprime factorization, the proposed anti-windup controller has the limitation model in the state feedback loop.

The effectiveness of the proposed method is shown by some simulation and experimental results.

Key Words: anti-windup control, left coprime factorization, Youla parameterization, two degree of freedom control system, state feedback

1. はじめに

アクチュエータの小型化や省電力化などにより、高速な位置決め応答を実現するためには操作量の飽和を考慮にいれなければならない場合が多くある。とくに、サーボ系で操作量が飽和すると、サーボ系の積分器や状態変数が過大な値となり出力がオーバシュートするワインドアップ現象が生じ大きな問題となる。

これまで、フィードバック制御系ではPI/PID制御器の積分器を調整する手法¹⁾、より高次の制御器に対してその入力端で状態変数を調整する手法²⁾などが適用されてきた。さらに、従来の多くの手法を包括する枠組として制御器の既約分解表現に基づくAnti-Windup and Bumpless Transfer法が提案された³⁾。これを簡略化し左既約分解に基づいた設計手法として、左既約分解された要素のノルムを最小化する設計手法が検討されている^{4), 5)}が、上、下限が非常に小さい場合には十分なワインドアップ抑圧効果が得られないことがある。

一方、モーションコントロールの分野では目標値、外乱応答を独立に設計できる2自由度制御系が多く用いられる。2自由度制御系を用いれば操作量飽和を生じないように目標値応答特性を設計することでワインドアップ現象を回避することができる。しかし、モデル化誤差や外乱などが存在する場

合には、それを抑圧する制御入力に加わるため操作量飽和が生ずることもある。

このような背景の下で、本論文では、フィードバック制御による1自由度制御系、およびフィードフォワード制御をも用いた2自由度制御系に対して、左既約分解に基づいたアンチワインドアップ制御器の設計手法を提案し、その一般的な構造を示す。まず操作量飽和を入力端の外乱とみなすことにより、目標値、外乱応答が定式化されることを示し、ワインドアップ抑圧のための条件を導出する。つぎにこの条件を状態空間で表現することにより、提案手法が非常に簡単な構造を有していることを示す。なお、本手法は連続時間系、離散時間系のいずれに対しても適用可能であるが、第2節、第3節では連続時間系における設計手法を述べ、第4節では離散時間系における設計例について述べる。

2. フィードバック制御系のアンチワインドアップ化

2.1 左既約分解によるアンチワインドアップ制御系の応答特性

本論文では、制御器の左既約分解表現に基づいたFig. 1のアンチワインドアップ制御系を検討する^{4), 5)}。その結果、すでに筆者らが提案した⁶⁾の手法が、本論文での異なる観点からも導出できる合理的なものであることを示す。ここで、 M_2 , R_2 は(1)式で表わされるフィードバック制御器 K_2 の左既約分解である。また、 u の上限、下限をそれぞれ u_{max} , $-u_{max}$ とする。

$$K_2 = M_2^{-1}N_2, R_2 = 1 - M_2 \quad (1)$$

ここでは、Fig. 1における r から y までの目標値応答特性

* 東京大学大学院工学系研究科 東京都文京区本郷 7-3-1

* The University of Tokyo, Tokyo

(Received April 4, 2001)

(Revised November 2, 2001)

を導出し、これに基づいた左既約分解 (1) 式的设计手法を述べる。まず、操作量飽和を受けた $\tilde{u}$ のラプラス変換を求める。操作量飽和が生じる時間を $[0 \ t_1]$ とすると $\tilde{u}(s)$ は (2) 式となる。

$$\tilde{u}(s) = \int_0^\infty \tilde{u}e^{-st}dt = u(s) - d_{lim}(s) \quad (2)$$

ただし、

$$d_{lim} = \int_0^{t_1} (\tilde{u} - u)e^{-st}dt \quad (3)$$

一方、制御器の出力 u は (4) 式となる。

$$u = N_2 e + R_2 \tilde{u} \quad (4)$$

(2), (4) 式から u を消去すると (5) 式が得られ、 $y = P_n \tilde{u}$ から (6) 式の y が得られる。なお、(2) 式は操作量飽和が u からは入力端外乱 d_{lim} と等価に見えることを示している。また、(6) 式は操作量飽和を外乱 d_{lim} として表現した Fig. 2 における r, d_{lim} から y までの特性に一致する。

$$\tilde{u} = K_2(r - y) - M_2^{-1}d_{lim} \quad (5)$$

$$y = Tr - RM_2^{-1}d_{lim} \quad (6)$$

ここで T は相補感度関数であり、 R は感度関数 S により (7) 式と定義される。

$$S = \frac{1}{1 + P_n K_2}, R = P_n S, T = \frac{P_n K_2}{1 + P_n K_2} \quad (7)$$

(6) 式から、 r から y への特性が、線形系の特性 Tr のほかに操作量飽和により生じた d_{lim} にも依存することがわかる。 d_{lim} の影響は (6) 式のように RM_2^{-1} により決まるため、(1) 式の左既約分解により M_2 を設計することにより、 RM_2^{-1} による d_{lim} の収束特性を設計することになる。ここで、説明を簡略化するため、制御系を 1 入出力系とし、 P_n, K_2 を s の多項式 p, q, a, b を用いて (8) 式のように分数表現する。また、(1) 式の M_2, N_2 は左既約分解により設計される s の多項式 $\Delta(s)$ を用いて (9) 式のように分数表現される。

$$P_n = \frac{q(s)}{p(s)}, K_2 = \frac{b(s)}{a(s)} \quad (8)$$

$$M_2 = \frac{a(s)}{\Delta(s)}, N_2 = \frac{b(s)}{\Delta(s)} \quad (9)$$

(8), (9) 式を用いると RM_2^{-1} が (10) 式のように得られる。

$$RM_2^{-1} = \frac{q(s)\Delta(s)}{\Delta_c(s)} \quad (10)$$

ただし、 $\Delta_c(s)$ は (11) 式で表現され、閉ループ系の特性多項式に相当する。

$$\Delta_c(s) = a(s)p(s) + b(s)q(s) \quad (11)$$

(10) 式から RM_2^{-1} の収束特性は閉ループ系の極に支配されることがわかる。アンチwindアップ制御系では、左既約分解 $\Delta(s)$ によりwindアップ抑圧特性を決定するため、 R の主要極を相殺することにより速い収束特性が得られる。また、 R の極がすべて同一根となる場合にもこの次数が低いほうがよい。すなわち、左既約分解 $\Delta(s)$ 、つまり M_2 の極によ

Fig. 1 Anti-windup control system based on left coprime factorization

Fig. 2 Expression of input saturation as input disturbance

り閉ループ系の極の一部を相殺するように設計するのがよい。

2.2 状態空間における表現と提案手法の構造

本節では、第 2.1 節での検討結果を状態空間で表現することにより、提案手法の構造を明らかにする。制御入力 u から出力 y までの制御対象 P_n を (12) 式と状態空間表現する。

$$P_n = \left[\begin{array}{c|c} A & B \\ \hline C & 0 \end{array} \right] \quad (12)$$

ここで、 A が目標関数の極 $s = 0$ を含んでいれば、 u から制御偏差 e までのエラーシステム (13) 式が得られる。

$$\left[\begin{array}{c|c} A & B \\ \hline -C & 0 \end{array} \right] \quad (13)$$

(13) 式のエラーシステムに対して、ここではユーラパラメトリゼーションを適用しフィードバック制御器 K_2 を設計する。ユーラパラメトリゼーションはすべての安定化制御器を表わすものでありフィードバック制御器の一般的な表現方法である。ユーラパラメトリゼーションを適用し状態オブザーバ L_y 、状態フィードバック K_y 、フリーパラメータ Q により Fig. 3 と設計する。閉ループ系の極は $A + L_y C$ 、 $A - B K_y$ の固有値および $Q(s)$ の極と一致する。設計されたフィードバック制御器 K_2 の状態空間表現は (14) 式となる。

$$K_2 = (MQ + X)(NQ + Y)^{-1} = \left[\begin{array}{cc|cc} A - B K_y + (B D_q + L_y) C & B C_q & B D_q + L_y & \\ \hline B_q C & A_q & B_q & \\ -K_y + D_q C & C_q & D_q & \end{array} \right] \quad (14)$$

ただし、

$$\left[\begin{array}{cc|cc} M & X & A - B K_y & B & L_y \\ \hline N & Y & -K_y & 1 & 0 \\ & & -C & 0 & 1 \end{array} \right] \quad (15)$$

$$Q = \left[\begin{array}{c|c} A_q & B_q \\ \hline C_q & D_q \end{array} \right] \quad (16)$$

(14) 式をパラメータ H_2 を用いて左既約分解すると、いま関心のある M_2 の極を表わすシステム行列 A_{M2} が (17) 式と

Fig. 3 Structure of feedback controller K_2 with Youla parameterization Fig. 4 Anti-windup control system of feedback controller K_2 based on Youla parameterization

得られる.

$$A_{M2} = \begin{bmatrix} A + L_y C + (B + H_c)(-K_y + D_q C) & (B + H_c)C_q \\ B_q C + H_q(-K_y + D_q C) & A_q + H_q C_q \end{bmatrix} \quad (17)$$

ただし

$$H_2 = \begin{bmatrix} H_c \\ H_q \end{bmatrix} \quad (18)$$

第2.1節で検討したように M_2 の極が閉ループ系の極と一致するためには, (17) 式で

$$H_c = -B, H_q = 0 \quad (19)$$

とすればよい. これにより M_2 の極はオブザーバと Q の極となり, RM_2^{-1} の極には状態フィードバックの極のみが残る. (19) 式のパラメータを用いて (14) 式を左既約分解しアンチwindアップ制御器 C_{AW2} を表現すると (20) 式が得られる.

$$C_{AW2} = \left[\begin{array}{cc|cc} A + L_y C & 0 & L_y & B \\ B_q C & A_q & B_q & 0 \\ \hline -K_y + D_q C & C_q & D_q & 0 \end{array} \right] \quad (20)$$

以上の提案手法の構造を示すため, (20) 式の状態変数を x_o , x_q として状態空間表現する. $\dot{e} = -Cx_o$ を用いると (21)~(23) の状態空間表現が得られる.

$$\dot{x}_o = (A + L_y C)x_o + L_y e + B\tilde{u} \quad (21)$$

$$\dot{x}_q = A_q x_q + B_q(e - \hat{e}) \quad (22)$$

$$u = -K_y x_c + (C_q x_q + D_q(e - \hat{e})) \quad (23)$$

(21) 式は $e, \tilde{u}$ を入力とするオブザーバの状態方程式である. (22) 式は Q の状態方程式となっており, (23) 式はアンチwindアップ制御器の出力 u が状態フィードバックの出力, Q の出力の和となることを示している.

以上の検討結果をブロック図に表現するとアンチwindアップ制御器として Fig. 4 が得られる. これは, ユーラパラメトリゼーションを構成する状態オブザーバが操作量飽和を受けた実制御入力 $\tilde{u}$ を用いることにより正しい推定値を得られる構造となっている⁶⁾.

Fig. 5 Basic structure of TDOF control system

Fig. 6 Expression of feedforward controller using nominal model P_n

3. 2自由度制御系のアンチwindアップ化

3.1 2自由度制御系の設計

本節では, Fig. 5 に示す2自由度制御系に対して, その操作量 u に飽和が生じた場合のアンチwindアップ手法を提案する. Fig. 5 は2自由度制御系の基本構造であり, フィードバック制御器 K_2 , ノミナルモデル P_n とこれに対する状態フィードバック制御 F , 定数ゲイン K_F によるフィードフォワード制御器からなる. フィードバック制御器 K_2 は第2節で設計したものがそのまま利用できる. そこで, 以下ではフィードフォワード制御器の設計手法について検討する.

Fig. 5 の構造では, r, y 間の特性 G_{yr} と r, y_0 間の特性 G_{y_0r} が一致するという特徴を持つ⁷⁾ため, 以下では r から y_0 までの特性を設計すればよい. Fig. 5 のように (12) 式で状態空間表現されたノミナルモデル P_n に対して状態フィードバック

$$u = Fx_p + K_F r \quad (24)$$

を施すと, r から y_0 までの目標値応答特性が Fig. 5 のように $G_{y_0r} = NK_F$ と設計できる. ここで, M, N は制御対象 P_n の右既約分解, すなわち $P_n = NM^{-1}$ であり, (25) 式で定義される.

$$M = \left[\begin{array}{c|c} A_p + B_p F & B_p \\ \hline F & I \end{array} \right], N = \left[\begin{array}{c|c} A_p + B_p F & B_p \\ \hline C_p & 0 \end{array} \right] \quad (25)$$

ここで, 以下の議論を容易にするため Fig. 5 の r, y_0 間の構造をノミナルモデル P_n と前置補償器 $K_1 = MK_F$ に分解し, Fig. 6 と表現する. これは, アンチwindアップ制御器の設計を K_1 の左既約分解として検討するためである.

3.2 フィードフォワード制御器のアンチwindアップ化

Fig. 6 において目標値 r の変化に対して操作量 u が飽和する場合を考える. この場合, 第3.1節で述べた2自由度制御系の特徴, すなわち r から y, y_0 への伝達特性が一致するという特徴が成り立たなくなる. これを避けるため, 本節では, Fig. 7 のようにフィードフォワード制御入力 u_1 に操作量飽和をモデル化する手法を検討する. このように u_1 に操作量飽

Fig. 7 Anti-windup strategy for TDOF control system based on left coprime factorization

Fig. 8 Structure of Anti-windup strategy for TDOF control system

和をモデル化することにより r から y , y_0 までの伝達特性が一致し、フィードバック制御器が目標値応答に作用しない構造が得られる。さらに、Fig. 1 と同様に、前置補償器 K_1 を (26) 式のように左既約分解した因子 N_1 , R_1 を用いて Fig. 7 とアンチwindアップ制御器を構成する。

$$K_1 = M_1^{-1}N_1, R_1 = 1 - M_1 \quad (26)$$

つぎに、Fig. 7 のように構成されたアンチwindアップ制御系について、 r から y_0 までの伝達特性を求める。第 2.1 節と同様に u_1 に挿入されたリミッタを (27) 式のように u_1 に対する外乱 d_{lim1} ととらえれば、(28) 式と求められる。

$$\tilde{u}_1 = u_1 - d_{lim1} \quad (27)$$

$$y_0 = P_n K_1 r - P_n M_1^{-1} d_{lim1} \quad (28)$$

(28) 式右辺第 1 項はあらかじめ設計された目標値応答特性である。一方、第 2 項は u_1 の操作量飽和で生じた項であり、windアップ現象はこの項の収束特性に依存する。一般に制御対象のノミナルモデル P_n の極は収束が遅いため、これを M_1 の極で相殺するように M_1 を設計するのがよい。

3.3 提案手法の構造⁸⁾

本節では、状態空間での検討により第 3.2 節で得られた Fig. 7 の構造を明らかにする。前置補償器 $K_1 = MK_F$ は (25) 式を用いて (29) 式のように表わされる。

$$K_1 = \begin{bmatrix} A_p + B_p F & B_p K_F \\ F & K_F \end{bmatrix} \quad (29)$$

さらに、 K_1 をパラメータ H_1 を用いて (26) 式と左既約分解すると、今検討している (28) 式で興味のある M_1 は

$$M_1 = \left[\begin{array}{c|c} A_p + B_p F + H_1 F & H_1 \\ \hline F & 1 \end{array} \right] \quad (30)$$

となる。第 3.2 節で検討したように M_1 の極が P_n の極となるためにはパラメータ H_1 を $H_1 = -B_p$ と選ばばよい。このパラメータを用いて Fig. 7 の N_1 , R_1 からなるアンチwindアップ制御器を表わすと (31) 式となる。

$$C_{AW1} = \left[\begin{array}{c|c} A_p & 0 & B_p \\ \hline F & K_F & 0 \end{array} \right] \quad (31)$$

ここで、(31) 式の状態変数が P_n の状態変数と一致すると仮定すると、(32), (33) 式が得られる。これと (12) 式から提案する手法は Fig. 8 の構造を有することがわかる。すなわち、 P_n の状態フィードバックにより構成された線形なフィードフォワード制御系に対して、 u_1 に操作量飽和を挿入した構造を有する簡潔な構造となる。

$$\dot{x}_p = A_p x_p + B_p \tilde{u}_1 \quad (32)$$

$$u_1 = F x_p + K_F r \quad (33)$$

3.4 2 自由度制御系全体のアンチwindアップ化

前節までに、フィードフォワード制御器のアンチwindアップ手法の構造を明らかにした。本節では、Fig. 8 でモデル化した 2 つのリミッタの調整法を述べる⁹⁾。

本論文では、フィードバック制御が重要と考え操作量飽和が生じた場合には u_2 を優先することにする。 u に対する操作量飽和と等しく設定し、 u_2 の上、下限をそれぞれ $\pm u_{max}$ とする。ここで、 $|u_2| \leq u_{max}$ の場合には $u = u_1 + u_2$ の関係を考慮し (34) 式とフィードフォワード制御 u_1 の上、下限 u_{1min} , u_{1max} を設定する。一方、 $|u_2| > u_{max}$ の場合には u_2 で操作量飽和が生じてしまうため、 $u_{1min} = 0$, $u_{1max} = 0$ と設定する。

$$u_{1max} = u_{max} - u_2, u_{1min} = -u_{min} - u_2 \quad (34)$$

4. シミュレーションおよび実験

本節では、制御対象を (35) 式のような DC サーボモータとし、その位置制御系に第 2 節、第 3 節の手法を適用し有効性を実証する。

$$P(s) = \frac{K_t}{Js^2} \quad (35)$$

なお、以下では提案するアンチwindアップ制御器の実験での実装を考慮し、(35) 式を零次ホールドで離散化した (36) 式の離散時間制御対象に対して制御系を直接設計する。ただし、サンプリング時間を $T_s = 1[\text{ms}]$ とする。

$$P[z] = \frac{T_s^2 K_t}{2J} \frac{z+1}{(z-1)^2} \quad (36)$$

4.1 フィードバック制御系のwindアップ抑圧効果

ここでは、第 2 節で提案したフィードバック制御系のアンチwindアップ手法の有効性を示す。

まず、(14) 式のフィードバック制御器 K_2 を設計する。提案手法では、任意の線形なフィードバック制御器を利用可能

(simulation results)

(simulation results)

(simulation results)

(experimental results)

であるが、ここでは簡単のため (13) 式のエラーシステムに対して全次元オブザーバと状態フィードバックにより 3 次の K_2 を設計した。それらの極をすべて e^{-100T_s} とした。

一方、このフィードバック制御器 $K_2[z]$ を Fig. 3 のユーラパラメトリゼーションにより表現する際には、 $A + L_y C$ 、 $A - B K_y$ の極をすべて $e^{-\omega_y T_s}$ 、 $\omega_y = 30[\text{rad/s}]$ と設定し (15) 式の既約分解表現 M 、 N 、 X 、 Y を求めた。その後、(14) 式を考慮に入れ、設計されたフィードバック制御器 $K_2[z]$ が得られるようにフリーパラメータ $Q[z]$ を (37) 式として求めた。 $Q[z]$ はその極が e^{-100T_s} である 5 次の伝達関数となる。

$$Q = -(K_2 Y - X)(K_2 N - M)^{-1} \quad (37)$$

以上で得られた制御系に対して、制御入力 u に $1[\text{A}]$ の操作量飽和を設定しワインドアップ抑圧効果を検討する。

Fig. 9, 10 にアンチワインドアップ制御器の設計パラメータである (18) 式の H_c 、 H_q の設計と応答特性の比較を示す。Fig. 9(a) は $H_q = 0$ と固定し、 H_c による (17) 式の (1, 1) ブロックの極配置による比較である。この極を e^{-50T_s} と設定した場合 (一点鎖線) にはワインドアップ現象を抑圧できず振動的な応答を示している。提案手法では (17) 式の (1, 1) ブロックの極をオブザーバの極 ($e^{-\omega_y T_s}$) と設定することによりオーバーシュートを生じずかつ高速な目標値応答特性が得られることがわかる (太線)。この極を e^{-10T_s} と設定した場合

(破線) もほぼ同様の特性が得られているが、提案手法ではアンチワインドアップ制御系が Fig. 4 の明確な構造で表わされるという大きな利点がある。

つぎに、 $H_c = -B$ と固定し H_q による (17) 式の (2, 2) ブロックの極配置と応答特性の関係を Fig. 9(b) に示す。極が e^{-50T_s} の場合 (破線) にはオーバーシュートが生じ、 e^{-200T_s} の場合には応答の初期において制御入力が振動的となり応答特性が遅れる。これに対して提案手法では (17) 式の (2, 2) ブロックの極配置を $Q[z]$ の極 (e^{-100T_s}) とすることにより出力のオーバーシュートや制御入力の振動を生じることなく高速な応答が得られる。なお、以上の結果ではユーラパラメトリゼーションを構成する状態オブザーバにステップ状の目標値に依存した初期値を設定した。この設定によりオブザーバの推定誤差 e を常に 0 とすることができ、提案手法では制御入力に振動を生じない良好な特性が得られる。

Fig. 11 に (1) 式の N_2 、 R_2 のノルム最適化に基づく手法⁵⁾による結果を示す。ここでは、閉ループ系の帯域が等しくなるように連続時間制御器を設計しこれに対する応答特性を検討した。いずれの設計パラメータ β においてもワインドアップ現象を十分に抑圧できていないことがわかる。文献 5) の手法と提案手法は、パラメータ H_2 を設計する点では同一であるが、文献 5) では十分な効果を示さない場合で

Fig. 14 Windup suppression for TDOF control system with proposed method (simulation results)

も、提案手法では十分なwindup抑圧特性を示し、かつFig. 4のように非常に簡単な構造で説明可能である点に大きな特徴がある。

Fig. 12に外乱応答(0.95[A])を示す。アンチwindup手法を適用しない場合(細線)には、サーボ制御器内の積分器が制御偏差全体を過剰に積算するためオーバーシュートが生じ不安定化している。外乱応答では H_q にはあまり依存しなかったため、 H_c に対する応答特性のみを示す。 $A_q + H_q C_q$ の極を e^{-50T_s} と設定した場合(一点鎖線)には応答特性が振動的となるのに対し、提案手法(太線)では十分な応答特性が得られることがわかる。Fig. 13の実験結果では、実験機の摩擦などにより0.95[A]の外乱に対してはwindup現象が明確に生じなかった。そこで、 $t=0.5\sim 1.0[s]$ の間だけ5[A]相当の外乱を印加し、インパルス応答を比較した。シミュレーション結果と同様に、提案手法(太線)により十分なwindup抑圧特性が得られていることがわかる。

4.2 2自由度制御系のwindup抑圧効果

第3節で提案した2自由度制御系のアンチwindup手法の有効性を示す。Fig. 5の2自由度制御系において、フィードバック制御器 $K_2[z]$ は第4.1節で設計したものをそのまま利用した。フィードフォワード制御器は、極が e^{-30T_s} と状態フィードバック F を設計し、 G_{yr} の定常ゲインが1となるように $K_F = 1/N[1]$ とした。以上で前置補償器 $K_1[z] = MK_F$ が設計された。

(30)式の極配置の観点からアンチwindup手法の設計パラメータである H_1 を比較した結果をFig. 14, 15に示す。(30)式の極を e^{-10T_s} (破線)、 e^{-5T_s} (一点鎖線)と設計した場合には、出力が目標値に達していない。この適用例では $P_n[z]$ の極が $z=1$ であり、(30)式の極をこれと一致させるように e^{0T_s} と選んだ提案手法(太線)では、目標値に良好に収束することがわかる。

5. 結 論

本論文では、左既約分解に基づくアンチwindup制御系の目標値、外乱応答特性を導出し、これを考慮した設計手法を提案した。また、状態空間表現を用いることにより提案手法が以下のような合理的な構造を有することを明らかにした。

- (1) フィードバック制御器に対しては、状態オブザーバへの入力として実制御入力を用いる。
- (2) フィードフォワード制御器に対しては、状態フィー

Fig. 15 Windup suppression for TDOF control system with proposed method (experimental results)

ドバックループに操作量飽和のモデルを挿入する。提案手法により、制御入力の上、下限を有効に利用した高速度な目標値、外乱応答が得られることをシミュレーション、実験結果から明らかにした。

参 考 文 献

- 1) C. Bohn and D. Atherton: An analysis package comparing PID anti-windup strategies, IEEE Control Systems Magazine, **15-2**, 34/40 (1995)
- 2) 大石, 間下: 操作量飽和を考慮したデジタルロバスト速度サーボ系の一構成法, 電気学会論文誌, **119-D-1**, 88/96 (1999)
- 3) M. V. Kothare, P. J. Campo, M. Morari and C. N. Nett: A unified framework for the study of anti-windup designs, Automatica, **30-12**, 1869/1883 (1994)
- 4) 渡辺, 松井, 内田: 状態フィードバック H^∞ 制御理論を用いたアンチwindupコントローラの設計と実装, 電気学会論文誌, **117-C-3**, 307/314 (1997)
- 5) 佐伯, 和田, 土屋: 飽和時の応答を考慮したアンチwindup制御器の設計, 計測自動制御学会論文集, **35-6**, 754/761 (1999)
- 6) 鈴木, 堀: ユーラパラメトリゼーションに基づくフィードバック制御系のアンチwindup化, 電気学会論文誌, **121-D-6**, 683/688 (2001)
- 7) 前田, 杉江: アドバンスト制御のためのシステム制御理論, 朝倉書店 (1990)
- 8) 鈴木, 堀: 左既約分解に基づく2自由度制御系のアンチwindup化, 電気学会論文誌, **121-D-7**, 792/798 (2001)
- 9) 中尾, 金, 大石, 大西: デジタルサーボ系のwindup現象の防止, 電気学会論文誌, **108-D-7**, 678/684 (1988)

[著 者 紹 介]

鈴木 文 泰 (正会員)

1973年10月17日生。96年名古屋大学工学部電子機械工学科卒業。98年東京大学大学院工学系研究科修士課程, 2001年同博士課程修了。制御工学, とくに非線形要素を含むロバストサーボ系の設計, モーションコントロールに関する研究に従事。

堀 洋 一 (正会員)

1955年7月14日生。78年東京大学工学部電気工学科卒業, 83年博士課程修了。助手, 講師, 助教授を経て2000年より同電気工学科教授。専門は制御工学とその産業応用, とくに, モーションコントロール, メカトロニクス, 電気自動車などの分野への応用研究。