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windアップ化

学生員 鈴木 文 泰 (東京大学)

正 員 堀 洋 一 (東京大学)

Anti-Windup Strategy for Feedback Control System Based on Youla Parameterization

Fumiyasu Suzuki, Student Member, Yoichi Hori, Member (The University of Tokyo)

In this paper, the design strategy of anti-windup controller (AWC) for feedback control system is proposed. The proposed method is based on Youla parameterization of linear controllers in the framework of left co-prime factorization. Conventional anti-windup controllers have difficulty in optimization of parameters. The suppression effect of windup phenomena can be adjusted easily with the proposed AWC. The effectiveness of proposed method is shown with some numerical and experimental results.

キーワード：操作量飽和、アンチwindアップ制御系、ユーラパラメトリゼーション、外乱オブザーバ、左既約分解

1. はじめに

制御対象を駆動するアクチュエータは、通常、その出力に制限を持つ。高速な速度／位置応答を得るためには、このアクチュエータの能力を最大限に利用する必要がある。しかし、サーボ系ではアクチュエータへの入力である操作量が飽和すると、制御量、制御入力にオーバーシュート、振動するwindアップ現象が生じ、制御性能を大きく劣化させる原因となる。この原因は、操作量飽和が起こることにより、サーボ制御器を構成する積分器が制御誤差を過剰に積算してしまうために生ずる⁽¹⁾。これは、制御器の出力と制御入力の不一致という観点からもとらえることができる⁽²⁾。

このwindアップ現象を防止する手法として、アンチwindアップ制御系の構成法が提案されている。その基本的な考え方は、操作量飽和が生じている場合の積分演算を過剰な積算をしないように処理することであり、PI／PID制御器の積分器のみを処理する方法⁽¹⁾⁽³⁾、次数の高い制御器に対し入力を修正することにより制御器の状態変数を処理する方法⁽⁴⁾⁽⁵⁾などが適用されている。

これに対して、制御器を2パラメータで既約分解することにより、従来までの多くの方法を表現できるGeneral Anti-Windup and Bumpless Transfer (AWBT)の手法が提案された⁽⁶⁾。

本論文では、フィードバック制御系においてGeneral AWBT法を簡略化し1パラメータのみを用いた左既約分解に基づく新しい設計法を提案する。従来提案されてい

る左既約分解された要素のノルムを最小化する方法⁽²⁾⁽⁷⁾に対し、本論文での手法は、制御器の構造に着目した方法であり、windアップ抑圧効果を調整可能な設計法となっている。

2. 制御器の左既約分解に基づくアンチwindアップ制御系の設計

〈2・1〉左既約分解に基づくアンチwindアップ制御系の表現 本節では、サーボ制御器の左既約分解によるアンチwindアップ制御系の構成法について述べる。なお、離散時間系での設計法を述べるが、連続時間系に対しても同様の方法が適用可能である。また、本論文ではフィードバック制御系のみについて検討するが、制御器の添字の表記に関し、フィードフォワード制御器に1を用いることを考慮し、フィードバック制御器には2を用いることにする。

図1のようなフィードバック制御系において、フィードバック制御器 $K_2[z]$ を以下の状態空間表現で表す。

$$K_2[z] = \begin{bmatrix} A_2 & B_2 \\ C_2 & D_2 \end{bmatrix} \dots\dots\dots (1)$$

この $K_2[z]$ をパラメータ H_2 を用いて、次式のように

図1 線形フィードバック制御系

Fig. 1. Linear feedback system

図2 左既約分解に基づくアンチwindアップ制御器の表現

Fig. 2. Representation of AWC using left coprime factorization

左既約分解する.

$$K_2[z] = M_2[z]^{-1}N_2[z] \quad \dots\dots\dots (2)$$

ただし,

$$M_2[z] = \left[\begin{array}{c|c} A_2 + H_2C_2 & H_2 \\ \hline C_2 & I \end{array} \right] \quad \dots\dots\dots (3)$$

$$N_2[z] = \left[\begin{array}{c|c} A_2 + H_2C_2 & B_2 + H_2D_2 \\ \hline C_2 & D_2 \end{array} \right] \quad \dots\dots (4)$$

$$R_2[z] = I - M_2[z] \quad \dots\dots\dots (5)$$

ここで、制御系のwindアップ現象を抑圧するアンチwindアップ制御は、左既約分解のループ内にリミッタを挿入することで構成できる^{(2) (7)}。アンチwindアップ制御器 $C_{AW}[z]$ は、 $e, \tilde{u}$ を入力、 u を出力とする (6) 式の 2 入力 1 出力系として実現できる。したがって、サーボ制御器 $K_2[z]$ の左既約分解 (パラメータ H_2) を設計することにより、アンチwindアップ制御器 $C_{AW}[z]$ を構成できる。

$$C_{AW}[z] = \left[\begin{array}{c|c} A_2 + H_2C_2 & B_2 + H_2D_2 - H_2 \\ \hline C_2 & D_2 \quad 0 \end{array} \right] \quad (6)$$

〈2・2〉従来のアンチwindアップ制御器の設計法
これまでに、以上の枠組のもとでのアンチwindアップ制御器の設計法がいくつか明らかにされている。それらの方法は、連続時間系で検討され、(2) 式の左既約分解を以下のようなノルムの最適化により設計するものである。

文献⁽²⁾では、連続時間系における制御器の出力 u が N_2 に依存していることに着目し、 $N_2(s)$ の H^∞ ノルムを最小化するようなパラメータ H_2 の設計法が提案されている。さらに、文献⁽⁷⁾では、制御器の状態変数の初期値も考慮した方法が提案されている。制御入力 u は (7) 式で表される。

$$u(s) = \tilde{N}_2(s)x_c(0) + R_2(s)\tilde{u}(s) + N_2(s)e(s) \quad (7)$$

ここで、 $x_c(0)$ は制御器の状態変数の初期値、 $\tilde{N}_2(s) = C_2(sI - A_2 - H_2C_2)$ は $x_c(0)$ から $u(s)$ への伝達関数である。これを用いて

$$T(s) = \begin{bmatrix} \alpha\beta\tilde{N}_2(s) & \beta N_2(s) & (1-\beta)R_2(s) \end{bmatrix} \quad (8)$$

図3 オブザーバと状態フィードバックによる制御器 $K_2[z]$

Fig. 3. Feedback controller $K_2[z]$ with observer and state feedback

の H_2 あるいは H^∞ ノルムを最小化する。 α, β はそれぞれ $\tilde{N}_2(s)$ と $N_2(s)$, $N_2(s)$ と $R_2(s)$ の重み係数である。この最適解 H_2 は 1 本のリカッチ方程式を解くことにより得られる。

これらの方法では、第 5 章で示すように、パラメータ α, β の選び方により振動的な制御入力を生じてしまうことがある。十分にwindアップ現象を抑圧することができないことがある。本論文では、制御器の構造に着目することにより、windアップ現象を効果的に抑圧し、しかもその抑圧効果を調整できるアンチwindアップ制御器の設計法を提案する。

3. 線形制御系の設計

(9) 式で表される制御対象 $P_n(s)$ を考える。

$$\dot{x}_p = A_p x_p + B_p u, \quad y = C_p x_p \quad \dots\dots\dots (9)$$

離散時間制御系を直接設計するため、(9) 式をサンプリング周期 T_s の零次ホールドで離散化した (10) 式の $P_n[z]$ に基づいて検討を行う。なお、連続時間系での制御系およびそのアンチwindアップ化の設計も以下と全く同様に行うことができる⁽⁸⁾。

$$x_p[i+1] = A_{pd}x_p[i] + B_{pd}u[i], \quad y[i] = C_p x_p[i] \quad (10)$$

$$A_{pd} = e^{A_p T_s}, \quad B_{pd} = \int_0^{T_s} e^{A_p \tau} d\tau B_p$$

〈3・1〉フィードバック制御器 $K_2[z]$ の設計
本論文では、説明の簡略化のためフィードバック制御器 $K_2[z]$ は外乱オブザーバを用いた状態フィードバックにより設計する。なお、〈4・2〉で提案するアンチwindアップ化は状態空間表現された任意のフィードバック制御器に対して適用可能である。

(10) 式に 0 次外乱を状態変数に含めた拡大系は (11) 式で表される。

$$x[i+1] = Ax[i] + Bu[i], \quad y[i] = Cx[i] \quad \dots\dots (11)$$

ただし,

$$A = \begin{bmatrix} A_{pd} & -B_{pd} \\ 0 & 1 \end{bmatrix}, \quad B = \begin{bmatrix} B_{pd} \\ 0 \end{bmatrix}, \quad C = \begin{bmatrix} C_p & 0 \end{bmatrix}$$

$$x = \begin{bmatrix} x_p^T & x_d^T \end{bmatrix}^T$$

フィードバック制御系では、制御入力 u から制御偏差 e

図4 オブザーバと状態フィードバックによるアンチwindアップ制御系

Fig. 4. Anti-windup control system with observer and state feedback

までのエラーシステムに対して制御系を設計する必要がある。ここで、目標値 r をステップ指令 $1/(z-1)$ とすると、この極 $z=1$ をシステム行列 A の固有値が含んでいるから、 u から e までの伝達特性、および状態変数 ξ は内部モデル原理より以下のように表すことができる。

$$\xi[i+1] = A\xi[i] + Bu[i], e[i] = -C\xi[i] \quad \dots (12)$$

$$\xi[i] = x[i] - T_{err}r[i] \quad \dots (13)$$

T_{err} は状態変数 x からエラーシステムの状態変数 ξ への変換行列である。フィードバック制御器 $K_2[z]$ は状態変数 ξ を推定する状態オブザーバと、推定値 $\hat{\xi}$ をフィードバックする状態フィードバックにより図3のように構成される。全次元状態オブザーバおよび状態フィードバックを用いると、(14)、(15)式が得られる。

$$\hat{\xi}[i+1] = (A + LC)\hat{\xi}[i] + Le[i] + Bu[i] \quad \dots (14)$$

$$u[i] = -K\hat{\xi}[i] \quad \dots (15)$$

(14)、(15)式により、フィードバック制御器 $K_2[z]$ の各パラメータ (16) 式が得られる。

$$A_2 = A + LC - BK, B_2 = L \quad \dots (16)$$

$$C_2 = -K, D_2 = 0$$

4. 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windアップ化の提案

〈4・1〉 オブザーバの推定値に着目したアンチwindアップ制御器 フィードバック制御器の出力 u に対して操作量飽和が生じた場合、エラーシステムへの入力 $\hat{u}$ と状態オブザーバへの入力 u が異なるため、状態変数 ξ を推定できない。フィードバック制御器 $K_2[z]$ が積分器や遅い極を持つ場合には、これがwindアップ現象の原因の1つと考えられる。

状態推定を可能としwindアップ現象を回避するため、図3でオブザーバへの入力を u から $\hat{u}$ へ変更する(図4)。この構成により、適切な推定値が得られるためwindアップ現象を回避することが可能となると考えられる。

この考え方により、(14)式のオブザーバを変更すると(17)式が得られる。(17)、(15)式を $e, \hat{u}$ を入力、 u を出力とするアンチwindアップ制御器 $C_{AW}[z]$ として表現すると(18)式が得られる。

図5 ユーラパラメトリゼーションによるAWC

Fig. 5. AWC based on Youla parameterization

$$\hat{\xi}[i+1] = (A + LC)\hat{\xi}[i] + Le[i] + Bu[i] \quad \dots (17)$$

$$C_{AW}[z] = \left[\begin{array}{c|cc} A + LC & L & B \\ \hline -K & 0 & 0 \end{array} \right] \quad \dots (18)$$

(18)式は、 $H_2 = -B$ と設定すれば(6)式に一致する。なお、最小次元状態オブザーバを利用した場合も同様に $H_2 = -\hat{J}$ と表現できる⁽⁸⁾。

しかし、このオブザーバの推定値を修正する手法のみでは、操作量飽和が非常に厳しい条件下において、十分なwindアップ抑圧効果を持たない、windアップ抑圧特性の調整パラメータを持たない、などの問題を持つ。以下で、これらの問題に対処できる手法を提案する。

〈4・2〉 ユーラパラメトリゼーションに基づくアンチwindアップ制御系の設計 本節では、(1)式のように状態空間表現された $K_2[z]$ を制御対象(10)式のユーラパラメトリゼーションにより表現し、アンチwindアップ制御器 $C_{AW}[z]$ を設計する。

ユーラパラメトリゼーションに基づくアンチwindアップ制御器の構成を図5に示す。制御系は、(12)式のエラーシステムに対する全次元状態オブザーバ、状態フィードバック、およびフリーパラメータ $Q[z]$ から構成される。さらに、図4と同様にオブザーバへの入力を u から実際の制御入力 $\hat{u}$ へ変更している。

オブザーバゲイン、状態フィードバックゲインを L_y, K_y と設計し、フリーパラメータ $Q[z]$ を用いたフィードバック制御系を考える。このフィードバック制御器はユーラパラメトリゼーションにより(19)式と表される⁽⁹⁾。

$$K_{stb} = (MQ + X)(NQ + Y)^{-1} \quad \dots (19)$$

ただし、

$$\left[\begin{array}{cc} M & X \\ N & Y \end{array} \right] = \left[\begin{array}{cc|cc} A - BK_y & B & L_y & \\ \hline -K_y & 1 & 0 & \\ -C & 0 & 1 & \end{array} \right] \quad \dots (20)$$

本論文では、(19)式がフィードバック制御器 $K_2[z]$ に等しくなるように $Q[z]$ を(21)式と選ぶ。これにより、操作量飽和が生じない場合には、フィードバック制御器 $K_2[z]$ と同じフィードバック特性が得られる。

$$Q = -(K_2Y - X)(K_2N - M)^{-1} \quad \dots (21)$$

図5の構成により、アンチwindアップ制御器の出力

u は状態フィードバック u_{sfb} および $Q[z]$ の出力 u_q により生成される。この2つの出力 u_{sfb} , u_q について検討しよう。 u_{sfb} は新たに設計された状態フィードバック K_y により得られるため、 K_y をもとの状態フィードバック K よりも遅い極を持つように設計すれば、 u_{sfb} はより小さくなりwindアップ現象を抑圧できると考えられる。

一方、 u_q は、 $Q[z]$ を (21) 式のように設計することにより u_{sfb} の減少分を補うようになるため、この出力が大きくなると目標値応答で制御入力に振動を生ずることがある。これを回避するためには、(13) 式を用いて、オブザーバの初期値 $\hat{\xi}(0)$ をエラースステムの初期値 $\xi(0)$ に設定すればよい。これにより、目標値 r に対して $u_q = 0$ とできる。すなわち、目標値 r がステップ状に変化する時点でオブザーバの初期値を設定すればよい。

以上の設定により、目標値応答では、 u は状態フィードバック u_{sfb} だけから生成される。したがって、目標値応答のwindアップ現象に対しては、新たに設計する状態フィードバックゲイン K_y を調整し、 K による状態フィードバックよりも遅く設定することにより、windアップ現象を効果的に抑圧可能となる。 K_y は目標値応答の時間応答を検討しながら調整する。一方、外乱やモデル化誤差の抑圧の際には、 u_{sfb} , u_q の両方から生成され、 u が線形である範囲では $K_2[z]$ により設計されたフィードバック特性が発揮される。

〈4・3〉 提案手法のパラメトリゼーション⁽¹⁰⁾ 図5に示されたユーラパラメトリゼーションを用いたアンチwindアップ制御系も、〈4・1〉と同様に線形なサーボ制御器 $K_2[z]$ の左既約分解により表現することができる。

(1) 式のフィードバック制御器 $K_2[z]$ に対して、ユーラパラメトリゼーションによるアンチwindアップ制御器 $C_{AW}[z]$ は、オブザーバゲイン L_y 、状態フィードバックゲイン K_y 、フリーパラメータ $Q[z]$ から構成される。したがって、全体として $C_{AW}[z]$ の次数は $K_2[z]$ の次数より高くなる。提案するアンチwindアップ制御器 $C_{AW}[z]$ を (6) 式のようにフィードバック制御器 $K_2[z]$ の左既約分解により表現するためには、 $C_{AW}[z]$ と $K_2[z]$ の状態空間表現における次数を等しくする必要がある。このためには、制御器に不可制御モードあるいは不可観測モードを追加すればよい。本論文の左既約分解に基づく手法は、(6) 式からも明らかなように制御器の可観測性と関係があるため、制御器の可観測性を変化させる不可観測モードの追加は望ましくない。そのため、ここでは最小実現された $K_2[z]$ に不可制御モードを付加して $K_2[z]$ を (22) 式のように拡大する。

$$K_2[z] = \left[\begin{array}{cc|c} A_2 & A_{2c} & B_2 \\ 0 & A_{2u} & 0 \\ \hline C_2 & C_{2u} & D_2 \end{array} \right] \dots\dots\dots (22)$$

(22) 式で表された $K_2[z]$ をフリーパラメータ H_2 を用いて (23) 式のように形式的に左既約分解する。

$$C_{AW}[z] = \left[\begin{array}{cc|c} A_2 + H_{2c}C_2 & A_{2c} + H_{2c}C_{2u} & B_2 + H_{2c}D_2 - H_{2c} \\ \hline H_{2u}C_2 & A_{2u} + H_{2u}C_{2u} & H_{2u}D_2 - H_{2u} \\ \hline C_2 & C_{2u} & D_2 \quad 0 \end{array} \right] \dots\dots\dots (23)$$

ただし、

$$H_2 = \left[\begin{array}{c} H_{2c} \\ H_{2u} \end{array} \right] \dots\dots\dots (24)$$

一方、(21) 式により求められるフリーパラメータ $Q[z]$ は、(1), (20), (21) 式を用いて状態空間で表現すると (25) 式のようになる。

$$Q[z] = \left[\begin{array}{cc|c} A_2 & B_2C & B_2 \\ \hline -BC_2 & A - BD_2C & -L_y - D_2B \\ \hline C_2 & D_2C - K_y & D_2 \end{array} \right] \dots\dots\dots (25)$$

さらに、状態オブザーバ L_y 、状態フィードバック K_y および $Q[z]$ を用いて、図5に示した e , $\hat{u}$ を入力、 u を出力とするアンチwindアップ制御器 $C_{AW}[z]$ として表現すると、その状態空間表現は (26) 式のように表される。

$$C_{AW}[z] = \left[\begin{array}{cc|c} A_2 & B_2C & B_2 \quad 0 \\ \hline -BC_2 & A - BD_2C & -BD_2 \quad B \\ \hline C_2 & D_2C - K_y & D_2 \quad 0 \end{array} \right] \dots\dots\dots (26)$$

これを (28) 式で示される行列 T を用いて変換すると $C_{AW}[z]$ が (27) 式のように得られる。

$$C_{AW}[z] = \left[\begin{array}{cc|c} A_2 + T_{12}BC_2 & A_{2c} + T_{12}BC_{2u} & B_2 + T_{12}BD_2 - T_{12}B \\ \hline -BC_2 & A_{2u} - BC_{2u} & -BD_2 \quad B \\ \hline C_2 & C_{2u} & D_2 \quad 0 \end{array} \right] \dots\dots\dots (27)$$

ただし、

$$T = \left[\begin{array}{cc} I & T_{12} \\ 0 & I \end{array} \right] \dots\dots\dots (28)$$

$$A_{2c} = A_2T_{12} + B_2C - T_{12}(A - BK_y) \dots\dots\dots (29)$$

$$A_{2u} = A - BK_y \dots\dots\dots (30)$$

$$C_{2u} = C_2T_{12} + D_2C - K_y \dots\dots\dots (31)$$

(23), (27) 式を比較すると、(29)-(31) 式に示す A_{2c} , A_{2u} , C_{2u} により $K_2[z]$ が拡大されたことがわかる。また H_2 は (32) 式のように表される。

$$H_{2c} = T_{12}B, H_{2u} = -B \dots\dots\dots (32)$$

以上の結果から、提案手法は (22) 式のように拡大されたフィードバック制御器 $K_2[z]$ を (32) 式に示した H_2 により左既約分解したものとして表現できる。また、オブザーバゲイン L_y はアンチwindアップ制御器の設計には関係しないことがわかる。

なお、表1に、フィードバック制御器 $K_2[z]$ を全次元

表 1 提案手法とフリーパラメータ H_2 との関係Table 1. Relationship between proposed AWC and free parameter H_2

オブザーバの種類	T_{12}	H_2
全次元	$-I$	$H_{2c} = -B,$ $H_{2u} = -B$
最小次元	$-[L \ I]$	$H_{2c} = -\tilde{J},$ $H_{2u} = -B$

表 2 DC サーボモータの諸定数

Table 2. Specification of DC servo motor

Parameters	Specified value
Armature resistance R	$8[\Omega]$
Armature inductance L	$6[mH]$
Counter-e.m.f constant K_e	$0.75[V \cdot s/rad]$
Torque constant K_t	$0.75[N \cdot m/A]$
Inertia moment J	$0.005[N \cdot m^2]$
Rated current	$5[A]$
Rated voltage	$100[V]$
Rated speed	$1500[rpm]$

あるいは最小次元オブザーバと状態フィードバックにより構成した場合の、フリーパラメータ H_2 を示す。 T_{12} を適切に選ぶことにより、 H_{2c} が $\langle 4 \cdot 1 \rangle$ の結果と同様にオブザーバの入力行列と関連づけられ、簡単な構造が得られる点は非常に興味深い。

5. シミュレーション・実験結果

〈5・1〉 制御対象のモデル化と制御系の設計 提案手法を DC サーボモータの位置制御系に適用し、windアップ現象の抑圧効果を検討する。

制御対象は、電流指令値 u から角位置 y までの特性が 2 階積分系である (33) 式とモデル化し、零次ホールドによりサンプリング時間 $T_s = 1[ms]$ で離散化した。各パラメータを表 2 に示す。

$$P(s) = \frac{K_t}{Js^2} \dots\dots\dots (33)$$

〈3・1〉の設計手法により離散時間系のフィードバック制御器を設計した。フィードバック制御器は、全次元状態オブザーバを用い、これと状態フィードバックの極を $z = e^{-100T_s}$ と設定した。設計された状態オブザーバ、状態フィードバックにより (16) 式の制御器を構成すると、3 次のフィードバック制御器 $K_2[z]$ が得られる。一方、提案する (27) 式を最小実現すると 5 次のアンチwindアップ制御器 $C_{AW}[z]$ が得られた。

操作量飽和として制御器の出力 u に $1[A]$ の電流リミッタを挿入して、windアップ現象の抑圧効果を検討する。

〈5・2〉 提案手法によるwindアップ抑圧効果 図 6(a), 7 に提案手法によるシミュレーション／実験結果を示す。目標値は $\pi/2[rad]$ のステップ指令とした。電流リミッタが挿入されることにより制御系が不安定化していることがわかる。オブザーバの推定値に着目した図 4 の

制御器を用いると、制御系は安定化されるがwindアップ現象は十分には抑圧されていない。図 5 の提案手法では、状態フィードバック K_y を $z = e^{-30T_s}$ と設定することによりオーバーシュートを生ずることなく収束している。

図 6(b) に入力端に印加された $0.9[A]$ の外乱に対する外乱応答特性を示す。操作量飽和が生ずることにより、外乱応答自体は劣化する。アンチwindアップ制御を適用しない場合には、この偏差すべてをフィードバック制御器 $K_2[z]$ 内の積分器が積算するため、その積算が過大となる。そのため、逆にオーバーシュートを生じ不安定化している。提案手法では、制御器の左既約分解を用いることにより、操作量飽和が生じた際には、フィードバック制御器 $K_2[z]$ は積分器を持たない構造となっている。したがって、偏差 e の過剰な積算が回避され、速やかに線形状態を回復している。提案手法により外乱応答はやや悪化するがオーバーシュートは十分に抑圧されていることがわかる。なお、制御入力に飽和しない程度の小さい外乱に対しては、線形な制御器の特性により抑圧され外乱応答の劣化は生じないこととなる。

図 8 に、〈2・2〉で述べた従来の手法であるノルムを最適化する左既約分解⁽⁷⁾により設計したアンチwindアップ制御系の応答特性を示す。文献⁽⁷⁾では連続時間系での設計方法が述べられているので、フィードバック制御器を連続時間系のオブザーバと状態フィードバックにより設計した。(8) 式において、 $\alpha = 0.6$ とし β を調整した場合の応答特性である。 β を大きくするにしたがってwindアップ抑圧効果が向上するが、 $\beta = 1 \times 10^{-3}$ と大きく設定すると、制御入力に振動を生じることがわかる。このような制御入力を用いると、目標値応答の立ち上がりが遅くなるという点で性能が劣化する。

提案手法では、オブザーバの初期値を設定しない場合には $Q[z]$ の出力により同様の振動が発生する。オブザーバの初期値の設定によりこの振動現象が回避されている。

6. 結論

本論文では、フィードバック制御器のユーラパラメトリゼーションに基づくアンチwindアップ制御系の設計法を提案した。提案手法の設計手順は、

- (1) フィードバック制御器 $K_2[z]$
- (2) ユーラパラメトリゼーションの状態フィードバックゲイン K_y
- (3) (27) 式による $C_{AW}[z]$

となる。 K_y は、設計されたアンチwindアップ制御系の目標値に対する時間応答を確認しながら設計できる。提案手法は、制御系の構造が考慮された設計法であり、最適化に基づいた従来方法と比較してより容易にアンチwindアップ制御系の設計を行うことが可能である。シミュレーションおよび実験により十分なwindアップ抑圧特性を有することが確認された。

なお、本論文ではフィードバック制御系のアンチワイ

図6 提案手法によるフィードバック制御系のワインドアップ抑圧効果 (シミュレーション結果)

Fig. 6. Suppression effect of windup phenomena for feedback control system with the proposed method (simulation results)

図7 提案手法によるフィードバック制御系のワインドアップ抑圧効果 (実験結果)

Fig. 7. Suppression effect of windup phenomena for feedback control system with the proposed method (experimental results)

図8 ノルム最適化⁽⁷⁾によるワインドアップ抑圧効果 (連続時間系でのシミュレーション結果)

Fig. 8. Suppression effect of windup phenomena with norm optimization⁽⁷⁾

ンドアップ化としてユーラパラメトリゼーションを用いた効果的なワインドアップ抑圧手法を提案したが、モーションコントロールなどでよく用いられる2自由度制御系におけるアンチワインドアップ化の検討も重要であると考えられる。筆者らはフィードフォワード制御器に関して操作量飽和の影響を回避する手法を検討しており⁽¹¹⁾、稿を改めて報告したい。

(平成12年10月13日受付, 同13年2月26日再受付)

文 献

- (1) Y. Peng, D. Vrancic and R. Hanus: "Anti-windup, bumpless, and dithered transfer techniques for PID controllers", IEEE Control Systems Magazine, 16-4, 48/57, 1996.
- (2) 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ワインドアップ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.
- (3) C. Bohn and D. Atherton: "An analysis package comparing PID anti-windup strategies", IEEE Control Systems Magazine, 15-2, 34/40, 1995.
- (4) 渡辺, 内田, 示村, 藤田: "制御入力制限を受ける制御系に対する anti-windup and bumpless transfer の新しい設計法", 計測自動制御学会論文集, 30-6, 660/668, 1994.
- (5) 大石, 関下: "操作量飽和を考慮したディ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.
- (6) 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.
- (7) 佐伯, 和田, 土屋: "飽和時の応答を考慮したアンチワインドアップ制御器の設計", 計測自動制御学会論文集, 35-6, 754/761, 1999.

- (8) 鈴木, 堀: "状態オブザーバを用いたアンチワインドアップ制御器の一設計法", 電気学会産業計測制御研究会 IIC-00-2, 7/12, 2000.
- (9) 木村, 藤井, 森: "ロバスト制御", コロナ社, 1994.
- (10) 鈴木, 堀: "ユーラパラメトリゼーションに基づくアンチワインドアップ制御器の構造", 電気学会産業応用部門大会, 第3巻, 1297/1300, 2000.
- (11) 鈴木, 堀: "2自由度制御系におけるフィードフォワード制御器のアンチワインドアップ化に関する検討", 電気学会産業計測制御研究会 IIC-00-58, 53/59, 2000.

鈴木 文 泰 (学生員) 1973年10月17日生。1996年名古屋大学工学部電子機械工学科卒業。1998年東京大学大学院工学系研究科修士課程修了。1998年より同博士課程在学中。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 (正員) 1955年7月14日生。1978年東京大学工学部電気工学科卒業。1983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。計測自動制御学会、IEEE、日本ロボット学会、システム制御情報学会、日本機械学会、日本シミュレーション学会、日本応用数理学会、電気自動車研究会、自動車技術会などの会員。