状態フィードバック H^∞ 制御理論を用いた アンチwindアップコントローラ的设计と実装

非正員 渡辺 亮 (石川島播磨重工業) 非正員 松井 章之 (新日本製鉄) 正員 内田 健康 (早稲田大学)

Design and Implementation of Anti-Windup Controller Based on
State Feedback H^∞ Control Theory

Ryo Watanabe, Non-Member(IHI) Akiyuki Matui, Non-Member(Nippon Steel)
Kenko Uchida, Member(Waseda University)

In the control of actual plant, there commonly exists a constraint on the control input caused by mechanical constraint on the actuator or to protect the plant. This constraint usually exerts adverse effect on control performance called windup phenomenon. Anti-windup technique is known as one of the most effective techniques to prevent such windup phenomenon.

In this paper, we propose a new design of anti-windup controller based on state feedback H^∞ control theory. This design consists of representation of anti-windup controller that includes a free parameter and decision of the free parameter by using state feedback H^∞ control theory. Then, we also discuss the problem on discretization of anti-windup controller in implementation. In numerical case study, we demonstrate the performance of proposed anti-windup controller by computer simulation.

キーワード：windアップ, 制御入力に対する制限, 状態フィードバック H^∞ 制御, 左既約分解

1. まえがき

実際の制御系では、アクチュエータの物理的な制約や制御対象の保護の観点から、制御入力に対して何らかの制限(飽和要素, レート制限等)が設けられていることが多い。制御入力に対する制限が存在しないものとして設計されたコントローラを直接このような制御系に適用した場合、windアップ[16]と呼ばれるステップ応答等が大きくオーバーシュートする現象がしばしば発生することが知られている。

windアップの原因が制御入力に対する制限にあることから、その抑制に対するアプローチとして次の二つを考えることができる。1つは、制御入力に対する制限をあらかじめ考慮に入れ、その制限を越えないコントローラを設計するというアプローチである。このような設計法として、コントローラの設計問題を制御入力に上(下)限を設けた最適制御問題に帰着させる手法がある。一般にこの問題に対する解は、複雑なバンバン型のフィードバックコントローラとなることが多く、解を得るために複雑な計算が必要とされる。また、制御対象の不確かさに敏感であることが多いため、あまり実用的であるとは言えない。もう1つは、まず制限が存在しないものとしてコントローラを設計、その後windアップを抑制するフィードバックループやロジックを付け加えるというアプローチである。このアプローチ

の代表的なものに、アンチwindアップ手法[5][2]がある。この手法は、コントローラのアンチwindアップ化が比較的容易であること、また、制御対象の不確かさを考慮に入れた設計も可能であることから、実用的であり広く適用されている。

アンチwindアップ手法は、当初積分器を用いた場合に生ずるwindアップの抑制という制御技術者の試みから始まり、その後幾人かの研究者によって、windアップを異なる観点から捉えたいくつかの方法[1][5][6][9][16]が提案された。また、多変数制御系の設計理論の枠組における安定性や性能の解析を視野に入れた研究[2][3][5][18]も始まっている。しかしながら、これまでに提案されている各手法は、制御対象や制限の種類に応じた限界を有することから、より優れたアンチwindアップコントローラが、そしてより系統的なアンチwindアップコントローラの設計法が望まれている。

本稿では、Campo, Morariらによって提唱されたGeneral AWBT Scheme[2]に基づくアンチwindアップコントローラの新しい設計法を提案する。この設計法は、左既約分解に基づいた、フリーパラメータを持つアンチwindアップコントローラの実現と、状態フィードバック H^∞ 制御理論を用いたフリーパラメータの設計から構成されている。また、アンチwindアップコントローラの実装に伴って生ずる、離散化の問題点を明らかにし、この問題を回避する実装手順を与える。数値例では、与えられた制御対象、

コントローラ、および制御入力に対する制限に対して実際にアンチwindアップコントローラを設計、その性能をシミュレーションにより検証する。

2. ワインドアップ現象

<2.1> 制御入力に対する制限 一般にコントローラの設計は図1に示される枠組でおこなわれるが、実際の制御対象はほとんどの場合、アクチュエーターの物理的な制限（飽和特性やレート制限）や、制御対象の安全な運用を目的とした制御入力に対する制限を有する。多くの場合、これらの制限は、図2に示されるような制御入力に対する制限 NL_u として表現される。

図1 制御系設計の枠組

Fig.1. Configuration of Controller design

図2 制御入力に対する制限

Fig.2. Constraint on the Control Input

一般に、制限 NL_u を越える制御入力の印加は制御対象を損なう恐れがあるため、実際の制御では、図3に示されるようにあらかじめコントローラの出力に対する制限 NL を設けることで、制御入力に対する制限 NL_u に対応している。

図3 実際の制御系

Fig.3. Actual Control System

図3において、 u はコントローラの出力を、 u_r はコントローラの出力に対する制限 NL の出力を表すものとする。また、 u_a は制御入力に対する制限 NL_u の出力である制御対象への入力を表すものとする。

この場合、図3の制御系におけるコントローラの出力に対する制限 NL を、 $u_r = u_a$ が常に成立するように設定（例えば NL_u が飽和要素の場合、 NL を飽和要素に設定）することで、図3の制御系を図4の制御系と見なすことができる。そこで、以降では図4の制御系で議論を進めることにする。

<2.2> ワインドアップ現象 図1の枠組で設計されたコントローラを図4の制御系に直接適用した場合、制御量のステップ応答等が NL が存在しない場合と比べて大きくオーバーシュートする、windアップ [5][16] と呼ばれる

図4 等価な制御系

Fig.4. Equivalent Control System

現象を生ずることがある。windアップ現象を生ずる制御系の例を次に示す。

例 2.1[18] 制御対象 P 、およびコントローラ K が次で与えられているものとする。

$$P = \frac{16}{s^2 + 1.6s + 16},$$

$$K = \frac{3.870s^4 + 13.93s^3 + 171.1s^2}{s^5 + 11.44s^4 + 100.5s^3 + 355.8s^2 + 278.7s + 1548} + \frac{973.9s + 1.169}{s^5 + 11.44s^4 + 100.5s^3 + 355.8s^2 + 278.7s + 1548}.$$

また、制御入力に対する制限 NL は以下を考える。

$$u_r = \begin{cases} y + 2.1, & u > y + 2.1, \\ u, & u \leq y + 2.1. \end{cases}$$

制御対象の出力に応じて定まるこのような制限は、ジェットエンジンの制御 [13] 等でしばしば見ることができる。 $r = 0$ から $r = 13$ のステップ指令値に対する、図1の制御系 (NL が存在しない場合)、および図4の制御系 (NL が存在する場合) の応答を図5に示す。図5において上が制御対象 P の出力、下が制御対象 P への入力を表す。

図5 ステップ応答

Fig.5. Step responses

この例に見られるように、windアップ現象は実際の制御において制御性能を低下させる大きな要因の一つである。windアップ現象に関する共通の認識として、制御入力に対する制限に起因するコントローラの出力と制御入力の不一致がその原因であること、コントローラが積分要

素等の収束の遅いダイナミクスを有する場合に発生し易いこと等があげられる。また、現時点で与えられているwindアップ現象に関する記述は、安定性の観点からの解釈(例えば文献[6])と、特定のコントローラと特定の飽和要素に対する定性的な説明(例えば文献[16])がほとんどで、何をもってwindアップと呼ぶかという制御理論的な定義は存在しないのが現状である。

3. アンチwindアップコントローラ

本節では、Campo, Morari らによって提唱された General AWBT Scheme[2] に基づくアンチwindアップコントローラについて述べる。

<3.1> 左既約分解 [11] コントローラ K の最小実現が以下で与えられているとする。

$$K = \begin{bmatrix} A & B \\ C & D \end{bmatrix}. \quad (1)$$

(1) 式が最小実現であることから、 (A', C') は可制御となる。これより、 $A' - C'F'$ を安定とする状態フィードバックゲイン F' が存在、この F' を用いてコントローラ K を二つの安定なシステムの積として以下のように分解することができる。

$$\begin{aligned} K &= \tilde{M}^{-1} \tilde{N} \\ &= \begin{bmatrix} A - FC & F \\ -C & I \end{bmatrix}^{-1} \begin{bmatrix} A - FC & B - FD \\ C & D \end{bmatrix}. \end{aligned} \quad (2)$$

(2) 式の表現を、 K の左既約分解表現という。一方、 $\tilde{M}$ が

$$\begin{aligned} \tilde{M} &= I - \tilde{R}, \\ \tilde{R} &= \begin{bmatrix} A - FC & F \\ C & 0 \end{bmatrix}. \end{aligned}$$

と表されることから、 K の左既約分解表現は図6のブロック線図で与えられる。

図6 左既約分解

Fig.6. Left Coprime Factorization

<3.2> アンチwindアップコントローラ 図6に示される左既約分解で与えられたコントローラ K に対し、コントローラの出力に対する制限 NL を図7に示されるように $\tilde{R}$ を含むループへ挿入、これにより制御入力に対する制限 NL_u に対応することを考える。

ここで、 NL がコントローラの出力に対する制限であることから、図7に示されるコントローラを構成することが実際に可能であることに注意する。 u が NL の影響を受けない場合 ($NL = I$ と見なせる場合)、図7は K と等価である。

図7 アンチwindアップコントローラ

Fig7. Anti-Windup Controller

図7の形で NL を含むコントローラと図4の形で NL を含むコントローラ (図4の点線で囲まれた部分) の違いを、 K が積分器、 NL が飽和要素、コントローラへの入力 e が一定値の場合を例にとって考えてみる。このとき、図4では u が増加し続けるのに対し、図7では $A - FC$ が安定であることから、 u はある一定の値を超えることはない。また、 F の選び方によっては、 u と u_r をほぼ同一の値に保つことが可能であり、このことは、フリーパラメータ F によるwindアップ抑制の可能性を示唆している。以降では、フリーパラメータ F をアンチwindアップパラメータと呼ぶ。

なお、 K_F を次で定義することにより、図7と等価な表現として図8を得る。

$$K_F = \begin{bmatrix} A - FC & B - FD & F \\ C & D & 0 \end{bmatrix}. \quad (3)$$

図8 等価な表現

Fig.8. Equivalent Representation

(注意 3.1) Campo らが General AWBT Scheme として提案したアンチwindアップコントローラの状態変数表現は次で与えられる。

$$\begin{aligned} \dot{x}_c &= Ax_c + Be + z_1 \\ u &= Cx_c + De + z_2 \\ z_1 &= \Lambda_1(u_r - u) \\ z_2 &= \Lambda_2(u_r - u) \end{aligned}$$

ここで、 Λ_1, Λ_2 はフリーパラメータである。本節で与えたアンチwindアップコントローラは $\Lambda_1 = F, \Lambda_2 = 0$ の場合に相当する。なお、文献[2]は、フリーパラメータ Λ_1, Λ_2 の決定に関していくつかの指針を示しているだけで、以降で提案するような、その具体的な設計法やアンチwindアップコントローラの実装に関する問題については触れていない。

4. 設計と実装

<4.1> アンチwindアップコントローラの設計 何らかの理論的な正当性を有するアンチwindアップコン

トローラの設計法を提案するためにはワインドアップの理論的な定式化が必要とされるが、現時点では2節で述べたように

- 制御入力に対する制限に起因するコントローラの出力と制御入力の不一致が原因である
- コントローラが積分要素等の収束の遅いダイナミクスを有する場合に発生し易い

という共通認識と、

- 安定性の観点からの解釈
- 特定のコントローラと特定の飽和要素に対する定性的な説明

が与えられているだけで、何をもってワインドアップと呼ぶかと言う制御理論的な定義は存在しない。しかしながら、ワインドアップ現象は実際の制御において制御性能を低下させる大きな要因の一つであり、制御理論的に十分にその現象が説明できない現状では、直観的な解釈に基づく方法であってもワインドアップの抑制に有効な設計法を与えることには意味があると考えられる。図7の構造に着目すると、直観的にはあるが、アンチワインドアップコントローラ的设计に関して、次の二つの方向を考えることができる。

一つは、フリーパラメータを用いてアンチワインドアップコントローラのダイナミクスを速くする、という考え方にに基づく方向である。これは、ワインドアップがコントローラに積分要素等の収束の遅いダイナミクスが存在する場合に多く発生することを鑑みた設計方針であるといえる。本稿のアンチワインドアップコントローラに関していえば、これは、 $A-FC$ の固有値が複素平面上でより左になるようにアンチワインドアップパラメータ F を設計することを意味する。しかしながら、 $A-FC$ の固有値を複素平面上でより左になるように配置しても、後の数値例でも示すようにワインドアップが十分抑制されない場合が存在する。

もう一つは、制限 NL の入力 u と出力 u_r が恒にほぼ同じ値をとるようフリーパラメータを選ぶ方向である。これは、ワインドアップが、制御入力に対する制限に起因するコントローラの出力と制御入力の不一致を原因とすることを鑑みた設計法である。本稿では、この考え方に基いたアンチワインドアップパラメータの設計法を提案する。

図7に示されるアンチワインドアップコントローラを含む制御系がサーボ系で、平衡状態では $u_r(\infty) = u(\infty)$ であると仮定する。この制御系の平衡状態における偏差は $e(\infty) = 0$ 、これより $u_1(\infty) = 0$ を得る。従って

$$\begin{aligned} u_r(\infty) &= u(\infty) = u_1(\infty) + u_2(\infty) \\ &= \tilde{R}(0)u_r(\infty). \end{aligned}$$

この式は、アンチワインドアップパラメータ F の選び方によらず

$$\tilde{R}(0) = I,$$

であることを示している。従って、 $e(t)$ と $u_r(t)$ が一定値、 $e(t) = \bar{e}$ 、 $u_r(t) = \bar{u}_r$ の場合、 $u(\infty)$ は次で与えられる。

$$\begin{aligned} u(\infty) &= \tilde{N}(0) \cdot \bar{e} + \tilde{R}(0)\bar{u}_r \\ &= \tilde{N}(0) \cdot \bar{e} + \bar{u}_r. \end{aligned}$$

これより次をえる。

$$u(\infty) - \bar{u}_r = \tilde{N}(0) \cdot \bar{e}.$$

この式は、 $\tilde{N}$ が e から $u - u_r$ へのゲインに深く関係していることを示唆しており、このことから、 $\tilde{N}$ のゲインがあらゆる周波数で小さくなるようにアンチワインドアップパラメータ F を選べば、制御系はよりアンチワインドアップ化されると考えられる。

$\tilde{N}$ の大きさの尺度として H_∞ ノルムを考えた場合、問題は“与えられた $\gamma > 0$ に対し、 $\tilde{N}$ が次を満たすような F を求めよ”と記述される。

$$\|\tilde{N}\|_\infty < \gamma.$$

$\|\tilde{N}\|_\infty = \|\tilde{N}'\|_\infty$ より、アンチワインドアップパラメータ F の設計問題は、次の状態フィードバック H^∞ 制御問題に帰着される。

連続時間コントローラ K の最小実現が、(1) 式で与えられているものとする。このとき、与えられた $\gamma > 0$ 、および次の一般化プラント

$$\begin{aligned} \dot{x} &= A'x + C'w + C'u, \\ z &= B'x + D'w + D'u, \end{aligned}$$

に対し、閉ループを内部安定化し

$$\|T_{zw}\|_\infty < \gamma,$$

を満たす状態フィードバック制御則

$$u = -F'x,$$

を求めよ。ここで、 T_{zw} は閉ループ系における z から w への伝達関数を表すものとする。なお、 $T_{zw} = \tilde{N}$ である。

コントローラ K が厳密にプロパーな場合 ($D = 0$ の場合)、アンチワインドアップパラメータ F は、次のリカッチ方程式

$$AP + PA' - \frac{1}{\gamma^2} PC'CP + BB' + \delta I = 0, \quad \delta > 0, \quad (4)$$

の正定解 P によって次で与えられる。

$$F' = \frac{1}{\gamma^2} CP.$$

$D \neq 0$ の場合、Zhou らのアルゴリズム [14] 等が適用可能である。

(注意 4.1) ワインドアップの抑制に加え、 NL を含む制御系全体の安定性を保つことは、アンチワインドアップコントローラが満たすべき最も重要な条件の一つである。本稿で提案するアンチワインドアップコントローラに関し、一つの十分条件が筆者の一人によって導かれている [17]。ま

た、一般的にはμ解析 [4] によって安定性を調べることができる。

<4.2> アンチwindアップコントローラの実装 コントローラは一般に連続時間で設計されるため、実装に際しては何らかの形で離散化をおこなう必要がある。(3)式で与えられる連続時間アンチwindアップコントローラ K_F に対するサンプル時間 T 、零次ホールドによる離散化を

$$K_{Fd} = \left[\begin{array}{c|cc} \frac{A_{Fd}}{C} & \frac{B_{Fd1}}{D} & \frac{B_{Fd2}}{0} \end{array} \right],$$

とすると、制御入力 u が制限の影響を受けない場合 ($NL = I$ と見なせる場合)、 K_{Fd} は次の離散時間コントローラ $\tilde{K}_d$ と等価である。

$$\tilde{K}_d = \left[\begin{array}{c|c} \frac{A_{Fd} + B_{Fd2}C}{C} & \frac{B_{Fd1} + B_{Fd2}D}{D} \end{array} \right]. \quad (5)$$

ここで、上記の $\tilde{K}_d$ は、もとの連続時間コントローラ K をサンプル時間 T 、零次ホールドで離散化した離散時間コントローラ K_d に対し、 $\tilde{K}_d = K_d$ を満たす必要があることに注意する。

4.1節で提案したアンチwindアップコントローラの設計法では、性能指標 γ を小さく選ぶほど、よりwindアップを抑制すると考えられる。しかしながら、 γ の選び方によっては、アンチwindアップコントローラのシステム行列 $A - FC$ が、離散化におけるサンプル周期よりもかなり速い固有値を有してしまい、 $\tilde{K}_d$ と K_d の周波数応答に大きな違いを生ずる場合がある(数値例を参照)。このことは、アンチwindアップコントローラによるwindアップ抑制と実装に伴う離散化との間に、トレードオフが存在することを示唆している。

この点を考慮したアンチwindアップコントローラの離散化手順を、以下に示す。

- (1) 与えられた γ に対し、4.1節の設計法に基づいてアンチwindアップパラメータ F を求める。
- (2) (3)式で与えられる連続時間アンチwindアップコントローラ K_F をサンプル時間 T 、零次ホールドで離散化、離散時間アンチwindアップコントローラ K_{Fd} を求める。
- (3) もとの連続時間コントローラ K をサンプル時間 T 、零次ホールドで離散化した離散時間コントローラ K_d と、(5)式より導かれる $\tilde{K}_d$ の周波数応答を比較する。 $K_d = \tilde{K}_d$ である場合は終了。そうでない場合、 $\tilde{\gamma} > \gamma$ を選び(1)に戻る。

(注意 4.2) デジタル制御装置への実装を考えた場合、従来提案されているアンチwindアップコントローラについても同様の問題が生ずると考えられる。その場合、上記の手順と同様に、離散時間アンチwindアップコントローラのシステム行列の固有値を考慮しながら、フリーパラメータを設計する必要がある。

5. 数値例

本節では、前節で提案した設計法の有効性をシミュレーションにより検証する。シミュレーションにおけるコントローラのサンプル時間は 1(ms)、シミュレーションは制御系がサンプル値系(コントローラが離散時間系、制御対象は連続時間系)であるものとしておこなった。

制御対象 P 、コントローラ K 、制御入力に対する制限 NL 、および指令値は例 2.1 と同様とする。また、 K をサンプル時間 1(ms)、零次ホールドで離散化した離散時間コントローラを K_d とする。なお、アンチwindアップパラメータ F の設計に必要な K の最小実現は次を用いた。

$$\begin{aligned} A &= \begin{bmatrix} -11.44 & -100.5 & -355.8 & -973.9 & -1.169 \\ 1 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 & 0 \end{bmatrix}, \\ B &= \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix}', \\ C &= \begin{bmatrix} 3.870 & 13.93 & 171.1 & 278.7 & 1548 \end{bmatrix}, \\ D &= 0. \end{aligned}$$

<5.1> windアップの抑制 以下の γ に対し、(4)式に基づいてアンチwindアップパラメータ F を計算、離散時間アンチwindアップコントローラ K_{Fd} を求めた。なお、(4)式における δ は、 $\delta = 1.000 \times 10^{-6}$ とした。

$$\gamma = 1.000 \times 10^{-1}, \quad \gamma = 2.000 \times 10^{-2}.$$

各 γ に対する F を表 1 に示す。

表 1 アンチwindアップパラメータ
Table 1. Anti-Windup parameters

γ	F
1.000×10^{-1}	$1.714 \times 10^{+0}$
	-5.159×10^{-2}
	-6.695×10^{-3}
	1.607×10^{-3}
	1.915×10^{-3}
2.000×10^{-2}	$4.286 \times 10^{+1}$
	$-1.290 \times 10^{+0}$
	-1.674×10^{-1}
	4.017×10^{-2}
	4.788×10^{-2}

NL が存在しない場合(図 1 の制御系でコントローラが K_d)、アンチwindアップコントローラを用いない場合(図 4 の制御系でコントローラが K_d)、および各離散時間アンチwindアップコントローラを用いた場合の出力を図 9 に示す。

<5.2> 離散化の問題 ここでは、4.2節で考察した離散化に伴う問題を検証する。そこで、(4)式に基づき、

図9 ステップ応答
Fig. 9. Step Responses

$\gamma = 1.000 \times 10^{-3}$ に対するアンチwindアップパラメータ F を計算, 離散時間アンチwindアップコントローラ K_{Fd} を求めた. なお, (4)式における δ は, $\delta = 1.000 \times 10^{-6}$ とした. $\gamma = 1.000 \times 10^{-3}$ に対するアンチwindアップパラメータ F を以下に示す.

$$F = \begin{bmatrix} 8.886 \times 10^{+2} \\ -2.966 \times 10^{+1} \\ -3.235 \times 10^{+0} \\ 8.181 \times 10^{-1} \\ 9.537 \times 10^{-1} \end{bmatrix}$$

5.1節の γ , および $\gamma = 1.000 \times 10^{-3}$ に対する, $A-FC$ の固有値 $\rho(A-FC)$ を表2に示す. 表2より, $\gamma = 1.000 \times 10^{-3}$ では, $A-FC$ がサンプル時間に比べてかなり速い固有値を有していることがわかる.

表2 アンチwindアップコントローラの固有値
Table 2. Eigen Values of Anti-Windup Controllers

γ	$\rho(A-FC)$
1.000×10^{-1}	$-1.870 \pm 5.548j$
	$-1.677 \pm 3.573j$
	$-4.186 \times 10^{+1}$
	$-1.811 \pm 5.560j$
2.000×10^{-2}	$-1.666 \pm 3.586j$
	$-2.091 \times 10^{+2}$
	$-1.808 \pm 5.560j$
1.000×10^{-3}	$-1.666 \pm 3.587j$
	$-4.181 \times 10^{+3}$

次に, 離散時間コントローラ K_d , および各 γ に対して(5)式より導かれる $\tilde{K}_d$ のゲイン線図を図10に示す. 図10より, $\gamma = 1.000 \times 10^{-3}$ に対する $\tilde{K}_d$ のゲイン線図は, 他に比べて大きく異なっていることがわかる.

図10 コントローラのゲイン線図
Fig. 10. Gain plots of Controller

最後に, NL が存在しない場合(図1の制御系でコントローラが K_d), および各離散時間アンチwindアップコントローラを用いた場合の出力を図11に示す. 図11より, $\gamma = 1.000 \times 10^{-3}$ では, コントローラのゲインが下がった影響から応答がかなり遅くなっていることがわかる.

図11 ステップ応答
Fig. 11. Step Responses

< 5.3 > 固有値との関係 $A-FC$ の固有値とwindアップ抑制の関係を調べるために, $A-FC$ の固有値が以下の二通りとなるようにアンチwindアップパラメータ F を計算した.

Case 1 : $-5 \quad -6 \pm j \quad -7 \pm j$

Case 2 : $-10 \quad -11 \pm j \quad -12 \pm j$

Case 1, Case 2 に対する F の値を表3に示す.

表3 アンチwindアップパラメータ
Table 3. Anti-Windup parameters

	F
Case 1	$-8.898 \times 10^{+0}$
	-7.073×10^{-1}
	4.849×10^{-1}
	-7.618×10^{-2}
	1.367×10^{-3}
Case 2	$-6.493 \times 10^{+1}$
	$3.466 \times 10^{+1}$
	$-4.215 \times 10^{+0}$
	-7.188×10^{-1}
	4.746×10^{-1}

NL が存在しない場合(図1の制御系でコントローラが K_d), アンチwindアップコントローラを用いない場合(図4の制御系でコントローラが K_d), および各離散時間アンチwindアップコントローラを用いた場合の出力を図12に示す. 図12より, Case 1では多少windアップが抑制されているが, Case 2は逆に出力の応答が悪化していることがわかる. このことは, 複素平面上でより左になるように $A-FC$ の固有値を単純に配置しても, 出力の応答は改善されないことを示している.

6. むすび

本稿では, 状態フィードバック H^∞ 制御理論に基づく, アンチwindアップコントローラの新しい設計法を提案した. また, 実装に伴う離散化における問題点を明らかにし, それを考慮に入れた離散化手順を与えた. 数値例ではSISO

図 12 ステップ応答

Fig. 12. Step Responses

系のみを示したが、MIMO 系についても、多くの場合十分にwindアップが抑制されることを確認している [17]. 本稿で提案した方法は、複数のコントローラの切替時に生ずるバンプ [5] を抑制する手段として用いることも可能である。最後に、本稿における手法を実機に適用し、良好な結果を得ていることを付け加えておく [20].

(平成 8 年 2 月 13 日受付, 同 8 年 8 月 26 日再受付)

参考文献

- [1] K.J.Åström, B.Wittenmark, Computer Controlled Systems, Printice-Hall, Inc. (1984)
- [2] P.J.Campo, M.Morari, C.N.Nett, Multivariable Anti-Windup and Bumpless Transfer: A General Theory, In Proc. 1989 ACC, 1706/1711 (1989)
- [3] J.C.Doyle, R.S.Smith, D.F.Enns, Control of Plants with Input Saturation Nonlinearities, In Proc. 1987 ACC, 1034/1039 (1987)
- [4] J.C.Doyle, A.Packard, Uncertain Multivariable Systems from a State Space Perspective, In Proc. 1987 ACC, 2147/2152 (1987)
- [5] R.Hanus, M.Kinnaert, J.L.Henrotte, Conditioning Technique, a General Anti-Windup and Bumpless Transfer Method, Automatica, 23-6, 729/739 (1987)
- [6] I.Horowitz, A Synthesis Theory for a Class of Saturation System, Int.J.Control, 38-1, 169/187 (1983)
- [7] R.A.Hyde, K.Glover, Vstol Aircraft Flight Control System Design Using H_∞ Controllers and a Switching Strategy, In Proc. 1990 CDC, 2975/2980 (1990)
- [8] P.Kapasouris, M.Athans, Design of Feedback Control Systems for Stable Plants with Saturating Actuators, In Proc. 1988 CDC, 469/479 (1988)
- [9] M.Morari, E.Zafriou, Robust Process Control, Printice-Hall, Inc. (1989)
- [10] M.Morari, Some Control Problems in the Process Industries, In "Essays on Control: Perspectives in the Theory and its Applications", 55/76, Birkhäuser (1993)
- [11] C.N.Nett, C.A.Jacobson, M.J.Balas, A Connection Between State-Space and Doubly Coprime Fractional Representations, IEEE Trans. on A.C., 29-9, 831/832 (1984)
- [12] K.S.Walgama, J.Sternby, Inherent observer property in a class of anti-windup compensators, Int.J.Control, 52-3, 705/724 (1990)
- [13] R.Watanabe, M.Kurosaki, K.Uchida, M.Fujita, H^∞ Control of Gasturbine Engines for Helicopters, In Proc. of American Control Conference, 787/790, San Francisco (1994)
- [14] K.Zhou, P.P.Khargonekar, An algebraic Riccati equation approach to H^∞ optimization, Systems & Control letters, 11, 85/91 (1988)
- [15] 川邊, 北森, 操作端の飽和による制御演算暴走を防ぐ制御器構成法, 計測自動制御学会論文集, 29-7, 851/853 (1993)
- [16] 須田, PID 制御, 朝倉書店 (1992)
- [17] 松井, 左既約分解に基づく Anti-Windup コントローラの設計, 早稲田大学理工学研究科平成 5 年度修士論文, (1994)
- [18] 渡辺, 内田, 示村, 藤田, 制御入力が増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)
- [19] 渡辺, 松井, 内田, 示村, 左既約分解に基づく Anti-Windup コントローラの設計, 第 16 回 Dynamical System Theory シンポジウム予稿集, 57/62, 神戸 (1993)
- [20] 渡辺, 黒崎, 内田, 藤田, 示村, 燃料流量制御弁の状態フィードバック H^∞ 制御, 第 23 回制御理論シンポジウム予稿集, 刈谷 (1994)
- [21] 和田, 佐伯, 行列不等式条件に基づく Anti-Windup コントローラの設計, 第 4 回計測自動制御学会中国支部学術講演会論文集, 238/239, 岡山 (1995)

渡辺 亮

(非正員) 1989 年, 慶応義塾大学大学院修士課程修了。95 年, 早稲田大学大学院博士課程修了。89 年, 石川島播磨重工業 (株) 入社, 航空宇宙事業本部制御技術部に配属, 現在に至る。ジェットエンジンのロバスト制御, およびゲインスケジューリングに関する研究に従事。博士 (工学)。計測自動制御学会, システム制御情報学会の会員。

松井 章之

(非正員) 1994 年, 早稲田大学大学院修士課程修了. 同年, 新日本製鉄(株)入社. 以降八幡製鉄所において製鉄プラントの計測制御に関する開発および実機化に従事. 計測自動制御学会の会員

内田 健康

(正員) 1973 年, 早稲田大学修士課程修了. 76 年, 同大学博士課程修了. 83 年より, 早稲田大学教授(電気電子情報工学科), 現在に至る. 制御系の情報構造, ロバスト制御および推定などの研究に従事. 工学博士. 計測自動制御学会, システム制御情報学会, IEEE などの会員.