

入力飽和システムの Anti-windup 制御

和田 信敬* 佐伯 正美*

1. はじめに

実システムでは、制御対象の保護や物理的境界のため、アクチュエータの出力振幅や変化率に制限があり、十分な制御性能を発揮させるには、これらの制限を考慮した制御系設計が必要である。実際、これを考慮せずに設計したコントローラを用いると、コントローラ出力の異常増大や閉ループ系の不安定化など、Windup 現象と呼ばれる深刻な制御性能の劣化が生じる場合がある。

Anti-windup 設計法は入力制限を考慮した実用的な制御系設計法の一つであり、通常、1) 非飽和時に所望の仕様を満たすように線形フィードバックコントローラを設計し、2) 飽和時のみ作動する Anti-windup 補償器を設計し実装する、2 段階のアプローチが採られる。Anti-windup 設計法の研究は古くから行われ、数多くの研究成果がこれまでに報告されている [1,8,10]。しかしながら、これらの多くは時間応答などに関する直観的な指標に基づくものであり、特に多変数系に適用した場合に不満足な結果を与える場合がある [4,6]。これに対し、最近のロバスト制御や非線形制御、LMI 設計法などの発展を背景として、Windup 現象をより効果的に抑制する系統的な Anti-windup 設計法の構築が近年盛んに試みられている [2,21,23]。

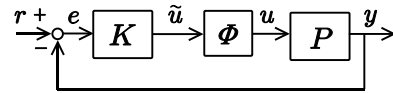
本稿では、まず 2 節で入力飽和が制御系に及ぼす影響について説明し、3 節で従来の Anti-windup 設計法を紹介する。つぎに、4 節で閉ループ系の安定条件に基づく設計法を紹介し、5 節で数値例を用いてその有効性を示す。さらに、6 節で関連する研究を紹介する。

2. 入力飽和の影響

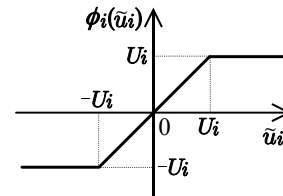
第 1 図に示されるシステムについて考えよう。ここで、 $P(s)$ は制御対象を表し、次式で表されるものとする。

$$P: \begin{cases} \dot{x}_p = A_p x_p + B_p u \\ y = C_p x_p \end{cases} \quad (1)$$

ただし、 $x_p \in \mathcal{R}^{n_p}, u \in \mathcal{R}^{n_u}, y \in \mathcal{R}^{n_y}$ とする。 $K(s)$ はコントローラを表し、次式で表されるものとする。



第 1 図 コントローラ出力に制限を持つ制御系



第 2 図 飽和要素

$$K: \begin{cases} \dot{x}_c = A_c x_c + B_c(r - y) \\ \tilde{u} = C_c x_c + D_c(r - y) \end{cases} \quad (2)$$

ただし、 $x_c \in \mathcal{R}^{n_c}, \tilde{u} \in \mathcal{R}^{n_u}, r \in \mathcal{R}^{n_y}$ とする。また、 $\Phi(\cdot)$ は、次式で定義される多変数飽和要素を表すものとする。

$$\Phi(\tilde{u}) = (\phi_1(\tilde{u}_1), \dots, \phi_{n_u}(\tilde{u}_{n_u}))^T \quad (3)$$

ただし、

$$\phi_i(\tilde{u}_i) = \begin{cases} U_i \text{sgn}(\tilde{u}_i), & |\tilde{u}_i| > U_i \\ \tilde{u}_i, & |\tilde{u}_i| \leq U_i \end{cases} \quad (4)$$

である。第 2 図に $\phi_i(\cdot)$ の入出力関係を示す。

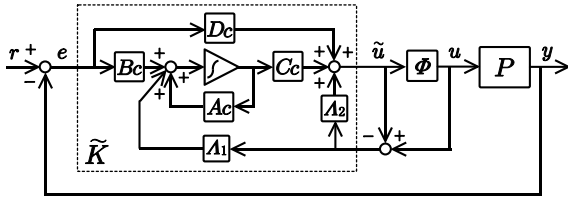
コントローラ $K(s)$ が積分器や遅いモードを持つ場合、ステップ目標入力に対して $y(t)$ のオーバーシュートが大きくなったり、振動的になる場合がある。その仕組みは以下のように説明されている。第 1 図で飽和が生じると、系は開ループに近い状態になる。このときフィードバックによる修正が有効に働かないために、制御偏差 $e(t)$ はゼロにならず、 $K(s)$ により積分され続ける。その結果、 $\tilde{u}(t)$ が増加し、飽和状態が長く続き、 $y(t)$ のオーバーシュートが過大になる [1]。

また、多入出力系特有の現象として、飽和により制御入力のベクトル方向が変化することにより、入出力間の独立性が悪い制御対象 ($P(j\omega)$ の条件数が大きい系) を含む場合には、閉ループ系の不安定化が生じ易い [4,6]。

本稿では、入力飽和に起因するこれらの制御性能の劣化を Windup 現象と呼ぶことにする。

* 広島大学 大学院 工学研究科

Key Words: input saturation, anti-windup, closed-loop stability, LMI, multivariable



第3図 Anti-windup コントローラの状態空間実現

第1表 A_1, A_2 の選択例

	A_1	A_2
Observer-based[1]	$A_1 = L$	$A_2 = 0$
CAW[6]	$A_1 = B_c \alpha$	$A_2 = D_c \alpha$
CT[8]	$A_1 = B_c D_c^{-1}$	$A_2 = 0$
GCT[30]	$A_1 = B_c (D_c + \rho I)^{-1}$	$A_2 = 0$

3. Anti-windup コントローラの構造

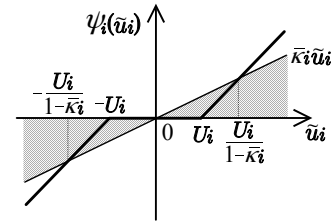
Anti-windup コントローラは、Windup 現象を抑制するために考案された。従来、様々な構造を持つ Anti-windup コントローラが提案されてきたが、これらのほとんどは、定数行列 A_1, A_2 を適切に選択することにより、次式で表現できる [10]。

$$\tilde{K}: \begin{cases} \dot{x}_c = A_c x_c + B_c(r-y) + A_1(u-\tilde{u}) \\ \tilde{u} = C_c x_c + D_c(r-y) + A_2(u-\tilde{u}) \end{cases} \quad (5)$$

このコントローラを用いた制御系のブロック線図を第3図に、 A_1, A_2 の選択例を第1表に示す。なお、第1表のCAW, CTおよびGCTは、それぞれ、Conventional Anti-windup[6], Conditioning Technique[8]およびGeneralized Conditioning Technique[30]の略である。(5)式の構造の基本的な考えは、 $\tilde{u}(t)$ が制限値を超えた場合に、 A_1 を介したフィードバックにより $K(s)$ の積分器を安定化し、 $\tilde{u}(t)$ の増大を防ぐことである。また、この構造を用いる利点として、1) 非飽和状態 ($u = \tilde{u}$) では元の線形システムの性能が回復すること、2) u 以外に元の制御器が必要としていた以上の観測情報を必要としないこと、3) フィードバック制御なので外乱応答にも特性改善の可能性が有ること等が挙げられる。

4. Anti-windup コントローラ的设计

Anti-windup 設計法は、1) 入力飽和を無視して線形領域で所望の仕様を満たすように線形コントローラ $K(s)$ を設計し、次に、2) 定数行列 A_1, A_2 を設計し実装する2段階で行われる。 A_1, A_2 の具体的な設計法として、初期には、時間応答などに関する直観に基づく設計法が提案された [6,8,18,30,31]。これらの設計法では、閉ループ系の安定性は設計後の解析で確認する立場が取られている。つぎに、閉ループ系の安定性を保証する設計法が検討されたが、当初この問題はBMI問題に帰着され、解くことが困難であった [11,13,17]。最近、この問題は等価なLMI問題に帰着できることが示された [27]。次節ではこの設計法を紹介する。



第4図 不感帯要素とセクタ条件

4.1 安定条件

ここでは、第3図の閉ループ系の安定条件を導出し、その条件を満たす行列 A_1, A_2 の設計問題をLMI問題に帰着する方法を示す。まず、不感帯要素 $\Psi(\cdot)$ を

$$\Psi(\tilde{u}) = \tilde{u} - \Phi(\tilde{u}) \quad (6)$$

で定義する。ただし、 $\Psi(\tilde{u}) = (\psi_1(\tilde{u}_1), \dots, \psi_{n_u}(\tilde{u}_{n_u}))^T$ である。 $\psi_i(\cdot)$ の入出力関係を第4図に示す。(6)式の関係を用いることで、第3図の系は、第5図の系に等価変換できる。この等価変換は、行列 A_1, A_2 の設計問題がLMI問題となる上で、中心的な役割を果たす。これについては、本節の終わりの部分で説明する。さて、不感帯要素 $\Psi(\cdot)$ は、原点近傍で、

$$\Psi(\tilde{u})^T [\Psi(\tilde{u}) - \bar{\kappa} \tilde{u}] \leq 0 \quad (7)$$

で表されるセクタ条件を満たす(第4図)。ただし、 $\bar{\kappa} = \text{diag}(\bar{\kappa}_1, \dots, \bar{\kappa}_{n_u})$, $0 \leq \bar{\kappa}_i \leq 1, \forall i$ である。 $\Psi(\cdot)$ を(7)式のセクタ非線形として扱えば、円板定理 [16] より、第5図の閉ループ系の安定性の十分条件として次式を得る。

$$(I - \bar{\kappa} G_{\tilde{u}d}(j\omega)) + (I - \bar{\kappa} G_{\tilde{u}d}(j\omega))^* > 0, \quad \forall \omega \quad (8)$$

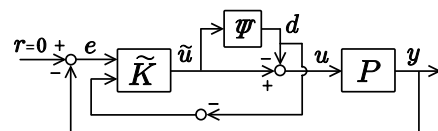
ただし、 $G_{\tilde{u}d}(s)$ は第5図において $\Psi = 0$ とした系における d から \tilde{u} への伝達関数を表し、その実現は、

$$G_{\tilde{u}d}(s) = C(sI - A)^{-1}B + D \quad (9)$$

ただし、

$$A = \begin{bmatrix} A_c & -B_c C_p \\ B_p C_c & A_p - B_p D_c C_p \end{bmatrix}, \quad B = \begin{bmatrix} -A_1 \\ -B_p(I + A_2) \end{bmatrix} \\ C = \begin{bmatrix} C_c & -D_c C_p \end{bmatrix}, \quad D = -A_2$$

で与えられる。(8)式は、強正実の補題 [3] より、以下の行列不等式条件に帰着できる。



第5図 Anti-windup 制御系の不感帯要素を用いた等価表現

$$\begin{bmatrix} QA^T + AQ & B + QC^T \bar{\kappa} \\ B^T + \bar{\kappa} C Q & \bar{\kappa} D + D^T \bar{\kappa} - 2I \end{bmatrix} < 0, Q = Q^T > 0 \quad (10)$$

行列 A_1, A_2 は係数 B, D のみ含まれているので, (10) 式は変数 Q, A_1, A_2 に関する LMI 条件である.

前述したように, (6) 式の変換は, (10) 式が LMI 条件となる上で中心的な役割を果たしている. このことは, 第 5 図を観察することで容易に理解できる. すなわち, (6) 式の変換を行った第 5 図のシステムにおいては, 不感帯要素の出力 $d = \Psi(\tilde{u})$ が, コントローラ内部にフィードフォワード信号として加わる構造となっている. これより, 行列 A_1, A_2 は, (9) 式の B, D 行列にのみ現れる. その結果, (10) 式は LMI 条件に帰着されている.

なお, (8) 式の条件は, 多変数系の場合には保守的な安定条件を与える. この問題については, 文献 [14, 19] で, 定数スケーリング行列を用いることで保守性を低減する方法が示されている.

4.2 性能条件

Anti-windup 補償器には, 入力飽和に対して制御系の安定性を保証するだけでなく, 飽和が制御性能に及ぼす影響を何らかの意味で小さくすることが望まれる. これを達成するために Anti-windup 補償器が満たすべき条件の一つとして以下が考えられる.

$$\|G_{yd}\|_\infty < \epsilon \quad (11)$$

ここで, $G_{yd}(s)$ は第 5 図において, $\Psi = 0$ とした系における d から y への伝達関数を表し, その実現は,

$$G_{yd}(s) = C_y(sI - A)^{-1}B \quad (12)$$

で与えられる. ただし, $C_y = [0 \ C_p]$ である. また, ϵ は正のパラメータである. この条件は, 飽和要素の影響を等価外乱 d によるものとみなし, その出力 y への影響を抑制することを意味する. (11) 式は有界実の補題 [3] より, 次の行列不等式条件に帰着できる.

$$\begin{bmatrix} AR + RA^T & RC_y^T & B \\ C_y R & -\epsilon I & 0 \\ B^T & 0 & -\epsilon I \end{bmatrix} < 0, R = R^T > 0 \quad (13)$$

行列 A_1, A_2 は係数 B のみ含まれているので, (13) 式は変数 R, A_1, A_2 に関する LMI 条件である.

4.3 設計問題

前節で示した安定条件および性能条件を満たす定数行列 A_1, A_2 の設計問題を, 次のように定式化する.

問題 1: ある与えられた $\bar{\kappa}, \epsilon$ について, (10) 式と (13) 式を満たす行列 A_1, A_2 を求めよ.

問題 1 は, 変数 Q, R, A_1, A_2 に関する LMI 問題であり, 内点法に基づく数値的最適化手法により効率よく解くことが可能である [3]. $\bar{\kappa} = I$ について得られた A_1, A_2 を用いると, 閉ループ系の大域的漸近安定性が保証される.

しかしながら, プラントが不安定な場合には $\bar{\kappa} = I$ について解を得ることは本質的に不可能であり, また, プラントが漸近安定な場合でも $\bar{\kappa} = I$ について解が得られない場合がある. そのような場合には, $0 \leq \bar{\kappa} < I$ と選ぶことで, 問題 1 の解を得ることが出来る. ただしその場合には, 状態空間の原点近傍における局所的安定性しか保証されない.

なお, ここで示した設計法を発展させ, ロバスト性能問題 [19], 振幅・変化率制限問題 [28], 漸近安定領域最大化問題 [29] に対する設計法も提案されている. また, 定数スケーリング行列付き L_2 ゲイン性能最適化問題を LMI 問題に帰着する方法も示されている [14].

5. 数値例

5.1 一入力系

文献 [27] の一入力システムの例について考える. プラント $P(s)$ の係数行列は

$$A_p = \begin{bmatrix} -0.01 & 1 \\ 0 & -0.01 \end{bmatrix}, B_p = \begin{bmatrix} 0 \\ 1 \end{bmatrix}, C_p = \begin{bmatrix} 1 & 0 \end{bmatrix}$$

で与えられる. また, コントローラ $K(s)$ の係数行列は

$$A_c = \begin{bmatrix} 0 & 1.000 & -2.414 & 2.414 \\ -2.414 & -2.414 & -2.000 & 1.000 \\ 1.000 & 0 & -2.414 & 2.414 \\ 0 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix}, B_c = \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ 0 \\ 1 \end{bmatrix}$$

$$C_c = \begin{bmatrix} 2.414 & 2.414 & 1.000 & 0 \end{bmatrix}, D_c = 0$$

で与えられる. このコントローラは積分器を持つため Windup 現象を起こしやすい. $\epsilon = 1, \bar{\kappa} = 0.95$ について問題 1 を解いたところ,

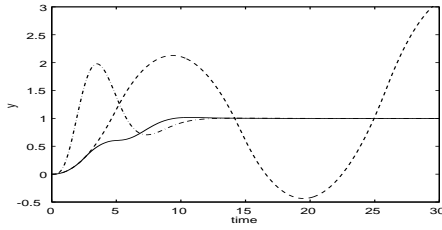
$$A_1 = \begin{bmatrix} -0.027 & -0.081 & 0.314 & 0.314 \end{bmatrix}^T$$

および $A_2 = -0.927$ が得られた.

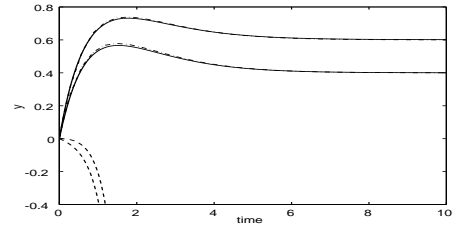
操作量の制限を $|u| \leq 0.1$, 目標入力を $r(t) = 1, (t \geq 0)$ として数値シミュレーションを行った結果を第 6 図と第 7 図に示す. Anti-windup 補償器を用いていない場合, プラント出力 $y(t)$ の応答は振動的になっているが (破線), 問題 1 による Anti-windup 補償器を用いた場合, 13 秒程度で目標値に安定している (実線). 第 8 図に, 目標入力を $r(t) = 30, (t \geq 0)$ にした場合 (破線) と, $r(t) = 50, (t \geq 0)$ にした場合 (実線) の応答を示す. オーバーシュートは生じているが, 大きな目標値に対しても, 速やかに追従している. 第 9 図に, GCT 法 [30] と文献 [31] の設計法による補償器を用いて $r(t) = 1, (t \geq 0)$ について数値シミュレーションを行った結果を示す. これらの補償器を用いた場合, 応答は振動的になっている.

5.2 多入力系

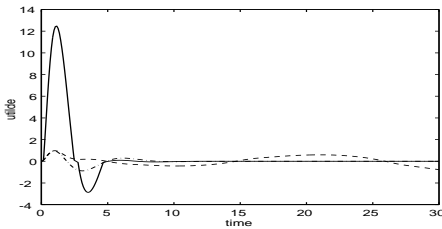
文献 [4] の多入力系の例題について考える. プラント $P(s)$ の係数行列は以下で与えられる.



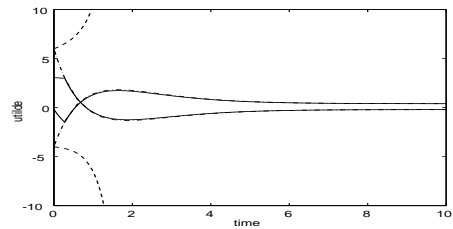
第 6 図 $y(t)$ (実線:AWCあり, 破線:AWCなし, 一点鎖線:入力飽和なし)



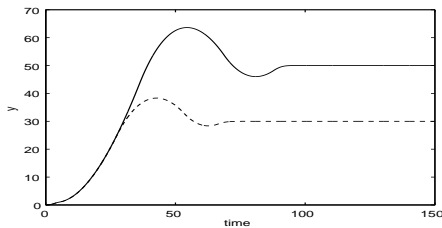
第 10 図 $y(t)$ (実線:AWCあり, 破線:AWCなし, 一点鎖線:入力飽和なし)



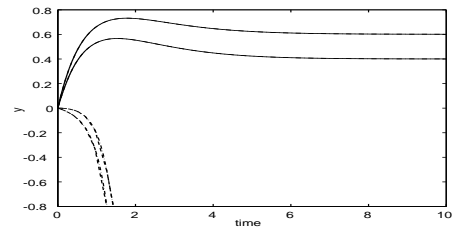
第 7 図 $\tilde{u}(t)$ (実線:AWCあり, 破線:AWCなし, 一点鎖線:入力飽和なし)



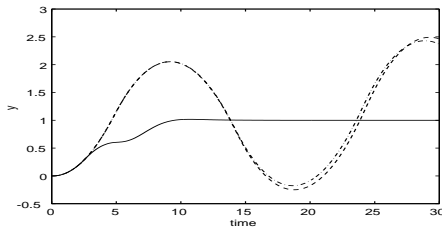
第 11 図 $\tilde{u}(t)$ (実線:AWCあり, 破線:AWCなし, 一点鎖線:入力飽和なし)



第 8 図 $y(t)$ (実線: $r(t)=50, (t \geq 0)$, 破線: $r(t)=30, (t \geq 0)$)



第 12 図 $y(t)$ (実線:問題 1, 一点鎖線:CT[8], 破線:[31])



第 9 図 $y(t)$ (実線:問題 1, 破線:GCT[30], 一点鎖線:[31])

$$A_p = \begin{bmatrix} -0.1 & 0 \\ 0 & -0.1 \end{bmatrix}, B_p = \begin{bmatrix} 0.5 & 0.4 \\ 0.4 & 0.3 \end{bmatrix}, C_p = \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 1 \end{bmatrix}$$

これは 2 節で触れた入出力間の独立の悪い多入出力プラントの一つである。コントローラ $K(s)$ の係数行列は,

$$A_c = \begin{bmatrix} 0 & 0 \\ 0 & 0 \end{bmatrix}, B_c = \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & -1 \end{bmatrix}, C_c = \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 1 \end{bmatrix}$$

および, $D_c = \text{diag}[10, -10]$ で与えられる。 $\epsilon = 1, \bar{\kappa} = I$ について問題 1 を解いたところ,

$$A_1 = \begin{bmatrix} -0.006 & 0.592 \\ -0.417 & -0.013 \end{bmatrix}, A_2 = \begin{bmatrix} 4.382 & -1.839 \\ -6.618 & 3.264 \end{bmatrix}$$

が得られた。 $\bar{\kappa} = I$ について得られた解なので, これを用いることで閉ループ系の大域的漸近安定性を保証できる。操作量の制限を $|u_1| \leq 3, |u_2| \leq 10$, 目標入力を $r(t) =$

$[0.6, 0.4]^T, (t \geq 0)$ として数値シミュレーションを行った結果を第 10 図と第 11 図に示す。Anti-windup 補償器を用いていない場合, $\tilde{u}(t)$ は発散し, $y(t)$ は目標値に整定していない(破線)。これに対し, 問題 1 による Anti-windup 補償器を用いた場合の応答は, 一点鎖線で表される入力飽和の無い線形制御系の応答とほぼ一致している(実線)。第 12 図に, CT 法 [8] による補償器を用いた場合(一点鎖線)と, 文献 [31] による補償器を用いた場合(破線)の応答を示す。これらの応答は重なっており識別することは出来ないが, いずれの場合も $y(t)$ は目標値に整定していない。

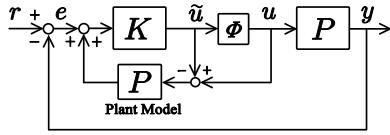
6. 関連する研究

6.1 動的 Anti-windup 設計法

前節までは, (5) 式の A_1, A_2 が定数行列である場合の設計法を紹介してきた。本節では, A_1, A_2 がダイナミクスを持つ場合の設計法を紹介する。

6.1.1 プラントモデルに基づく設計

プラント $P(s)$ が安定な場合に, 第 13 図に示すようにプラントのモデルを直接 Anti-windup 補償器として用いる方法がある。これは, $A_1(s) = B_c P(s), A_2(s) = D_c P(s)$ と選んだ場合に相当する。このような構造を持つコントローラを, モデルに基づく Anti-windup コントローラと呼ぶ [30]。第 13 図において $\Phi = 0$ とした系の u から \tilde{u}



第 13 図 モデルに基づく Anti-windup コントローラ

への伝達関数を $G_{\tilde{u}u}(s)$ で表すことにすると、

$$G_{\tilde{u}u}(s) = (I + KP)^{-1}K(P - P) = 0 \quad (14)$$

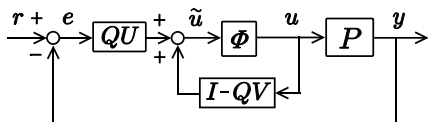
となり、開ループとなっていることが分かる。よって、モデル誤差が無い場合には、閉ループ系の大域的漸近安定性が保証される。このように、Anti-windup 補償器をダイナミクスを持つクラスに広げると、閉ループ系を大域的に漸近安定化する解を得ることは比較的容易である。なお、モデルに基づく Anti-windup コントローラは、 $P(s)$ がダンピングの悪い極を持つ場合に閉ループ系の応答を劣化させることがあり、そのような場合に応答特性を調節する自由度が無い。この問題については、文献 [35] でコントローラに自由度を与える方法が示されている。

6.1.2 H_∞ 制御理論に基づく設計

文献 [7] では、 $A_1(s) = B_c H(s), A_2(s) = 0$ と選び、 $K(s)$ と $P(s)$ から構成される系を新たなプラントと見なし、飽和非線形に対して系全体を安定化する $H(s)$ を、出力フィードバック H_∞ 制御問題に帰着して求める方法が示されている。この設計法は、既存の H_∞ 制御系設計アルゴリズムにより容易に実行できるが、得られる補償器 $H(s)$ の次数は $n_p + n_c$ と高次になり、実装上問題となる。

6.1.3 既約分解に基づく設計

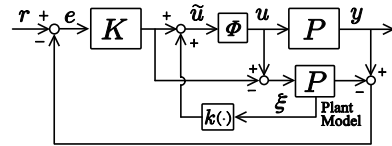
文献 [12,5] では、第 14 図の構造をもつ Anti-windup コントローラの設計法が示されている。ただし、 V, U は、 $K(s)$ の左既約分解 $K = V^{-1}U$ である。また、 $Q, Q^{-1} \in RH_\infty$ は、Windup 抑制のために導入された新たなダイナミクスであり、 H_∞ 制御問題に帰着され設計される。このコントローラは、 $A_1(s) = 0, A_2(s) = (QV)^{-1} - I$ と選んだ場合に相当する。この設計法の場合にも、プラントが漸近安定である場合には、閉ループ系の大域的漸近安定性を保証する解が必ず得られる。また、この設計法による動的 Anti-windup 補償器を用いると、一種の L_2 ゲイン制御性能が保証される。



第 14 図 既約分解に基づく Anti-windup コントローラ

6.1.4 非線形動的 Anti-windup コントローラ

文献 [22] では、第 15 図に示すような、プラントモデルと非線形補償器 $k(\cdot)$ により構成される Anti-windup コントローラの設計法が提案されている。この設計法に



第 15 図 非線形動的 Anti-windup コントローラ

よる Anti-windup コントローラを用いると、プラント $P(s)$ の極の実部が非正である場合に、

$$(u_{lin} - \Phi(u_{lin})) \in \mathcal{L}_2 \Rightarrow (y - y_{lin}) \in \mathcal{L}_2 \quad (15)$$

が保証される。ただし、 u_{lin}, y_{lin} は飽和を含まない線形制御系のコントローラ出力とプラント出力をそれぞれ表す。(15) 式は、線形制御系のコントローラ出力 u_{lin} が定常的に飽和値以下となる場合には、第 15 図の Anti-windup 制御系の出力 y は最終的に線形制御系の出力 y_{lin} へ追従すること意味する。さらに、この設計法はプラントが不安定極を持つ場合にも拡張されている [24]。

6.2 全体最適設計法

前節までに紹介した設計法は、すべて 2 段階で実行するものであった。2 段階設計法では、最終的に得られる制御系の特性は、1 段階目で設計したコントローラの特性に影響される。これに対し、第 3 図の系全体が、ある評価関数について最適となるように、(5) 式のコントローラ全体を一括して設計する方法もある。文献 [26] では LQG 性能を考慮した設計法、文献 [9] では L_2 ゲイン性能を考慮した設計法がそれぞれ示されている。また、文献 [25] では、基準モデルへの追従性能を考慮したコントローラの全体最適設計法が提案されている。これらの設計法によるコントローラを用いると、飽和状態、非飽和状態にかかわらず、共通の性能仕様を満たす制御系を構成できる。また、これらの設計法とコントローラのクラスは異なるが、スケジューリングパラメータを $\theta(\tilde{u}) := \phi(\tilde{u})/\tilde{u}$ とした、ゲインスケジューリング型の Anti-windup コントローラの設計法も示されている [33]。

7. おわりに

本稿では、入力飽和系に対する Anti-windup コントローラの設計法に関する最近の研究成果を紹介した。Anti-windup コントローラは、出力フィードバックで実現でき、さらに、制御実行時における演算量が少ないなど、実用上有用な特徴を持つ。また、4 節で紹介した円板条件に基づく設計法を用いることにより、閉ループ系の安定性を保証するコントローラを、数値的に容易に得ることが可能である。しかしながら、このようなセクタ条件に基づく設計法は、信号の絶対値に関する情報を用いていない点で保守的であり、改善の余地がある。また、飽和非線形に対する安定性を保証した上で、さらに制御性能を最大限に引き出すには、厳密で適切な「Anti-windup 性能」の定義と、それに基づく設計法を

構築することが必要となる。これについては、最近、 L_2 外乱抑制性能 [15,22] や、可到達集合 [32] などの観点から試みられている。また、本稿で紹介したように様々な Anti-windup 設計アルゴリズムが存在するが、それらを共通の問題に適用し、比較することも必要と思われる。文献 [34] では、振動抑制制御に関するベンチマーク問題が提案され、いくつかの Anti-windup コントローラの外乱抑圧性能が比較されている。

参考文献

- [1] K.J.Åström and L.Rundqwist: Integrator Windup and How to Avoid it; *Proc. ACC*, pp.1693–1698 (1989)
- [2] D.S.Bernstein and A.N.Michel: A chronological bibliography on saturating actuators; *Int. J. of Robust & Nonlinear Control*, Vol.5, pp.375–380 (1995)
- [3] S.Boyd, L.E.Ghaoui, E.Feron and V.Balakrishman: *Linear Matrix Inequalities in System and Control Theory*; SIAM (1994)
- [4] P.J.Campo and M.Morari: Robust Control of Process subject to Saturation Nonlinearities; *Computers & Chemical Engineering*, Vol.14, No.4/5, pp.343–358 (1990)
- [5] S.Crawshaw and G.Vinnicombe: Anti-windup synthesis for guaranteed L_2 performance; *Proc. IEEE CDC* (2000)
- [6] J.C.Doyle, R.S.Smith and D.F.Enns: Control of Plants with Input Saturation Nonlinearities; *Proc. ACC*, pp.1034–1039 (1987)
- [7] C.Edwards and I.Postlethwaite: An anti-windup scheme with closed-loop stability considerations; *Automatica*, Vol.35, pp.761–765 (1999)
- [8] R.Hanus, M.Kinnaert and J.-L.Henrotte: Conditioning Technique, a General Anti-windup and Bumpless Transfer Method; *Automatica*, Vol.23, No.6, pp.729–739 (1987)
- [9] 木山, 岩崎: 飽和を有する制御系の L_2 性能保証領域 – 初期状態と L_2 外乱を考慮した解析と設計–; 計測自動制御学会論文集, Vol.37, No.4, pp.307–315 (2001)
- [10] M.V.Kothare, P.J.Campo, M.Morari, and C.N.Nett: A Unified Framework for the Study of Anti-Windup Designs; *Automatica*, Vol.30, No.12, pp.1869–1883 (1994)
- [11] V.R.Marcopoli and S.M.Phillips: Analysis and synthesis tools for a class of actuator-limited multivariable control systems: A linear matrix inequality approach; *Int. J. of Robust & Nonlinear Control*, Vol.6, pp.1045–1063 (1996)
- [12] S.Miyamoto and G.Vinnicombe: Robust Control of Plants with Saturation Nonlinearity Based on Coprime Factor Representations; *Proc. IEEE CDC*, pp.2838–2840 (1996)
- [13] E.F.Mulder, M.V.Kothare and M.Morari: Multivariable anti-windup controller synthesis using iterative linear matrix inequalities; *Proc. ECC* (1999)
- [14] E.F.Mulder, M.V.Kothare and M.Morari: Multivariable Anti-Windup Controller Synthesis Using Linear Matrix Inequalities; *Automatica*, Vol.37, No.9, pp.1407–1416 (2001)
- [15] A.Rantzer: A Performance Criterion for Anti-windup Compensators; *European Journal of Control*; Vol.6, pp.449–452 (2000)
- [16] H.H.Rosenbrock: *Multivariable Circle Theorems, Recent Math. Developments in Control*, edited by D.J.Bell, Academic Press, London, pp.345–365 (1973)
- [17] M.Saeki and N.Wada: Design of Anti-Windup Controller Based on Matrix Inequalities; *Proc. IEEE CDC*, pp.261–262 (1996)
- [18] 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, Vol.35, No.6, pp.754–761 (1999)
- [19] M.Saeki and N.Wada: Synthesis of a static anti-windup compensator via linear matrix inequalities; *Preprints IFAC ROCOND* (2000), also to appear in *Int. J. of Robust & Nonlinear Control*
- [20] 佐伯: 入力飽和を考慮した制御系設計; 第45回システム制御情報学会研究発表講演会, pp.55–58 (2001)
- [21] A.A.Stoorvogel and A.Saberi (Editors): Special issues: Control problems with constraints; *Int. J. of Robust & Nonlinear Control*, Vol.9, (1999)
- [22] A.R.Teel and N.Kapoor: The L_2 anti-windup problem: Its definition and solution; *Proc. ECC* (1997)
- [23] A.R.Teel: A nonlinear control viewpoint on anti-windup and related problems; *Proc. IFAC NOLCOS*, pp.115–120 (1998)
- [24] A.R.Teel: Anti-windup for exponentially unstable linear systems; *Int. J. of Robust & Nonlinear Control*, Vol.9, pp.701–716 (1999)
- [25] 富田, 鷹羽: Youla パラメトリゼーションに基づくモデル追従型アンチワインドアップ制御系の直接設計; システム制御情報学会論文誌, Vol.13, No.9, pp.395–402 (2000)
- [26] F.Tyan and D.S.Bernstein: Anti-windup compensator synthesis for systems with saturating actuators; *Int. J. of Robust & Nonlinear Control*, Vol.5, pp.521–537 (1995)
- [27] 和田, 佐伯: ロバスト安定性を保証する静的 Anti-Windup 補償器の設計; システム制御情報学会論文誌, Vol.12, No.11, pp.664–670 (1999)
- [28] N.Wada and M.Saeki: Synthesis of a static anti-windup compensator for systems with magnitude and rate limited actuators; *Trans. SICE*, Vol.37, No.4, pp.331–337 (2001)
- [29] 和田, 佐伯: 漸近安定領域を最大化する Anti-windup 補償器の設計 – 制約領域の正規化に基づく方法–; 第23回 DST, pp.33–36 (2000)
- [30] K.S.Walgama and J.Sternby: Inherent observer property in a class of anti-windup compensators;

- Int. J. of Control*, Vol.52, No.3, pp.705–724 (1990)
- [31] 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windアップコントローラ的设计と実装; *電学論 C*, Vol.117-C, No.3, pp.307–314 (1997)
- [32] 渡辺, 内田, 藤田: 出力可到達集合解析に基づいたアンチwindアップコントローラの解析; 計測自動制御学会論文集, Vol.35, No.7, pp.861–868 (1999)
- [33] F.Wu, K.M.Grigoriadis and A.Packard: Anti-windup controller design using linear parameter-varying control methods; *Int. J. of Control*, Vol.73, No.12, pp.1104–1114 (2000)
- [34] L.Zaccarian and A.R.Teel: A Benchmark Example for Anti-windup Synthesis in Active Vibration Isolation Tasks and an \mathcal{L}_2 Anti-windup Solution; *European Journal of Control*; Vol.6, pp.405–420 (2000)
- [35] A.Zheng, M.V.Kothare and M.Morari: Anti-windup design for internal model control; *Int. J. of Control*, Vol.60, No.5, pp.1015–1024 (1994)

著者略歴

和田 信敬 (正会員)



会の会員 .

1971年6月3日生 . 2000年広島大学大学院工学研究科博士課程修了 . 2001年同大学大学院工学研究科助手となり現在に至る . 入力や状態に拘束を持つシステムの制御系設計に関する研究に従事 . 博士 (工学) . 計測自動制御学会 , 日本ロボット学

佐伯 正美 (正会員)



1953年1月14日生 . 1981年京都大学大学院工学研究科博士課程単位取得退学 . 同年同大学工学部助手 . 1982年筑波大学電子・情報工学系講師 , 助教授を経て , 1992年より広島大学工学部教授 . 現在同大学大学院工学研究科教授 . ロバスト制御とその応用に関する研究に従事 . 工学博士 . 計測自動制御学会 , 日本機械学会 , IEEE などの会員 .