

누적방지 무충돌전환을 위한 새로운 통합형 기법

A New Unified Method for Anti-windup and Bumpless Transfer

김 태 신, 권 오 규*

(Tae Shin Kim and Oh-Kyu Kwon)

Abstract: In many real applications, the discrepancy problem between controller outputs and plant inputs or the abrupt variation problem of controller outputs can occur. These problems have a negative effect on control performance and stability. It is well-known that two phenomena called 'windup' and 'bump' cause these problems. So far these problems have been studied separately in each side of the anti-windup and the bumpless transfer. This paper proposes a new unified method combines the anti-windup and the bumpless transfer method using the linear quadratic minimization and a proper state space model representation for the anti-windup controller. The proposed method has a feature that it takes account of both the anti-windup and the bumpless transfer in one formula. Finally, we exemplify the performance of the proposed method via numerical examples using the controller switching between the anti-windup PID controller and the anti-windup LQ controller.

Keywords: anti-windup, bumpless transfer, controller switching, linear quadratic optimization

I. 서론

제어기는 대상 시스템의 동작이 미리 설정된 성능 목표를 만족하도록 적절한 제어신호를 내고, 이로부터 플랜트를 구동하는 입력신호가 만들어진다. 그런데 대부분의 경우에 구동기는 제약조건을 갖고 있어서 이로 인해 제어기 출력과 플랜트 입력이 다르게 되어 시스템의 성능이 악화되는데, 이러한 현상을 누적(windup)이라고 부른다. 특히 다변수 시스템의 경우 이 현상은 입력 방향성 벡터의 변화를 야기시켜 단일입 출력 시스템에서보다 더 큰 성능 악화를 발생시킨다[1-4].

수동제어에서 자동제어로 제어방식을 변환하는 경우나 효과적인 제어를 위해 제어기를 교체하는 경우, 선형제어기법을 비선형제어에 적용할 경우 등의 제어기를 교체해야 할 필요성이 발생한다. 이 때 아무런 대책 없이 제어기를 교체하면 갑작스럽게 제어기의 출력의 차이가 발생하게 된다. 이러한 제어기 교체시 제어기 출력의 불일치 현상을 충돌(bump)이라고 부른다. 이 현상을 구동기의 입력 측면에서 살펴보면 갑작스런 임펄스가 발생하는 것과 같은 상황이다. 이러한 충돌이 발생하게 되면 시스템의 성능이 악화되고 심하면 시스템이 불안정해지는 경우까지 발생할 수도 있다[1-4].

누적현상을 방지하기 위한 대표적인 기법으로 고이득 피드백 기법과 해너스 구조(hanus structure)를 사용하는 기법 등이 있다. 이러한 누적방지(anti-windup) 기법들을 모든 교체대상 제어기에 확장 적용하면 결과적으로 자연스럽게 무충돌전환(bumpless transfer)을 이룰 수 있음을 기존의 연구결과에서 예시하고 있다[2-4]. 그러나 이러한 구조는 직접적으로 충돌을 제거하는 것이 아니라 발생한 충돌을 누적방지 기법의 부가적인 기능으로 완화시키는 구조라는 한계를 가지고 있다. 이러한 한계를 극복하기 위해 제어기 교체 시 발생하는 충돌문제를 직접적으로 해결하려는 연구가 제시되었다[5-8]. 이 연구는 오프라인 제어기의 상태공간모형을 사용하여 최

적화 기법을 통해 오프라인 제어기의 출력이 온라인 제어기의 출력과 같게 만들어 주는 오프라인 제어기의 입력을 구하는 기법에 의해 충돌문제를 해결하는 것이다. 그러나 이러한 직접적 무충돌전환 기법은 누적방지 기법과는 별개로 무충돌전환 문제를 다루고 있으며 이를 통합한 기법은 아직 제시되지 않고 있다. 따라서 이 논문에서는 이 두 가지 기법을 통합할 수 있도록 문제를 설정하고, 이를 LQ (Linear Quadratic) 최소화기법을 사용하여 유도함으로써 통합형 누적방지 무충돌전환 기법을 제안하고자 한다.

II. 누적방지 무충돌전환 기법 유도

이 절에서는 무충돌전환에 누적방지 기법을 결합시키기 위해 3자유도 제어기구조의 무충돌전환 문제를 설정하고 이에 대한 해법을 유도한다. 기본적인 유도과정은 LQ 최소화 기법으로 이루어진다.

1. 문제 설정

제안하는 누적방지 무충돌전환 기법의 기본구조는 그림 1과 같다. 이 기법은 오프라인 누적방지 제어기 (AWC: Anti-Windup Controller)의 상태를 알 수 있다는 가정하에 유도되며, 무충돌전환을 위해 y_c 와 \hat{y}_c 가 같도록 하는 α 를 구하기 위한 정적 피드백 이득행렬 (static feedback gain matrix) F 를 유도하는 문제로 귀착된다. 여기서, r 은 기준입력, u 는 플랜트 입력, N 은 구동기의 비선형성, y_c 는 오프라인(off-line) 누적방지 제어기의 출력, \hat{y}_c 는 온라인(on-line) 누적방지 제어기의 출력, x_c 는 오프라인 누적방지 제어기의 상태, α 는 y_c 와 \hat{y}_c 를 같게 만들어주는 r 을 대체하는 오프라인 누적방지 제어기의 입력을 의미한다. y 는 제어기의 종류에 따라 정해지는데, 예를 들어, PID 제어기라면 플랜트의 출력을 의미하고, LQ 제어기라면 플랜트의 상태를 의미한다. 점선 화살표는 오프라인 누적방지 제어기가 온라인 누적방지 제어기로 바뀌었을 때의 천이상태를 의미한다. 무충돌전환 문제에 LQ 최소화기법을 적용하기 위해 식 (1)과 같은 가격함수를 정한다. 앞으로는 표기 편의상 대부분의 경우에 시간함수

* 책임저자(Corresponding Author)

논문접수: 2009. 4. 6., 채택확정: 2009. 4. 14.

김태신, 권오규: 인하대학교 전기공학과

(wtigerw@hanmail.net/okkwon@inha.ac.kr)

※ 이 논문은 인하대학교의 지원에 의해 연구되었음.

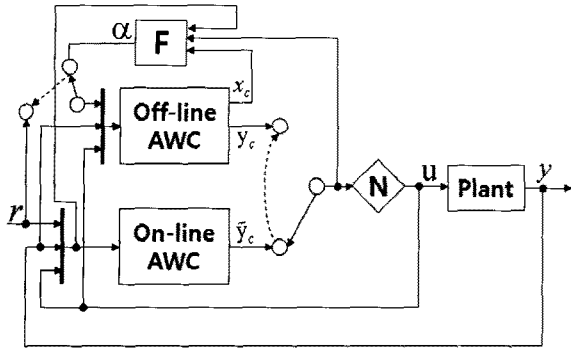


그림 1. 누적방지 무충돌전환 기법의 기본구조.
Fig. 1. A basic structure of an anti-windup and bumpless transfer method.

를 의미하는 t 를 생략하기로 한다.

$$J(y_c(t), \alpha(t), t_f) = \frac{1}{2} \int_0^{t_f} z_{y_c}(t)^T W_{y_c} z_{y_c}(t) + z_u(t)^T W_u z_u(t) dt + \frac{1}{2} z_{y_c}(t_f)^T P z_{y_c}(t_f) \quad (1)$$

$$z_{y_c}(t) = y_c(t) - \tilde{y}_c(t) \quad (2)$$

$$z_u(t) = \alpha(t) - r(t) \quad (3)$$

여기서 W_{y_c} 와 W_u 는 상수 양한정 가중행렬, t_f 는 종단시간, P 는 양반한정 가중행렬이다. 식 (1)을 최소화 하는 것은 무충돌전환을 이루게 해주는 r 과 가까운 제어입력 α 를 구하겠다는 의미이다. r 과 가까운 제어입력 α 를 구하는 이유는 제어기 교체 시 온라인 제어기의 기준입력의 변화에 따른 과도상태를 최소화 하기 위함이다. 그림 1에서 무충돌전환을 이루기 위한 되먹임이득행렬 F 를 구하기 위해 식 (1)을 최소화하는 문제를 풀어야 한다.

2. 누적방지 무충돌전환 기법

오프라인 누적방지 제어기가 r 대신 α 에 의해 작동된다면, 그때 플랜트의 제어를 위해 설계된 오프라인 누적방지 제어기의 상태공간 모델을 다음과 같이 놓을 수 있다.

$$\dot{x}_c = Ax_c + B_1\alpha + B_2y + B_3u \quad (4)$$

$$y_c = Cx_c + D_1\alpha + D_2y + D_3u \quad (5)$$

식 (4)는 가격함수 식 (1)을 최소화 하는데 있어서 제약조건이 된다. 그러므로 동적 라그랑지 곱셈자(dynamic Lagrange multiplier) $\lambda(t)$ 의 도입을 통해 식 (1)과 식 (4)는 결합될 수 있다.

$$\tilde{J} = \frac{1}{2} \int_0^{t_f} [H(t) - \lambda(t)^T \dot{x}_c] dt + \phi(t_f) \quad (6)$$

여기서 $\phi(t_f) = \frac{1}{2} z_{y_c}(t_f)^T P z_{y_c}(t_f)$ 이고 식 (6)을 최소화 하기 위한 해밀토니안(Hamiltonian), $H(t)$ 는 다음과 같이 주어진다.

$$H = \frac{1}{2} [(y_c - \tilde{y}_c)^T W_{y_c} (y_c - \tilde{y}_c) + (\alpha - r)^T W_u (\alpha - r)] + \lambda^T (Ax_c + B_1\alpha + B_2y + B_3u) \quad (7)$$

가격함수 식 (6)을 최소화 하기 위한 1차 필요조건은 다음과 같다.

$$\dot{x}_c = \frac{\partial H}{\partial \lambda} \quad (8)$$

$$-\dot{\lambda} = \frac{\partial H}{\partial x_c} \quad (9)$$

$$0 = \frac{\partial H}{\partial \alpha} \quad (10)$$

$$\lambda(t_f) = \frac{\partial \phi}{\partial x_c(t_f)} \quad (11)$$

식 (8)과 식 (9)는 각각 상태와 상보상태(co-state) 방정식을 구성한다. 여기서 상보상태 방정식은 종단조건 식 (11)로부터 구해지는 미분방정식이다. 위 방법은 해밀토니안을 사용한 일반적인 LQ 최소화 기법의 한 방법이다.

정리 1: 무충돌전환을 이루게 하는 식 (4)와 식 (5)의 오프라인 누적방지 제어기의 입력 α 가 식 (12)를 통해 구해진다 고 하면

$$\alpha = F[x_c \ y \ u \ \tilde{y}_c \ r]^T \quad (12)$$

$t_f \rightarrow \infty$ 때 식 (12)의 되먹임이득행렬 F 는 다음과 같이 구해진다.

$$F = \Delta \begin{bmatrix} (D_1^T W_{y_c} C + B_1^T \Pi)^T \\ (D_1^T W_{y_c} D_2 - B_1^T M \hat{F})^T \\ (D_1^T W_{y_c} D_3 - B_1^T M \hat{G})^T \\ (-D_1^T W_{y_c} + B_1^T M \hat{H})^T \\ (-W_u + B_1^T M \hat{I})^T \end{bmatrix}^T$$

여기서 Π 는 다음과 같은 대수 리카티 방정식(ARE: Algebraic Riccati Equation)의 해이다.

$$0 = \Pi \tilde{A} + \tilde{A}^T \Pi + \Pi \tilde{B} \Pi + \tilde{C} \quad (13)$$

$$\tilde{A} = A + B_1 \Delta D_1^T W_{y_c} C,$$

$$\tilde{B} = B_1 \Delta B_1^T,$$

$$\tilde{C} = C^T W_{y_c} (I + C^T W_{y_c} D_1 \Delta D_1^T W_{y_c}) C,$$

$$\Delta = -(D_1^T W_{y_c} D_1 + W_u)^{-1}.$$

$$M = (\Pi \tilde{B} + \tilde{A}^T)^{-1},$$

$$\hat{F} = \Pi (B_2 + B_1 \Delta D_1^T W_{y_c} D_2) + C^T W_{y_c} (I + D_1 \Delta D_1^T W_{y_c}) D_2,$$

$$\hat{G} = \Pi (B_3 + B_1 \Delta D_1^T W_{y_c} D_3) + C^T W_{y_c} (I + D_1 \Delta D_1^T W_{y_c}) D_3,$$

$$\hat{H} = \Pi B_1 \Delta D_1^T W_{y_c} + C^T W_{y_c} (I + D_1 \Delta D_1^T W_{y_c}),$$

$$\hat{I} = \Pi B_1 \Delta W_u + C^T W_{y_c} D_1 \Delta W_u.$$

증명: 식 (8)을 정리한 결과는 식 (4)와 같고, 식 (9)와 식 (10)을 정리하면 각각 식 (14)와 식 (15)가 유도된다.

$$-\dot{\lambda} = A^T \lambda + C^T W_{y_c} C x_c + C^T W_{y_c} D_2 y + C^T W_{y_c} D_3 u - C^T W_{y_c} \tilde{y}_c + C^T W_{y_c} D_1 \alpha \quad (14)$$

$$\alpha = \Delta (D_1^T W_{y_c} C x_c + D_1^T W_{y_c} D_2 y + D_1^T W_{y_c} D_3 u + B_1^T \lambda - D_1^T W_{y_c} \tilde{y}_c - W_u r) \quad (15)$$

식 (4)와 식 (14)에 식 (15)를 대입해서 하나로 정리하면 다음과 같은 식 (16)을 얻게 된다.

$$\begin{bmatrix} \dot{x}_c \\ \dot{\lambda} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \tilde{A} & \tilde{B} \\ -\tilde{C} & -\tilde{A}^T \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_c \\ \lambda \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} B_2 + B_1 \Delta D_1^T W_{y_c} D_2 \\ -C^T W_{y_c} (I + D_1 \Delta D_1^T W_{y_c}) D_2 \end{bmatrix} y + \begin{bmatrix} B_3 + B_1 \Delta D_1^T W_{y_c} D_3 \\ -C^T W_{y_c} (I + D_1 \Delta D_1^T W_{y_c}) D_3 \end{bmatrix} u + \begin{bmatrix} -B_1 \Delta D_1^T W_{y_c} \\ C^T W_{y_c} (I + D_1 \Delta D_1^T W_{y_c}) \end{bmatrix} \tilde{y}_c + \begin{bmatrix} -B_1 \Delta W_u \\ C^T W_{y_c} D_1 \Delta W_u \end{bmatrix} r \quad (16)$$

식 (16)은 LQ 최소화 문제에서 자주 발생하는 형태인데, 이것을 풀기 위해 λ 를 다음과 같이 정의한다.

$$\lambda(t) = \Pi(t)x_c(t) - g(t) \quad (17)$$

$$\dot{\lambda}(t) = \dot{\Pi}(t)x_c(t) + \Pi(t)\dot{x}_c(t) - \dot{g}(t) \quad (18)$$

식 (16)의 \dot{x}_c 에 관한 식에 식 (17)을 대입하고 이를 다시 식 (18)의 \dot{x}_c 에 대입해서 정리하면 다음과 같은 식 (19)를 얻는다.

$$\begin{aligned} \dot{\lambda} = & (\dot{\Pi} + \Pi \tilde{A} + \Pi \tilde{B} \Pi)x_c - \Pi \tilde{B} g \\ & + \Pi(B_2 + B_1 \Delta D_1^T W_{y_c} D_2)y + \Pi(B_3 + B_1 \Delta D_1^T W_{y_c} D_3)u \\ & - \Pi B_1 \Delta D_1^T W_{y_c} \tilde{y}_c - \Pi B_1 \Delta W_u r - \dot{g} \end{aligned} \quad (19)$$

식 (16)의 $\dot{\lambda}$ 에 관한 식에 식 (17)을 대입해서 정리하면 식 (20)을 얻는다.

$$\begin{aligned} \dot{\lambda} = & -(\tilde{C} + \tilde{A}^T \Pi)x_c + \tilde{A}^T g - C^T W_{y_c} (I + D_1 \Delta D_1^T W_{y_c}) D_2 y \\ & - C^T W_{y_c} (I + D_1 \Delta D_1^T W_{y_c}) D_3 u \\ & + C^T W_{y_c} (I + D_1 \Delta D_1^T W_{y_c}) \tilde{y}_c + C^T W_{y_c} D_1 \Delta W_u r \end{aligned} \quad (20)$$

식 (19)과 식 (20)의 계수비교에 의해 식 (21)과 (22)를 얻는다.

$$-\dot{\Pi} = \Pi \tilde{A} + \tilde{A}^T \Pi + \Pi \tilde{B} \Pi + \tilde{C} \quad (21)$$

$$\begin{aligned} -\dot{g} = & (\Pi \tilde{B} + \tilde{A}^T)g \\ & - \left(\Pi(B_2 + B_1 \Delta D_1^T W_{y_c} D_2) + C^T W_{y_c} (I + D_1 \Delta D_1^T W_{y_c}) D_2 \right) y \\ & - \left(\Pi(B_3 + B_1 \Delta D_1^T W_{y_c} D_3) + C^T W_{y_c} (I + D_1 \Delta D_1^T W_{y_c}) D_3 \right) u \\ & + \left(\Pi B_1 \Delta D_1^T W_{y_c} + C^T W_{y_c} (I + D_1 \Delta D_1^T W_{y_c}) \right) \tilde{y}_c \\ & + \left(\Pi B_1 \Delta W_u + C^T W_{y_c} D_1 \Delta W_u \right) r \end{aligned} \quad (22)$$

식 (21)과 식 (22)에서 유한구간에서의 해를 얻으려면 식 (11)과 $t = t_f$ 일 때의 식 (17)에서 얻는 종단경계 조건들의 계수비교를 통해 최종적인 종단경계 조건 $\Pi(t_f)$ 와 $g(t_f)$ 를 얻을 수 있다. 그러나 사전에 $y(t_f)$ 나 $\tilde{y}_c(t_f)$ 를 알고 있다는 가정 하에서 거꾸로 문제를 풀어야 하므로 실제 적용은 불가능하므로 실제 적용이 가능한 무한구간 해 즉, $t_f \rightarrow \infty$ 일 때

의 해를 얻는 방식으로 유도한다. 식 (21)의 무한구간에서 해를 얻기 위해서 W_{y_c} 와 W_u 를 적절한 상수 양한정 가중행렬로 선택한다면 식 (13)을 통해 구할 수 있다. 무한구간에서 g 를 구하기 위해 식 (22)를 살펴보자. 여기서 y , u , \tilde{y}_c 는 임의의 외부신호이나 상수로 가정한다. 식 (22)가 정상상태 해를 갖기 위해서는 식이 안정해야 한다. 즉, $\Pi \tilde{B} + \tilde{A}^T$ 가 허위츠(Hurwitz) 이어야 하는데 이것은 앞서 구해진 식 (13)의 해이면 대수 리카티 방정식 해의 안정화 성질(the stabilizing property of the ARE solution)에 의해서 만족하게 되므로 식 (22)는 $t_f \rightarrow \infty$ 일 때 정상상태 해를 갖게 된다[5]. 그러므로 식 (22)를 0으로 놓을 수 있고 식 (23)과 같이 정리가 가능하다.

$$g = -M \begin{bmatrix} -\hat{F}^T \\ -\hat{G}^T \\ \hat{H}^T \\ \hat{I}^T \end{bmatrix}^T \begin{bmatrix} y \\ u \\ \tilde{y}_c \\ r \end{bmatrix} \quad (23)$$

식 (23)을 식 (17)에 대입해 λ 에 대해 정리한 후 다시 식 (15)에 대입해 α 에 대해 정리하면 식 (24)와 같이 최종적으로 정리될 수 있다.

$$\alpha = F \begin{bmatrix} x_c & y & u & \tilde{y}_c & r \end{bmatrix}^T \quad (24)$$

여기서

$$F = \Delta \begin{bmatrix} (D_1^T W_{y_c} C + B_1^T \Pi)^T \\ (D_1^T W_{y_c} D_2 - B_1^T M \hat{F})^T \\ (D_1^T W_{y_c} D_3 - B_1^T M \hat{G})^T \\ (-D_1^T W_{y_c} + B_1^T M \hat{H})^T \\ (-W_u + B_1^T M \hat{I})^T \end{bmatrix}^T$$

Π 는 식 (13)의 해이다. 이상으로 정리 2.1의 증명은 완료된다. □

이 정리를 통해 F 가 구해지면 가격함수 식 (1)을 최소화하는 오프라인 누적방지 제어기의 입력 α 를 구할 수 있다. 이 입력에 의해 오프라인 제어기의 출력이 온라인 제어기의 출력과 같게 된다. F 는 사전에 계산되는 상수행렬이므로 제안된 누적방지 무충돌전환 기법은 복잡성의 큰 증가 없이 적용될 수 있다.

III. 제안된 기법의 적용을 위한 상태공간 표현

그림 1에서 플랜트 모델을 다음과 같이 표시하자.

$$\begin{aligned} \dot{x}_p &= A_p x_p + B_p u \\ y_p &= C_p x_p + D_p u \end{aligned} \quad (25)$$

식 (25)의 u 는 그림 1에서 표시된 u 와 같다.

1. 누적방지 PID 제어기의 상태공간 표현

산업현장에서 많이 사용하는 추종모드를 갖는 고전적 누적방지 PID 제어기 구조는 그림 2와 같다. 여기서 $e = r - y$ 이다.

그림 2의 제어기를 전달함수로 정리하면 다음과 같다.

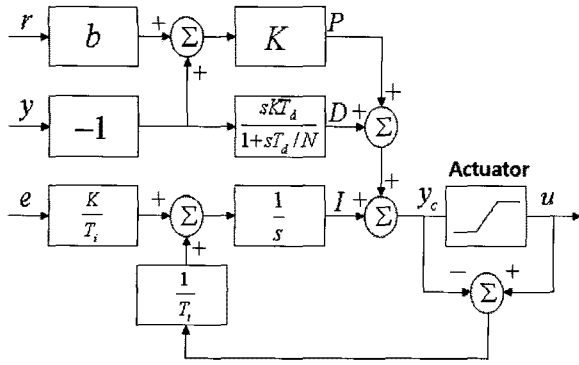


그림 2. 고전적 누적방지 PID 제어기 구조.
Fig. 2. A classic anti-windup PID controller structure.

$$y_c = \left(\frac{T_i K - T_i K b}{s T_i T_d + T_i} + K b \right) r - \left(\frac{s T S - T_i N^2 K + T_i N K - T_i N K}{s^2 T_i T_d T_i + s(T_i T_i N + T_i T_d) + T_i N} + K(N+1) \right) y + \frac{1}{s T_i + 1} u \quad (26)$$

여기서 $TS = T_d T_i K - T_i T_i N^2 K - T_i T_d N K - T_i T_d K$, $y = y_p$ 이다.

식 (26)은 식 (4)와 식 (5)와 같은 상태공간모델로 쉽게 바꿀 수 있다. 예를 들어, $K=3$, $T_d=0.65$, $T_i=4.5$, $T_i=2\sqrt{T_i T_d}$, $b=1$, $N=10$ 이라면 다음과 같은 상태공간 모델로 표현할 수 있다. 식 (4)의 α 는 온라인 제어기로 사용될 때는 r 이 된다.

$$A = \begin{bmatrix} -0.2924 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & -15.6770 & -1.1244 & 0 \\ 0 & 4.0000 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & -0.2924 \end{bmatrix}, \quad B_1 = \begin{bmatrix} 0.5000 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix}, \quad B_2 = \begin{bmatrix} 0 \\ 16.0000 \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix}, \quad B_3 = \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ 0 \\ 0.5000 \end{bmatrix}, \quad (27)$$

$$C = [-0.4208 \quad 29.4075 \quad 2.1589 \quad 0.5847]$$

$$D_1 = 3, D_2 = -33, D_3 = 0$$

2. 누적방지 LQ 제어기의 상태공간 표현

현대 제어 이론에서 많이 사용되는 예러의 적분을 사용한 누적방지 LQ 제어기의 구조는 그림 3과 같다. 그림 3에서 $y = x_p$ 이다. 그림 3의 제어기는 다음과 같은 상태공간 모델로 정리된다.

$$\dot{x}_c = k K_I x_c + r + (k K_F - C_p) y + k u \quad (28)$$

$$y_c = -K_I x_c - K_F y \quad (29)$$

식 (28)과 식 (29)를 식 (4)와 식 (5)에 맞게 정리하면 다음과 같다.

$$A = k K_I, B_1 = I, B_2 = k K_F - C_p, B_3 = k, \quad (30)$$

$$C = -K_I, D_1 = 0, D_2 = -K_F, D_3 = 0$$

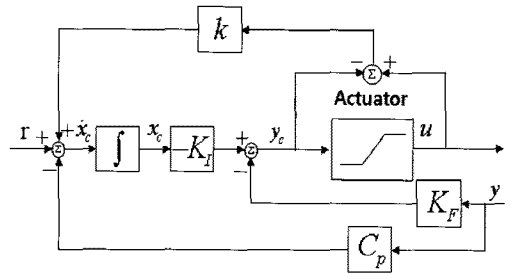


그림 3. 누적방지 LQ 제어기 구조.
Fig. 3. An anti-windup LQ controller structure.

IV. 수치 예제

제안되는 기법의 성능을 알아보기 위해 다음과 같은 동특성을 갖는 플랜트에 적용해 보자.

$$\dot{x}_p = \begin{bmatrix} -3 & -3 & -1 \\ 1 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 \end{bmatrix} x_p + \begin{bmatrix} 1 \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} u \quad (31)$$

$$y_p = [0 \quad 0 \quad 1] x_p$$

1. 적방지 PID 제어기에서 누적방지 LQ 제어기로의 무충돌 전환

누적방지 PID 제어기는 식 (27)과 같고 누적방지 LQ 제어기의 $K_F = [2.5758 \quad 11.0450 \quad 18.9562]$, $K_I = -14.1421$, $k=1$ 이라고 하자. 이 때의 온라인 제어기로 누적방지 PID 제어기를 사용하고, 오프라인 제어기로 누적방지 LQ 제어기를 사용한다고 하자. 제안된 누적방지 무충돌전환 기법을 사용하지 않고 오프라인 제어기에도 단순히 같은 r 을 사용해서 시뮬레이션 했을 때 y_c 와 \hat{y}_c 는 그림 4와 같다. 구동기의 제약 조건은 $0 \leq u \leq 2$ 로 했다. 그림 4에서 보듯이 약 1초에서 8초 구간 사이에서 제어기 교체가 일어나게 된다면 온라인, 오프라인 제어기의 출력차로 인해 충돌이 발생하게 된다. 약 1초에서 3.3초 사이의 구간의 온라인 제어기의 출력을 관찰해

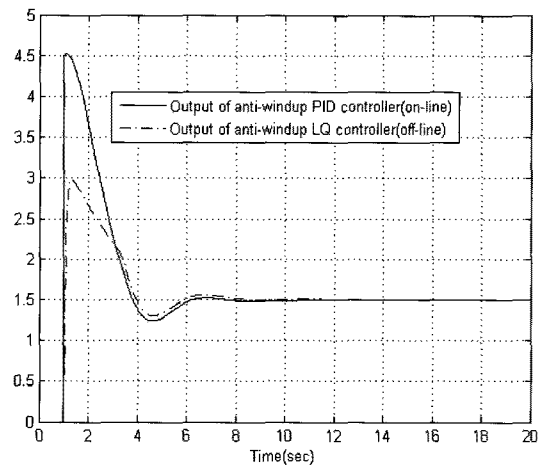


그림 4. 누적방지 무충돌전환 기법이 적용되지 않았을 때의 온라인 제어기(누적방지 PID 제어기)와 오프라인 제어기(누적방지 LQ 제어기)의 출력.

Fig. 4. Outputs of on-line controller(anti-windup PID controller) and off-line controller(anti-windup LQ controller) without an anti-windup and bumpless transfer method.

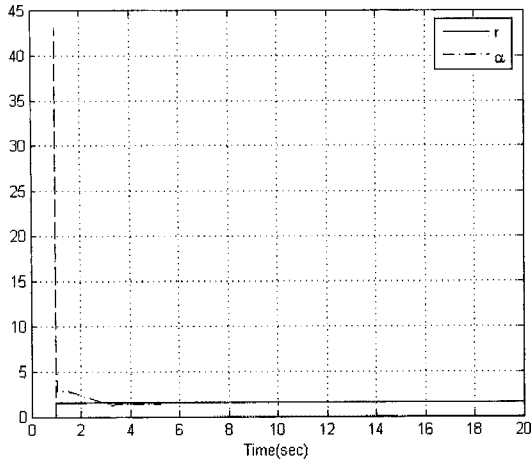


그림 5. 기준입력 r 과 r 을 대신한 입력 α .
 Fig. 5. A reference input r and an input α instead of r .

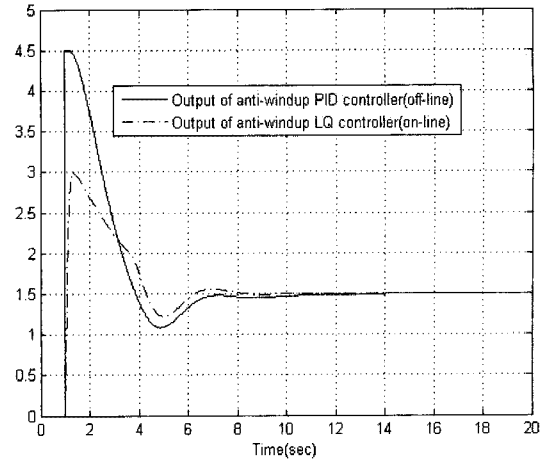


그림 7. 누적방지 무충돌전환 기법이 적용되지 않았을 때의 온라인 제어기(누적방지 LQ 제어기)와 오프라인 제어기(누적방지 PID 제어기)의 출력.

Fig. 7. Outputs of on-line controller(anti-windup LQ controller) and off-line controller(anti-windup PID controller) without an anti-windup and bumpless transfer method.

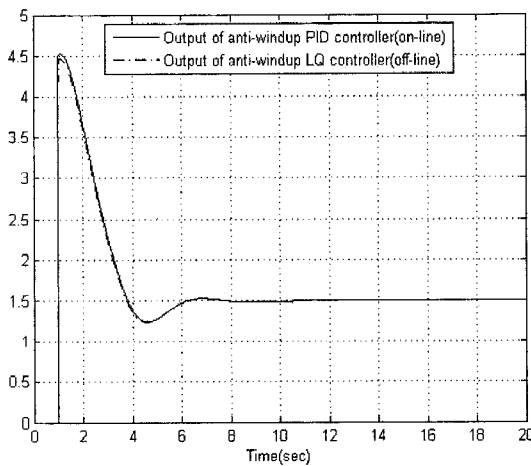


그림 6. 누적방지 무충돌전환 기법이 적용된 온라인 제어기(누적방지 PID 제어기)와 오프라인 제어기(누적방지 LQ 제어기)의 출력.

Fig. 6. Outputs of on-line controller(anti-windup PID controller) and off-line controller(anti-windup LQ controller) with an anti-windup and bumpless transfer method.

보면 구동기의 제한으로 인해 누적현상이 발생했음을 확인할 수 있다. 이때의 누적현상은 누적방지 제어기에 의해 제어성능에 지장이 없을 정도로 충분히 작아 졌음을 밝힌다. $W_x = 100$ 이고 $W_u = 1$ 일 때 F 는 다음과 같다.

$$F = \begin{bmatrix} -127.9846 & 23.3110 & 99.9556 \\ 172.4522 & -0.9005 & 9.9504 & 0.0995 \end{bmatrix} \quad (32)$$

제안된 누적방지 무충돌전환 기법을 사용해서 오프라인 제어기의 입력을 그림 5처럼 r 대신 α 을 사용한다면 그림 6과 같이 y_c 와 \hat{y}_c 는 거의 같게 됨을 확인할 수 있다. 그러므로 이 경우는 어느 순간에 제어기가 교체가 이루어진다 하더라도 충돌이 일어나지 않는다. 따라서 무충돌전환이 이루어짐을 확인할 수 있다.

2. 누적방지 LQ 제어기에서 누적방지 PID 제어기로의 무충돌전환
 누적방지 PID 제어기와 누적방지 LQ 제어기는 앞의 예와

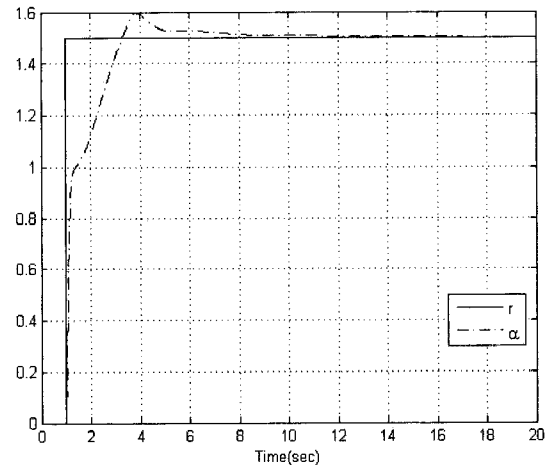


그림 8. 기준입력 r 과 r 을 대신한 입력 α .
 Fig. 8. A reference input r and an input α instead of r .

동일하다. 이번에는 온라인 제어기로 누적방지 LQ 제어기를 사용하고, 오프라인 제어기로 누적방지 PID 제어기를 사용한다고 하자. 구동기의 제약조건은 $0 \leq u \leq 2$ 로 했다. 제안된 누적방지 무충돌전환 기법을 사용하지 않고 오프라인 제어기에도 단순히 같은 r 을 사용해서 시뮬레이션 했을 때 y_c 와 \hat{y}_c 는 그림 7과 같다. 그림 7에서 보듯이 약 1초에서 10초 구간 사이에서 제어기 교체가 일어나게 된다면 온라인, 오프라인 제어기의 출력차로 인해 충돌이 발생하게 된다. 약 1초에서 3.7초 사이의 구간의 온라인 제어기의 출력을 관찰해 보면 구동기의 제한으로 인해 누적현상이 발생했음을 확인할 수 있다. 이때의 누적현상은 누적방지 제어기에 의해 제어성능에 지장이 없을 정도로 충분히 작아 졌음을 밝힌다. $W_x = 100$ 이고 $W_u = 1$ 일 때 F 는 다음과 같다.

$$F = \begin{bmatrix} 0.1401 & -4.8958 & -1.4377 & -0.1947 \\ 10.9874 & 0.0001 & 0.3328 & 0.0015 \end{bmatrix} \quad (33)$$

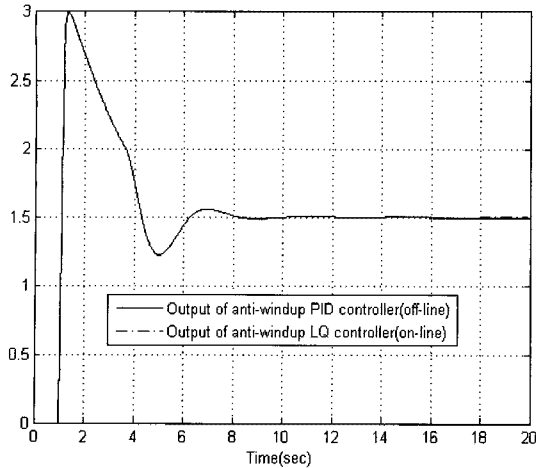


그림 9. 누적방지 무충돌전환 기법이 적용된 온라인 제어기(누적방지 LQ 제어기)와 오프라인 제어기(누적방지 PID 제어기)의 출력.

Fig. 9. Outputs of on-line controller(anti-windup LQ controller) and off-line controller(anti-windup PID controller) with an anti-windup and bumpless transfer method.

제안된 누적방지 무충돌전환 기법을 사용해서 오프라인 제어기의 입력을 그림 8처럼 r 대신 α 을 사용한다면 그림 9와 같이 y_c 와 \hat{y}_c 는 거의 같게 됨을 확인 할 수 있다. 그러므로 이 경우는 어느 순간에 제어기가 교체가 이루어진다 하더라도 충동이 일어나지 않는다. 따라서 무충돌전환이 이루어짐을 확인할 수 있다.

V. 결론

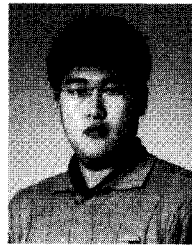
이 논문에서는 새로운 통합된 누적방지 무충돌전환 기법을 제안하였다. 이 기법은 누적방지 제어기를 표현할 수 있는 상태공간 모델을 사용하여 무충돌전환 문제를 설정한 후, LQ 최적화 기법을 적용하여 유도되었다. 누적방지 PID 제어기와 누적방지 LQ 제어기 사이의 제어기 교체 시에 어느 때라도 무충돌전환을 이룰 수 있음을 수치 예제를 통하여 보임으로써 제안된 기법의 성능을 예시하였다.

제안된 누적방지 무충돌전환 기법은 누적방지 기법과 직접적인 무충돌전환 기법을 모두 고려하여 통합했다는 장점을 갖는다. 또한 이 기법은 다변수 플랜트에서도 손쉽게 적용가능하고, 수동제어에서 자동제어로의 제어기 교체, 계인 스케줄링 제어, 적응제어 등에도 손쉽게 적용될 수 있는 장점이 있다.

참고문헌

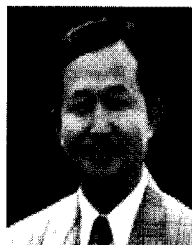
- [1] M. V. Kothare, P. J. Campo, M. Morari, and C. N. Nett, "A unified framework for the study of anti-windup designs," *Automatica*, vol. 30, no. 12, pp. 1869-1883, 1994.
- [2] 이영삼, 이명의, 권오규, "누적방지 무충돌 전환 제어기의 설계와 비선형 보일러 시스템 적용," 제어 · 자동화 · 시스템공학 논문지, 제6권 제4호, pp. 247-253, 2000.
- [3] C. Edwards and I. Postlethwaite, "Anti-windup and bumpless-transfer schemes," *Automatica*, vol. 34, no. 2, pp. 199-210, 1998.
- [4] L. Zaccarian and A. R. Teel, "A common framework for anti-windup, bumpless transfer and reliable designs," *Automatica*, vol. 38, pp. 1735-1744, 2002.
- [5] M. C. Turner and D. J. Walker, "Linear quadratic bumpless transfer," *Automatica*, vol. 36, pp. 1089-1101, 2000.
- [6] K. Zheng, A. H. Lee, J. Bentsman, and C. W. Taft, "Steady-state bumpless transfer under controller uncertainty using the state/output feedback topology," *IEEE Trans. On Control Systems Technology*, vol. 14, no. 1, pp. 3-17, 2006.
- [7] 김태신, 박종후, 권오규, 박춘배, "LQ비행제어를 위한 무충돌 전환 구현 알고리즘," 한국항공우주학회, 제34권 제11호, pp. 35-41, 2006.
- [8] 김태신, 권오규, "무충돌 전환 구현 알고리즘을 사용한 전비행영역 제어기 교체법," 한국항공우주학회, 제36권 제6호, pp. 574-580, 2008.

김 태 신



2002년 인하대학교 전자공학과 졸업.
2004년 인하대학교 전기공학과 대학원 졸업(공학석사). 2004년~현재 동 대학원 박사과정 수료. 관심분야는 시스템식별, 다변수 시스템제어, 비선형 제어.

권 오 규



1978년 서울대학교 전기공학과 졸업.
1980년 동 대학원 졸업(공학석사). 1985년 동 대학원 제어계측공학과 졸업(공학박사). 1984년 인하대학교 전기공학과 조교수. 1988년 인하대학교 전기공학과 부교수. 1988년~1989년 호주 뉴캐슬대

객원교수. 현재 인하대 IT공대 전기공학부 교수. 관심분야는 건설제어 및 추정, 시스템식별, 이상검출 및 진단.