

포화 요소가 있는 계를 위한 와인드업 방지 보상 방법

장 원 옥 박 영 진
한국과학기술원 기계공학과

A Novel Anti-Windup Compensation for Systems with Saturating Actuator

Won Woog Chang Youngjin Park
Department of Mechanical Engineering, KAIST

ABSTRACT

A novel approach based on a nonlinear compensator is proposed to prevent 'windup', which is caused by the saturation of the actuator and the integration action of the controller. The anti-windup compensator is located between the conventional linear controller, designed neglecting the saturation, and the actuator. It was proven based on the describing function method that, if the closed loop control systems are stable assuming no saturation, then there exist a range of compensator gain which prevents any limit-cycle and hence, guarantees the system stability. The computer simulation results show that the compensator proposed in the manuscript can eliminate unstable limit cycle and improve the transient response.

1. 개요

와인드업 (windup)현상은, 적분기가 있는 제어기의 출력이 액추에이터 (actuator)의 포화현상으로 인하여 제어하려는 계에 충분히 전달되지 않는 경우에, 제어기의 출력이 비정상적으로 증가하는 바람직하지 않은 비선형 현상을 말한다. 와인드업 (windup)현상이 일어나는 계는 큰 오버슈트 (over-shoot)가 나타나거나 리밋 싸이클 (limit cycle)이 나타나는 등의 비선형 거동을 하게 된다. 그 중에서도 가장 큰 문제는 선형 이론에 의하면 안정한 계가 포화현상이 일어나면서 비선형계가 되므로 안정성이 보장되지 못한다는 것이다. 이런 현상은 큰 제어 신호가 발생하는 시동 초기나 과도기 등에 액추에이터가 포화됨에 따라서 나타나게 된다 [1].

이런 와인드업 현상이 포화요소가 있는 계에는 언제나 나타날 가능성이 있으므로 와인드업 방지 제어 (anti-windup control)의 필요성이 크다고 하겠다. 이 분야에 관한 이제까지의 연구들은 와인드업 작용을 조절할 수 있는 새로운 비선형 제어기를 설계하거나 [6,8], 혹은 포화요소가 있는 계의 안정성을 해석할 수 있는 방법을 제시하는 방향으로 이루어져 왔다 [7]. 본 연구에서는 제어기에 관심을 갖던 기존의 방법에서 탈피해서 포화요소에 초점을 맞추어 와인드업 현상을 해결하는 새로운 방법을 제시하고자 한다.

2. 와인드업 방지 보상 방법 (Anti-Windup Compensation)

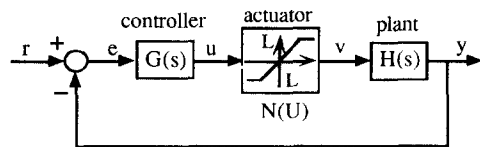


그림 1. 와인드업을 일으키는 계의 블록선도

Fig. 1 The block diagram of a system with Windup

그림 1은 액추에이터에서 포화현상이 발생하는 궤환 제어 계의 구성도이다. 본 논문연구 대상은 그림 1에서처럼 포화요소를 제외한 모든 구성요소가 선형적으로 작동하는 계에 국한한다. 와인드업 현상은 그림 1의 u 가 v 에 비하여 크게 증가하는 현상을 일컫으므로, 본 논문에서는 그림 2에서처럼

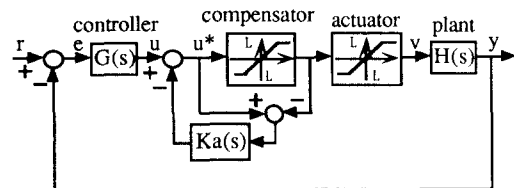


그림 2. 보정기를 부착한 계의 블록선도

Fig. 2 The block diagram of a system with Anti-Windup Compensator

제어기와 액추에이터 (actuator)사이의 보정기를 부착하여 u 와 v 사이의 차이를 줄여 와인드업을 방지하려 한다. 보정기만의 포화요소와 액추에이터의 특성이 일치한다면, 액추에이터를 무시하여도 전체 시스템 특성에는 변화가 없으므로 이후부터는 이를 무시한다. 포화가 일어난 경우의 와인드업 현상은 보통 제어기 내의 적분기에 오차값이 누적되어 일어나므로 이를 상쇄하기 위해서는 보정기 궤환 전달함수 (compensator feedback transfer function) $Ka(s)$ 속에 적분기를 필요로 하게 된다. 미분기와 비례기를 함께 사용하는 방법도 있을 수 있으나, 이 논문에서는

$$K_a(s) = \frac{K_a}{s} \quad (1)$$

만 고려한다. 여기서 상수 K_a 는 보상기이득 (compensator gain)이다.

3. 와인드업 방지 보상기가 부착된 계의 선형 안정성 해석 (포화 현상을 무시한 경우)

보상기를 부착하기 전의 계가 선형 조건하에서 안정할 경우, 보상기를 부착한 계의 안정성 문제를 고려하기로 하자.

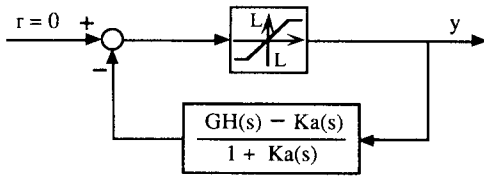


그림 3. 재구성한 등가 계의 블록선도

Fig. 3 The block diagram of a equivalent modified system

그림 3은 안정성 해석을 위해서 목표값(그림 2의 r)을 0으로 가정하고 재구성한 등가의 계를 나타내고 있다. 포화요소 이외의 모든 요소가 선형요소이므로 계의 작동구간은 포화 현상이 일어나는 비선형 구간과 포화현상이 일어나지 않는 선형 구간으로 분류될 수 있다. 우선 포화현상이 일어나지 않는 선형 작동구간에서 보상기 부착계의 안정성을 고려하기로 하자. 그림 3과 같이 재구성한 계의 개회로 전달함수 (open loop transfer function)는 다음과 같이 표시된다.

$$G^*(s) = \frac{GH(s) - K_a(s)}{1 + K_a(s)} \quad (2)$$

이 경우의 선형 작동구간에서의 궤환 특성방정식 (characteristic equation of closed loop system)은 다음과 같다.

$$G^*(s) + 1 = 0 \quad (3)$$

제어기와 프랜트 (plant)의 전달함수 및 보상기 궤환 전달함수는 다음과 같이 유리다항식 (rational polynomials)의 분자 및 분모로 표시될 수 있다.

$$\begin{aligned} GH(s) &= \frac{K(s+z_1)\cdots(s+z_m)}{s^\alpha(s+p_1)\cdots(s+p_n)} = \frac{N_G(s)}{s^\alpha D_G(s)} \\ &= G(s)H(s) \end{aligned} \quad (4)$$

$$K_a(s) = \frac{N_a(s)}{D_a(s)} \quad (5)$$

이때, 이들이 실현 가능하기 위해서는 분자항의 차수가 분모항의 차수보다 낮아야 한다.

이를 (3)식에 대입하면, 다음의 보상기 부착 궤환계 (closed loop system with compensator)의 특성방정식을 얻을 수 있다.

$$1+G^*(s) = \frac{s^\alpha D_G(s)+N_G(s)}{s^\alpha D_G(s)} \frac{D_a(s)}{D_a(s)+N_a(s)} = 0 \quad (6)$$

한편 보상기가 부착되기 전의 원래 궤환계 (original closed loop system)의 선형 작동구간에서의 전달함수는 다음과 같다.

$$T(s) = \frac{GH(s)}{1+GH(s)} = \frac{N_G(s)}{s^\alpha D_G(s)+N_G(s)} \quad (7)$$

정상오차 (steady state error)를 없애기 위하여는 $\alpha \geq 1$ 을 만족해야 한다. 또한, 이 경우에만 와인드업 현상이 일어나므로 이 논문에서는 이 경우를 증명적으로 다룬다.

다음의 식은 원래 궤환계의 특성방정식을 나타내며, 계가 선형 작동구간에서 안정하다면 이 특성방정식의 근은 모두 s 평면의 허수축 좌측에 존재한다.

$$s^\alpha D_G(s) + N_G(s) = 0 \quad (8)$$

(6)식의 폴 (pole)과 제로 (zero)가 소거되지 않는다고 하면 보상기 부착 계의 특성방정식은 원래계의 특성방정식에 보상기 궤환 전달함수 $K_a(s)$ 의 분모를 곱한 형태가 된다.

보상기 궤환 전달함수로 (1) 식을 사용한 경우에 계의 안정성을 고려하자.

$\alpha \geq 1$ 인 경우

$$\begin{aligned} 1+G^*(s) &= \frac{s^\alpha D_G(s)+N_G(s)}{s^{\alpha-1} D_G(s)} \frac{s}{s+K_a} \\ &= \frac{s^\alpha D_G(s)+N_G(s)}{s^{\alpha-1} D_G(s)(s+K_a)} = 0 \end{aligned} \quad (9)$$

특성방정식은 분자항만이 고려되고, $D_G(s)$ 와 $N_G(s)$ 의 특성상 ($s+K_a$)항을 제외한다면 분자와 분모항 간에 소거가 일어 날 수 없으므로, 보상기를 부착한 계의 특성방정식이 원래계의 방정식과 일치함을 알 수 있다. 그러므로, 원래계가 안정하도록 선형 제어를 설계한 경우, 보상기를 차후에 부착하여도 선형 작동구간에서의 안정성이 유지됨을 알 수 있다.

$\alpha < 1$ 인 경우

보상기는 원점에 폴을 제공하는 역할을 하게 된다. 이 폴은 보상기 궤환부분에 있는 적분기의 동특성을 나타내고 있으며, $\alpha \geq 1$ 인 경우와는 다르게, 제어기내의 적분기에 의하여

상쇄되지 않았음을 보여준다. 이는 와인드업 현상이 일어나지 않는 계에 불필요한 보상기를 붙인 경우가 되므로 더 이상 고려하지 않는다.

위의 증명에 의해서 처음에 포화현상을 고려하지 않은 선형계가 안정하게 설계되었다면 보상기가 부착된 계도 선형구간에서 안정함을 보였다. 다음 절에서는 묘사함수방법 (describing function method)[3]을 사용하여 비선형 작동구간에서의 안정성을 고찰하기로 한다.

4. 와인드업방지 보상기가 부착된 계의 비선형 안정성 해석

비선형계의 안정성 해석은 여러 가지가 있을 수 있으나 그 중 가장 보편적인 것은 자려 진동 (self-induced vibration)현상의 존재 해석이라 하겠다 [5]. 이 정상 진동 (steady state vibration)은 이에 가까운 진동이 모두 이를 향해서 수렴(converge)해 가는 극한의 주기 진동이므로 리미트 싸이클이라 하며 계의 선형부분의 개회로 주파수 응답함수 (open loop frequency response function) $G^*(j\omega)$ 와 비선형 요소의 묘사함수 (describing function) $N(U)$ 사이의 다음 관계가 만족되면 나타나게 된다 [2].

$$G^*(j\omega) = -\frac{1}{N(U)} \quad (10)$$

여기서 $N(U)$ 는 비선형 요소의 묘사함수를 나타낸다. 포화요소의 묘사함수는 다음과 같다 [3].

$$N(U) = \begin{cases} 1, & U \leq L \\ \frac{2}{\pi} \left(\sin^{-1}\left(\frac{L}{U}\right) + \left(\frac{L}{U}\right) \sqrt{1 - \left(\frac{L}{U}\right)^2} \right), & U > L \end{cases} \quad (11)$$

여기서 U 는 포화요소의 입력 진폭을, L 은 포화요소의 최대 출력을 표시한다.

주파수 영역에서 $-1/N(U)$ 는 -1 부터 $-\infty$ 까지의 실수값을 갖는다. 그러므로 $G^*(j\omega)$ 가 -1 보다 작은 실수축과 만나지 않는다면 리미트 싸이클은 존재하지 않게 된다.

4.1 보상기 부착에 따른 나이퀴스트 플롯 (Nyquist plot)의 변화

$GH(j\omega)$ 가 물리적으로 실현가능한 계라고 하면 다음과 같이 표현할 수 있다.

$$GH(j\omega) = \frac{K(1+j\omega T_a)(1+j\omega T_b)\cdots}{(j\omega)^\alpha(1+j\omega T_1)(1+j\omega T_2)\cdots} \\ = \frac{b_0(j\omega)^m + b_1(j\omega)^{m-1} + \cdots + b_m}{a_0(j\omega)^n + a_1(j\omega)^{n-1} + \cdots + a_n} \quad (12) \\ (n > m)$$

이제 (12)식을 $G^*(j\omega)$ 에 대입하면

$$G^*(j\omega) = \frac{GH(j\omega) - \frac{K_a}{j\omega}}{\frac{K_a}{j\omega} + 1} \\ = \frac{\{Kj\omega(1+j\omega T_a)\cdots\} - \{K_a(j\omega)^\alpha(1+j\omega T_1)\cdots\}}{(j\omega)^\alpha(K_a+j\omega)(1+j\omega T_1)(1+j\omega T_2)\cdots} \quad (13) \\ = \frac{\{b_0(j\omega)^{m+1} + b_1(j\omega)^m + \cdots\} - K_a\{a_0(j\omega)^n + a_1(j\omega)^{n-1} + \cdots\}}{(K_a+j\omega)\{a_0(j\omega)^n + a_1(j\omega)^{n-1} + \cdots\}}$$

이 식에서 ω 가 0과 ∞ 의 값을 가질때의 $G^*(j\omega)$ 는 다음과 같이 구해진다.

$$\omega = 0 \text{ 일때} \\ \alpha = 0, \quad G^*(j\omega) \Big|_{\omega=0} = -1 \\ \alpha = 1, \quad G^*(j\omega) \Big|_{\omega=0} = \frac{K - K_a}{K_a} \quad (14) \\ \alpha \geq 2, \quad \left| G^*(j\omega) \right|_{\omega=0} = \infty$$

$$\omega = \infty \text{ 일때} \\ G^*(j\omega) = 0 \quad (15)$$

계에 보상기를 부착함으로써 인하여 나타나는 나이퀴스트 플롯의 변화는 $GH(s)$ 가 원점에 폴을 가지고 있지 않은 경우에는 $\omega = 0$ 에서 위상이 180도 변화해서 -1 점에서 시작을 하게 된다. 그리고 원점에 폴을 가지고 있는 계의 경우에는 보상기의 부착이 $GH(s)$ 의 원점에 있는 폴을 하나 없애는 역할을 하게 되므로 $\omega = 0$ 에서 위상을 90도 만큼 변화시킨다.

(13)식으로부터 다음의 식을 유도할 수 있다.

$$G^*(j\omega) + 1 = \frac{GH(j\omega) + 1}{1 - \frac{K_a}{\omega j}} \quad (16)$$

(16)식에서 다음의 결과들을 추론할 수 있다. 첫째, 낮은 주파수에서의 많은 변화에도 불구하고 높은 주파수에서의 변화는 크지 않다. 둘째, 보상기 이득 K_a 의 증가는 나이퀴스트 플롯을 실수축상의 점 -1 을 향해서 끌어 당기는 동시에 시계 반대 방향으로 돌리는 역할을 한다. 이러한 보상기의 작용은 나이퀴스트 플롯이 -1 보다 작은 실수 축과 만나는 경우에 K_a 값의 증가로 만나지 않도록 하는데 이용될 수 있다. 즉 리미트 싸이클의 존재를 K_a 의 조정으로 없앨 수 있음을 의미한다.

4.2 보상기 이득 결정 방법

$G^*(j\omega)$ 의 나이퀴스트 플롯이 -1 보다 작은 음의 실수축과 교차하면 리밋 싸이클을 갖게 된다. 따라서 보상기 이득은 $G^*(j\omega)$ 의 나이퀴스트 플롯이 그 구간을 회피하도록 결정되어야 한다.

$G^*(j\omega)$ 를 실수부와 허수부로 나누면 다음과 같이 표시된다.

$$G^*(j\omega) = \frac{-K_a\omega I(\omega) - K_a^2 + \omega^2 R(\omega)}{K_a^2 + \omega^2} + j \frac{K_a\omega R(\omega) + \omega^2 I(\omega) + K_a\omega}{K_a^2 + \omega^2} \quad (17)$$

여기서 $R(\omega)$ 는 $GH(j\omega)$ 의 실수부를 $I(\omega)$ 는 $GH(j\omega)$ 의 허수부를 나타낸다.

리밋싸이클의 주기가 0 과 무한대인 극한 경우와 그렇지 않은 경우를 나누어 각기 다루기로 한다.

$0 < \omega < \infty$ 경우

이때 $G^*(j\omega)$ 가 다음의 두 조건 i) 과 ii) 중 하나만 만족하면 $0 < \omega < \infty$ 에서 -1 보다 작은 음의 실수 값을 갖지 않게 된다.

$$i) \text{Im}\{G^*(j\omega)\} \neq 0, \quad \forall (0 < \omega < \infty)$$

(17) 식을 이 조건에 대입하면 다음의 식을 얻을 수 있다.

$$K_a R(\omega) + \omega I(\omega) + K_a \neq 0, \quad (0 < \omega < \infty) \quad (18)$$

이 식을 만족하는 $GH(j\omega)$ 의 조건은

$$1) R(\omega^*) = -1 \text{ and } I(\omega^*) \neq 0 \quad (19)$$

or

$$2) R(\omega^*) \neq -1 \text{ and } I(\omega^*) = 0 \quad (20)$$

or

$$3) R(\omega^*) = -1 \text{ and } K_a \neq \frac{-\omega^* I(\omega^*)}{R(\omega^*) + 1} \quad (21)$$

그러므로 위의 세 조건들과 조건 i) 과는 서로 교환하여 사용하여도 무방하다.

$$ii) \text{Im}\{G^*(j\omega^*)\} = 0 \text{ and } \text{Re}\{G^*(j\omega^*)\} > -1 \quad (0 < \omega^* < \infty)$$

이 조건은 다음의 두 식으로 정리된다.

$$K_a R(\omega^*) + \omega^* I(\omega^*) + K_a = 0 \quad (22)$$

and

$$\frac{-K_a\omega^* I(\omega^*) - K_a^2 + \omega^{*2} R(\omega^*)}{K_a^2 + \omega^{*2}} > -1 \quad (23)$$

또한, (22)식을 다음과 같이 정리하자.

$$\omega^* I(\omega^*) = -K_a R(\omega^*) - K_a \quad (24)$$

$$R(\omega^*) = \frac{-\omega^* I(\omega^*) - K_a}{K_a} \quad (25)$$

이 각각의 식을 (23)식에 대입하면 조건 ii) 에 상응하는 다음 식을 구할 수 있다.

$$R(\omega^*) > -1 \text{ and } \frac{I(\omega^*)}{K_a} < 0 \quad (26)$$

(24)식을 (17)식에 대입하면 다음의 관계식을 얻는다.

$$G^*(j\omega^*) = R(j\omega^*) = \text{Re}\{G(j\omega^*)\} \quad (27)$$

이 식은 보상기 부착 후 존재할 수 있는 리밋 싸이클의 주기 및 진폭의 범위를 나이퀴스트 플롯에서부터 예측하는데 사용될 수 있다.

ω 가 0 또는 ∞ 의 극한값을 가질 경우

$G^*(j\omega)$ 의 값은 4.1 절에서 고려한 것처럼 K 가 양수일 경우 -1 보다 작은 음의 실수값을 갖지 않는다. 그러나 $GH(s)$ 가 원점에 폴을 가지지 않는 경우 또는 K 가 음수일 경우에는 $\omega = 0$ 에서 리밋싸이클을 갖게 된다. 그러나 이 경우에는 주기가 무한대이므로 리밋 싸이클이라 할 수 없다. ω 가 무한대로 수렴할 때 $G^*(j\omega)$ 의 값은 원점으로 수렴하므로 리밋 싸이클은 존재하지 않는다.

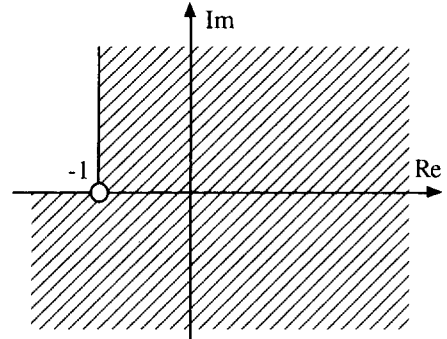


그림 4. $K_a > 0$ 일때, 리밋 싸이클을 갖지 않는 영역
Fig. 4 For $K_a > 0$, the domain without limit cycle

이제 $G^*(j\omega)$ 가 보상기 이득에 관계없이 리밋 싸이클을 갖지 않을 $GH(j\omega)$ 의 조건을 정리하면

$K_a \geq 0$ 인 경우

$$-1 + 0j \text{ 점을 제외한 } R(\omega) \geq -1 \text{ 또는 } I(\omega) \leq 0$$

이 구역을 $GH(j\omega)$ 의 평면에 나타내면 그림 4의 빗금친 구역과 같다. 이는 보상기 이득 값에 상관없이, $GH(j\omega)$ 가 빗금친 구간안에 들어가는 주파수 ω 로 진동하는 리미트 사이클이 존재할 수 없음을 뜻한다.

$Ka < 0$ 인 경우

음수의 Ka 를 사용하면 와인드업을 증가시키는 현상이 일어나 대체로 과도 응답 등의 특성이 나빠지므로 사용을 권장할 수 없으나 특수한 경우에 리미트 사이클을 제거하기 위하여 사용될 수도 있을 것이다. 이 경우, 그림 4의 실수축에 대칭인 구역에서 Ka 의 값에 상관없이 리미트 사이클이 존재하지 않는다.

$GH(j\omega)$ 가 위에서 정의된 영역을 제외한 부분에 값을 갖는 경우는 그 주파수 영역에 한해서 식 (21)로부터 다음의 함수를 정의한다.

$$f(\omega) = \frac{-\omega I(\omega)}{R(\omega) + 1} = \omega \tan\theta(\omega) \quad (28)$$

여기서 θ 는 그림 5에서와 같이 정의 된다.

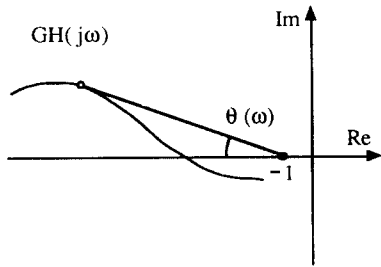


그림 5. $\theta(\omega)$ 의 정의
Fig. 5. The definition of $\theta(\omega)$

$Ka > \text{Max}\{f(\omega)\}$ 또는 $0 < Ka < \text{Min}\{F(\omega)\}$ 되도록 Ka 를 결정하면 리미트 사이클을 피할 수 있다. 그림 5에서와 같이 $GH(\omega)$ 가 실수축을 통과하여 제 2상한으로 들어오는 경우에는 각도 θ 는 0도에서부터 증가하므로 $Ka > \text{Max}\{f(\omega)\}$ 인 구간에서만 리미트 사이클을 피할 수 있다.

앞에서 설명한 바와 같이 원래계의 나이퀴스트 플롯으로부터 쉽게 리미트 사이클을 없애는 보상기 이득을 구할 수 있다. 이를 다음의 예제를 통하여 보이고자 한다. 한가지 주의할 점은, 본 논문에서 사용한 묘사함수 방법은 근사방법 (approximation method)이므로 모의실험 (simulation)이나 감도해석 (sensitivity analysis)등을 통한 검증을 필요로 한다는 것이다.

5. 예제

시동 초기에 와인드업 현상이 일어나고 입력의 진폭에 따라서 리미트 사이클을 갖는 다음과 같은 계를 고려하기로 하자 [4]. 다음은 계의 전달 함수들이다.

$$G(s) = \frac{2.99s^2 + 3s + 1}{s} \quad (29)$$

$$H(s) = \frac{1}{s(s + 0.01)}$$

이 계는 -1에 3중근의 폐회로 특성치 (closed loop eigenvalues)를 갖는 선형적으로는 안정한 계이다. 여기서 포화요소의 최대출력은 0.25로 가정하였다. 그림 6은 여러 크기의 계단 목표값에 대한 응답을 나타내고 있다. 목표값이 약 2.75보다 적을 경우 출력은 목표값에 수렴하고, 클 경우에는 발산하는 것을 알 수 있다.

그림 7의 나이퀴스트 플롯에서 $GH(j\omega)$ 가 실수축과 만나는 점이 -8 근방이고 이때의 $\omega^* = 0.57$, $U/L = 11.8$ 이므로 리미트 사이클의 주기는 약 11초 ($2\pi/0.57$) 정도, 포화요소 입력진폭은 약 3 (11.8×0.25) 정도, 계의 출력 범위는 약 2.7 ± 1.2 정도로 예측된다. 또한 이 리미트 사이클이 불안정할 것이라는 점도 예측이 가능하다. 이러한 예측을 그림 6의 모의 실험결과와 비교하면 잘 일치함을 알 수 있다.

그림 7에 나타난 $GH(j\omega)$ 는 $\omega < 0.57$ (rad/sec)인 구간에서 제 2상한에 존재한다. 그러므로 보상기 이득 결정에는 $\omega < 0.57$ 의 영역만을 고려하면 된다.

(11) 식을 이용해서 $f(\omega)$ 를 계산하면

$$f(\omega) = \frac{2.99\omega^4 - 1.03\omega^2}{\omega^4 - 2.97\omega^2 - 0.01} \quad (30)$$

$0 < \omega < 0.57$ 에서 $f(\omega)$ 는 그림 8에서와 같이 $\text{Max}\{f(\omega)\} \equiv 0.287$, $\text{Min}\{f(\omega)\} = 0$ 이므로 $Ka > 0.287$ 되도록 보상기의 이득을 결정하면 리미트 사이클을 없앨 수 있다. 그림 7은 $Ka > 0.287$ 인 경우에 $G^*(j\omega)$ 의 나이퀴스트 플롯이 -1보다 작은 음의 실수축과 교차하지 않음을 보여 준다. 그림 9 ($Ka = 0.287$)와 그림 10 ($Ka = 1.0$)은 보상기 부착계의 모의실험의 결과로, 예상한 대로 시동 초기의 성능이 향상되고 리미트 사이클도 없어짐을 보여주고 있다. 보상기 이득을 증가할수록 과도 성능이 좋아짐을 볼 수 있으나, 실제 보상기 설계 시에는 잡음 등의 외란 (disturbance)에 의한 영향을 고려하여 보상기 이득을 결정하여야 할 것이다.

6. 결론 및 고찰

본 논문에서 제안된 보상기는 와인드업 (windup)현상을 없애는데 우수한 능력을 보인다. 특히 이 보상기는 선형 제어기가 설계 및 설치된 이후에라도 제어기를 바꾸지 않고 부가로 설치할 수 있는 장점이 있다. 이 보상은 포화현상이 일어나지 않으면 전혀 작동하지 않으므로 선형 작동구간의 동특성은 보상기 부착 전과 동일하다.

포화현상을 무시한 궤환 선형계가 안정할 경우, 포화현상이 존재하는 경우에도 보상기를 부착하여 계를 안정시킬 수 있음

을 묘사함수 (describing function) 방법을 사용하여 증명하였으며 나이퀴스트 플롯 (Nyquist Plot)을 사용하여 보상기 이득을 체계적으로 구할 수 있는 방법을 제시하였다.

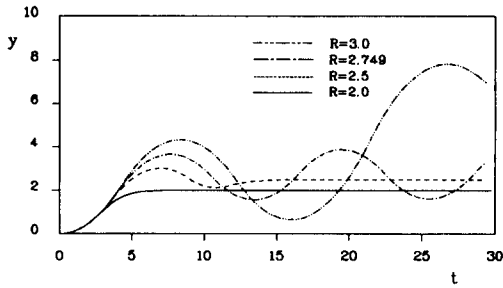


Fig. 6 Output response of the system without Anti-Windup Compensator

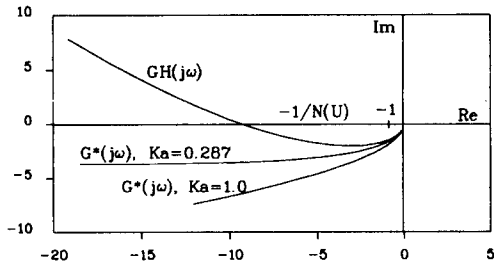


Fig. 7 The locus of $-1/N(U)$ and Nyquist plot of $GH(j\omega)$ and $G^*(j\omega)$

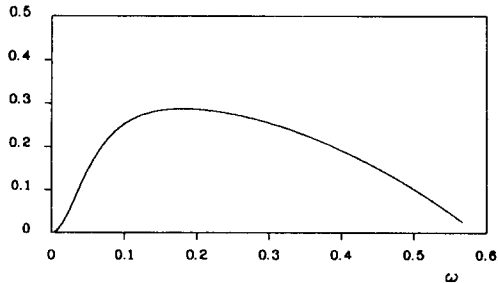


Fig. 8 Plot of $f(\omega)$

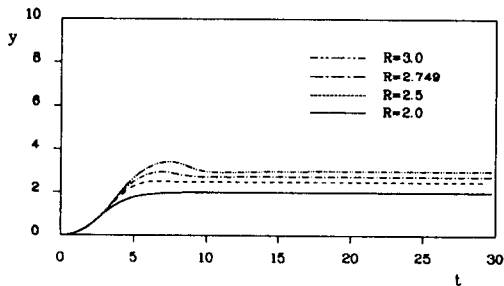


Fig. 9 Output response of the system with Anti-Windup Compensator ($K_a = 0.287$)

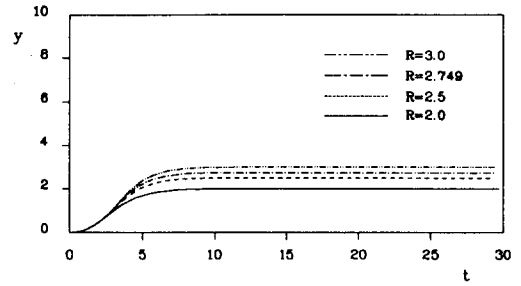


Fig. 10 Output response of the system with Anti-Windup Compensator ($K_a = 1.0$)

7. 참고 문헌

- [1] K. J. Astrom and B. Wittenmark, 1990, "Computer Controlled Systems - theory and design," Prentice-Hall, pp 224-226.
- [2] Y. Takahashi, M. J. Rabins, D. M. Auslander, 1970, "Control and Dynamic Systems," Addison-Wesley, pp 526.
- [3] R. Sridhar, 1960, "A General Method for Deriving the Describing Functions for a Certain Class of Nonlinearities," IRE Trans. on Automatic Control, Vol. AC-5, No. 2, pp 135-141.
- [4] S. Yang, "Stability and Performance of a Control System with an Intelligent limiter," Proc. of 1989 ACC V2 (of 3), pp 1699-1705.
- [5] D. P. Atherton, "Stability of Nonlinear Systems," Research Studies Press.
- [6] A. H. Glatfelter and W. Schaufelderger, 1983, "Stability Analysis of Single Loop Control Systems with Saturation and Antireset-Windup Circuits," IEEE Trans. on Automatic Control, Vol. AC-28, No.12, pp.1074-1081.
- [7] B. S. Chen and S. S. Wang, 1988, "The Stability of Feedback Control with Nonlinear Saturating Actuator : Time Domain Approach," IEEE Trans. on Automatic Control, Vol. AC-33, No. 5, pp. 483-487.
- [8] N. J. Krikelis, 1980, "State feedback integral control with 'intelligent' integrators," Int. J. Control, Vol. 32, No. 3, pp. 465-473.