

제한된 제어 입력 신호의 보상을 위한 보상기 설계와 안정도에 대한 연구

正會員 孫 東 高* 正會員 嚴 基 煥* 正會員 朴 鎭 煥**

The Study on the Stability and Design of Compensator for Bounded Control Input Signal

Dong Seol Son*, Ki Hwan Eom*, Jang Hwan Park** *Regular Members*

요 약

제어대상에 제한된 제어 입력 신호에 대하여 좋지 않은 효과를 줄일 수 있고, 이것은 제어 입력 신호의 억제 되어진 부분을 보상하는 보상 루프를 구성함으로써 실행된다.

보상 루프의 보상기 설계와 안정도 조사는 Kalman-Szegö-보조정리를 이용하고 그 결과로서 작은 오차 신호에 대해서도 제어대상에 대한 제어 입력 신호의 많은 범위를 활용하는 것이 가능하다.

Abstract

It is possible to weaken the undesirable effect of a bounded control input signal to the plant and done by setting up an additional correction loop which compensates for the suppressed portion of the control input signal. The design and analysis of stability of state controller is used by the Kalman-Szegö-Lemma and as the result of this method is made possible to take advantage of the control input to the plant even for small error signals.

I. 서 론

제어계에 존재하는 비선형 요소로서 포화는 제어 입력 신호를 제한시키므로 제어계의 응답이 늦어지거나, Anti-reset-windup¹⁾²⁾과 같은 원하지 않는 현상들이 발생하므로 이의 개선과 안정도에 관하여 많은 연구가 진행되고 있다.¹⁾²⁾

제어 입력 신호의 제한을 최대한으로 활용하기 위하여 G.Schneider³⁾는 제어루프(loop) 포화를 부분적으로 만족시키며 별도의 보상루프를 삽입하는 방식을 제안하였으나 안정도의 신뢰성에는 문제점이 노출되었다³⁾. G.Schneider방식의 확장으로서 보상루프의 보상제어기 설계와 안정도에 대하여 E.Brenner⁴⁾의 Linear Programming 응용과, H.Pristauz⁵⁾의 최소 시간 제어기(minimum time controller)설계는 주로 연산 결과를 좋게하기 위하여 반복 방법을 사용하였고, B.Deutsch는 주파수 영역에서의 안정도 판별에 대한 연구가 있었다.⁶⁾

* 柳韓專門大學 電氣電子科
Dept. of Electrical Yu Han College

** 東國大學校 電子工學科
Dept. of Electronics Engineering Dongguk University
論文番號 : 93-143

비선형제어계의 안정도를 판별하는 방법으로는 크게 그래픽(graphic)방법과 대수적인(algebraic)방법이 있다.

그래픽 방법으로는 Popov의 판별법, Zames의 원판별법, Zypkin의 판별법, Jury-Lee의 판별법등이 있으며, 대수적인 방법으로는 Lyapunov 안정판별법이 있다.⁷⁾

Lyapunov안정 판별법은 비선형 제어계를 선형화시켜서 그의 근을 이용하여 안정도를 판별하는 Lyapunov의 제1방법과(간접방법)과 Lyapunov함수를 직접 구하여 제어계 안정도를 구체적으로 판별하는 Lyapunov의 제2방법(직접법)이 있다.⁸⁾

그러나 이러한 그래픽 방법과 대수적인 방법들을 안정도에서 충분조건만을 가질 수 있다는 문제점이 있다.

Jakubovich 판별법을 기초로하여 Kalman은 시간영역과 주파수 영역을 연결하는 Kalman-Jakubovich-보조정리⁹⁾를 제안하였고, Zypkin 판별법을 바탕으로 Kalman-Szegö-보조정리¹⁰⁾를 제안하였으며, 이 두개의 보조정리들은 비선형제어계의 안정도 판별에 많은 역할을 하였다.

본 논문에서는 제어계의 제한된 제어 입력을 최대한 활용하고 안정도를 보장할 수 있는 제어계를 제안한다.

제안한 제어계는 작은 신호뿐만 아니라 큰 신호에서도 제한된 제어 입력을 최대한 활용할 수 있는 보상제어기를 가진 보상루프를 삽입한다.

보상루프의 제어기 설계와 전체적인 제어계의 안정도 판별은 Kalman-Szegö-보조정리를 이용하여, 컴퓨터 시뮬레이션을 통하여 타당성을 확인한다.

II. 포화 특성을 가진 비선형제어계의 고찰

제어 입력 신호가 포화 요소에 의해 제안되어지는 비선형 제어계를 고찰하기 위하여 그림1과 같은 블록 선도를 구성한다.

그림에서 $r(k)$ 는 기준입력 신호, $R(z)$ 는 제어기, $u(k)$ 는 제한된 제어 입력신호, H 는 Zero-Order-Hold, A 는 Sampler, $P(s)$ 는 제어 대상, $y(k)$ 는 출력 신호이다.

제어기 $R(z)$ 를 설계하기 위하여 선형 제어기 설계법을 이용하며, 다음과 같은 수치값을 갖는다고 가정한다.

제어대상 $P(s)$ 는

$$P(s) = \frac{1}{s^2 + 0.2s + 1} \quad (2-1)$$

이고, 제어 입력 신호의 제한은

$$|u(k)| \leq 1 \quad (2-2)$$

이고, 기준 입력 신호는

$$r(k) = R \delta(t), |R| \leq 0.1 \quad (2-3)$$

$$\begin{cases} \delta(t) = 0 & t \leq 0 \\ 1 & t > 0 \end{cases}$$

이며 샘플링 시간 T_a 는

$$T_a = 0.1$$

이다.

Zero-order-hold를 포함시켜 제어대상 $P(s)$ 의 Z변환을 하면

$$P(z) = \frac{0.00496z^{-1} + 0.00493z^{-2}}{1 - 1.97z^{-1} + 0.980z^{-2}} \quad (2-5)$$

이며, 여기서는 Z-영역(Z-domain) 대신에 $Z = e^{qT_a}$ 의 1차 Padé 근사를 이용하여, 다음과 같이 q-영역(q-domain)⁽¹⁰⁾을 사용하면

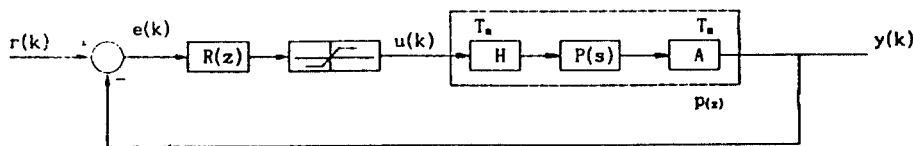


그림 1. 포화를 가진 이산 계환 loop
Fig 1. The discrete feedback loop with saturation

$$z = \frac{1 + (T_a/2)q}{1 - (T_a/2)q}, \quad (T_a/2)q = \frac{z-1}{z+1} \quad (2-6)$$

제어대상 P(s)의 새로운 전달함수는 다음과 같다.

$$P(q) = \frac{z-1}{z} Z\{P(s)/s\} \Bigg|_{z = \frac{1 + (T_a/2)q}{1 - (T_a/2)q}}$$

$$= \frac{[1 - (q/20)][1 + (q/5998)]}{1 + 2 \times 0.100(q/1.00) + (q/1.00)^2}$$

식(2-7)에 $q = j\Omega$ 로 대치함으로써 주파수 응답을 얻을 수 있고, Ω 는 아래의 식

$$(T_a/2)\Omega = \tan(T_a/2) \omega$$

에 따라 실(real) 주파수와 관계한 Pseudo-주파수이고, 근사적으로 아래와 같은 관계가 성립된다.

$$\left(\begin{array}{l} \Omega \approx \omega \\ P(j\Omega) \approx P(j\omega) \end{array} \right) \quad \omega T_a \ll 1 \quad (2-8)$$

여기서 변환된 PID 제어기를 응용하여 식(2-6)에서 변환된 주파수 영역의 제어기⁽³⁾ R(q)는 다음과 같다.

$$R(q) = V_G \frac{1 + 0.222(q/1.00) + (q/1.00)^2}{q[1 + (q/20)]} \quad (2-9)$$

식 (2-9) 이득 V_G 의 길정은 개루프(open loop) 전달함수L(q)의 위상 여유가 $60^\circ \sim 70^\circ$ 에 있도록 한다면 4로 결정이 된다. 이때 L(q)는

$$L(q) = R(q)P(q) = 4 \frac{[1 - (q/20)][1 + (q/5998)]}{q[1 + (q/20)]} \quad (2-10)$$

이 된다.

식(2-9)을 다시 Z변환시키면 제어기 R(z)의 차분 방정식은 다음과 같다.

$$u(k) - u(k-1) = 40.5e(k) - 79.8e(k-1) + 39.7e(k-2) \quad (2-11)$$

위와같이 설계된 제어기를 사용하여 그림1의 제어 출력 y(k)에 대한 시뮬레이션은 그림2이며, 그림1의 제어계에서 포화 요소를 빼고 시뮬레이션 한것은

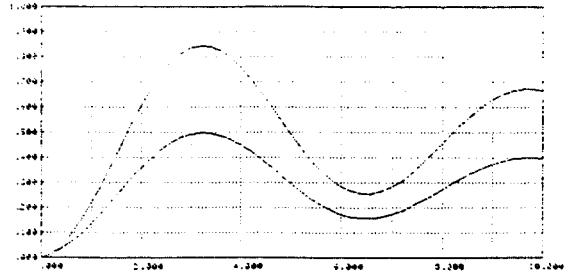


그림 2. 그림1의 출력 y(k)의 응답
Fig 2. The respons of output y(t) of Fig.1

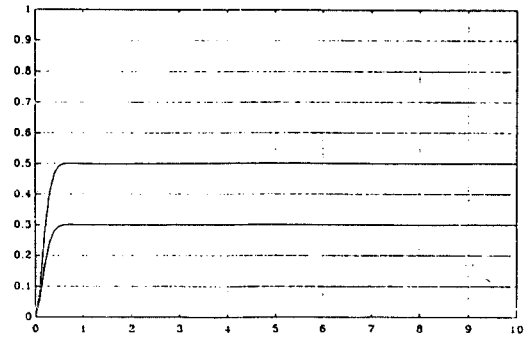


그림 3. 포화가 없는 경우의 출력 y(k)의 응답
Fig 3. The response of output y(k) without saturation

그림3이다.

그림2에서 제어기의 응답이 좋지 않은 까닭은 제어 입력 신호의 어떤 부분이 포화로 인해 없어진 것을 제어루프가 잊어버렸기 때문이다.

III. 제어계의 설계

3-1. 제어계의 구성

포화에 의하여 제한된 제어 입력 신호의 좋지 않은 영향을 개선하기 위하여 G.Schneider의 방법에 의하면 계획된 제어 입력 신호와 실제로 작동하는 제어 입력 신호로 구분된다.³⁾ 계획된 제어 입력 신호는 마치 포화 요소가 없는 것처럼 동작하는 Ideal 루프에서 구하고, 없어진 제어 입력 신호를 포함하고, 다음의 샘플링 구간에서 동등한 값의 제어 입력 신호를 삽입하는 보상 개루프(open loop)를 포함하는 제어계를 그림4와 같이 구성한다.

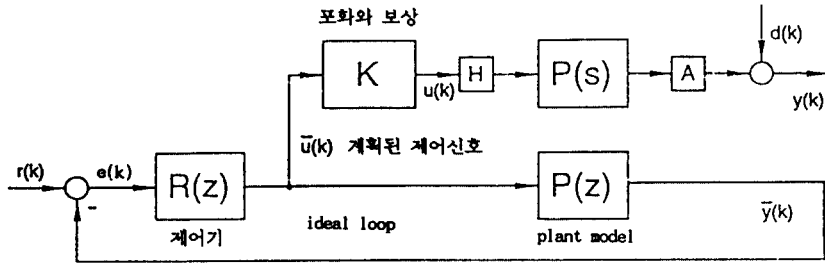


그림 4. 보상의 구조
Fig 4. The structure of compensation

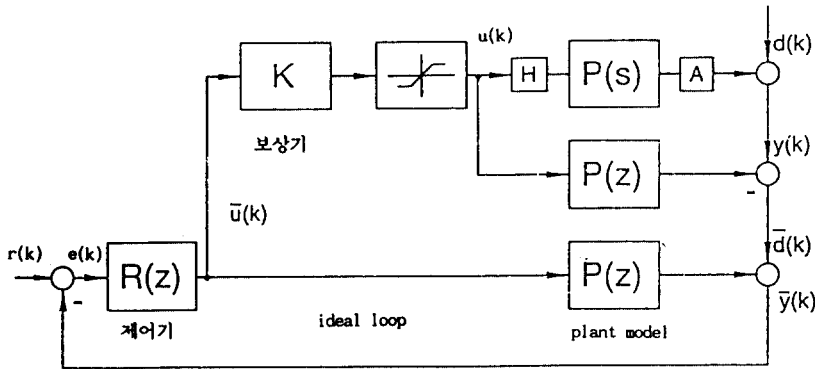


그림 5. 외란 d(k)를 포함한 그림4의 재구성
Fig 5. The restructure of Fig.4 included disturbance signals d(k)

그림4에서 보상을 하는 부분은 아직 개루프(open loop)이나, 외란을 고려하여 완전한 제어루프를 구성할 수 있다. 즉 제어대상 Model을 제어대상에 평행으로 연결하고 제어대상 Model의 출력을 제어대상의 출력으로부터 빼면 새로운 외란 $\bar{d}(k)$ 를 얻을 수 있으므로 이에대한 제어는 그림5와 같다.

그림5에서 Ideal loop의 출력 $\bar{y}(k)$ 는

$$\begin{aligned} \bar{y}(k) &= P(z)\bar{u}(k) + \bar{d}(k) \\ &= P(z)\bar{u}(k) + y(k) - P(z)u(k) \end{aligned} \quad (3-1)$$

이며 $\Delta y(k)$ 와 $\Delta u(k)$ 를 다음과 같이 정의한다.

$$\begin{aligned} \Delta y(k) &\triangleq y(k) - \bar{y}(k) \\ \Delta u(k) &\triangleq u(k) - \bar{u}(k) \end{aligned} \quad (3-2)$$

여기서 보상 루프와 모델루프 사이의 출력 오차는

$$\begin{aligned} \Delta y(k) &= y(k) - \bar{y}(k) \\ &= P(z)(u(k) - \bar{u}(k)) \\ &= P(z)\Delta u(k) \end{aligned} \quad (3-3)$$

이다.

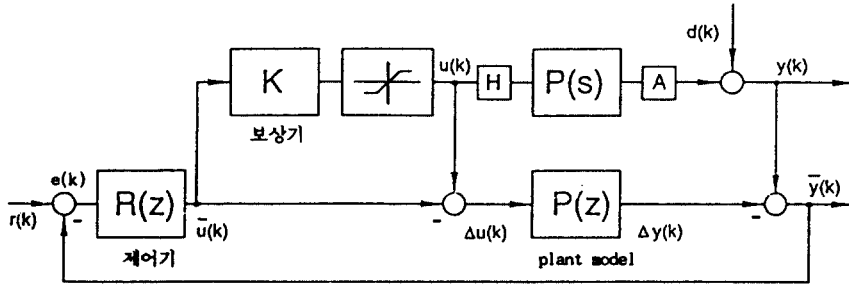


그림 6. 그림5의 변형
Fig 6. The transformation of Fig.5.

식 (3-1), (3-2), (3-3)을 이용하여 제어계를 구성하면 그림6과 같다.

그림6에서 제어기 R(z)의 설계는 좋은 제어 특성을 가질 수 있도록 임의의 방법을 이용하여 설계할 수 있으며 계획된 제어 입력 신호 $\bar{u}(k)$ 와 실제의 제어 입력 신호 $u(k)$ 와의 오차 $\Delta u(k)$ 는 직접적으로 제어대상 모델 P(z)에 영향을 주는 것을 알 수 있다.

또한 보상기 역할을 하는 상태 제어기 k는 제어 입력 신호 $u(k)$ 를 교정하여 실제의 출력 $y(k)$ 가 가능한 빨리 $\bar{y}(k)$ 와 일치하도록 하기 위해 가능한 빨리 $\Delta y(k)$ 가 0으로 되게 되어야한다. 이의 실행을 위하여 그림7과 같은 제어계를 구성하였으며, 그림에서 $V(k)$ 는 교정 신호로서 이 교정 신호를 발생시키는 보상기(상태 제어기)는 특히 안정도가 보장되어야

한다.

그림7에서 보상루프만을 그린 블록 선도는 그림8이다.

그림8에서 제어대상 모델의 모든 상태는 알려져 있고, 관측기 없이 제어계를 설계할 수 있으며, 다음과 같은 상태 방정식으로 표시된다.

$$\Delta x(k+1) = A\Delta x(k) + b\Delta u(k)$$

$$V(k) = k^T \Delta x(k)$$

$$\Delta u(k) = u(k) - \bar{u}(k) \tag{3-4}$$

$\bar{u}(k)$ 는 그림8에서 일종의 외란으로 해석될 수 있으므로 안정도 판별시에는 $\bar{u}(k)=0$ 으로 한다.

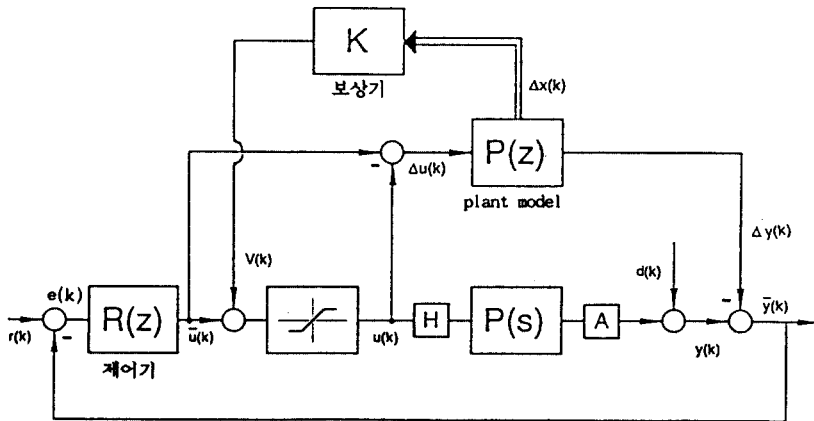


그림 7. 포화에 의해 제한되어진 제어 입력 신호를 가진 제어 loop의 실현
Fig 7. The realization of control loop with bounded control input signals by saturation

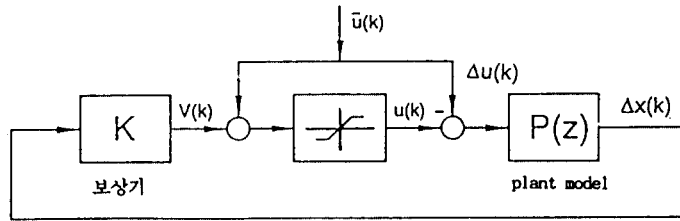


그림 8. 보상 loop
Fig 8. The compensation loop

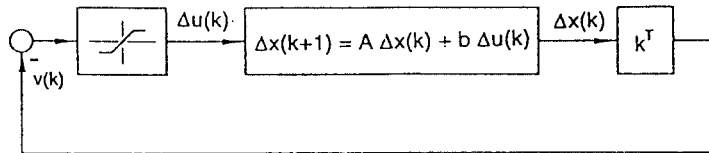


그림 9. 포화를 가진 제어 loop
Fig 9. The control loop with saturation

3-2. 안정도 조사

그림8의 보상기 설계와 안정도를 조사하기 위하여, 다변수 제어계에 이용을 위해 확장했던 Anderson¹²⁾ 13)의 Kalman-Szegö-보조정리를 이용한다. 포화를 가진 보상루프는 그림9와 같이 표시된다. 그림9에서 상태 방정식은

$$\Delta x(k+1) = A\Delta x(k) + b\Delta u(k)$$

$$V(k) = k^T \Delta x(k) \tag{3-5}$$

이며, 전달함수를 구하면

$$W(z) = k^T(zI - A)^{-1}b$$

이고, 그밖의 조건은

$$W(\infty) = 0$$

단, A, b, k^T는 minimal realization(최소 실현)이다. 비선형 소자는 다음의 sector조건을 만족한다.

$$f(0) = 0$$

$$0 < y(k)f(y(k)) < ky^2(k) \tag{3-6}$$

포화의 기울기는 1이다.

Kalman-Szegö-보조정리에 의하여 전달함수 $G(z) = W(z) + 1$ 이 이산 正實(discrete positive real)이라면 주어진 제어계는 전체적 점근안정(global asymptotically stable)이 된다. 전달 함수 $G(z) = W(z) + 1$ 이 正實이 되기위한 조건은 正定行列 P들과 實行列 L과 하나의 벡터 w_0 가 존재하며 다음의 식을 만족해야만 한다.

$$A^T P A - P = -L L^T \tag{3-7}$$

$$k = A^T P + L w_0 \tag{3-8}$$

$$2 \cdot b^T P b = w_0^T w_0 \tag{3-9}$$

正定行列 P는 Lyapunov 함수 $V[\Delta x(k)] = \Delta x^T(k) P \Delta x(k)$ 의 후보로 사용된다.

實행렬 $L = \hat{\alpha} \hat{L}$ 로 하고, 여기서 \hat{L} 은 미리 주어지며, \hat{L} 에서 확장되어진 다음과 같은 선형 보조 공간 F를 고려한다.

$$F = \{L | L = \hat{\alpha} \hat{L} : \hat{\alpha} \in R\} \tag{3-10}$$

변수 $\hat{\alpha}$ 가 $|\hat{\alpha}| \leq \hat{\alpha}_0$ 를 만족한다면 $L = \hat{\alpha} \hat{L}$ 에서 식 (3-7), (3-9)에 하나의 해를 줄 수 있고 $\hat{\alpha}$ 는 하나의 주어진 보조 공간 F에 대한 확정된 수이다.

식(3-7)에서 행렬 \hat{P} 는

$$A^T \hat{P} A - \hat{P} = -\hat{L} \hat{L}^T \quad (3-11)$$

이며, 식(3-11)의 양변에 $\hat{\alpha}^2$ 를 곱하면

$$A^T \hat{\alpha}^2 \hat{P} A - \hat{\alpha}^2 \hat{P} = -\hat{\alpha}^2 \hat{L} \hat{L}^T = -LL^T \quad (3-12)$$

이 된다.

식(3-11)과 식(3-12)에서, 정정행렬 P는

$$P = \hat{\alpha}^2 \hat{P} \quad (3-13)$$

이다. $|\hat{\alpha}|$ 가 제한된 값 $\hat{\alpha}_0$ 를 넘지 않는다면 식(3-7)에 대하여 식(3-9)는 하나의 해를 갖는다. 즉, 식(3-13)을 식(3-9)에 대입하면

$$\begin{aligned} w_0^T w_0 &= 2 - b^T P b \\ &= 2 - \hat{\alpha}^2 b^T \hat{P} b > 0 \end{aligned} \quad (3-14)$$

이다. 식(3-14)에서

$$|\hat{\alpha}| < \sqrt{\frac{2}{b^T \hat{P} b}} \quad (3-15)$$

$$\hat{\alpha}_0 \triangleq \sqrt{\frac{2}{b^T \hat{P} b}} \quad (3-16)$$

이고, 여기서 正規化行列 L_0 을 $L_0 = \hat{\alpha}_0 \hat{L}$ 로 도입한다.

正規化行列 P_0 는 식(3-9)를 다음과 같이 만족한다.

$$\begin{aligned} A^T P_0 A - P_0 &= -L_0 L_0^T \\ w_0^T w_0 &= 2 - b^T P_0 b \\ &= 0 \end{aligned} \quad (3-17)$$

正規化行列 L_0 와 P_0 에서, 하나의 새로운 변수 α 를 도입한다.

$$P = \alpha^2 P_0 \quad (3-18)$$

$$L = \alpha L_0 \quad (3-19)$$

이때 변수 α 의 값은 다음과 같이 주어진다.

$$\begin{aligned} w_0^T w_0 &= 2 - b^T P b \\ &= 2 - \alpha^2 b^T P_0 b \\ &= 2 - 2\alpha^2 \\ &= 2(1 - \alpha^2) \geq 0 \end{aligned} \quad (3-20)$$

식(3-20)에서 α 의 범위는

$$-1 \leq \alpha \leq 1 \quad (3-21)$$

이다.

식(3-21)의 조건을 만족하는 α 의 값은 제어계를 안정화 시키게 된다.

그림9에 상태보상기 k^T 를 설계하면 식(3-7)을 만족하는 경우 전체적인 접근 안정이 되기 위하여 Kalman-Szegö-보조정리에서 正定行列 P를 구하고 實行列 L와 식(3-9)의 벡터 w_0 를 구하여 식(3-8)에 대입하면 된다.

IV. 컴퓨터 시뮬레이션

제한된 제어 입력의 활용을 위하여 보상루프에 보상을 삽입한 제어계에 대하여 식(2-1)과 제어대상에 대하여 보상을 설계하고, 그결과를 다음과 같이 시뮬레이션 한다.

보상기 k를 설계하기 위하여 \hat{L} 은 다음과 같이 선택한다.

$$\begin{aligned} A &= \begin{bmatrix} 0 & 1 \\ -0.98 & 1.97 \end{bmatrix} \\ B &= \begin{bmatrix} 0 \\ 1 \end{bmatrix} \\ \hat{L} &= \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 10 \end{bmatrix} \end{aligned} \quad (3-22)$$

에 제안되어진 방법에 의하여 α 와 w_0 를 계산하면, 여기서 α 의 임의의 값은 식(3-21)로부터 다음과 같이 선택했다.

$$\alpha = 0.35$$

식(3-9)로부터 $w_{01} = 0$ 으로 하고 $w_{02} = 1.755$ 가 된다. 보상기 k^T 는 식(3-8)로부터

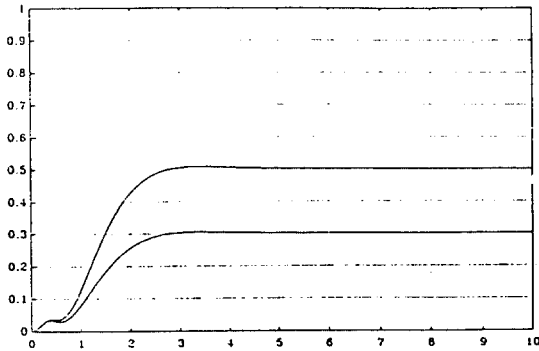


그림 10. $\alpha = 0.35$ 에서의 보상기를 가진 제어 loop의 출력 $y(k)$ 의 응답
 Fig 10. The response of output $y(k)$ of control loop with compensator at $\alpha = 0.35$

$$k^T = [0.2401, 0.2010]$$

이다.

그림10은 $\alpha = 0.35$ 일때 상태보상기 k^T 를 삽입한 제어계의 응답 곡선이다.

그림10에서 상태보상기 k^T 를 삽입한 제어계는 제한 되어진 제어 입력을 잘 활용하여 제어성능이 우수함을 알 수 있다.

V. 결 론

제어 입력 신호의 제한된 범위를 가능한 한 최대한 활용하기 위한 방법으로 보상루프의 보상기 설계법을 제안하였다.

보상루프의 보상기 설계는 Lyapunov의 직접 방법을 이용하여 주어진 문제에 적합한 Lyapunov 함수를 구성하는데 Kalman-Szegö-보조정리를 이용하였다.

Lyapunov 함수의 구성은 임의의 행렬 \hat{L} 과 변수 α 의 선택으로 좌우되고, 보상기 k^T 의 설계는 正定行列 P와 實行列 L, 벡터 w_0 의 선택에 따른다. 이것들의 적절한 선택은 좋은 제어성능을 나타내나 임의로 선택하는 것이 문제점이 되며, 안정도를 보장하는 문제는 Kalman-Szegö-보조정리를 이용하므로 해결될 수가 있었다.

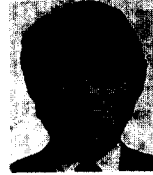
참 고 문 헌

1. R. Noisser, "Anti-Reset-Windup-Maßnahmen bei Eingrößenregelungen," Automatisierungstechnik, 35, H.1, pp.32-39, 1987.
2. H. Bühler, "Anti-Reset-Windup-Maßnahmen bei stetigen Reglern," Automatisierungstechnik, 36, H.5, pp.190-191, 1988.
3. G. Schneider, "Eine generelle Methode Zur Kompensation von Stellgrößenbeschränkungen," Automatisierungstechnik, 34, H.2, S.59-65, 1986.
4. E. Brenner, "Kompensation von Stellgrößenbeschränkungen mit Hilfe der linearen Programmierung." Dissertation TU Graz, 1987.
5. H. Pristauz, "Zeitoptimale Kompensation von Stellgrößen beschränkungen," Dissertation TU Graz, 1990.
6. B. Deutsch, "Über die Stabilität eines Impulsersatzalgorithmus zur Regelung vom Strecken mit Stellgrößenbeschränkungen," Dissertation TU Graz, 1986.
7. E. Jury, B. Lee, "On the stability of a certain class of Nonlinear Sample-Data system," IEEE. Trans. Ac. Jan. pp.51-61, 1964.
8. Ya. Z. Zypkin, "Fundamentals of the theory of nonlinear pulse-control systems," Avtomat. i. Telemekh. IFAC 1. Basel, pp.172-180, 1963.
9. Ronald R. Mohler, Nonlinear Systems, Volume 1, Dynamics and Control, Prentice Hall, Englewood Cliffs, New Jersey, 1991.
10. G. Schneider, "Über die Beschreibung von Abtastsystemen im transformierten Frequenzbereich," Regelungstechnik 25, pp. A26-A35, 1977.
11. R. E. Kalman, "Lyapunov functions for the problem of Lur'e in automatic control," Proc. Nat. Acad. sci 49, No.2, pp.201-205, 1963.
12. R. E. Kalman and G. p. Szegö, "Sur la stabilité absolue d'un système dequations aux différences finies, CR Acad." sci., Paris. pp.1749-1751, 1963.
13. L. Hitz and B. D. O. Anderson, "Discrete positive-real functions and their application to system stability," Proc. IEEE vol.116. No.1, pp.153-155, 1969.



孫 東 高(Dong Seol Son) 正會員
1952年 8月 18日生
1978年 2月:東國大學校 電子工學
科 卒
1981年 2月:東國大學校 電子工學
科 大學院 卒(工學碩
士)
1993年 2月:東國大學校 電子工學
科 大學院 博士課程
修了

1993年~現在:柳韓專門大學 電子科 助教授



嚴 基 煥(Ki Hwan Eom) 正會員
1949年 10月 28日生
1972年 2月:東國大學校 電子工學
科 卒
1975年 8月:仁荷大學校 電氣工學
科 卒(工學碩士)
1986年 8月:東國大學校 電子工學
科 大學院 卒(工學博
士)

1993年~現在:柳韓專門大學 電氣科 教授



朴 鎬 煥(Jang Hwan Park) 正會員
1957年 11月 10日生
1980年 2月:東國大學校 電子工學
科 卒
1982年 2月:東國大學校 電子工學
科 大學院 卒(工學碩
士)
1992年 12月:Austria Graz 工科大
學 電氣, 電子工學科
卒(工學博士)

1993年 3月~6月:東國大學校 講士(電子工學科)

1993年 3月~現在:서울産業大學校 講士

※주관심분야: System modelling, 비선형 제어이론, 다변
수 제어이론