

제한된 제어입력을 갖는 이산제어시스템의 제어기 설계

正會員 박 장 환*

The Design of Controller for Discrete Control System with Bounded Control Input

Jang Hwan Park* Regular Members

要 約

본 논문에서는 두개의 자유도를 갖는 이산제어시스템의 제한된 제어입력을 위한 제어기를 설계하였다. 이는 입-출력 및 외란관계를 따로 분리하여 설계할수 있는 장점이 있고, Coprime factorization 기법을 이용하여 제어기의 설계를 위한 합성방정식이 유도되어졌다.

ABSTRACT

In this paper, controller is designed for bounded input of discrete control system with two degrees of freedom. It is a merit to design the input - output and the relation of disturbance separately. The synthesis equation is derived for the design of controller using the Coprime factorization.

* 국립안성산업대학교 전자공학과

論文番號 : 95150-0417

接受日字 : 1995年 4月 17日

I. 서론

기준입력과 출력사이에 좋은 전달특성은 제어오차를 최소화 함으로써 실현될 수 있다. 그러나 제어시스템에서 제어입력이 제한될때는 포화로 인한 영향때문에 제어기의 설계시 어려움이 있다. 일반적으로 포화에 의해 제한되어진 제어입력을 갖는 제어시스템의 설계는 시간영역에서, 제어입력의 제한을 직접 고려한 Pontryain의 최대원리(Maximum principle), Lyapunov이론 등이 있고 주파수영역에서는 G. Schneider에 의한 제어입력의 제한조건을 간접적으로 고려하여, 제어입력 u 와 제어오차 e 가 아래에 주어진 경계값 u_{max} 와 e_{min} 을 초과하지 않도록 하여 좋은 입출력 특성을 갖도록 근사화시킨 합성방정식(synthese equation)을 사용하여 보드선도에 의한 일반 선형제어기 설계방법이 제안되었다¹⁾.

$$\begin{aligned} |u(t)| &\leq u_{max} \\ |e(t)| &\leq e_{min} \quad \forall t \geq 0 \end{aligned}$$

그러나 외란의 존재시에는 제어오차의 증가로 인해 기준입력과 출력의 좋은 전달특성을 기대할 수 없다. 제어대상(Plant)의 입력이나 출력에 외란으로 인해 입출력 특성에 좋지 않은 영향을 미치는 경우에 선형설계방법에 의한 대수적인 방법²⁾이 알려져 있다.

본 논문에서는 전달함수를 두개의 안정한 전달함수의 몫으로 표현하는 Factorization 방법을 사용하여, 기준입력 및 외란에 대한 우수한 출력특성을 갖도록 하기 위해 두개의 자유도를 갖는 제어기의 설계기법과 제한된 제어입력을 고려한 G. Schneider의 근사화된 합성방정식을 이용하여 연속제어시스템의 입출력 관계와 외란

을 따로 분리하여³⁾ 설계할 수 있도록 이산제어시스템(discrete control system)으로 확장하였다.

II. Factorization과 BEZOUT EQUATION.

2 개의 자유도를 갖는 제어기 설계를 위한 변환제어 루프를 그림 1에 나타내었다

$P(z)$ 는 미리 주어지고, 제어입력 $u(z)$ 에 대해서 제어대상 P 가 외란 d 의 영향에도 가능한한 좋은 제어특성을 갖는 (입출력 관계) 제어기는 다음 관계를 만족해야 한다.

$$\max_k |e(k)| = \max_k |r(k) - y(k)| \leq \epsilon \quad (1)$$

$$k = 0, 1, 2, \dots$$

위식은 가능한한 작은 값 ϵ 에 대해서 만족해야 되고 또한 아래의 조건을 만족해야 한다.

$$\begin{aligned} |u(k)| &\leq u_{max}, \quad k = 0, 1, 2, \dots \\ |d(k)| &\leq d_{max}, \quad k = 0, 1, 2, \dots \end{aligned} \quad (2)$$

식 (1), (2)를 만족하는 제어기를 설계하기 위해 안정한 전달함수의 환(Ring)에 관한 유리함수(rational function)의 Factorization 이용한다.

집합 $R(z)$ 은 실변수 z 의 실계수를 가진 모든 다항식의 집합이다.

$$\begin{aligned} a(z) &= a_0 + a_1z + a_2z^2 + \dots + a_nz^n \\ a_i &\in \mathbf{R}, \quad i = 0, 1, \dots, n \end{aligned} \quad (3)$$

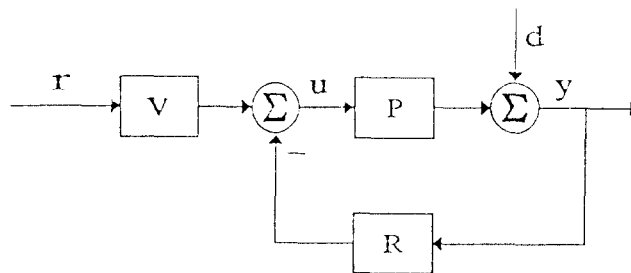


그림 1. 2개의 자유도를 갖는 제어 루프.
Fig. 1. Feedback control loop with two degree of freedom.

다항식 $a(z)$ 의 가장높은 멱급수 n 은 $a(z)$ 의 차수이고, $\text{grad}(a)$ 로써 표시한다.

$\mathbf{R}(z)$ 는 z 의 실계수를 가진 유리함수(rational function)의 집합이고, 다음과 같이 표시한다.

$$P(z) = \frac{a(z)}{b(z)}, \quad a(z), b(z) \in \mathbf{R}[z] \quad (4)$$

\mathbf{S} 는 실현가능한 안정한 전달함수들의 환(Ring)이며, 안정한 z -전달함수는 $\mathbf{S}(z)$ 로 표시되고 $\mathbf{R}(z)$ 의 부분집합이다. 여기서 $\mathbf{R}(z)$ 는 실계수를 갖는 z 의 유리함수의 집합이다.

$$P(z) = \frac{a(z)}{b(z)} \in \mathbf{S}(z) \\ a(z), b(z) \in \mathbf{R}[z], \mathbf{S}(z) \subset \mathbf{R}(z) \quad (5)$$

하나의 전달함수 $P(z)$ 의 실현성과 안정도조건은 다음과 같다.

$$\text{grad}(a) \leq \text{grad}(b) \text{ (실현성)} \\ |z_i| < 1 \text{ (안정도)} \quad (6)$$

여기서 z_i 는 분모 $b(z)$ 의 영점을 나타낸다.

환 $\mathbf{S}(z)$ 의 부분집합 $\mathbf{U}(z)$ ($\mathbf{S}(z)$ 의 Unit의 집합)는 환의 Unit로부터 mapping 되어지고, 이것은 하나의 Unit에 자신의 역(Inverse)을 곱해주면 다시 $\mathbf{S}(z)$ 의 요소가 됨을 의미한다. 즉 이 전달함수의 분자의 차수는 분모의 차수와 같을뿐만 아니라 이 전달함수의 영점과 극점도 단위원 안에 놓여야만 한다.

유리 전달함수(rational transfer function) $P(z)$ 는 아래의 형태와 같이 2개의 다항식의 몫으로 표시된다.

$$P(z) = \frac{\alpha(z)}{\beta(z)} \in \mathbf{R}(z), \quad \alpha(z), \beta(z) \in \mathbf{R}(z) \quad (7)$$

여기서 다항식 $\alpha(z), \beta(z)$ 는 공통의 영점을 가져서는 안된다.

전달함수 $P(z) \in \mathbf{R}(z)$ 는 두개의 안정한 전달함수의 몫으로 아래와 같이 표시한다.

$$P(z) = \frac{Z(z)}{N(z)}, \quad Z(z), N(z) \in \mathbf{S}(z) \quad (8)$$

그리고 $Z(z), N(z)$ 의 선택은 아래와 같다

$$Z(z) = \frac{\alpha(z)}{(z - z_0)^n} \quad (9)$$

$$N(z) = \frac{\beta(z)}{(z - z_0)^n} \quad (10)$$

$$n = \max(\text{grad}(\alpha), \text{grad}(\beta))$$

Factorization 위치 z_0 는 안정도 조건을 만족하기 위해, 단위원(Unit circle) 안에서 다음과 같이 선택할 수 있다.

$$|z_0| < 1 \quad (11)$$

$Z, N \in \mathbf{S}$ 이라면, $Z(s), N(s)$ 는 \mathbf{S} 안에서 relatively prime(coprime)이고, \mathbf{S} 안에서 다음의 Bezout-Identity이 만족되어진다.

$$ZX + NY = 1 \quad (12)$$

여기서 X, Y 는 다음의 형태를 갖는다.

$$X = \frac{x}{(z - z_0)^{n-1}}, \quad x \in \mathbf{R}(z) \quad (13)$$

$$Y = \frac{y}{(z - z_0)^{n-1}}, \quad y \in \mathbf{R}(z) \quad (14)$$

전달함수 X, Y 계수의 확정은 여러 참고문헌에서 제시되었다.⁽²⁻⁴⁾

그림 1의 제어기의 전달함수 R, V 도 다음의 두개의 안정한 전달함수의 몫에 의하여 표시할 수 있다.

$$R = \frac{Z_R}{N_R}, \quad Z_R, N_R \in \mathbf{S}(z) \quad (15)$$

$$V = \frac{Z_V}{N_R}, \quad Z_V, N_R \in \mathbf{S}(z) \quad (16)$$

III. 안정도(Stability)⁽⁵⁾

그림 1의 안정도 문제를 고찰하기 위해 3개의 입력 v_1, v_2, v_3 과 두개의 출력 w_1, w_2 사이의 각각의 전달함수는 분자와 분모의 제거가 없도록 선택되어진다.

제어기 $[V, -R]$ 과 \mathbf{S} 에 관한 Factorization을 전개하기 위해, 다음과 같은 식을 고려하자.

$$ZX + NY = 1, \quad P = Z/N, \quad Z, N, X, Y \in \mathbf{S}$$

제어기 $[V, -R]$ 에 대해 윗식과 유사하게 함수 $Z_V, Z_R, N_R, X_V, X_R, Y_R \in \mathbf{S}$ 를 발견한다.

$$Z_V X_V + Z_R X_R + N_R Y_R = 1$$

여기서

$$V = Z_V/N_R, R = Z_R/N_R \text{이다.}$$

그럼 2에서 를 다음과 같이 정의하면,

$$\Delta = ZZ_R + NN_R, \tag{17}$$

아래의 관계식을 얻는다.

$$\begin{bmatrix} w_1 \\ w_2 \end{bmatrix} = \frac{1}{\Delta} \begin{bmatrix} NZ_V & NN_R & -NZ_R \\ ZZ_V & ZN_R & -ZZ_R \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_1 \\ v_2 \\ v_3 \end{bmatrix} \tag{18}$$

윗식을 행렬로 표시하면 다음과 같다.

$$w = Tv \tag{19}$$

행렬 T의 모든 요소가 안정하다면(BIBO Stable), 그림 2의 제어루프는 내부적으로 안정하다고 하고 (internally stable), 이것은 아래와 같이 표시된다.

$$T_{ij} \in S(z), i = 1, 2, j = 1, 2, 3 \tag{20}$$

이 경우는 오로지 단,

$$\Delta \in U(z) \tag{21}$$

이 또한 하나의 Unit 일때이다.

$\Delta \in U(z)$ 은 아래의 식 (22)와 (23)으로 부터, $\Delta = 1$ 로 할수있고, 그림 2에 고려되어진 내부적으로 안정한 필요충분 조건을 유지하는 Bezout 다항식의 해는 다음과 같이 구할 수 있다.

$$ZZ_R + NN_R = M \in U, R = Z_R/N_R \tag{22}$$

$$Z \frac{Z_R}{M} + N \frac{N_R}{M} = 1, \frac{Z_R}{M}, \frac{N_R}{M} \in S \tag{23}$$

다음의 식 (24)을 만족하는 모든 R은 제어루프를 안정화 시킨다.

$$ZZ_R + NN_R = 1. \tag{24}$$

식 (24)의 일반적인 해는 다음과 같다.

$$Z_R = X + KN, N_R = Y - KZ, K \in S \tag{25}$$

그림 2의 제어루프를 내부적으로 안정화 시키는 모든 R은 식 (25)로 표시되어야만 하므로, 다음과 같이 고려된다.

$$\begin{matrix} Z_R Z + N_R N = 1 \\ XZ + YN = 1 \end{matrix} \tag{26}$$

식 (26)으로 부터 윗식에서 아래식을 빼면 다음과 같이 표시할수 있다.

$$(Z_R - X)Z + (N_R - Y)N = 0 \tag{27}$$

Z, N은 S 안에서 relatively prime이고, $(N_R - Y) \in S, Z_R = X + KN$ 과 관계하여, $(Z_R - X)/N \in S$ 이다

이것을 식 (24)에 대입하면, $N_R = Y - KZ$ 이 된다.

prefilter V는 Q로 표시되어지는 분자로서 결정될수 있다. 그러면 그림 2를 내부적으로 안정화(internally stable) 시키는 모든 제어기 $[V, -R]$ 은 다음과 같이 표시되어진다.

$$R = \frac{X + KN}{Y - KZ}, V = \frac{Q}{Y - KZ}, K, Q \in S \tag{28}$$

IV. 제어기 설계를 위한 합성방정식

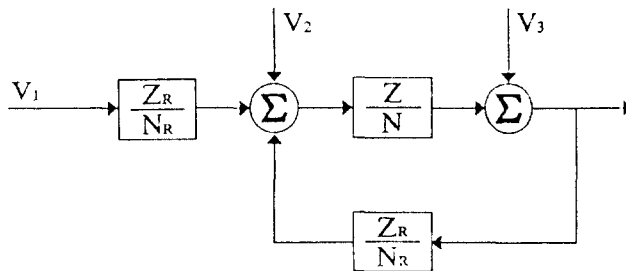


그림 2 Factorization 형태의 제어 루프.
Fig. 2. Control loop of Factorization form.

그림 1로 부터 기준입력 r , 외란 d , 제어입력 u 와 사이의 관계식은 $e \triangleq r - y$ 을 고려하면 아래와 같다.

$$\begin{pmatrix} u \\ e \end{pmatrix} = \frac{1}{1 + KP} \begin{pmatrix} V & -R \\ 1 + P(R - V) & -1 \end{pmatrix} \begin{pmatrix} r \\ d \end{pmatrix} \quad (29)$$

식 (8), (12), (28)을 고려하면 식 (29)는 다음과 같다.

$$\begin{pmatrix} u \\ e \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} QN \sqcup - (X + KN)N \\ 1 - QZ \sqcap - (Y - KZ)N \end{pmatrix} \begin{pmatrix} r \\ d \end{pmatrix} \quad (30)$$

식 (30)는 식 (29)에 비교하여 외란관계는 변수 (parameter) K 에 관계되어 영향을 미치고, 입출력 관계는 변수 Q 에 영향을 주게됨을 알 수 있다. 이것은 입출력 관계와 외란관계를 따로 분리하여 설계함을 의미한다.

이산제어루프의 제어기 설계시 주파수 범위에서 활용을 위하여 일반적으로 사용되는 Bilinear 변환을 이용한 w -영역(w -transformation) 대신에 q -변환 (q -transformation)⁽⁶⁾을 이용한 q -영역(q -domain)을 사용한다.

$$z = \frac{1 + \frac{T_a}{2}q}{1 - \frac{T_a}{2}q}, \quad \frac{T_a}{2}q = \frac{z - 1}{z + 1} \quad (31)$$

식 (31)은 다음을 의미한다.

$$P(q) = \frac{z - 1}{z} Z \left(\frac{P(s)}{s} \right) \quad (32)$$

$$z = \frac{1 + \frac{T_a}{2}q}{1 - \frac{T_a}{2}q}$$

식 (32)은 Zero - order - hold 를 포함한 제어대상 새로운 전달함수를 의미한다.

$$q = j\Omega \quad (33)$$

을 대입함으로써, 주파수응답을 얻을 수 있고 여기서 Ω 는 실(real) 주파수 ω 와 관계한 아래의 식에 의하여 주어지고,

$$\frac{T_a}{2}\Omega = \tan \frac{T_a}{2}\omega, \quad T_a = \text{Sampling time.} \quad (34)$$

이것은 다시 다음과 같이 근사적으로 주어진다.

$$\left(P(j\Omega) \approx P(j\omega) \right), \quad \omega T_a \ll 1 \quad (35)$$

q -전달함수의 응용시 S 에서는 유리함수의 극점은 열린 왼쪽 복소수평면 안에 위치되어야 하며, 분자의 차수가 분모의 차수보다 낮거나 같아야 한다.

출력특성의 정확성을 위해, 기준입력도 스스로 제한되도록 소위 가상여과기(fictitious filter)를 통하여 근사적으로 다음과 같이 표시한다.⁽¹⁵⁾

$$\frac{|r(k + 1) - r(k)|}{T_a} \leq \dot{r}_{\max}, \quad k \geq 0 \quad (36)$$

$$F(z) = \frac{T_a r_{\max} z}{z - 1} \quad (37)$$

(가상 필터의 근사화된 전달함수)

$$|\hat{r}(k)| \leq 1$$

두개의 가상필터는 다음과 같이 표시할수있다.

$$F_r = \frac{r}{\dot{r}}$$

$$F_d = \frac{d}{\dot{d}} \quad (38)$$

이 가상필터와 관계하여 식 (30)은 아래의 식 (39)에 주어졌다.

$$\begin{pmatrix} u \\ e \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} F_r QN \sqcup - F_d (X + KN)N \\ F_r (1 - QZ) \sqcap - F_d (Y - KZ)N \end{pmatrix} \begin{pmatrix} \hat{r} \\ \hat{d} \end{pmatrix} \quad (39)$$

여기서 최대허용 제어입력범위 u_{\max} 를 기준입력에 대한 $u_{r_{\max}}$ 와 외란에 대한 분배 $u_{d_{\max}}$ 를 아래와 같이 한다.

$$u_{r_{\max}} + u_{d_{\max}} = u_{\max} \quad (40)$$

식 (39)로 부터, 아래와 같은 네개의 합성방정식을 (synthesis equation) 얻는다.

$$|QN F_r| \leq u_{r_{\max}} \quad (41)$$

$$|(1 - QZ)F_r| \leq \epsilon_r \quad (42)$$

$$|(X + KN)N F_d| \leq u_{d_{\max}} \quad (43)$$

$$|(Y - KZ)N F_d| \leq \epsilon_d \quad (44)$$

식 (41), (42)은 입출력의 관계를 나타내는 필요조건이고, 보드선도를 이용한 전달함수 $Q \in \mathbb{R}$ 의 확정은 아래에 주어진 부가조건하의 Z^{-1} 의 근사화를 이용한다.

아래의 식 (46)은 식 (42)의 제어오차를 영으로 하며 이를 이용하여 Q를 확정한다.

$$Q \leq \frac{u_{r_{max}}}{|NF_r|} \quad (45)$$

$$Q(0) = \frac{1}{Z(0)} \quad (46)$$

식 (43), (44)은 외란관계를 나타내는 필요조건이고, Bode 선도를 이용한 전달함수 $K \in S$ 의 확정은 아래의 주어진 부가조건하의 Y/Z의 근사화를 이용한다.

$$|X + KN| \leq \frac{u_{d_{max}}}{|NF_d|} \quad (47)$$

식 (39)에서, 기준입력과 제어입력사이의 관계식으로부터, $G := F, Q, N$ 로 나타내고, g 가 전달함수 G의 convolution sequence (Impulse 응답)라면, 다음과 같이 주어진다.

$$|r(k)| \leq 1 \quad k = 0, 1, 2, \dots \quad (48)$$

$$G(z) = Z\{(g(k))\} \quad (49)$$

식 (48)에서 숫자 1 은 전달함수의 선형성으로 인해 반듯이 1 로 한정된것은 아니다.

기준입력과 제어입력사이의 관계는 다음의 convolution의 합으로 나타낼 수 있다.

$$u(k) = \sum_{i=0}^k g(k-i)r(i), \quad k = 0, 1, 2, \dots \quad (50)$$

하나의 확정된 시점, $k = m$ 에 유의하면 제어입력의 값 u_{max} 는, 주어진 Convolution sequence 에서 기준 입력이 식 (50)에 가장큰값을 갖도록 한다면 최대가 된다. 이것은 식 (48)로 부터,

$$r(i) = \text{sgn}(g(m-i)), \quad i = 0, 1, \dots, m. \quad (51)$$

$$\text{여기서 } \text{sgn}(x) = \begin{cases} -1, & x < 0 \\ 0, & x = 0 \\ 1, & x > 0 \end{cases}$$

일때이다. 그러면 최대제어입력 u_{max} 은 식 (52)로서 나타낼 수 있다.

$$u_{max} = \sum_{i=0}^m |g(i)| \quad (52)$$

식 (52)에서 m 이 증가함에 따라 합은 단조(monoton) 증가하므로, 무한대의 합

$$u_{max} = \sum_{i=0}^{\infty} |g(i)| \quad (53)$$

상한(upper bound) u_{max} 는 제어입력의 주어진 값을 넘어서지 않는다.

최대 제어오차 ϵ_{max} 도 이와같은 방법으로 구할수 있다.

예제)⁽⁸⁾

$$P(s) = \frac{0.027}{s(1 + 2\frac{\zeta}{\omega_0}s + (\frac{s}{\omega_0})^2)}$$

$$\zeta = 0.02, \omega_0 = 4.85$$

sampling period, $T = 0.05, u_{max} = 3,$

$|\dot{r}(t)| \leq 0.03, |d(t)| \leq 0.02, |d'(t)| \leq 0.02$ 식들을 간략하게 표현하기 위해 아래와 같이 표시한다.

$$(a) := 1 + \frac{q}{a}, [b : c] := 1 + 2b\frac{q}{c} + \frac{q^2}{c^2}$$

제어대상(Plant)의 q 변환 전달함수는 다음과 같다.

$$P(q) = 0.027 \frac{(-69.52)(69.32)(-40)}{q[0.0202 : 4.874]}$$

가상필터 $F(z)$ 의 전달함수는 식 (22)에 의하여, 다음과 같이 주어지고 이에 대한 q - 전달함수 $F(q)$ 는 아래와 같다.

$$F(z) = 0.0015 \frac{z}{z-1}$$

$$F(q) = 0.04 \frac{1 + \frac{q}{10}}{q}$$

외란은 다음과 같이 주어진다.

$$F_d = \frac{d_{max}}{1 + \frac{d_{max}}{d_{max}}s} = 0.02 \frac{1}{1+s}$$

이 식에 대한 Z-변환, Q-변환은 다음과 같다.

$$F_d(z) = \frac{0.000975412}{z - 0.951229}$$

$$F_d(q) = \frac{-0.000499896q + 0.0199958}{q + 0.999792}$$

S에 대한 Factorization 은 다음과 같다.

$$Z = 0.00513 \frac{(-69.52)(69.32)(-40)}{(5)(5)(5)}$$

$$N = 0.188 \frac{q[0.0202 : 4.874]}{(5)(5)(5)}$$

$$X = 194.9 \frac{[-0.9023 ; 2.377]}{(5)(5)}$$

$$Y = 9.388 \frac{[0.8149 ; 15.34]}{(5)(5)}$$

기준입력에서 제어입력의 분배는, 기울기(slope) \dot{r}_{max} 을 가진 ramp 형태의 기준입력에서는 \dot{r}_{max}/V_p 인 stationary 제어입력이 요구되진다⁽⁷⁾. 여기서 V_p 는 이득(gain)을 의미한다.

$u_{r,max}$ 가 제어입력의 upper bound라면, $u_{r,max}$ 는 다음과 같다.

$$u_{r,max} \geq \frac{\dot{r}_{max}}{V_p} = \frac{0.03}{0.027} = 1.11$$

제어대상(Plant)의 factorization 과 함께 입출력을 결정하는 Q의 전달함수를 확정한다.

식 (24)로 부터, 아래에 주어진 Q_r 을 구한다.

$$Q_r = \frac{u_{r,max}}{F_r N} = 196.809 \frac{q(5)(5)(5)}{q(40)[0.0202 ; 4.874]}$$

제어오차를 최소화(영으로) 하기 위해서, 식(31)에서 $Q_{opt} = 1/Z$ 을 구한다.

$$Q_{opt} = 194.932 \frac{(5)(5)(5)}{(-40)(69.32)(-69.52)}$$

윗식에서 안정도를 근거로, Q_{opt} 는 실현화 되어질수 없으므로, 제어오차를 최대한 작게할수 있도록 가능한한

Q_{opt} 에 근접한 다른 전달함수 Q를 찾아야 한다. 이에 대한 보드선도가 그림 3에 표시되었다. 전달함수 Q가 아래와 같이 선택되었다.

$$Q = 194.894 \frac{(5)(5)}{[0.6 ; 5]}$$

외란관계를 위한 전달함수 K를 확정하기 위하여, 입출력 관계를 확정하기 위한 전달함수 Q를 선택하는 방법과 유사하다. 이에 대한 보드선도가 그림 4에 나타내었다.

$$K_d = \frac{u_{d,max}}{F_d N} = 502.661 \frac{(5)(5)(5)(0.999792)}{q[0.0202 ; 4.874](-39.999)}$$

식 (44)를 최소화(영으로)하기 위한, K_{opt} 은 다음과 같다.

$$K_{opt} = \frac{Y}{Z} = 1830.02 \frac{(5)(5)(5)[0.814900 ; 15.34]}{q(5)(5)(-40)(69.32)(-69.52)}$$

안정도를 근거로 전달함수 K_{opt} 는 실현화 되지못함으로, 전달함수 K의 실현을 위해 식 (33)에 K_{opt} 을 대입하고 이에 따라 전달함수 K는 다음과 같이 선택하였다.

$$|X + K_{opt}N| = 194.9 \frac{(5.01371)(8.89930)[0.886006 ; 2.92874]}{(5)(5)(5)(5)(5)(-40)(69.32)} \times$$

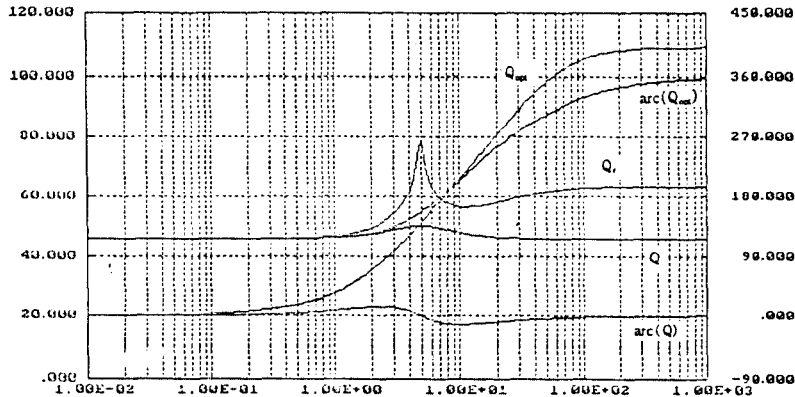


그림 3. 입출력 관계의 설계를 위한 보드선도.
Fig. 3. The bode diagramm for design of reference input and output.

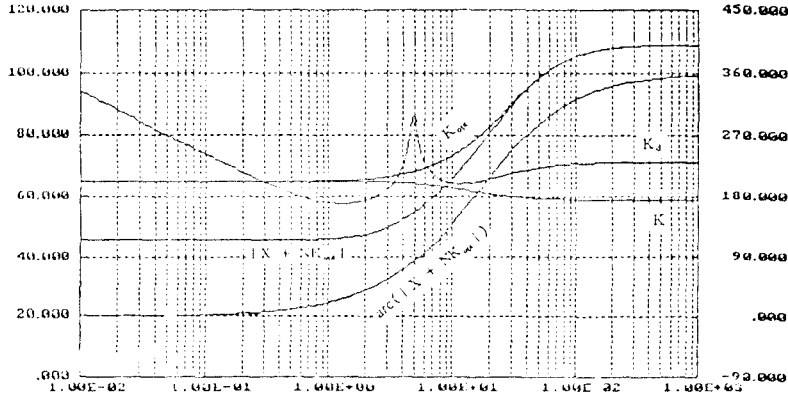


그림 4. 외란관계의 설계를 위한 보드선도.
Fig. 4. The bode diagram for design of disturbance.

$$\frac{[0.999997; 5.00423] [0.999999; 4.98893] [0.847915; 6.43162]}{1}$$

$$K = 1829.67 \frac{(-21.21)}{(10)}$$

위에서 구한 두개의 전달함수 Q, K를 식 (18)에 대입하고, 이를 다시 z-변환 한 결과가 아래의 식에 주어졌다.

$$R(z) = \frac{b_4 z^4 + b_3 z^3 + b_2 z^2 + b_1 z + b_0}{a_4 z^4 + a_3 z^3 + a_2 z^2 + a_1 z + a_0}$$

- a₀ = 0.1303825178065538,
- a₁ = -0.8812827989304886
- a₂ = 2.089107482905699
- a₃ = -2.338207317358492
- a₄ = 1.
- b₀ = -283.330041753834
- b₁ = 546.5632586821868
- b₂ = 12.34260487682543
- b₃ = -546.0576725380953
- b₄ = 271.0944295324619

V(z) =

$$\frac{d_6 z^6 + d_5 z^5 + d_4 z^4 + d_3 z^3 + d_2 z^2 + d_1 z + d_0}{c_6 z^6 + c_5 z^5 + c_4 z^4 + c_3 z^3 + c_2 z^2 + c_1 z + c_0}$$

- c₀ = 0.09682562314320485
- c₁ = -0.8746818271363920
- c₂ = 3.170304598479707
- c₃ = -6.14621883415501
- c₄ = 6.780985793725671
- c₅ = -4.027215360253935
- c₆ = 1.0000000000
- d₀ = 25.87780250993494
- d₁ = -209.4869726994733
- d₂ = 705.0380887910884
- d₃ = -1262.957475266212
- d₄ = 1270.232575930188
- d₅ = -680.2011260798474
- d₆ = 151.5299538296690

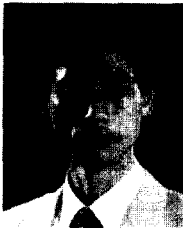
V. 결론 및 검토

입출력관계 뿐만 아니라 외란관계도 분리하여 취급할 수 있도록, 두개의 자유도 R, V를 가진 제어기를 설계 하는데 있어서, coprime Factorization 기법을 사용하였다. 네개의 합성방정식을 근거로 보드선도를 이용하여, 제어기를 설계하였고 이를 다시 시간범위에서 제한된 제어입력을 만족함을 보였다. 그러나 합성방정식에 있어 Q, K의 선택은, 일종의 최적화(Optimization)의

문제가 되는 관계로 정확한 선택은 주관적인 측면에서 고려해야 하는 어려움이 있다.

참고문헌

1. G.Schneider, "Reglersynthese für Systeme mit Begrenzungen", Regelungstechnik 25, pp.A1-A2, 1977.
2. H.Unbehauen, "Regelungstechnik 1", VIEWEG, 1986.
3. Vidyasagar, M., "Control System Synthesis", A Factorizaion Approach, MIT Press, Cambridge 1985.
4. Doyle, "Feedback Control Theory", Maxwell Macmillan, 1991.
5. A. Hofer, K. Schlacher, "Ein Frequenzkennlinienverfahren für den Entwurf von Regelkreisen mit zwei Freiheitsgraden", Automatisierungstechnik 37, pp.435 - 440, 1989.
6. G. Schneider, "Über die Beschreibung von Abtastsystemen im transformierten Frequenzbereich", Regelungstechnik 25, pp.A26 - A35, 1977.
7. Landgraf, C and G.Schneider, "Elemente der Regelungstechnik", Springer-verlag, Berlin, 1970.
8. Pristauz, Hugo, "Zeitoptimale Kompensation von Stellgrößenbeschränkungen" Dissertation TU Graz, 1986.



박 장 환(Jang Hwan Park) 정회원

1957년 11월 10일생

1980년 2월 : 동국대학교 전자공학과 졸업

1982년 2월 : 동국대학교 전자공학과 대학원 졸업(공학석사)

1992년 12월 : Austria Graz 공과대학 전기, 전자공학과 졸업(공학박사)

1994년 3월~현재 : 국립 안성산업대학교 전자공학과 전임강사