

연산시간을 고려한 디지털 최적서보계의 주파수특성

Frequency-Domain Properties of a Digital Optimal Servosystem Counting Computation Delays.

李 東 喆* · 河 注 植**
(Dong-Cheol Lee · Joo-Shik Ha)

Abstract - In digital controller designs, the delays in the controller should be taken into consideration when the computation time of the processor is not negligible compared with sampling time. Recently, Mita has proposed a digital optimal servosystem taking account of the delays in the controller. In this paper, robust stability and disturbance rejection properties of this optimal servosystem are analyzed in the frequency-domain. The well-known asymptotic properties of the optimal regulators with respect to the weighting matrices of the cost functions are successfully utilized to show that the influence of the delays in the controller are drastic for certain choice of the cost function. Illustrative numerical examples are presented.

1. 서 론

최근 마이크로프로세스(microprocessor)의 보급에 따라 제어계의 디지털화가 진전되고 있지만 디지털 제어계에서는 제어기의 연산시간 때문에 일어나는 제어지연이 반드시 존재하고 이 제어지연을 무시한 설계를 행하면 소망의 제어성적이 얻어지지 않는다. 최근 Mita[1]는 이와 같은 연산시간에 의한 제어지연을 고려한 디지털 최적1형서보계의 구성법을 제안하였다. 이 구성법은 종래 알려져 있는 확대계에 기인한 디지털 최적서보계의 구성법[2, 3]과 다르며 제어대상과 동일차원의 최적조정기(optimal regulator) 문제를 구하여 설계를

를 행할 수 있는 이점이 있다. 그러나 실제의 시스템에 대하여 제어계를 구성할 때 문제가 되는 제어계의 강인한 안정성(robust stability) 여러가지 외란제거 특성에 관한 고찰은 되어있지 않다.

본 논문에서는 이 디지털 최적서보계의 제어대상 입력의 경우, 특성변동에 대한 강인한 안정성, 제어대상의 입출력에 영향을 미치는 외란제거 특성을 주파수영역으로 고찰하고자 한다.

2. 시스템의 기술

제어대상은 다음과 같은 이산시간 표현의 1입력 1출력의 선형계라고 하자.

$$x(t+1) = Ax(t) + Bu(t) : x(0) = x_0 \quad (1)$$

$$y(t) = Cx(t) \quad (2)$$

여기서 $x(t) \in R^n, u(t) \in R^m, y(t) \in R^p$ 이며 조작

*正 會 員 : 釜山工業大 電氣工學科 副教授
 **正 會 員 : 韓國海洋大學長 · 工博
 接受日字 : 1990年 10月 8日
 1次修正 : 1991年 8月 13日

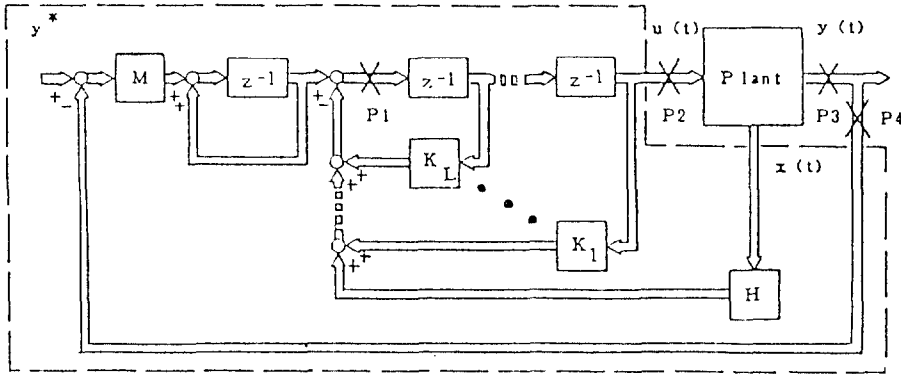


그림 1 연산지연을 고려한 디지털 최적서보계의 구조
 Fig. 1 Structure of the digital optimal servosystem counting the computation delays.

량 $u(t)$ 의 산출에는 L 샘플링시간을 요한다고 하자. Mita[1]는 이와같은 시스템에 대한 최적1형서보계를 그림 1과 같이 구성하는 것을 제안하고 있다. 여기서 그림 1의 각 행렬은 다음의 관계식에서 구할 수 있다.

$$[H, M] = [FA^{L-1}, FA^L B + \dots + FB + I \begin{bmatrix} A-I & B \\ C & 0 \end{bmatrix}^{-1}] \quad (3)$$

여기서 H, M 은 안정화를 위한 설계 파라미터이다.

$$K_1 = FA^L B + \dots + FB + I$$

$$\vdots$$

$$K_L = FB + I \quad (4)$$

여기서 F 는 식(1)에서 주어진 계에 대하여 다음의 2차형식 평가함수

$$J = \sum_{t=1}^{\infty} \{x^T(t)c^T(t)c(t)x(t) + ru^2(t)\} \quad (5)$$

을 최소화 하는 최적조정기의 제한이득 행렬이다. 또 서보계의 목표치 y^* 에서 출력 y 까지의 전달함수는

$$G_{SL}(z) = z^{-(L+1)} c(zI - A + BF)^{-1} B \{c(I - A + BF)^{-1} B\}^{-1} \quad (6)$$

로 나타낼 수 있다[4]. 즉 이 최적서보계에서는 종래 알려져 있는 구성법[2, 3]과 다르며 확대계에 대한 최적조정기 문제로 구할 필요는 없고 목표치에서 출력까지의 전달함수가 설계에 이용된 최적조정기의 전달함수 $c(zI - A + BF)^{-1} B$ 를 양(positive)으로 포함되는 형으로 구하여지기 때문에 매우 보기좋은 설계를 할 수 있다.

3. 강인한 안정성(robust stability)

제어계의 강인한 안정성은 불확정성이 존재하는 점에서 환송차(retrun difference)의 주파수특성을 이용하여 평가할 수 있다. 즉 환송차의 절대치의 단위 원(unit circle ; $|z|=1$) 상에서 하한(downward)이 $\alpha(\alpha \leq 1)$ 일 때 이득여유(gain margin) $GM=1/(1 \pm \alpha)$, 위상여유(phase margin) $PM = \pm \cos^{-1}[1 - (\alpha^2/2)]$ 가 보증(guaranteed)된다[5]. 여기에서 이 방법을 이용하여 최적서보계의 제어대상 입력의 경우 특성변동에 대한 강인성에 대하여 고찰하고자 한다. 그림1의 제어대상 입력의 점 P_1 에 대한 무우프 전달함수 $H_0(z)$ 는 간단한 계산에 의하여 다음과 같이 된다.

$$H_0(z) = -z^{-1} [z^{L-1} K_L + \dots + K_1 + \{H + (z-1)^{-1} MC\} (zI - A)^{-1} B] \quad (7)$$

따라서 이 점에 대한 환송차 $D_s(z)$ 는

$$D_s(z) = 1 - H_0(z) = z^{-1} [U_L(z) + \{H + (z-1)^{-1} MC\} (zI - A)^{-1} B] \quad (8)$$

로 된다. 여기서

$$U_L(z) = z^L + z^{L-1} K_L + \dots + K_1 \quad (9)$$

이다. 식(8)은 식(3), (4)로 부터 다음과 같이 나타낼 수 있다.

$$D_s(z) = z^{-L} (z-1)^{-1} \{z^{L+1} + Z^L FB + \dots + zFA^{L-1} B + FA^L B + FA^{L+1} (zI - A)^{-1} B\}$$

$$= z^{-L} (z-1)^{-1} \{z^{L+1} + F \{ (z^L I + z^{L-1} A + \dots + zA^{L-1}) (zI - A) + zA^L \} (zI - A)^{-1} B\}$$

$$= z^{-L} (z-1)^{-1} \{z^{L+1} + z^{L+1} F (zI - A)^{-1} B\}$$

$$= z(z-1)^{-1}D_R(z) \tag{10}$$

$$D_R(z)=1+F(zI-A)^{-1}B \tag{11}$$

여기서 $D_R(z)$ 는 제어지연이 없는 최적조정기의 제어대상 입력에 대한 환송차이다. 이 $D_s(z)$ 는 제어지연에 의하여 변환되지 않고 제어지연이 없는 최적서보계의 제어대상 입력에 대한 환송차와 일치한다. 따라서 이 점에 대한 안정여유(stability margin)는 제어지연으로 변환되지 않는다. 그러나 이 점은 제어기의 내부에 있고 제어대상의 특성변동에 대한 안정여유를 구하기 위하여 점 P_2 에 대한 환송차를 생각할 필요가 있다. 이점에 대한 루우프 전달함수 $H_L(z)$ 는 간단한 계산에 의하여 다음과 같이 된다.

$$H_L(z)=-U_L^{-1}(z)\{H+(z-1)MC\}(zI-A)^{-1}B \tag{12}$$

따라서 점 P_2 의 환송차 $D_{sL}(z)$ 는 식(3), (4)를 이용하면 다음과 같이 된다.

$$\begin{aligned} D_{sL}(z) &= 1-H_L(z) \\ &= (z-1)^{-1}U_L^{-1}(z)\{z^{L+1}+z^LFB+\dots \\ &\quad +zFA^{L-1}B+zFA^L(zI-A)^{-1}B\} \\ &= (z-1)^{-1}U_L^{-1}(z)[z^{L+1}+F\{(z^L I+z^{L-1}A \\ &\quad +\dots+zA^{L-1})\cdot(zI-A)+zA^L\}(zI \\ &\quad -A)^{-1}B]=(z-1)^{-1}U_L^{-1}(z)\{z^{L+1} \\ &\quad +z^{L-1}F(zI-A)^{-1}B\} \end{aligned} \tag{13}$$

여기서

$$\begin{aligned} W_L(z) &= (z-1)U_L(z)=(z^{L-1}-1) \\ &\quad +(z^L-1)FB+\dots+(z-1)FA^{L-1}B \end{aligned} \tag{14}$$

따라서 식(13)은 다음과 같이 나타낼 수 있다.

$$D_{sL}(z)=z^{L+1}W_L^{-1}(z)D_R(z) \tag{15}$$

이상의 결과에서 이 최적서보계의 안정여유는 다음과 같이 구하여 진다. 즉 식(15의 환송차 $D_{sL}(z)$ 의 절대치의 단위원 ($|z|=1$)상에서의 값이

$$|D_{sL}(z)| \geq a_{sL} (a_{sL} \leq 1) \tag{16}$$

의 관계를 만족할 때 다음과 같은 이득여유 GM , 위상여유 PM 가 보증된다.

$$GM=1/(1 \pm a_{sL}) \tag{17}$$

$$PM = \pm \cos^{-1}[1-(a_{sL}^2/2)] \tag{18}$$

식(16)~(18)에서 구한 안정여유는 페루우프계의 안정성을 보증하는 충분조건에 지나지 않는다는 것에 주의 할 필요가 있다. 또 분명히 a_{sL} 가 클수록 큰 안정여유의 성능이 얻어진다. 따라서 예민한 안정여유의 성능을 얻기 위해서 a_{sL} 로서 환송차

$D_{sL}(z)$ 의 절대치의 단위원상에서의 최소치를 이용하는 것이 바람직하다. 그러나 이 최소치는 어떠한 수치적 방법으로 구하지 않으면 안된다. 그래서 이 최적서보계의 안정여유와 실제에 이용된 최적조정기의 안정여유와의 관계, 제어지연이 안정여유에 미치는 영향을 분명히 하기 위하여 다음과 같은 $|D_{sL}(z)|$ 의 단위원상에서의 하한을 생각하자. 즉 실제에 이용된 최적조정기의 환송차 $D_{sL}(z)$ 의 절대치의 단위원상에서의 최소치를 a_R 라고 할 때 식(14), (15)에서

$$\begin{aligned} |D_{sL}(z)| &\geq a_R/2\{1+\|F\|_2\|B\|_2[1+\|A\|_2+\dots \\ &\quad +\|A\|_2^{L-1}]\} \end{aligned} \tag{19}$$

가 성립된다. 여기서 $\|\cdot\|_2$ 는 행렬의 최대특이치(maximum singular values)를 나타낸다. 식(19)의 우변으로 주어지는 하한은 제어지연 L 가 증가하는데 따라 감소한다. 따라서 이 하한을 이용하여 평가되는 안정여유는 제어지연의 증가에 따라 감소한다. 또 L 샘플의 제어지연을 고려한 최적조정기의 제어대상 입력에 있어서 환송차의 절치의 하한은

$$\begin{aligned} a_{RL} &= a_R/\{1+\|F\|_2\|B\|_2[1+\|A\|_2+\dots \\ &\quad +\|A\|_2^{L-1}]\} \end{aligned} \tag{20}$$

로 되는 것은 알려져 있다[6]. 따라서 식(19), (20)에서 최적서보계의 환송차의 절대치의 하한은 최악의 경우 L 샘플의 제어지연을 고려한 최적조정기 환송차의 절대치의 하한 a_{RL} 의 1/2이 될 가능성이 있음을 알 수 있다. 또 환송차 D_{sL} 를 제어지연이 없는 최적서보계의 환송차 $D_s(z)$ 로 나타내면 다음과 같다.

$$D_{sL}(z)=z^L U_L^{-1}(z)D_s(z) \tag{21}$$

그러므로

$$\begin{aligned} |D_{sL}(z)| &\geq a_s/\{L+1+\|F\|_2 \cdot \|B\|_2[L-1+(L-2) \\ &\quad \|A\|_2+\dots+\|A\|_2^{L-1}]\} \end{aligned} \tag{22}$$

여기서 a_s 는 제어지연이 없는 최적서보계의 환송차 $D_s(z)$ 의 절대치의 단위원상에서의 하한이다.

다음에 제어지연이 환송차의 주파수특성에 미치는 영향에 대하여 고찰하고자 한다.

식(21)에서 L 샘플의 제어지연을 갖는 최적서보계의 제어대상 입력에 대한 환송차는 제어지연이 없는 최적서보계와 $z^L U_L^{-1}(z)$ 만이 다르다. 여기서 실제에 이용된 최적조정기의 개루우프의 특성다항식을 $a(z)$, 페루우프의 특성 다항식 $\bar{a}(z)$ 는 각각 다음과 같이 나타낼 수 있다고 하자.

$$a(z) = z^n + a_1 z^{n-1} + \dots + a_n = \prod_{i=1}^n (z - P_i) \quad (23)$$

$$\tilde{a}(z) = z_n + a_1 z^{n-1} + \dots + \tilde{a}_n = \prod_{i=1}^n (z - \tilde{P}_i) \quad (24)$$

에 대하여

$$\tilde{a}(z) - a(z) = a(z)F(zI - A)^{-1}B \quad (25)$$

$$(zI - A)^{-1} = \{z^{n-1} + z^{n-2}(A + a_1) + \dots\} / a(z) \quad (26)$$

이 성립함은 알려져 있다[7]. 따라서 식(9)의 $U_L(z)$ 계수에 대하여

$$\begin{aligned} FB &= \tilde{a}_1 - a_1 \\ FAB &= \tilde{a}_2 - a_2 - a_1 FB \\ FA^2B &= \tilde{a}_3 - a_3 - a_1 FB - a_2 FB \\ &\vdots \end{aligned} \quad (27)$$

의 관계가 성립된다.

이 결과와 잘 알려져 있는 최적조정기의 점근특성(asymptotic characteristics)[7]에서 아래와 같은 환송차 $D_{sl}(z)$ 의 성질은 용이하게 도출된다.

페루우프의 특성다항식 $\tilde{a}(z)$ 의 영점은 평가함수의 하중(weight) r 을 무한대로 하면 다음의 값에 접근한다.

$$FB = FAB = FA^2B \dots = 0 \quad (28)$$

이때

$$z^L U_L^{-1}(z) = z^L / (z^L + z^{L-1} + \dots + 1) \quad (29)$$

따라서 식(21)에서 식(29)의 분모다항식의 단위 원상의 L 개의 영점에 상당하는 주파수

$$\omega T = 2k\pi / (L+1) \quad (30)$$

L : 기수 $k=1, \dots, (L+1)/2$

L : 기수 $k=1, \dots, L/2$

에 있어서 환송차 $D_{sl}(z)$ 는 무한대로 증가한다. 또 불안정계에 대하여도 같은 모양으로 일어날 수 있다는 것은 다음 예에서 알 수 있다. 즉 2차계로 개루우프계가 불안정하고

$$|P_1| \geq 1, |P_2| \leq 1 \quad (31)$$

이라고 하면 식(9)의 계수는

$$\begin{aligned} FA &= P_1 - P_1^{-1} \\ FAB &= P_1^2 - P_1 \\ FA^2B &= P_1^3 - P_1 \\ &\vdots \end{aligned} \quad (32)$$

로 된다. 따라서 $|P_1| = 1$ 일때

$$z^L U_L^{-1}(z) \approx z^L / (z^L + z^{L-1} + \dots + 1) \quad (33)$$

가 되고 이 경우 환송차의 주파수응답은 안정한 2

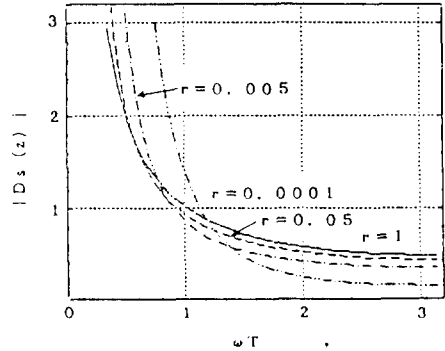


그림 2a 환송차 $D_s(z)$ 의 진폭특성
Fig. 2a Amplitude characteristic of the return-difference $D_s(z)$

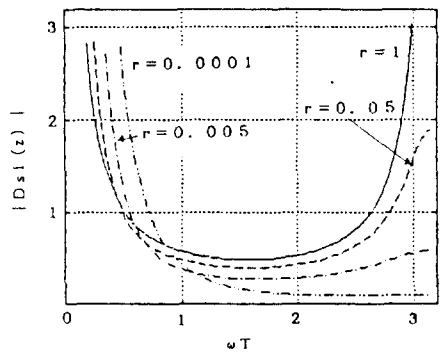


그림 2b 환송차 $D_{s1}(z)$ 의 진폭특성
Fig. 2b Amplitude characteristic of the return-difference $D_{s1}(z)$

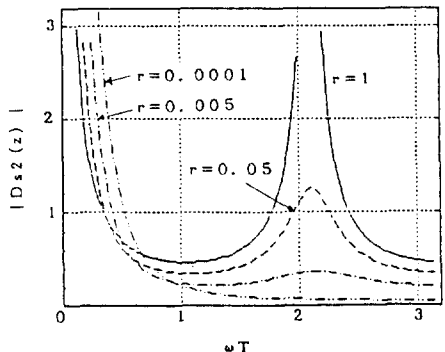


그림 2c 환송차 $D_{s2}(z)$ 의 진폭특성
Fig. 2c Amplitude characteristic of the return-difference $D_{s2}(z)$

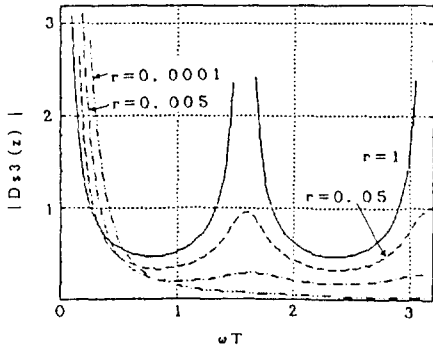


그림 2d 환송차 $D_{ss}(z)$ 의 진폭특성
 Fig. 2d Amplitude characteristic of the return-difference $D_{ss}(z)$

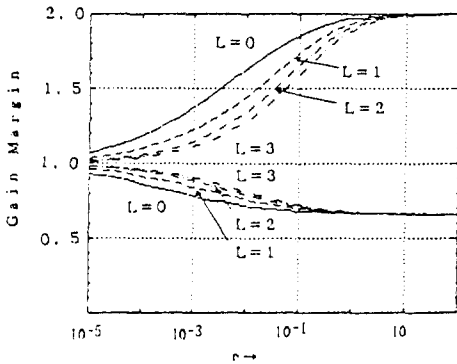


그림 3a 이득여유
 Fig. 3a Gain margins

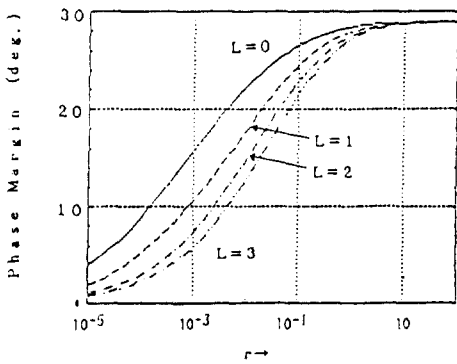


그림 3b 위상여유
 Fig. 3b Phase margins

차 제어대상일 때와 같은 점근특성을 갖는다.

【수치예】 2차의 안정적인 연속계의 제어대상

$$G(s) = \frac{5.0}{(s+1.0)(s+5.0)} \quad (34)$$

을 샘플주기 $T=0.1(\text{sec})$ 로 이산화한 계

$$A = \begin{bmatrix} 0.9794 & 0.0745 \\ -0.3728 & 0.5320 \end{bmatrix} \quad B = \begin{bmatrix} 0.0206 \\ 0.3729 \end{bmatrix} \\ C = [1.0 \quad 0.0] \quad (35)$$

을 생각해 보자. 이 계에서는

$$\text{극 } P_1=0.6065 \quad P_2=0.9048$$

$$\text{영점 } P_2=-0.8189$$

이다. 평가함수의 하중을 $r=1.0, 0.05, 0.005, 0.0001$ 에 대하여 제어지연이 $L=0, 1, 2, 3$ 인 경우 환송차 $D_{sl}(z)$ 의 절대치의 주파수특성을 그림 2a-2d에 나타내었다.

r 가 매우 작은 경우에도 식(30)에 대응하는 주파수 부근에서 최고점(peak)을 나타냄을 알 수 있다. 그림 3a-3b는 환송차의 진폭특성의 최소치를 수치적으로 구한 안정여유와 평가함수의 하중 r 과의 관계를 나타낸 것이다.

4. 외란제거특성

본 장에서는 제어대상의 입출력에 영향을 미치는 외란, 센서잡음(sensor noise) 등의 제거특성에 대한 제어지연의 영향에 대하여 고찰하고자 한다.

A. 제어대상의 입력에 대한 외란제거특성

제어대상의 입력 점 P_2 에 영향을 미치는 외란에서 출력까지의 전달함수 $D_u(z)$ 는 그림 1 및 식(13)~(15)에서 다음과 같이 된다.

$$D_u(z) = C(zI - A)^{-1}BD_{sl}^{-1}(z) \\ = z^{-(L+1)}(z-1)C(zI - A)^{-1}BD_R^{-1}U_L(z) \\ = z^{-(L+1)}(z-1)C(zI - A + BF)^{-1}B(U_L(z)) \quad (36)$$

즉 $D_u(z)$ 는 제어지연의 크기에 관계없이 $|z|=1$ 에 영점을 갖기위해 외란의 직류성분은 출력으로 나타나지 않는다. 분명히 이것은 제어기가 적분을 포함하기 때문이다. 또 $D_u(z)$ 의 진폭특성에 대한 제어지연의 영향은 단위원상에 대한 $U_L(z)$ 의 거동(behavior)으로 집약된다. 분명히 $U_L(z)$ 가 단위원상에 영점을 가지면 그 점에 대응하는 외란의 주파수 성분은 출력으로 나타나지 않는다. 앞 장에서 지적한 바와 같이 제어대상이 안정하면 평가함수의 하중 r 을 크게하면 $U_L(z)$ 는 단위원상의 부근에 영점을 가지며 따라서 이 경우 식(30)으로 주어지는 주파수의 외란성분에 대한 제거특성은 평가함수의 하중 r 을 크게 할수록 향상된다고 할 수

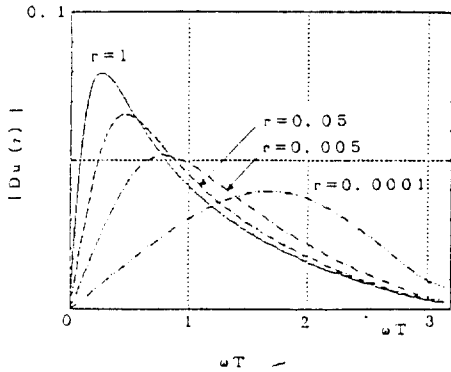


그림 4a 플랜트(L=0)의 입력에서 주파수영역 외란제거특성
Fig. 4a Frequency-domain disturbance rejection characteristic at the input of the plant(L=0)

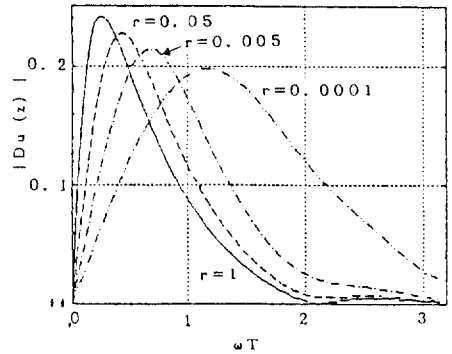


그림 4c 플랜트(L=2)의 입력에서 주파수영역 외란제거특성
Fig. 4c Frequency-domain disturbance rejection characteristic at the input of the plant(L=2)

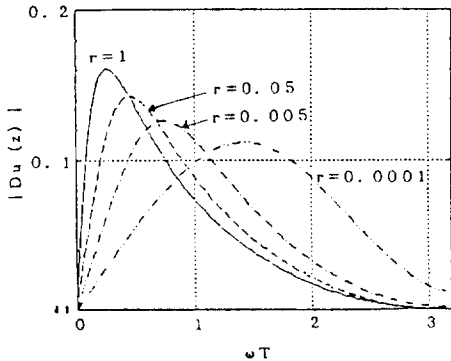


그림 4b 플랜트(L=1)의 입력에서 주파수영역 외란제거특성
Fig. 4b Frequency-domain disturbance rejection characteristic at the input of the plant(L=1)

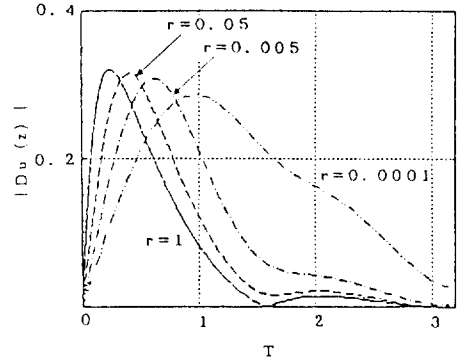


그림 4d 플랜트(L=3)의 입력에서 주파수영역 외란제거특성
Fig. 4d Frequency-domain disturbance rejection characteristic at the input of the plant(L=3)

있다. 또 식(36)은 설계에 이용된 최적조정기의 페루우프 전달함수를 양으로 포함하고 있는 것과 최적조정기의 점근특성에서 $D_u(z)$ 의 주파수대역은 평가함수의 하중 r 을 작게 하는데 따라 확대되어 외란제거특성은 열화(deterioration)함을 알 수 있다. 그림4a-4d는 식(34), (35)로 주어진 계에 대한 최적서보계 $D_u(z)$ 의 진폭특성을 $L=0, 1, 2, 3$ 의 경우에 대하여 나타낸 것이다. 제어지연과 하중의 선택에 의하여 외란제거특성이 크게 변화함을 알 수 있다.

B. 센서잡음에 대한 제거특성

점 P_4 에 영향을 미치는 센서잡음에서 출력까지의 전달함수는 분명히 $-G_{sl}(z)$ 즉 목표치에서 출

력까지의 전달함수의 부호를 바꾼 것이다. 식(6)에서 분명한 바와 같이 평가함수의 하중 r 을 작게 하면 $G_{sl}(z)$ 의 주파수 대역은 확대되고 외란제거특성은 열화한다.

C. 제어대상의 출력에 대한 외란제거특성

점 P_3 에 영향을 미치는 외란에서 출력까지의 전달함수는 이 점에 대한 환송치의 역수로 주어진 것을 쉽게 확인할 수 있다. 목표치에서 출력까지의 전달함수가 식(6)이므로 환송치는 다음과 같이 된다.

$$\begin{aligned}
 D_y(z) &= [I - G_{sl}(z)]^{-1} \\
 &= [I - z^{-(L+1)}C(zI - A + BF)^{-1}B \\
 &\quad \cdot \{C(I - A + BF)^{-1}B\}^{-1}]^{-1} \quad (37)
 \end{aligned}$$

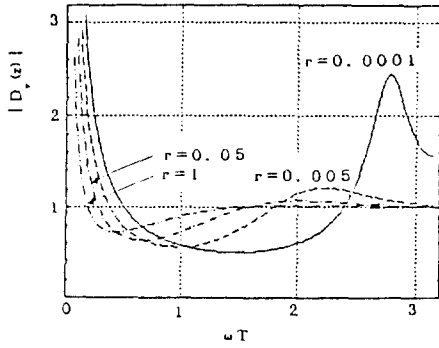


그림 5a 플랜트(L=0)의 출력에서 주파수영역 외란제거특성
 Fig. 5a Frequency-domain disturbance rejection characteristic at the output of the plant (L=0)

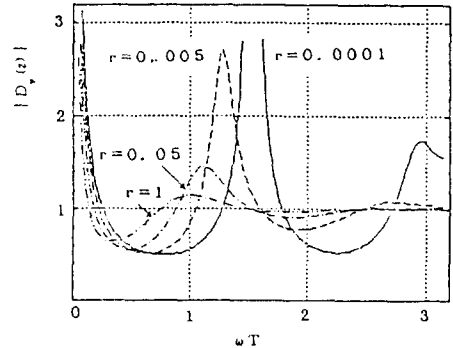


그림 5c 플랜트(L=2)의 출력에서 주파수영역 외란제거특성
 Fig. 5c Frequency-domain disturbance rejection characteristic at the output of the plant (L=2)

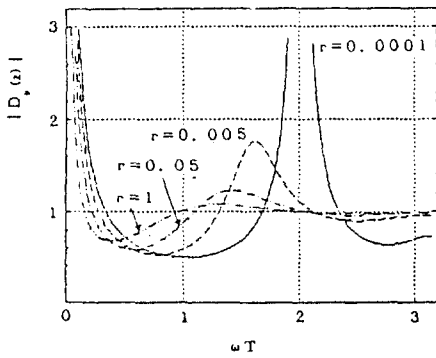


그림 5b 플랜트(L=1)의 출력에서 주파수영역 외란제거특성
 Fig. 5b Frequency-domain disturbance rejection characteristic at the output of the plant (L=1)

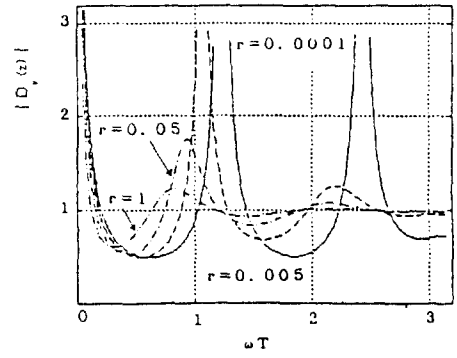


그림 5d 플랜트(L=3)의 출력에서 주파수영역 외란제거특성
 Fig. 5d Frequency-domain disturbance rejection characteristic at the output of the plant (L=3)

식(37)을 설계에 이용한 최적조정기의 페루우프 전달함수의 극 $\tilde{P}_i (i=1, 2, \dots, n)$ 및 영점 $\tilde{z}_i (i=1, 2, \dots, m)$ 로 표시하면

$$D_y(z) = [I - z^{-(L+1)}] \cdot \left\{ \prod_{i=1}^n (z - \tilde{z}_i) / \prod_{i=1}^n (z - \tilde{P}_i) \right\} \left\{ \prod_{i=1}^n (I - \tilde{P}_i) / \prod_{i=1}^n (I - \tilde{z}_i) \right\}^{-1} \quad (38)$$

로 나타낼 수 있다. 따라서 최적조정기의 점근특성에서 $r \rightarrow 0$ 로 하면 최소위상계는

$$D_y(z) = [I - z^{-(L+n-m+1)}]^{-1} \quad (39)$$

로 되어,

$$T = 2k\pi / (L+n-m+1) \quad (40)$$

$L+n-m+1$: 기수 $k=0, \dots, (L+n-m)/2$

$L+n-m+1$: 우수 $k=0, \dots, (L+n-m+1)/2$ 의 주파수에서 $D_y(z) = \infty$ 가 된다. 또 비최소위상계에서 불안정 영점이 q 개라고 하면 $r \rightarrow 0$ 에서

$$D_y(z) = [I - z^{-(L+1+n-q)}] \prod_{i=1}^q (\tilde{z}_i^{-1} - 1) / \prod_{i=1}^q (z - \tilde{z}_i)^{-1} \quad (41)$$

가 되어 ωT 가 $[0, \pi]$ 의 구간에서 $L+n+1$ 이 우수일 때 $(L+n+1)/2 + 1$ 개, $L+n+1$ 이 우수일 때 $(L+n)/2 + 1$ 개의 점에서 $D_y(z) = \infty$ 가 된다. 따라서 이들의 주파수 부근에서는 외란에 따라 영향이 매우 작게된다. 이와같이 $r \rightarrow 0$ 일 때는 제어지역의 크기에 따라 외란제거특성은 크게 변화한다

다. 그림 5a-5d는 식(34), (35)로 주어진 제어에 대한 $D_y(z)$ 의 진폭특성을 $L=0, 1, 2, 3$ 의 경우에 대하여 나타낸 것이다.

5. 결 론

Mita에 의하여 제안된 제어기의 연산시간 때문에 일어나는 제어지연을 고려한 최서보제의 강인성, 제어대상의 임출력에 대한 외란제거특성에 대하여 주파수영역으로 고찰하였다. 그 결과 평가함수의 하중 r 의 선택에 따라 이들 주파수특성이 제어지연에 의하여 크게 변화되는 것이 명확하였다. 단, 제어지연에 의하여 이들의 특성이 반드시 열화한다는 것이 아니고 특정한 주파수대역에 대한 성능은 향상될 수도 있다는 것에 주의할 필요가 있다. 급후, 관측기(observer)를 이용할 때 성능 열화 및 그 개선법 등에 관하여 고찰할 필요가 있을 것으로 사료된다.

참 고 문 헌

- [1] T. Mita, "Optimal Digital Feedback Control Systems Counting Computation Time of Control Laws," IEEE Trans. Automat. Contr., Vol. AC-30-6, pp. 542~548, 1985.
- [2] 富塚, "マイクロコンピュータによる現代制御理論の實用化とそのアルゴリズム", 計測と制御, Vol. 18~1, pp. 640~649, 1979.
- [3] 木村ほか, "PC-9801 制御設計プログラミング", 日刊工業新聞社, pp. 119~126, 1985.
- [4] 美多, 向田, "デジタル制御系における最適サーボ系の設計," 計測自動制御學論文集, Vol. 19~3, pp. 193~198, 1983.
- [5] N. Lehtomaki, N. Sandell, Jr and M. Athans, "Robustness Results in Linear-Quadratic Gaussian Based Multivariable Control Designs," IEEE Trans., Automat. Contr., AC-26-1, pp. 75~93, 1981.
- [6] 이동철, 정형환, "샘플의 제어늦음을 갖는 디지털 최적선형조정기의 Robust 안정성," 대한전기학회논문지, Vol. 36, pp. 437~443, 1987.
- [7] T. Kailath, "Linear Systems," Prentice-Hall, Inc., Englewood Cliffs, N.J., 1980.
- [8] M. Vidyasagar, "Control Systems Synthesis," MIT Press, Cambridge, 1985.
- [9] Y. Takahashi, M.J. Rabins, D.M. Auslander, "Control and Dynamic Systems," Addison-Wesley, 1970.
- [10] H. Kimura, "Robust Stabilizability for a Class of Transfer Functions," IEEE Trans. Automat. Contr., AC-29-6, pp. 788~793, 1984.