

비선형 보상기를 이용한 PDFF 위치제어

A PDFF Position Control using Non-linear Compensator

안 영 주, 이 형 기

Young-Joo An, Hyung-Ki Lee

요 약

본 논문에서는 기존의 PDFF 제어기에 비선형 보상기를 적용한 위치제어에 대하여 기술한다. 이 방법은 기존의 방법보다 주어진 사양을 쉽게 만족시킬 수 있다. 제어기 설계에 있어서 위상 여유와 대역폭을 동시에 조절할 수 있는 개선된 PDFF 제어기를 제시한다. PDFF 제어기의 전향 보상항을 비선형 보상기(CDIDF 제어기)로 치환함으로써 폐루프시스템의 대역폭을 감소시키지 않으면서 원하는 위상여유를 얻는 것이다. 제시된 방법은 시뮬레이션과 실험을 통하여 확인된다. 시뮬레이션 및 실험결과에 따라 CDIDF 제어기를 사용한 개선된 PDFF 시스템에서는 제어기의 파라미터를 적절히 설정함으로써 전반적인 설계사양을 만족시키는 것이 확인된다.

Abstract

In this paper, a new controller using non-linear compensator for position control is presented, which we can satisfy the given specifications more easily than the existing one. We suggest an improved PDFF(Integral with Proportional-Derivative-plus-Feedforward) controller by which both phase margin and bandwidth are controlled simultaneously in the controller design problem. Replacing the feed forward term in the PDFF system with a CDIDF(Complex Dual Input Describing Function), the desired phase margin is obtained without diminishing the bandwidth of the closed loop system. The effectiveness of the proposed controller is confirmed through simulations and experiments. As the results of these, we know that it is possible to adjust overall specifications by varying parameters in the improved PDFF system.

Key Words : PDFF, DIDF, CDIDF

I. 서 론

제어기를 설계하는 과정에서 설계사양으로 주어지는 대역폭, 응답특성 및 위상여유들을 어떻게 만족시키는가에 따라 제어시스템의 성능이 결정된다. 이러한 설계 사양과 목적을 수행하는 제어기를 설계하기 위한 일반적인 설계 방법에는 고전적으로 진상보상기와 지상보상기가 있으며, 이들 설계 방법은 위상여유에 기초를 두고 있다 [1]. 주요 단점으로는 제어계의 대역폭을 제어할 수가 없다는 것이며, 위상여유에 기초를 두고 있기 때문에 만족스러운 극배치나 과도응답을 제공하지 못한다. 따라서 전체 폐루프 시스템에 대한 원하는 대역폭과 극위치를 제공할 수 있고 또한 만족스러운 과도응답을 얻어낼 수 있는 제어기가 요구된다[2,3].

대역폭을 조정하기 위해서는 PDF 제어기와 PDFF 제어기가 많이 사용되고 있다[3,4,5]. PDF 제어기는 대역폭을 변화시키는 것은 가능하나 위상여유에 대한 제어를 할 수 없다는 단점을 가지고 있다. 따라서 PDF 제어기에 전향 보상항을 추가한 PDFF 제어기는 위상여유도 조절

하는 것이 가능하다. 그러나 전향 보상항은 대역폭과 위상여유를 독립적으로 조절할 수 없는 단점을 가지고 있다. 이러한 단점을 개선시키기 위하여 비선형 제어기를 이용하여 Nyquist 도면의 임계점 위치를 조절함과 동시에 과도 응답특성을 개선시킬 수 있는 방법이 1975년 E.C. Servetas 등이 연구한 바가 있다. 이 방법은 복소 쌍입력 기술함수의 합성에 의한 비선형 보상기를 이용하여 Nyquist 임계점(-1, j0)을 다른 점으로 이동시켜 시스템의 불안정성, 저속도 응답 및 외란에 의한 응답특성을 개선시켰다[6,7].

본 논문에서는 이와 같은 이론을 이용하여 PDFF 제어기의 전향 보상항을 쌍입력 기술함수형 비선형 제어기로 치환하여 대역폭과 위상여유를 동시에 제어할 수 있는 개선된 PDFF 제어기를 제시한다. 또한 개선된 PDFF 제어기에 복소 쌍입력 보상기를 적용시켜 시스템의 보드선도와 위치제어에 대한 스텝응답으로 제어성능이 개선됨을 고찰한다. 끝으로 제시된 제어기로 시스템을 구성하여 시뮬레이션 및 실험에 의해 제어기의 유효성을 검토한다.

II. PDFF 제어기를 갖는 시스템

자유도 1인 제어시스템에 전향 보상항을 갖는 제어기를 추가하여 특성방정식에 영향을 주지 않고 페루프 전달함수에 영점을 추가하는 효과를 갖는 PDFF 제어 시스템을 그림 1에 나타내었다.

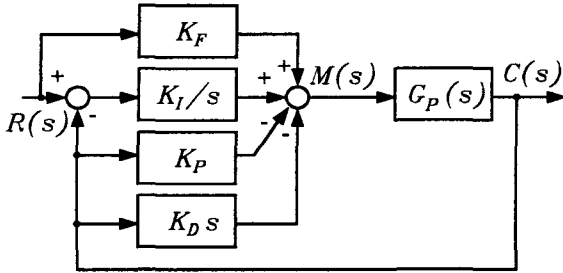


그림 1. PDFF 제어시스템
Fig. 1. PDFF control system

그림 1의 제어시스템에 대하여 제어대상의 전달함수가 다음 식(1)로 주어지면,

$$G_p(s) = \frac{K}{s(s+a)} \quad (1)$$

전체 전달함수 및 개루프 전달함수는 식(2)와 (3)으로 주어진다.

$$\frac{C(s)}{R(s)} = \frac{K(sK_F + K_I)}{s^3 + s^2(KK_D + a) + sKK_P + KK_I} \quad (2)$$

$$G(s)H(s) = \frac{K(sK_F + K_I)}{s(s^2 + s(KK_D + a) + K(K_P - K_F))} \quad (3)$$

식(2)와 (3)으로부터 제어시스템의 제어기에 전향 보상항을 추가함으로써 시스템에 영점이 나타나는 것을 알 수 있다.

이 시스템의 과도응답 및 정상상태 특성은 표준필터를 적용시켜 살펴보는 것이 가능하다[3]. Butterworth 필터의 특성 방정식은 식(4)와 같다.

$$s^3 + 2\omega_c s^2 + 2\omega_c^2 s + \omega_c^3 = 0 \quad (4)$$

식(2)와 (4)를 비교하면 다음과 같은 결과를 얻는다.

$$2\omega_c = KK_D + a \quad (5)$$

$$2\omega_c^2 = KK_P \quad (6)$$

$$\omega_c^3 = KK_I \quad (7)$$

제어대상 정수 K 와 a 는 알고 있기 때문에 제어기 변수 K_D, K_P 및 K_I 는 임의의 원하는 대역폭에 대하여 찾을 수 있다. 이와 같은 특성방정식을 선택함으로써 원하는 위치에 극점을 주게 되므로 과도응답 특성도 만족스럽게 조정할 수 있다.

식(5), (6) 및 (7)을 식(3)에 적용하면 다음과 같이 된다.

$$G(s)H(s) = \frac{KK_F s + \omega_c^3}{s(s^2 + 2\omega_c s + (2\omega_c^2 - KK_F))} \quad (8)$$

위상여유(ϕ_m)은 다음 식으로 주어진다.

$$\phi_m = 180 - 90 - \tan^{-1} \frac{2\omega_c \omega}{2\omega_c^2 - KK_F - \omega^2} + \tan^{-1} \frac{KK_F \omega}{\omega_c^3} \quad (9)$$

위의 식(8)과 (9)에서 K_F 를 제외한 다른 변수들은 알려진 값이다.

먼저 임의의 K_F 를 선정하면 위상여유는 구할 수 있고, K_F 의 변화에 대하여 위상여유를 변화시킬 수 있으며, 이 관계를 이용하여 요구되는 위상여유를 만족하는 K_F 값을 설정할 수 있다. 그러므로 시스템에 영점의 추가로 위상여유도 적절하게 설정할 수 있다.

III. 복소 쌍입력 기술함수

이 장에서는 PDFF 제어기의 전향 보상항 K_F 대신에 복소함수를 갖는 전향 보상항을 구현하기 위하여 2개의 정현파가 비선형 요소의 입력으로 가해지는 복소 쌍입력 기술함수(complex dual input describing function, 이하 CDIDF)에 대하여 기술한다.

1. 쌍입력 기술함수 해석과 합성

주파수가 서로 다른 2개의 정현파 입력신호를 비선형 요소에 인가하는 경우 이를 쌍입력 기술함수(이하 DIDF)로 나타내기 위하여 그림 2와 같은 비선형 요소를 고찰한다.

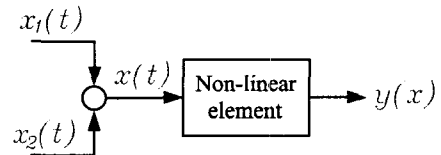


그림 2. 2입력 비선형 요소
Fig. 2. Non-linear dual input

그림 2에서 $x(t)$ 는 비선형 요소의 입력, $y(x)$ 는 비선형 요소의 출력이며, 비선형 요소의 입력 $x(t)$ 는 두 정현파 입력신호의 합으로서 식(10)과 같다.

$$x(t) = x_1(t) + x_2(t), \quad (t \geq 0) \quad (10)$$

비선형 요소에 인가되는 입력신호 $x_1(t)$ 와 $x_2(t)$ 는

$$x_1(t) = \alpha \cdot \sin \omega_1 t = \alpha \cdot \sin \theta_1 \quad (11)$$

$$x_2(t) = \alpha \cdot \sin \omega_2 t = \alpha \cdot \sin \theta_2 \quad (12)$$

단, $-\pi \leq \theta_1, \theta_2 \leq \pi$ 이다. 여기서 α 와 β 는 각각 정현파 입력신호의 진폭이다.

또한 비선형 요소에 인가되는 두 정현파 신호의 주파수비는

$$\gamma = \frac{\omega_2}{\omega_1}, \quad (\omega_1 \ll \omega_2) \quad (13)$$

이며, 식(10)의 입력신호를 비선형 요소에 인가할 경우 출력 $y(x)$ 는 비 정현파로 주어지며, 비선형 요소의 등가이득인 DIDF로 나타내면 식(14)와 같다.[3]

$$N_p(\alpha, \beta) = \frac{4}{\pi^2 \beta^2} \int_0^\alpha \int_0^\beta \frac{x_1 \cdot y(x_1, x_2)}{\sqrt{\alpha^2 - x_1^2} \sqrt{\beta^2 - x_2^2}} dx_1 dx_2 \quad (14)$$

여기서

$$y(x_1, x_2) = y(x_1 + x_2) + y(x_1 - x_2) \quad (15)$$

$$y(x_1 + x_2) = -y(-x_1 - x_2) \quad (16)$$

$$y(x_1 - x_2) = -y(-x_1 + x_2) \quad (17)$$

이며, 식(15)~(17)에서 $y(x_1, x_2)$ 는 다음 식(18)과 (19)를 만족하는 것을 의미한다.

$$y(x_1, x_2) = -y(-x_1, x_2) \quad (18)$$

$$y(x_1, x_2) = y(x_1, -x_2) \quad (19)$$

이것은 모든 $x_1 \in (0, \alpha)$, $x_2 \in (0, \beta)$, $\alpha > 0$, $\beta > 0$ 에서 변수 $x_1(t)$ 에 대하여 기함수를 의미하며, 변수 $x_2(t)$ 에 대해서는 우함수를 의미한다. 따라서 그림 2는 식(15)를 이용하여 블록도를 구성하면 그림 3으로 된다.

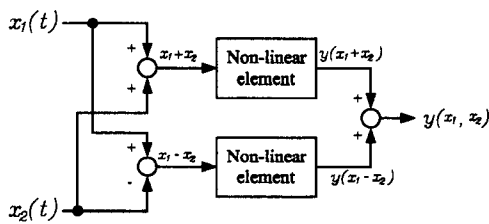


그림 3. 2입력 비선형 요소의 블록선도
Fig. 3. Block diagram of nonlinear dual input

비선형 요소의 출력 $y(x_1, x_2)$ 를 구하기 위한 DIDF의 합성은 비선형 요소에 대한 기술함수가 주어지는 경우 식(14)에 대하여 역 기술함수를 적용하면 되므로 제 1종 Volterra 적분식을 이용하여 출력 $y(x_1, x_2)$ 를 구하면

$$y(x_1, x_2) = \frac{1}{x_1} \frac{\partial^2}{\partial x_1 \partial x_2} \int_0^\alpha \int_0^\beta \frac{z^3 s \cdot N_p(z, s)}{\sqrt{x_1^2 - z^2} \sqrt{x_2^2 - s^2}} dz ds \quad (20)$$

여기서 $y(x_1, x_2)$ 가 식(18)과 (19)를 만족할 경우 $N_p(\alpha, \beta)$ 는 정현파 입력신호의 진폭 α 와 β 에 대하여 우함수이며, 다음 식으로 표현할 수 있다.

$$N_p(\alpha, \beta) = N_p(-\alpha, -\beta), \quad (\alpha > 0, \beta > 0) \quad (21)$$

2. 복소 쌍입력 기술함수

복소 쌍입력 기술함수를 갖는 비선형 제어기를 구성하기 위하여 식(21)에서 $N_p(\alpha, \beta)$ 는 우함수이므로, 제 2정현파 입력신호 $x_2(t)$ 의 진폭 β 에만 관계하는 CDIDF를 가정한다.

식(13)에서 $\omega_1 \ll \omega_2$ 이 성립할 경우 ω_2 의 한 주기에 대하여 ω_1 은 거의 변화가 없다고 가정할 수 있다.

따라서 식(14)의 $N_p(\alpha, \beta) = N_p(\alpha) \cdot N_p(\beta)$ 에서 $N_p(\alpha)$ 를 상수로 처리하면 DIDF는 $N_p(\beta)$ 만으로 생각할 수 있으므로, CDIDF의 $N_C(\beta)$ 는 식(22)와 같이 표현할 수 있다.

$$N_C(\beta) = N_p(\beta) + jN_q(\beta), \quad \beta > 0 \quad (22)$$

식(22)에서 실수부 $N_p(\beta)$ 와 허수부 $N_q(\beta)$ 는 각각 식(23)과 (24)와 같다.

$$N_p(\beta) = B_p \cdot \beta^2 \quad (23)$$

$$N_q(\beta) = B_q \cdot \beta^2 \quad (24)$$

여기서 B_p 와 B_q 는 일정한 값을 갖는 임의의 상수로서 CDIDF를 갖는 비선형 제어기의 실수부와 허수부의 이득이며, β 는 제 2정현파 신호의 진폭이다. 따라서 제 2정현파 신호의 진폭을 변화시킴으로써 실수부와 허수부의 이득을 조절할 수 있다. 식(22)를 이용한 CDIDF의 합성도는 그림 4와 같이 구성할 수 있다.

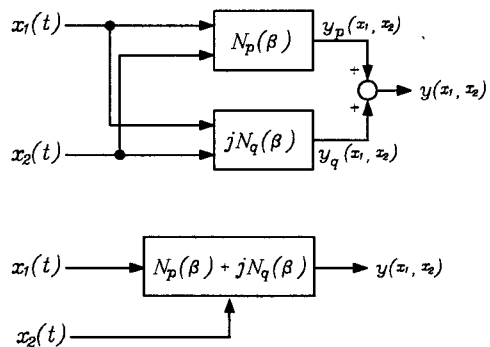


그림 4. CDIDF의 합성
Fig. 4. Synthesis of CDIDF

비선형 제어기의 실수부는 식(23)을 식(20)에 대입하여 CDIDF의 실수부 출력 $y_p(x_1, x_2)$ 를 구하면 식(25)가 된다.

$$y_p(x_1, x_2) = 2B_p x_1 x_2^2 \quad (25)$$

식(25)에서 $x_1 \in (-a, a)$, $x_2 \in (-\beta, \beta)$, $a > 0$, $\beta > 0$ 이며, $x_1(t)$ 에 대해서는 기함수이고, $x_2(t)$ 에 대해서는 우함수이다. 식(25)에 식(11), (12) 및 (13)을 대입하여 정리하면 식(26)과 같이 제 1정현파 입력신호 $x_1(t)$ 와 제 2정현파 입력신호 $x_2(t)$ 의 진폭 β 에만 관계되는 식으로 주어진다. 식(26)은 제 2정현파 입력신호의 진폭 β 에만 관계되고, 각주파수 ω_2 에는 무관함을 알 수 있다.

$$y_p(x_1, x_2) = B_p \beta^2 x_1 \quad (26)$$

비선형 제어기의 허수부 $y_p(x_1, x_2)$ 는 CDIDF의 실수부 출력 식(25)에서 실수부 이득 B_p 대신에 허수부 이득 B_q 를 곱하여 위상을 90도 추이시키면 다음 식(27)과 같이 표현된다.

$$y_q(x_1, x_2) = j2B_q x_1 x_2^2 = j2B_q \beta^2 x_1 \quad (27)$$

이제 CDIDF를 갖는 비선형 제어기를 구성하기 위하여 위의 실수부와 허수부를 합성하여 나타내면 CDIDF의 출력 $y(x_1, x_2)$ 는 식(28)과 같다.

$$\begin{aligned} y(x_1, x_2) &= y_p(x_1, x_2) + j y_q(x_1, x_2) \\ &= N_p(\beta) + j N_q(\beta) \end{aligned} \quad (28)$$

식(28)은 CDIDF로 표현된 비선형 제어기에 대한 식으로 실수부 $N_p(\beta)$ 와 허수부 $N_q(\beta)$ 로 분리하여 구성할 수 있다. CDIDF를 갖는 비선형 제어기의 구성도를 그림 5에 나타내었으며, $y_p(x_1, x_2)$ 와 $y_q(x_1, x_2)$ 는 각각 CDIDF를 갖는 비선형 제어기의 실수부와 허수부의 출력이다.

그림 5와 같이 구성한 CDIDF를 갖는 비선형 제어기에서 이용 가능한 정현파 입력신호의 각주파수는 실험적으로 $\omega_1 = 2 \sim 20$ [rad/s], $\omega_2 = 20 \sim 10,000$ [rad/s]의 범위로 주어지는 제어시스템에 이용하면 안정하게 제어할 수 있는 것으로 알려져 있다.

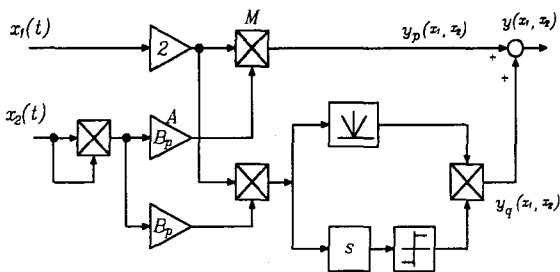


그림 5. CDIDF 비선형 제어기의 구성

Fig. 5. The construction of non-linear controller with CDIDF

IV. 제어시스템의 구성

비선형 전향보상기를 갖는 PDFF 제어시스템을 그림 6에 나타내었다.

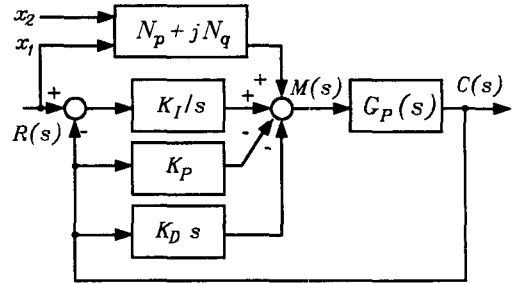


그림 6. 비선형 제어기를 사용한 제어시스템
Fig. 6. Control system using non-linear controller

시스템의 전달함수는 식(29)와 같다.

$$\frac{C(s)}{R(s)} = \frac{K\{N_q(\beta)s^2 + N_p(\beta)s + K_I\}}{s^3 + (KK_D + a)s^2 + KK_P s + KK_I} \quad (29)$$

PDFF 제어기에서는 한 개의 영점이 나타나지만, 식(29)로부터 비선형 보상기를 사용함에 따라 2개의 영점이 추가되는 것을 알 수 있다. 따라서 특성방정식의 극점의 위치와 비선형 보상기에 의한 영점의 위치를 조절함에 따라 제어시스템의 응답특성을 조절하는 것이 가능하다.

시스템의 개루프 전달함수는 식(30)이 된다.

$$G(s)H(s) = \frac{Nom(GH)}{Den(GH)} \quad (30)$$

$$Nom(GH) = K\{N_q(\beta)s^2 + N_p(\beta)s + K_I\}$$

$$Den(GH) = s^3 + \{KK_D + a + KN_q(\beta)\}s^2 + \{KK_P + KN_p(\beta)\}s + KK_I$$

식(4)의 Butterworth 필터의 특성방정식과 비교하면 다음의 방정식을 얻을 수 있다.

$$2\omega_c = KK_D + a + KN_q(\beta)$$

$$2\omega_c^2 = KK_P + KN_p(\beta)$$

$$\omega_c^3 = KK_I \quad (31)$$

제어대상 정수 K 와 a 는 기지의 값이며, 제어기 변수 $N_p(\beta)$, $N_q(\beta)$, K_D , K_P 및 K_I 는 임의의 원하는 대역폭에 대하여 찾을 수 있다. 이와 같이 특성방정식을 선택함으로써 원하는 위치에 극점을 주게 되고, 과도 응답 특성도 만족스럽게 될 수 있으며, 위상여유에 대한 제어를 원활하게 할 수 있다.

V. 시뮬레이션 및 실험 결과

위치제어 시스템에서 제어대상의 전달함수 $G_p(s)$ 는 다음과 같다. 제어대상의 전달함수는 실험에 적용할 서보전

동기의 응답특성을 측정하고 이를 근사화하여 구하였다.

$$G_P(s) = \frac{1500}{s(s+100)} \quad (32)$$

그리고 제어기는 다음의 최소 사양을 만족하도록 설계한다.

- (1) 최소 50도의 위상여유
- (2) 최소 100[rad/sec]의 대역폭
- (3) 안정한 응답특성

1. PDFF 제어 시스템

전향 보상항을 가진 PDFF 제어기를 사용한 시스템의 개루프 전달함수 식(8)과 식(5), (6) 및 (7)로부터 다음과 같은 값을 얻을 수 있다.

$$K_I = 666.67, K_P = 13.33, K_D = 0.067$$

위상여유는 식(9)로 주어지는데 K_F 변화에 대하여 위상여유를 구하고, 이로부터 주어진 사양을 만족하는 K_F 를 설정할 수 있다. 그림 7은 K_F 의 변화에 대한 위상여유를 계산한 것이다. 그림 7로부터 위상여유 50도를 만족하는 전향 보상항 K_F 는 약 0.66이 된다.

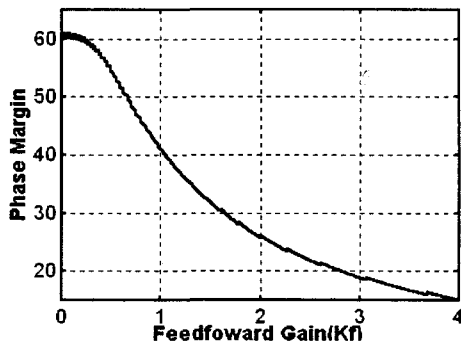
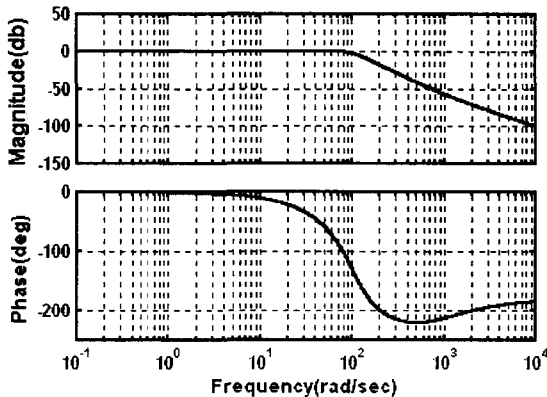
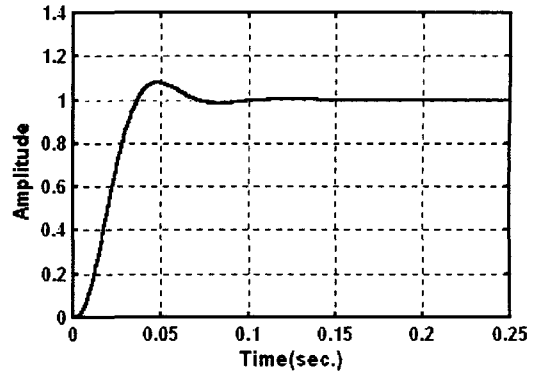


그림 7. K_F 변화에 대한 위상여유
Fig. 7. Diagram for phase margin with K_F



(a) Bode diagram



(b) Step response

그림 8. PDFF 제어기를 사용한 시스템의 응답특성
Fig. 8. System response using PDFF controller

이상의 설계정수에 의하여 폐회로 시스템의 보드선도 및 스텝응답을 계산하고, 결과를 그림 8에 나타낸다.

그림 8(a)의 보드선도로부터 기존의 PDFF 제어기에 주어진 설계사양인 위상여유와 대역폭을 만족하는 것을 알 수 있다. 그리고 그림 8(b)의 스텝응답으로부터 백분율 오버슈트는 약 9% 정도이며, 상승시간은 약 24 [msec], 정정시간은 67[msec]로 얻어진다.

2. 비선형 PDFF 제어 시스템

비선형 보상기에는 설정변수가 2개 N_p 와 N_q 가 있다. 이들 설정변수의 값 변화에 대한 각각의 응답을 다음과 같이 나누어 조사한다.

가) N_q 가변 시 응답특성

N_p 와 N_q 를 제외한 나머지 변수는 PDFF 제어기에서 설정한 값을 사용하며, N_p 는 PDFF 제어기에서의 K_F 값을 적용하고, 식(31)에 대입하여 다음과 같이 파라미터를 설정한다.

$$K_P = 13.33 - N_p(\beta), K_D = 0.067 - N_q(\beta)$$

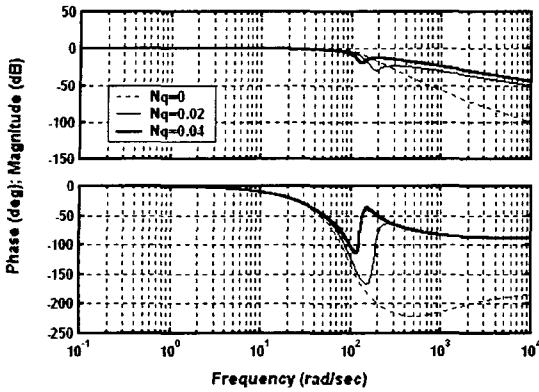
$$K_I = 666.67, N_p(\beta) = 0.66$$

그림 9는 $N_p = 0.66$ 일 때, N_q 를 0, 0.02 및 0.04로 각각 변화시킬 경우의 보드선도 및 스텝응답을 측정된 것이다.

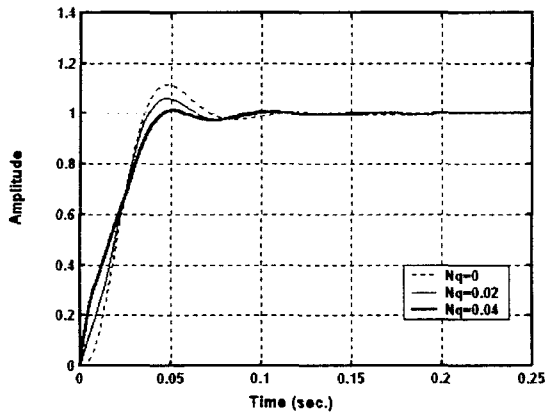
$N_q = 0$ 일 경우에는 이득여유는 11[dB], 위상여유는 90[deg] 정도이나 약간의 N_q 값이 존재하면 위상교차점은 발생하지 않아 이득여유는 크게 증가하고, 위상여유 또한 증가하는 것을 알 수 있다. 그러나 과도한 N_q 값 설정은 이득여유와 위상여유를 모두 감소시키며, 시스템을 불안정한 영역으로 있게 된다.

그림 9(b)의 스텝응답을 보면 N_q 값이 증가할수록 초기 응답이 빠르게 되며, 오차가 감소함에 따라 오차변화율을 줄여서 과도한 오버슈트가 발생하는 것을 억제하고 있음을 알 수 있다. 그러나 과도한 N_q 를 설정하면 오히려 오

버슈트도 증가하고 정상상태에 도달하는 시간도 증가한다.



(a) Bode diagrams

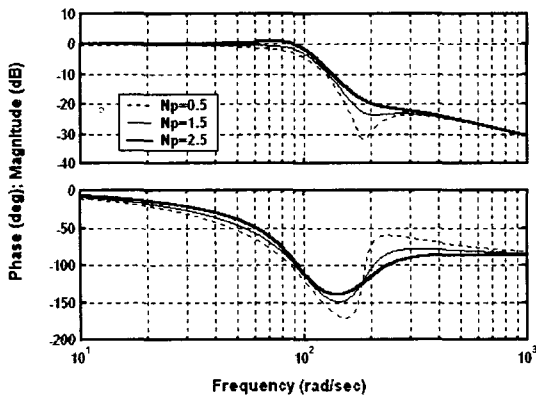


(b) Step responses

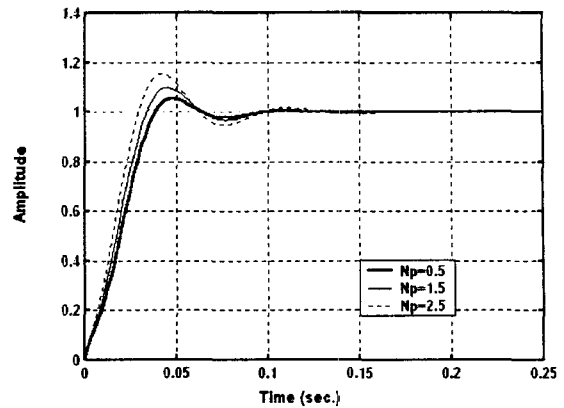
그림 9. CDIDF 제어를 사용한 시스템의 응답특성
Fig. 9. System responses using CDIDF controller at $N_q = 0, 0.02, 0.04$

나) N_p 가변 시 응답특성

그림 10은 비선형 전향 보상항을 갖는 PDFF 제어기의 변수 중에 N_p 값을 각각 0.5, 1.5 및 2.5로 변화시킬 경우의 보드선도와 스텝응답을 계산한 결과이다.



(a) Bode diagrams



(b) Step responses

그림 10. CDIDF 제어를 사용한 시스템의 응답특성
Fig. 10. System responses using CDIDF controller at $N_p = 0.5, 1.5, 2.5$

그림 10(a)는 N_p 값이 증가할수록 대역폭은 증가하지만 위상여유는 감소하는 경향을 보이고 있다. 그림 10(b)의 스텝응답으로부터 알 수 있듯이 N_p 값이 증가함에 따라 대역폭의 증가하며, 이로 인해 시스템의 과도응답은 빨라짐과 동시에 오버슈트도 크게 증가한다.

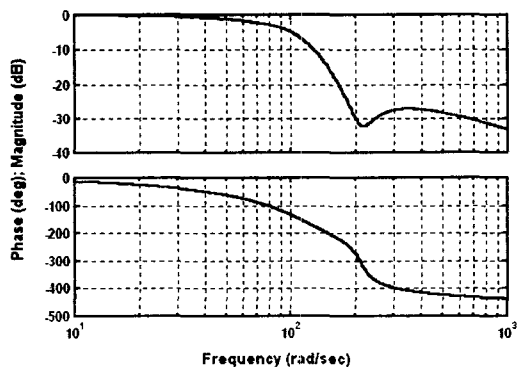
다) 적정 N_p, N_q 설정

이전의 시뮬레이션을 통하여 설계사양을 만족하고, 나은 스텝응답을 얻도록 적정한 비선형 보상기의 변수를 설정한다. 이를 적용한 비선형 보상기를 사용하여 시스템의 응답특성을 그림 11에 나타내었다. 시뮬레이션에 사용된 각각의 계수 값들은 다음과 같다.

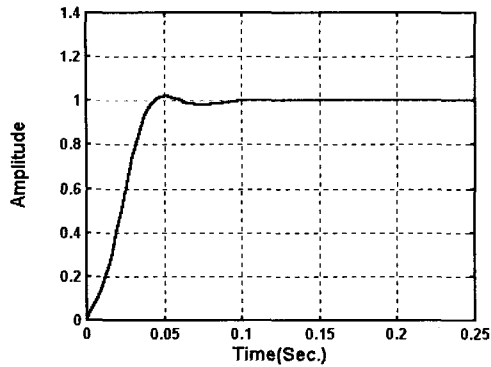
$$K_P = 14, K_D = 0.052, K_I = 666.67$$

$$N_q(\beta) = 0.015, N_p(\beta) = -0.66$$

그림 11(a)의 보드선도로부터 이득여유 약 11[dB], 위상여유는 180도 이다. 주파수대역은 약 100[rad/sec]를 만족한다. 또한 스텝응답 특성에서는 백분율 오버슈트가 약 2[%] 정도이며, 상승시간은 약 30[msec], 정정시간은 54[msec]이다.



(a) Bode diagram



(b) Step response

그림 11. CDIDF 제어를 사용한 시스템의 응답특성
Fig. 11. System response using CDIDF controller

그림 12는 PDFF 제어기 시스템과 비선형 보상항을 갖는 CDIDF 제어기 시스템의 스텝응답과 외란 특성을 계산한 것이다. CDIDF 제어기 시스템은 기존의 PDFF 제어기와 비교하여 상승시간은 거의 비슷하게 유지하면서도 적은 오버슈트와 빠른 정정시간이 얻어지며, 외란에 대한 응답특성에서는 비슷한 특성을 나타낸다.

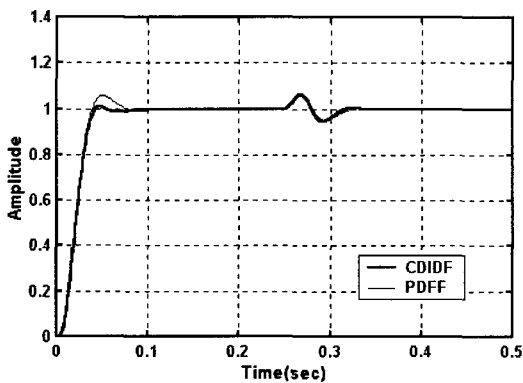


그림 12. CDIDF와 PDFF 제어시스템의 스텝응답
Fig. 12. Step responses of system using CDIDF and PDFF controller

라) 실험

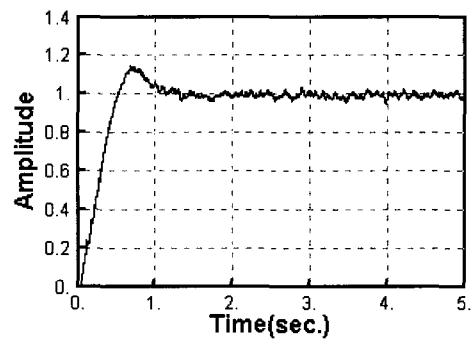
제안된 제어기를 실제 시스템에 적용하고 측정 결과로부터 제어기의 유효성을 확인한다. 제어대상은 기계적인 부하 및 부하의 관성이 거의 없는 10:1의 감속기만 설치된 1[Hp] BLDC 서보전동기이다. 적용시스템의 제어기는 TMS320C32 DSP 보드를 사용하여 SIMTool 프로그램 [8]으로 수행하였다. 제어기는 위치센서 신호를 입력받아 전동기 드라이버의 속도지령을 출력한다.

그림 13은 PDFF 제어기와 CDIDF 제어기를 각각 시스템에 적용하여 측정한 스텝응답이다. 그림 13(a)와 (b)를 비교해 보면, CDIDF 제어시스템이 적은 오버슈트 특성을 가지면서도 빠른 상승시간을 가지고 있음을 알 수

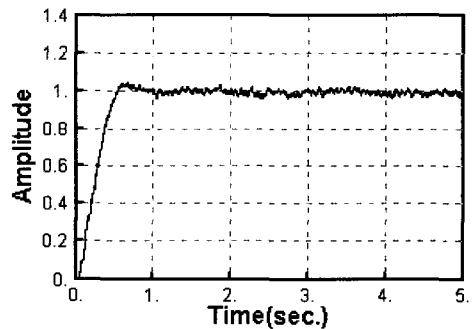
있다. 또한 기존의 PDFF 제어시스템에 비하여 CDIDF 제어시스템의 정정시간이 짧게 되어 빠르게 정상상태로 수렴함을 알 수 있다.

그림 14는 위치지령에 정현파 입력을 가했을 경우 각 시스템의 출력을 측정해본 것이다. CDIDF 제어시스템이 입력지령에 보다 가까이 추정하고 있음을 보이고 있다.

시스템의 응답시간으로부터 알 수 있듯이 시뮬레이션 결과와의 비교는 제어기로 사용한 DSP 보드와 주변장치의 처리속도로 인하여 직접 비교 검토는 어렵지만, 스텝 응답에 있어서 제어기의 성능은 시뮬레이션 결과와 비슷하게 얻어지는 것을 알 수 있다.



(a) PDFF controller

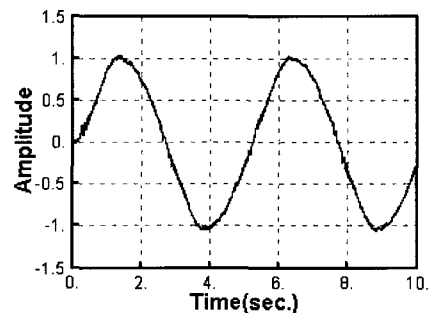


(b) CDIDF controller

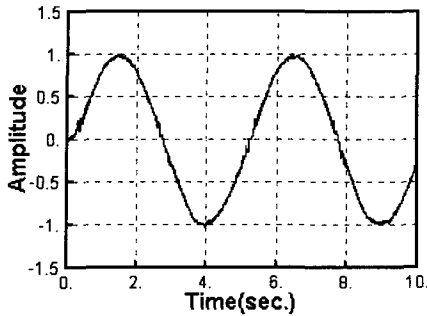
그림 13. CDIDF와 PDFF 제어시스템의 스텝응답

Fig. 13. Step responses

(a) PDFF controller (b) CDIDF controller



(a) PDFF controller



(b) CDIDF controller

그림 14. 정현파 입력에 의한 응답

Fig. 14. Responses with sinusoidal input
(a) PDFF controller (b) CDIDF controller

VI. 결론

쌍입력 기술함수를 이용한 비선형 전향보상항을 갖는 CDIDF 제어기 시스템을 구성하여 시뮬레이션 및 실험을 행하고, 이를 기존의 PDFF 제어시스템과 비교한 결과는 다음과 같다.

1. 허수항 $N_d(\beta)$ 값의 설정에 의해 이득여유와 위상여유가 크게 증가하므로 위상여유 조절을 쉽게 한다. 또한 오차가 큰 때의 초기 응답을 빠르게 하여 시스템 응답속도를 개선한다.
2. 실수항 $N_p(\beta)$ 값을 증가시키면 위상여유는 감소하지만, 대역폭은 증가한다.
3. 비선형 제어기를 적용한 시스템은 이득여유와 위상여유를 동시에 제어하는 것이 가능하여 스텝응답 특성 조절을 쉽게 한다.

기존의 PDFF 제어시스템과 비교할 때, 과도응답을 조절하는 시스템 전달함수의 영점이 2개 추가되어 보다 나은 응답을 얻을 수 있으며, 비선형 전향보상기의 제 2정현파 입력의 크기를 조절함에 따라 안정한 제어기를 구성하는 것이 가능하다. 그러나 적절한 $N_p(\beta)$ 및 $N_d(\beta)$ 의 설정은 시행착오에 의해 반복적으로 시뮬레이션을 수행하여 얻었으나 차후 이들을 설정할 수 있는 연구가 요구된다.

접수일자 : 2002. 10. 10 수정완료 : 2002. 10. 24

본 연구는 2001년도 부경대학교 학술연구비 지원에 의하여 수행된 논문임.

참고 문헌

- [1] B. C. Kuo. , AUTOMATIC CONTROL SYSTEMS, 7th Ed. , Prentice-Hall, 1995.
- [2] D. Grahm & R. C. Lathrop, "The Synthesis of Optimum Transient Response : Criteria and Standard Forms," Trans. AIEE, 72, 1953, pp. 273-288.
- [3] George and Perdikaris, "Computer Method, for Modeling, Tuning, and Control of D.C. Motor Drive Systems," IASTED Journal of Control and Computers, Vol. 12, No. 2, 1984, pp. 41-46.
- [4] Rao A. S. and Perdikaris, "Computer-Aided Compensator Design," IEEE Trans. on Education, Vol. 31, No. 3, 1988, pp. 221-224.
- [5] Rao A. S. , George A. and Perdikaris, "Tracking Errors : Practical Alternatives for Digital Servo Systems," Indus. Elec. Society 1990, 16th Annual Conf. of IEEE, Vol. 1, 1990, pp. 325-328.
- [6] E. C. Servetas, "A Non-linear Electronic Compensator for Automatic Control Systems," IEEE Trans. on Ind. Elec. and Contr. Ins. Vol. IECI-22, No. 2, 1975, pp. 201-207.
- [7] 이형기, "쌍입력 기술함수형 비선형 보상기에 관한 직류전동기의 속도 응답 개선에 관한 연구," 동아대학교, 박사학위논문, 1984.
- [8] (주)RealGain, SIMTool 사용자 안내서.



안 영 주 (Young-Joo An)

正會員

1986년 부산공업대학 전기공학과 공학사
 1988년 부산대학교 전기전자공학과 공학석사
 1995년 부산대학교 전기공학과 공학박사
 1998년 ~ 현재 부경대학교 전기·제어계측공학부 조교수
 관심분야 : 제어계측시스템 설계, 에너지변환
 마이크로프로세서 응용기기



이 형 기 (Hyung-Gi Lee)

正會員

1975년 동아대학교 전자공학과 공학사
 1980년 동아대학교 전자공학과 공학석사
 1985년 동아대학교 전자공학과 공학박사
 1980년 ~ 현재 부경대학교 전기·제어계측공학부 교수
 관심분야 : 제어계측시스템 설계, 마이크로프로세서 응용기기