

하이브리드 제어를 이용한 서보 전동기의 위치제어

Position Control of Servo Motor using Hybrid Controller

권세현

Se-Hyun Kwon

요약

PID 제어기는 구조가 간단하고 구현하기가 비교적 쉽다. 그렇지만 PID 제어기는 큰 오버슈트와 과도응답이 일어날 수도 있다. PID 제어와 다른 제어 기법을 조합한 진보된 하이브리드 구조의 결과는 종종 단순한 PID 제어기의 성능을 개선하는데 사용할 수 있다. 본 논문에서 서보 전동기의 위치 제어시스템을 위한 하이브리드 제어를 제안한다. 제안한 제어기는 PID 제어기에 병렬로 보조제어기를 접속하여 구성하였다. 보조제어기는 과도 시스템 성능을 개선하는 역할을 하고, PID 제어기는 주로 정상상태 시스템 성능을 개선하는 역할을 한다. 제어기 합성에 관해서 이러한 하이브리드 구조의 가능성 있는 장점은 보조제어기와 제어기의 구성 요소는 분리하여 설계할 수 있다. 여러 가지 제어기 구성요소에 대한 체계적인 설계 방법을 나타내었다. 제안한 하이브리드 개요는 직류 전동기 위치 서보시스템에 적용할 수 있다. 제안한 제어기의 효율성을 컴퓨터 시뮬레이션 결과를 통하여 입증하였다.

Abstract

PID controllers are simple in structure and easy for implementation. However, they may produce large overshoots and over-oscillatory responses. Combining PID control with other control techniques often results in advanced hybrid schemes that are able to improve pure PID controllers. This paper proposes hybrid controller for position control system of servo motor. The proposed controller is composed of a subcontroller and a parallel PID controller. The subcontroller improves the transient system performance while the PID controller is mainly responsible for the steady-state system performance. A very promising advantage of this hybrid scheme, in terms of controller synthesis, is that the subcontrollers and controller components can be designed separately. Systematic design methods for various controller components are developed. The proposed hybrid scheme is applied to a DC motor position servo system. The effectiveness of the proposed controller is verified through the computer simulation results.

Keywords : PID control, Hybrid controller, subcontroller

I. 서론

현대산업에서 직류 전동기를 이용하는 서보 시스템은 운송계통, 전력계통, 공장 자동화, 로봇제어 등에 폭넓게 사용되어지고 있다. 이러한 분야에 사용되는 제어기법들 즉 제어시스템의 성능을 개선하도록 제시된 자기 동조 제어, 모델기준 적응제어, 슬라이딩 모드 제어, 퍼지제어 등의 진보된 제어 기법들이 많이 알려져 있지만 현재에도 전통적인 PID 제어기가 서보 시스템을 제어하는데 대부분을 차지하고 있다[1,5].

전통적인 PID 제어기는 구조가 간단하고 구현하기가 비교적 쉽다. 그렇지만 PID 제어기는 제어대상에 따라 큰

오버슈트와 과도응답이 발생하는 경우가 종종 있다. 이러한 문제를 개선하기 위하여 PID 제어와 다른 제어 기법을 결합한 하이브리드 제어기법 즉 퍼지 전치 보상 PID 제어기, 퍼지/PID 제어기를 이용한 스위치 형 제어기, 유전 알고리즘을 이용한 동시 퍼지 PI 제어기 등이 알려져 있으나 제어 알고리즘에 복잡한 면이 있다[6,8].

본 논문에서 서보 시스템에서 직류 전동기의 위치를 제어하기 위하여 구현하기가 비교적 간단한 하이브리드 제어를 제안한다. 하이브리드 제어기는 PID 제어기에 보조제어기를 병렬로 접속하여 구성하였다. 보조제어기는 태드밴드 릴레이[9]를 갖는 비선형 보조제어기와 선형 보조제어기로 구성하였다. 하이브리드 제어기에서 PID 제어기는 정상상태 성능을 개선하는데 이용되고, 보조 제어기는 제어시스템의 과도 성능을 개선하는 역할을 하게 된다. PID 제어기와 제안한 제어기에 대하여 시뮬레이션 결과를 통하여 시스템상의 목표치에 대한 추종성능을 확인하고, 제어시스템의 과도성능 개선에 적합함을 비교 검토하였다.

*한중대학교

투고 일자 : 2008. 12. 10 수정완료일자 : 2009. 7. 13

계재확정일자 : 2009. 7. 29

본 논문의 구성은 다음과 같다. II장에서는 관련이론 및 제어기 설계에 대하여 자세히 설명한다. III장에서 II장에서 설계한 하이브리드 제어를 이용하여 위치제어시스템을 구성한다. IV장에서는 제어시스템의 유효성을 확인하기 위해 시뮬레이션을 행하고 그 결과에 대해 고찰한 후, 마지막으로 V장에서 본 논문의 결론을 맺는다.

II. 관련이론 및 제어기 설계

이절에서는 PID 제어를 사용하는 경우 제어시스템에 주어지는 느린 상승시간과 과도한 오버슈트를 개선할 수 있는 하이브리드 제어를 설계한다[6,7]. 제안한 제어기의 블록도를 그림 1에 나타내었다.

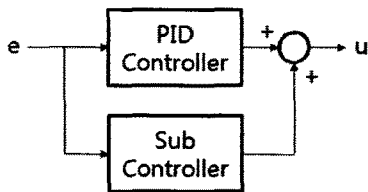


그림 1. 제안한 제어기의 블록도.
Fig. 1. Block diagram of proposed controller.

그림 1에서 e 는 제어시스템의 제어편차, u 는 제어기의 출력이다. 보조제어기는 PID 제어기에 병렬로 접속하여 구성하였다. PID 제어기는 제어시스템의 정상상태 성능을 개선하고, 보조 제어기는 제어시스템의 과도 응답을 개선하는 역할을 하도록 설계를 해야 한다. PID 제어기는 일반적으로 많이 사용되는 제어기로 다음 식과 같다.

$$G_c(s) = K_p + \frac{K_i}{s} + K_d s \quad (1)$$

여기서 K_p 는 비례계수, K_i 는 적분계수, K_d 는 미분계수이다.

2.1. 비선형 보조제어기

그림 1에서 비선형 요소를 갖는 보조제어기는 그림 2에 나타내었다. 비선형 보조제어기의 구성요소는 진상 보상기, 데드밴드(deadband)를 갖는 릴레이, 제한 적분기를 갖는 PI 제어기로 구성하였다. 그림 2에서 데드밴드 릴레이는 경계치를 갖는 릴레이로 데드밴드 릴레이의 출력은 제어기 출력의 ±최대치로 주어진다. 이 경우 입력은 데드밴드를 넘어서게 되고, 0에서는 데드밴드 영역에 있게 된다. 따라서 시스템은 큰 응답 편차가 주어지고 데드밴드 보조제어기는 ±최대치의 제어신호가 즉시 출력에 주어진다. 그 결과 시스템 응답은 빨라지고 편차가 신속하게 감소하게 된다. 데드밴드 릴레이 보조제어기는 시스템의 편차가 충분히 적어질 때까지 출력이 유지가 된다. 이 시간 이후에 데드밴드 릴레이 보조제어기는 자동적으로 데드밴드의 특성이 회복되고 PID 제어기만 정상상태에서 실행하게 된다. 제한 적분기는 PID 제어기를 지원하게 된다.

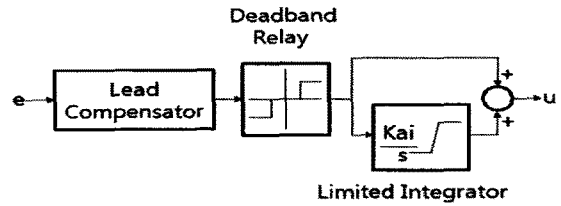


그림 2. 비선형 보조제어기의 블록도.
Fig. 2. Block diagram of nonlinear subcontroller.

과도 응답상태에서 데드밴드 릴레이 보조제어기의 신속한 응답이 일어날 경우에 PID 제어기에서 적분기는 데드밴드 릴레이 보조제어기의 데드존 범위를 넘어서면 시스템 출력은 유지가 되어 편차를 축적하지 않게 된다. 만약에 제한 적분기를 포함하지 않으면 정정시간은 더 길게 주어지게 된다. 제한 적분기는 초기의 과도 상태에서 편차를 축적하지만 데드밴드 릴레이 보조제어기의 데드존 범위를 넘어서면 즉시 축적을 멈추게 된다. 그러므로 제한 적분기는 PID 제어기에 의해 시스템이 정상상태 부근에 이르기까지 초기값을 결정하는데 실제적으로 필요하다.

2.1.1 데드밴드(deadband)를 갖는 릴레이

데드밴드 릴레이의 입출력 특성을 그림 3에 나타내었고, 여기서 B 는 릴레이 출력 크기, A 는 경계치, x 는 입력, y 는 출력이다.

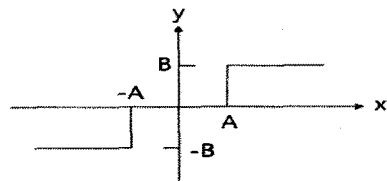


그림 3. 데드밴드 릴레이의 입-출력 특성
Fig. 3. Input-output characteristics of a deadband relay.

데드밴드 릴레이의 기술함수는 다음 식과 같이 유도할 수 있다[8,9].

$$N(X) = \frac{4B}{\pi X} \sqrt{1 - \left(\frac{A}{X}\right)^2} \quad (2)$$

여기서 $N(X)$ 는 데드밴드 릴레이의 기술함수, X 는 데드밴드 릴레이의 정현파 입력 진폭이다. 데드밴드 릴레이의 기술함수는 실수 양이고, 입력과 출력사이에 위상 변화는 없다.

위에서 기술함수의 역은 다음 식으로 표현된다.

$$\frac{1}{N(X)} = \frac{\pi X}{4B \sqrt{1 - \left(\frac{A}{X}\right)^2}} \quad (3)$$

기술함수의 역에 대하여 최소값으로 주어지기 위한 관계식은 다음과 같이 찾을 수 있다.

$$X = \sqrt{2} A \quad (4)$$

그러므로 기술함수 역의 최소값은 다음 식으로 주어진다.

$$\left[\frac{1}{N(X)} \right]_{\min} = \frac{\pi A}{2B} \quad (5)$$

데드밴드 릴레이의 $-1/N(X)$ 궤적은 기술함수 역의 최소값이 0이 아니기 때문에 원점 혹은 허수축의 어디라도 위치할 수 없다. 그것은 나이키스트 평면에서 $-1/N(X)$ 궤적과 허수축 사이의 간격이다. 이러한 간격은 데드밴드 릴레이를 갖는 페루프 시스템에서 리미트 사이클 진동영향 감소가 가능하도록 만들 수 있다. 허수축으로부터 멀리 떨어진 $-1/N(X)$ 궤적 즉 기술함수 역의 최소값은 릴레이의 경계치에 의존한다. 만약에 경계치가 큰 경우 데드밴드 릴레이 보조제어기는 효과가 없어지게 된다. 그러므로 경계치의 선택은 다음 식을 만족해야 한다.

$$0 < h < |e|_{\min} \quad (6)$$

여기서 $|e|_{\min}$ 는 최소 절대치 편차이다.

2.1.2 제한 적분기를 갖는 PI 제어기

보조 제어기에서 제한 적분기를 갖는 PI 제어기는 다음 식과 같다.

$$G_{pi}(s) = \frac{s + K_{ai}}{s} \quad (7)$$

여기서 K_{ai} 는 제한 적분기를 갖는 PI 제어기의 적분계수이다. 제한 적분기를 사용하는 이유는 데드밴드 릴레이의 추종에서 시스템의 과도응답에서 정정시간을 줄이는 효과가 있다. 제한 적분기의 입력은 연속적인 신호이고 큰 편차의 순간에 릴레이 출력은 스푼크기로 주어진다. 데드밴드 릴레이의 스위치가 닫힌 후에는 0이고, 릴레이 출력 진폭이 큰 경우 제한 적분기에 의해 빠르게 적분된다.

제한 적분기의 이득은 PID 제어기의 적분 이득에 따라 정해지며, 다음 식과 같이 구할 수 있다[9].

$$K_{ai} = \frac{6K_I}{B} \quad (8)$$

여기서 K_{ai} 는 제한 적분기 이득, K_I 는 PID 제어기의 적분 이득이다. 제한 적분기를 이용하면 목표치의 큰 변화가 있는 경우에 과도한 오버슈트를 피할 수 있다. 이것은 허용하는 최대 제어기 출력의 50[%]정도에 출력이 이르렀을 때 제한 적분기의 적분을 멈추게 할 수 있다.

2.1.3 진상 보상기

일반적으로 진상 보상기는 미분제어와 유사하며, 제어시스템의 상승시간을 줄이고 과도 오버슈트를 줄여주는 특성을 갖는다[11].

보조 제어기에 사용한 진상 보상기의 전달함수는 다음과 같다.

$$G_I(s) = \frac{Ts + 1}{\alpha Ts + 1}, (0 < \alpha < 1) \quad (9)$$

여기서 T 는 시정수, α 는 시정수 비율이며, 영점은 $-1/T$, 극점은 $-1/\alpha T$ 이다. 진상 보상기에 의해 추가되는 영점의 효과는 상승시간 또는 정착시간을 결정하는 페루프 고유주파수 ω_n 의 근처에 놓여진다. 극점이 영점과 매우 가까이

있으면 근궤적이 보상되지 않은 형태와 유사하게 되어 그 역할을 제대로 수행하지 못한다. 극점이 너무 왼쪽에 치우치면 진상 보상기의 출력에서 잡음의 크기가 커지게 된다. 진상 보상기의 위상은 다음과 같다.

$$\phi = \tan^{-1}(T\omega) - \tan^{-1}(\alpha T\omega) \quad (10)$$

위상이 최대가 되는 주파수는

$$\omega_{\max} = \frac{1}{T\sqrt{\alpha}} \quad (11)$$

최대위상 ϕ_{\max} 와 α 의 관계식은 다음과 같다.

$$\alpha = \frac{1 - \sin\phi_{\max}}{1 + \sin\phi_{\max}} \quad (12)$$

식(12)에서 원하는 최대위상을 결정하면 α 를 계산할 수 있다. 진상 보상기는 페루프 시스템의 상대 안정도를 개선시키기 위하여 사용하였다. 데드밴드 릴레이의 적은 경계치와 제한 적분기의 적분은 제어시스템 안정도를 악화시키는 경향이 있으므로 보조 제어기에서 진상 보상기는 매우 중요한 역할을 한다.

2.2. 선형 보조 제어기

그림 1에서 선형 보조제어기는 그림 4에 나타내었으며, 진상 보상기, 제한 적분기를 갖는 PI 제어기로 구성하였다.

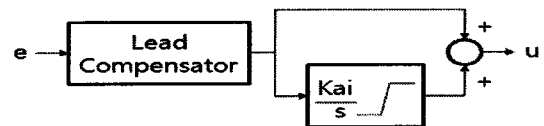


그림 4. 선형 보조제어기의 블록도.

Fig. 4. Block diagram of linear subcontroller.

제한 적분기를 갖는 PI 제어기, 진상 보상기는 비선형 보조 제어기에서 사용한 것과 동일하고, 비선형 요소인 데드밴드 릴레이만 제거하여 구성하였다.

선형 보조제어기의 전달함수는 식(7), 식(9)를 이용하면

$$\frac{U(s)}{E(s)} = \frac{Ts^2 + (1 + TK_{ai})s + K_{ai}}{(\alpha Ts + 1)s} \quad (13)$$

진상 보상기에 의해 영점과 극점이 추가되어 영점의 효과는 궤적을 s-평면에서 좀더 안정한 영역으로 움직이게 한다. 제한 적분기의 이득은 PID 제어기의 적분 이득에 따라 정해지며, 경험적인 것과 시행착오를 통하여 다음 식과 같이 구할 수 있다.

$$K_{ai} = 3K_I \quad (14)$$

여기서 K_{ai} 는 제한 적분기 이득, K_I 는 PID 제어기의 적분 이득이다.

III. 제어시스템의 구성

3.1. 비선형 보조제어기를 갖는 위치 제어시스템

이절에서는 비선형 보조제어기를 이용하여 위치제어시스템을 구성하고, 진상보상기의 계수 값을 선정하기 위해 주파수영역에서 검토하기로 한다. 주어진 제어시스템이 고차

계일 경우에는 시간영역에서 해석하는 것보다 주파수영역에서 해석하는 것이 편리하다.

2.1절에서 설계한 보조제어기를 이용하여 직류 전동기의 위치를 제어할 수 있는 제어시스템을 구성한다. 비선형 보조제어기를 갖는 위치 제어시스템은 그림 5에 나타내었다. 그림 5에서 $G_c(s)$ 는 PID 제어기의 전달함수, $G_I(s)$ 는 진상 보상기의 전달함수, $N(X)$ 는 데드밴드 릴레이의 기술함수, $G_p(s)$ 는 제어대상의 전달함수, $G_{pi}(s)$ 는 제한 적분기를 갖는 PI 제어기의 전달함수, θ^r 은 제어시스템의 기준입력, θ 는 제어시스템의 출력이다.

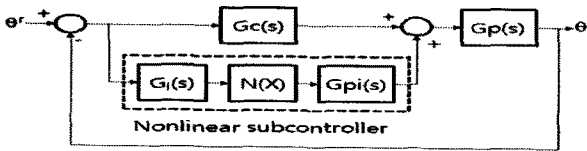


그림 5. 비선형 보조제어기를 갖는 위치 제어시스템.
Fig. 5. The position control system with nonlinear subcontroller.

그림 5에서 폐루프 시스템의 전달함수는

$$\frac{\theta}{\theta^r} = \frac{(G_I N(X) G_{pi} + G_c) G_p}{1 + (G_I N(X) G_{pi} + G_c) G_p} \quad (15)$$

폐루프 시스템의 특성방정식은

$$1 + [G_I N(X) G_{pi} + G_c] G_p = 0 \quad (16)$$

식(16)에서 $-\frac{1}{N(X)}$ 는 다음과 같다.

$$\frac{G_I G_{pi} G_p}{1 + G_c G_p} = -\frac{1}{N(X)} \quad (17)$$

폐루프 시스템이 안정하기 위해서 $-\frac{1}{N(X)}$ 궤적은 나이키스트 평면에서 전달함수 식(17)의 궤적으로부터 멀리 떨어져야 한다. 그러므로 진상 보상기를 사용하는 것은 필수적이며, 희망하는 위치에 식(17)의 궤적을 수정하게 되어 폐루프 시스템은 절대 안정뿐만 아니라 상대 안정도가 좋아지게 된다.

폐루프 시스템의 이득 여유는 다음과 같다.

$$K_g = \frac{1}{\left| \frac{G_I G_{pi} G_p(j\omega_{cp})}{\left[\frac{1}{N(X)} \right]_{\min} [1 + G_c G_p(j\omega_{cp})]} \right|} \quad (18)$$

여기서 K_g 는 이득여유, ω_{cp} 는 다음 식을 만족하는 이득교차주파수이다.

$$\angle \frac{G_I G_{pi} G_p(j\omega_{cp})}{\left[\frac{1}{N(X)} \right]_{\min} [1 + G_c G_p(j\omega_{cp})]} = -180^\circ \quad (19)$$

폐루프 시스템의 위상여유는 다음과 같이 주어진다.

$$\gamma = \angle \frac{G_I G_{pi} G_p(j\omega_{cp})}{\left[\frac{1}{N(X)} \right]_{\min} [1 + G_c G_p(j\omega_{cp})]} + 180^\circ \quad (20)$$

여기서 γ 는 위상여유, ω_{cp} 는 위상교차주파수이다.

3.2 선형 보조제어기를 갖는 위치 제어시스템

선형 보조제어기를 갖는 위치 제어시스템은 그림 6에 나타내었다. 여기서 $G_c(s)$ 는 PID 제어기의 전달함수, $G_I(s)$ 는 진상 보상기의 전달함수, $G_p(s)$ 는 제어대상의 전달함수, $G_{pi}(s)$ 는 제한 적분기를 갖는 PI 제어기의 전달함수, θ^r 은 제어시스템의 기준입력, θ 는 제어시스템의 출력이다.

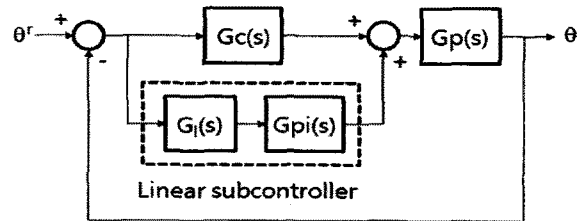


그림 6. 선형 보조제어기를 갖는 위치 제어시스템
Fig. 6. The position control system with linear subcontroller.

그림 6에서 폐루프 시스템의 전달함수는

$$\frac{\theta}{\theta^r} = \frac{(G_I G_{pi} + G_c) G_p}{1 + (G_I G_{pi} + G_c) G_p} \quad (21)$$

폐루프 시스템의 특성방정식에서 이득 여유는 다음과 같이 나타낼 수 있다.

$$K_g = \frac{1}{\left| \frac{G_I G_{pi} G_p(j\omega_{cp})}{1 + G_c G_p(j\omega_{cp})} \right|} \quad (22)$$

여기서 K_g 는 이득여유, ω_{cp} 는 다음 식을 만족하는 위상 교차주파수이다.

$$\angle \frac{G_I G_{pi} G_p(j\omega_{cp})}{1 + G_c G_p(j\omega_{cp})} = -180^\circ \quad (23)$$

폐루프 시스템의 위상여유는 다음과 같이 주어진다.

$$\gamma = \angle \frac{G_I G_{pi} G_p(j\omega_{cp})}{1 + G_c G_p(j\omega_{cp})} + 180^\circ \quad (24)$$

여기서 γ 는 위상여유, ω_{cp} 는 이득 교차주파수이다.

IV. 시뮬레이션 및 고찰

시뮬레이션은 3장에서 구성한 위치 제어시스템을 바탕으로 실행하였으며, PID 제어기와 제한한 보조제어기에 대해 목표치의 스텝 입력에 대한 응답을 비교 검토하였다.

제어대상의 모델은 직류 전동기를 1차계로 근사화하고, 위치제어 시스템이므로 적분기를 추가하여 표현하면 다음과 같다.

$$G_p(s) = \frac{183}{s(s+10)} \quad (25)$$

시뮬레이션에 사용된 제어시스템의 파라미터는 표1과 같다.

표 1. 제어시스템의 파라미터
Table 1. Parameter of control system.

Parameter		Value
PID 비례계수	K_p	0.85
PID 적분계수	K_i	2.83
PID 미분계수	K_d	0.057
릴레이 출력 크기	B	2
릴레이 경계치	A	0.1
PI 제한 적분계수	K_{ia}	8.49

PID 제어기의 계수 값 선정은 여러 가지 방법이 있으나 Ziegler-Nichols 동조 법을 이용한 참고문헌을 인용하면 표 1과 같이 주어진다[10]. 제어기 출력의 절대치 최대치는 2[v]로 선택하였으며, 제한 적분기의 제한 값은 제어기의 출력의 최대치와 최소치의 50[%] 정도로 $\pm 1[v]$ 로 선택하였다.

4.1. 비선형 보조제어기를 갖는 위치 제어시스템

진상 보상기가 없는 즉 보상을 하지 않은 제어시스템의 보드선도를 그림 7에 나타내었다. 그림 7에서 제어시스템의 위상여유는 이득교차주파수 $\omega_{cg} = 42[rad/sec]$ 부근에서 읽으면 $\gamma = 17.6^0$ 정도이다.

보상을 한 제어시스템의 보드선도를 그림 8에 나타내었다. 최대위상 ϕ_m 이 새로운 이득교차주파수에서 일어나도록 진상 보상기의 계수 값을 시정수 $T=0.05$, 시정수 비율 $\alpha=0.1$ 로 설정하였다. 시정수 비율 α 를 매우 크게 선택하면 고주파에서 증폭량이 커지게 된다. 그러므로 바람직한 위상여유와 고주파에서의 잡음 민감도를 고려하여 α 값을 선택해야 한다. 보상을 한 경우에는 제어시스템의 위상여유는 $\gamma = 63^0$ 정도로 주어졌다.

새로운 이득교차주파수 $\omega_{cg} = 62[rad/sec]$ 정도이다. 보상을 하지 않은 제어시스템은 위상여유가 적게 주어졌고, 보상을 한 경우에는 위상여유가 많이 개선되었음을 확인할 수 있다.

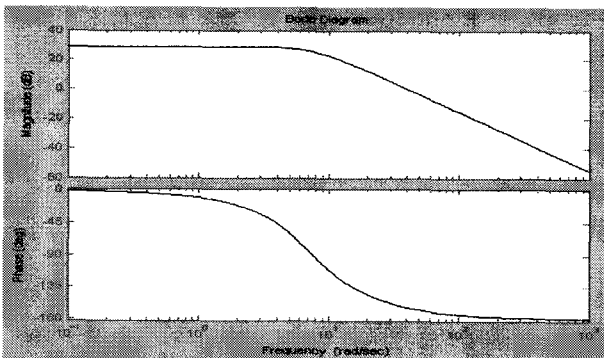


그림 7. 보상하기 전 제어시스템의 보드선도.
Fig. 7. Bode diagram of control system without compensator.

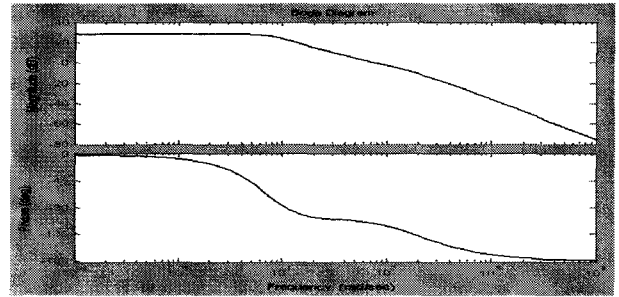


그림 8. 비선형 보조제어기를 갖는 제어시스템의 보드선도.
Fig. 8. Bode diagram of control system with nonlinear subcontroller.

Fig. 8. Bode diagram of control system with nonlinear subcontroller.

시뮬레이션 결과를 검토하기 위하여 목표치 지령을 스텝 입력력으로 2[rad]을 인가한 경우 비선형 보조제어기를 이용한 위치 제어시스템의 제어신호와 위치 응답을 그림 9에 나타내었고, 이 경우 샘플링 주기는 0.001[s]로 선택하였다. 그림 9에서 최대오버슈트는 10[%], 정착시간은 0.7초 정도로 주어졌다. 제어시스템 응답은 제어신호에 채터링이 짧은 시간동안 발생하였고 과도응답도 많이 감소되었음을 확인할 수 있다. 채터링은 고주파 잡음의 영향으로 발생하는 것으로 보이나 제어시스템에는 크게 영향을 주지는 않는다.

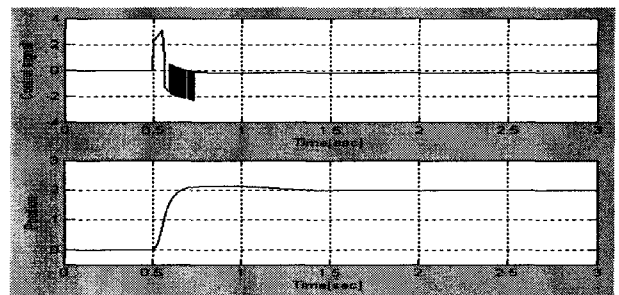


그림 9. 비선형 보조제어기를 갖는 제어시스템의 스텝응답과 제어신호.
Fig. 9. Step response and control signal of control system with nonlinear subcontroller.

Fig. 9. Step response and control signal of control system with nonlinear subcontroller.

그림 10은 비선형 보조제어기에서 제한 적분기를 사용하는 경우(실선)와 일반적인 적분기를 사용하는 경우(점선)에 위치 응답을 나타내었다.

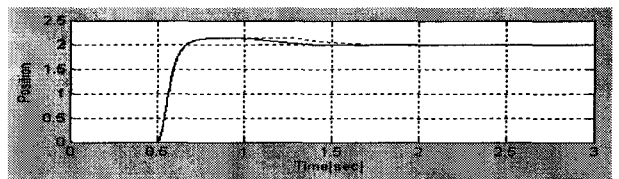


그림 10. 제한 적분기가 있을 경우와 없을 경우 제어시스템의 스텝응답.
Fig. 10. Step responses of the control system with and without limited integrator.

Fig. 10. Step responses of the control system with and without limited integrator.

그림 10에서 비선형 보조제어기에서 제한 적분기를 사용하지 않고 일반적인 적분기를 사용하는 경우에는 정정시간이 길어지는 것을 확인할 수 있다.

4.2. 선형 보조제어기를 갖는 위치 제어시스템

보상을 한 제어시스템의 보드선도를 그림 11에 나타내었다. 진상 보상기의 계수 값은 시정수 $T=0.1$, 시정수 비율 $\alpha=0.1$ 로 설정하였다. 보상을 한 경우에는 제어시스템의 위상여유는 $\gamma=90^\circ$ 정도로 주어졌다. 새로운 이득교차주파수 $\omega_{cg}=21[\text{rad/sec}]$ 정도이다. 확실하게 보상을 하지 않은 제어시스템은 위상여유가 적게 주어졌고, 보상을 한 경우에는 위상여유가 많이 개선되었음을 확인할 수 있다.

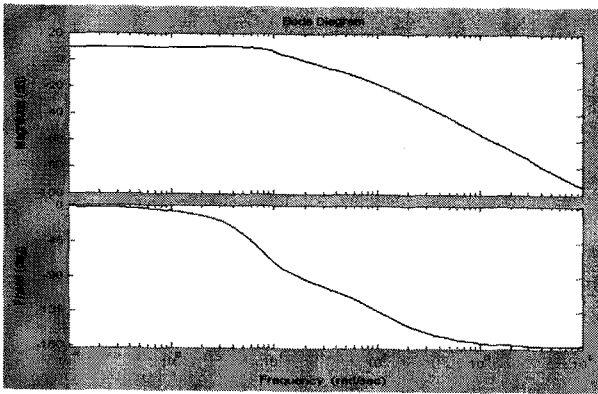


그림 11. 선형 보조제어기를 갖는 제어시스템의 보드선도.

Fig. 11. Bode diagram of control system with linear subcontroller.

비선형 보조제어기를 갖는 제어시스템과 같은 제어 조건하에서 선형 보조제어기를 이용한 경우 위치 제어시스템의 제어신호와 위치 응답을 그림 12에 나타내었다. 제한 적분기의 제한 값은 $\pm 0.3[\text{v}]$ 로 선택하였다.

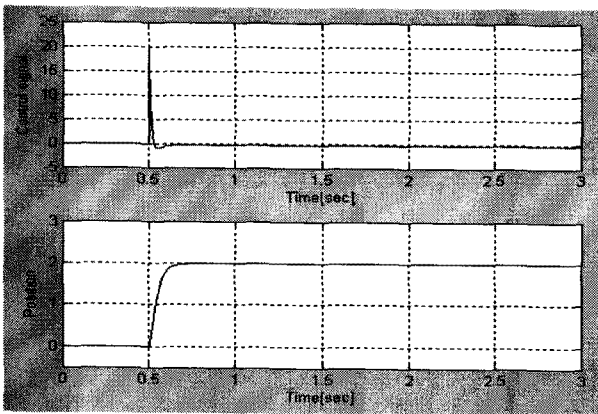


그림 12. 선형 보조제어기를 갖는 제어시스템의 스텝응답과 제어신호.

Fig. 12. Step response and control signal of control system with linear subcontroller.

그림 12에서 최대오버슈트는 0%, 정착시간은 0.23초 정도로 주어졌다. 그림 12에서 비선형 보조제어기를 사용하는 경우 보다 선형 보조제어기를 사용하는 경우 제어시스템 응답이 개선되었음을 확인할 수 있다. 그러나 제어신호는 7배 정도로 커지는 단점이 있다.

그림 13은 선형 보조제어기에서 제한 적분기를 사용하는 경우(실선)와 일반적인 적분기를 사용하는 경우(점선)에 위치 응답을 나타내었다. 그림 13에서 비선형 보조제어기에서 제한 적분기를 사용하지 않고 일반적인 적분기를 사용하는 경우에는 상승시간이 길어지고 과도응답도 발생하는 것을 확인할 수 있다.

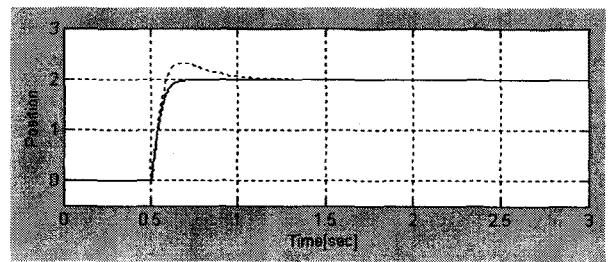


그림 13. 제한 적분기가 있을 경우와 없을 경우 제어시스템의 스텝응답.

Fig. 13. Step responses of the control system with and without limited integrator.

그림 14는 PID 제어기, 비선형 보조제어기, 선형 보조제어기를 사용한 경우 위치 제어시스템의 응답을 각각 나타내었다.

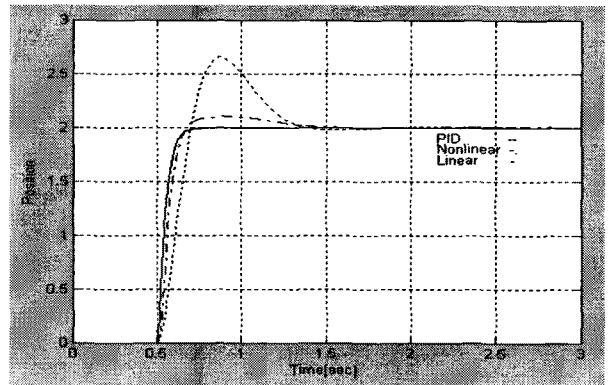


그림 14. 제어시스템의 스텝응답.

(PID: 점선, 비선형: 쇠선, 선형: 실선)

Fig. 14. Step responses of the control system.

(PID: dotted, nonlinear: dashdot, linear: solid)

그림 14에서 PID 제어기의 응답은 오버슈트가 35% 정도로 매우 크게 주어졌고, 비선형 보조제어기에서는 오버슈트가 10% 정도로 많이 개선되어 만족할만한 응답이 주어졌으며, 선형 보조제어기에서는 오버슈트가 없이 매우 우수한 응답이 주어짐을 확인할 수 있다.

4장의 시뮬레이션 결과에 대한 제어기의 응답결과를 비교하기 위하여 성능지수를 표2에 나타내었다.

표 2. 성능지수의 비교
Table 2. A comparison of performance index.

	정정시간 (sec)	최대오버슈트 (%)	위상여유 (deg)
PID 제어기	0.71	35	17.6
비선형 보조제어기	0.7	10	63
선형 보조제어기	0.23	0	90

표2에서 정정시간은 PID 제어기와 비선형 보조제어기에서는 거의 같게 주어졌으나 선형 보조제어기에서는 많이 개선되었고, 최대오버슈트는 PID 제어기에서는 크게 주어졌으며, 비선형 보조제어기에서는 10(%)로 만족한 응답이 주어졌고 선형 보조제어기에서는 발생하지 않았다. 위상여유도 현저하게 개선되었음을 알 수 있다. 이상의 결과로부터 비선형 보조제어기와 선형 보조제어기를 전동기의 위치제어에 이용하는 경우 과도응답이 우수하게 주어짐을 확인할 수 있다.

V. 결론

본 논문에서 서보 전동기의 위치 제어시스템을 위한 하이브리드 제어를 제안하였다. 하이브리드 제어기는 PID 제어기에 병렬로 선형 및 비선형 보조제어기를 추가하여 구성하였다. 제어시스템 성능에서 PID 제어기는 정상상태 응답을 개선하는 역할을 하고, 보조제어기는 과도응답을 개선하는 역할을 한다. 제어기의 합성에 있어서 이러한 하이브리드 제어기는 매우 가능성이 있는 이점이 있고, 보조 제어기와 제어기의 구성 요소는 분리하여 설계할 수 있다.

PID 제어기, 비선형 보조제어기, 선형 보조제어기에 대하여 시뮬레이션을 실행하여 제안한 제어기가 PID 제어기보다 제어시스템의 과도응답을 개선하는데 적합함을 확인하였다. 제안한 제어방법은 직류 전동기의 위치 제어시스템 뿐만 아니라 다른 응용 분야에도 폭 넓게 확장할 수 있을 것으로 판단된다.

향후 연구과제로는 각 제어기의 파라미터 값을 효율적으로 구할 수 있는 방법과 채터링을 억제할 수 있는 방법에 대하여 연구가 필요하다.

참고 문헌

[1] W. J. Wang and C. C. Wang, "A rotor flux observer based composite adaptive speed controller for an induction motor," IEEE Trans. on Energy Conversion,

vol. 12, pp. 323-329, 1997.

[2] A. A. El-Samahy, M. A. El-Sharkawi, and S. M. Guomin Li and Kai Ming Tsang Sharaf, "Adaptive multi-layer self-tuning high performance tracking control for DC brushless motors," IEEE Trans. on Energy Conversion, vol. 9, pp. 311-316, 1994.

[3] F. F. Cheng and S. N. Yeh, "Application of fuzzy logic in the speed control of AC servo system and an intelligent inverter," IEEE Trans. on Energy Conversion, vol. 8, pp. 312-318, 1993.

[4] P. K. Nandam and P. C. Sen, "Analog and digital speed control of dc drives using proportional-integral and integral-proportional control techniques," IEEE Trans. Ind. Electron, vol. 34, pp. 227-233, 1987.

[5] S. Ogasawara and H. Akagi, "Implementation and position control performance of a position sensorless IPM motor drive system based on magnetic saliency," IEEE Trans. Ind. App., vol. 34, pp. 806-812, 1998.

[6] J. H. Kim, K. C. Kim, and E. K. P. Chong, "Fuzzy precompensated PID controllers," IEEE Trans. Contr. Sys. Tech., vol. 2, pp. 406-411, 1994.

[7] N. Matsunaga, "Fuzzy hybrid control of DC servo motor," Trans. IEE Japan, vol. 111, pp. 105-111, 1991.

[8] G. Li, K. M. Tsang, and H. Li, "Concurrent FLPI controller designed using Gas," Proc. of the 34th Annual Allerton Conference on Communication, Control and Computing, Champaign-Urbana, USA, pp. 942-949, Oct. 2-4, 1996.

[9] K. M. Tsang and G. Li, "Robust nonlinear nominal model following control to overcome deadzone nonlinearities," IEEE Trans. Ind. Electron, vol. 48, pp. 177-184, 2001.

[10] J. G. Ziegler and N. B. Nichols, "Optimum settings for automatic controllers," Trans. ASME, vol. 64, pp. 759-768, 1942.

[11] 정성중, 김종식, 이재원, 한도영, "동적제어시스템," pp. 453-463, 1995.



권 세 현 (Se-Hyun Kwon)

1986년 2월 부경대 전자공학과(공학사)
1989년 2월 동아대 전자공학과(공학석사)
1999년 2월 동아대 전자공학과(공학박사)
1994년 3월 ~ 2009년 7월 한중대학 부교수

*주관심분야 : 제어시스템, 로봇제어, 제어응용