
AC 서보모터에 대한 견실한 외란억제 제어

김창환*

Robust Disturbance Suppression Control for AC Servo Motors

Chang-Hwan Kim*

요약

본 논문에서는 외란토크를 효과적으로 억제할 수 있는 AC 서보모터의 견실제어 방법을 제안한다. 제안된 제어기는 플랜트 모델에 기초한 피드포워드제어기와 안정화 피드백제어기로 구성된다. 피드포워드제어기는 공칭(nominal) 플랜트의 출력이 기준 속도명령을 정확히 추적하도록 설계되며 피드백제어기는 전체 폐루프시스템을 안정화시키는 역할을 한다. 피드백제어기는 임의로 선택될 수 있는 자유함수를 포함하는데 이 자유함수는 외란토크의 영향을 억제하고 제어기가 모델오차에 견실하게(robust) 동작되도록 선택될 수 있다. 컴퓨터 시뮬레이션을 통하여 제안된 제어방식이 기존의 제어방식들에 비해 우수한 제어성능을 가짐을 입증한다.

ABSTRACT

In this paper, we propose a robust control scheme of AC servo motors to suppress disturbance torques effectively. The proposed controller consists of both a model based feed-forward controller and a stabilizing feedback controller. The feed-forward controller is designed such that the output of the nominal plant tracks perfectly the reference velocity command with desired dynamic characteristics. The feedback controller stabilizes the overall closed loop system. Furthermore, the feedback controller contains a free function that can be chosen arbitrarily. The free function can be designed so as to achieve both suppression of disturbances and robustness to model uncertainties. In order to illuminate the superior performance of the proposed control scheme to the conventional ones, we present some simulation results.

키워드

AC servo motor, robust control, free function, suppression of disturbances, model uncertainties
AC 서보모터, 견실제어, 자유함수, 외란억제, 모델링오차

1. 서론

AC 서보모터(servo motor) 제어기를 설계함에 있어, 기준명령에 대한 응답특성과 더불어 외란억제(disturbance suppression)특성과 모델파라미터(model parameter) 변화에 대한 응답의 견실성(robustness)은 반드시 고려해야할 중요한 요소이다. 외란을 억제하고

견실성을 향상시키기 위해서 일반적으로 고 이득(high gain) 제어기를 널리 사용하여 왔다. 그러나 이러한 고 이득 제어기들은 서보모터에 연결된 기구부의 공진을 유발하기 쉬운 단점이 있다. 이러한 문제를 극복하기 위해 고이득제어기를 사용하지 않고 효과적으로 외란을 억제할 수 있는 견실제어 방법에 대해 많은 연구 결과들이 발표되어왔다[1-9]. 기존의 대부분

* 교신저자 : 대전대학교 IT전자공학과(kimch@dju.ac.kr)

접수일자 : 2012. 06. 22

심사(수정)일자 : 2012. 07. 26

게재확정일자 : 2012. 08. 09

의 연구결과들은 PI 제어기와 같이 전체시스템을 안정하게 하는 피드백제어기(feedback controller)와 여기에 부가적으로 작용하여 추정된 외란을 전치보상(pre-compensation)하는 외란보상기(disturbance compensator)를 결합하는 접근방식을 택하고 있다[1-8]. 한편 비선형제어이론을 적용한 제어방법도 제안되었는데[9] 이 방법은 제어 성능은 비교적 우수하지만 제어가 다소 복잡하다는 단점이 있다.

참고문헌 [1]에서는 가정용 VCR 서보시스템에 대해 Luenberger 관측자(observer)를 설계하여 외란토크(disturbance torque)를 보상하는 제어기를 제안하였다. 또한 Godler는 외란 관측자를 설계하여 로봇매니플레이터의 유연한 관절의 진동을 억제하는 방법을 제안하였다[2]. Buja는 관측자이론에 기초하여 속도센서 없이 외란토크를 추정할 수 있는 방법을 제안하였다[3]. 또한 참고문헌 [4]에서는 기존의 외란토크 관측자를 보다 일반화하여 외란토크를 효과적으로 줄일 수 있는 피드포워드(feed-forward) 형태의 외란토크 억제기를 제안하였다. 이러한 외란 억제방법들은 추정된 외란을 전치보상하는 방식이므로 외란을 정확히 추정할 수 있어야만 그 효과가 있다. 그런데 일반적으로 관측자이론에 기초하여 설계된 외란추정기는 시스템의 모델 파라미터 값들을 이용하므로 효과적인 외란억제를 위해서는 모델 파라미터 값들의 정확한 추정이 필요하게 된다.

서보모터의 모델파라미터 추정에 대한 연구결과들은 주로 최소자승법(least square method)등과 같은 모델파라미터 추정 기법에 기초하고 있다. Hori는 최소자승법을 이용하여 관성모멘트(moment of inertia)를 추정하는 방법을 제안하였으며[5], 참고문헌 [6]에서는 확장된 최소자승법을 도입하여 관성모멘트와 마찰계수 그리고 외란토크를 추정할 수 있는 방법을 제안하였다. 그러나 이러한 방법들은 파라미터 추정알고리즘이 다소 복잡할 뿐 아니라 알고리즘 구현에 필요한 계산양이 많기 때문에 실시간 구현을 위해서는 DSP(digital signal processor)와 같이 고속의 부동소수점 연산이 가능한 고성능 마이크로프로세서를 필요로 한다.

한편 참고문헌 [7]에서는 기준명령에 대한 응답특성과 외란억제 특성을 독립적으로 제어할 수 있는 2DOF(2 degree of freedom) 서보제어기 설계방법을

제안하였다. 여기서는 시스템 안정도와 견실성 그리고 2개의 설계파라미터의 선택방법에 대해 이론적으로 분석하였다.

본 논문에서는 기준명령에 대한 응답특성을 제어하는 피드포워드제어기와 전체시스템의 안정도와 외란억제 성능을 보장하는 피드백제어기를 결합한 형태의 제어기를 제안한다. 피드포워드제어기는 기준명령에 대한 완벽한 추적성능을 보장해주며 피드백제어기는 기존의 외란관측자의 개념을 일반화하여 전체시스템을 안정화함과 동시에 외란을 효과적으로 억제할 수 있도록 설계될 수 있다. 제안된 제어방법은 기존의 외란보상 방식과는 달리 외란억제가 피드백루프 내에서 이루어지므로 모델파라미터 변화에 대해서 보다 견실한 외란억제 성능을 보장한다. 그리고 제안된 피드백 제어기는 우리가 임의로 선택할 수 있는 하나의 자유함수(free function)를 포함하는 단순한 형태를 갖는다. 자유함수는 원하는 외란억제 성능과 모델오차에 대한 견실성을 달성하도록 독립적으로 설계될 수 있는데 본 논문에서는 그 설계방법을 구체적으로 제시한다. 그리고 시뮬레이션을 통해 제안된 제어기와 기존의 제어기와의 성능을 비교 분석한다.

II. AC 서보모터에 대한 견실한 외란토크 억제 제어기 설계

본 논문에서는 그림 1과 같은 AC 서보모터 시스템에 대하여 외란토크를 효과적으로 억제하는 견실한 속도 제어기를 설계한다. 여기서 $P(s)$ 는 플랜트인 서보모터의 전달함수를 나타내며 다음과 같이 주어진다.

$$P(s) = \frac{1}{Js + B} \quad (1)$$

여기서 J 는 서보모터와 부하의 총 관성모멘트, B 는 점성마찰(viscous friction) 계수를 나타내고 s 는 라플라스연산자(Laplace operator)로서 복소변수이다. $\omega(s)$ 는 서보모터의 회전속도로서 플랜트의 출력에 해당되며 다음 식으로 표시된다.

$$\omega(s) = P(s) \{ \tau(s) - \tau_d(s) \} \quad (2)$$

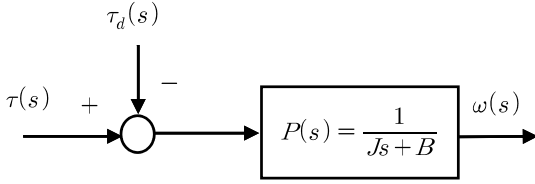


그림 1. AC 서보모터의 블록선도.

Fig. 1 Block diagram representation of a AC servo motor system.

여기서 $\tau(s)$ 는 서보모터의 발생토크로서 제어입력에 해당되고 $\tau_d(s)$ 는 서보모터에 인가되는 외란토크를 나타낸다. 한편 $P_n(s)$ 는 플랜트 $P(s)$ 에 대한 모델을 나타내며 다음과 같이 주어진다.

$$P_n(s) = \frac{1}{J_n s + B_n} \quad (3)$$

여기서 J_n, B_n 은 각각 총 관성모멘트 J 와 점성마찰계수 B 에 대한 모델 값(nominal value)를 나타낸다. 마지막으로 모델오차 $\Delta P(s)$ 와 출력오차 $E(s)$ 를 다음과 같이 정의한다.

$$\Delta P(s) = P_n(s) - P(s) \quad (4)$$

$$E(s) = \omega_r^*(s) - \omega(s) \quad (5)$$

여기서 $\omega_r^*(s)$ 는 기준속도명령(reference velocity

command)을 나타낸다.

이러한 서보모터 시스템에 대하여 본 논문에서는 다음과 같이 피드백제어기와 피드포워드제어기가 결합된 형태의 건설제어기(robust controller)를 제안한다.

$$\tau(s) = C_{fb}(s)E(s) + C_{ff}(s)\omega_r^*(s) \quad (6)$$

여기서 피드백제어기 $C_{fb}(s)$ 와 피드포워드제어기 $C_{ff}(s)$ 는 다음과 같이 구체적인 형태로 주어진다.

$$C_{fb}(s) = \frac{1-F(s)}{P_n(s)F(s)} \quad (7)$$

$$C_{ff}(s) = \frac{1}{P_n(s)} \quad (8)$$

여기서 $F(s)$ 는 안정한 유리함수(stable proper real rational function) 중에서 임의로 선택될 수 있는 자유함수이다. 자유함수 $F(s)$ 는 주로 우리가 원하는 외란역제 성능을 달성하도록 선택될 수 있는데 그 선택방법에 대해서는 나중에 구체적으로 언급한다. 그림 2는 제안된 건설 제어시스템의 구성을 나타내는 그림이다.

이제 제안된 제어기를 사용했을 때 전체 폐루프시스템의 내부 안정도(internal stability)와 성능에 대해 분석한다. 먼저 플랜트에 대한 모델오차가 없는 경우 즉, $\Delta P(s) = 0$ 인 경우에 대해 제어시스템의 안정도

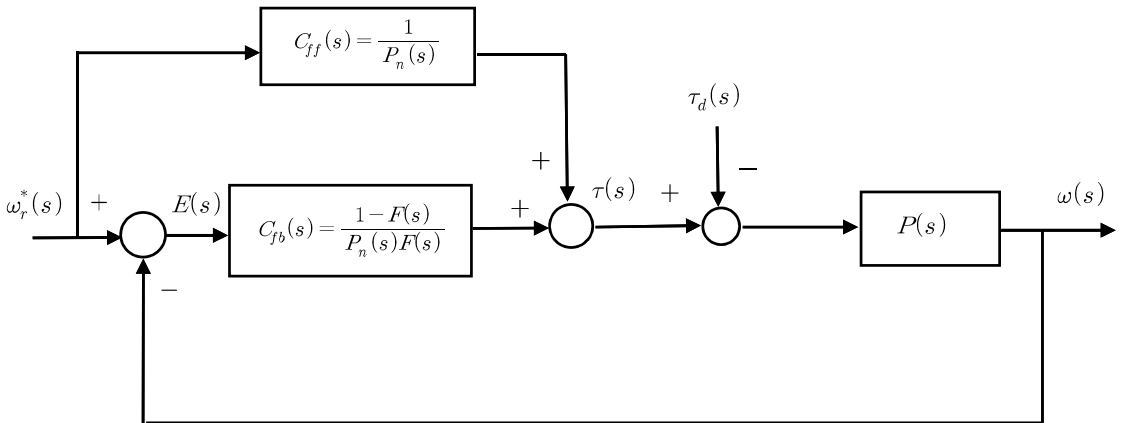


그림 2. 제안된 AC 서보모터 제어기의 구성.

Fig. 2 Configuration of the proposed velocity control system for AC servo motors.

와 성능을 분석해 본다. $P_n(s) = P(s)$ 이므로 식(2), (5)-(8)로부터 내부의 상태를 나타내는 변수들 $E(s), \omega(s), \tau(s)$ 를 구하면 다음과 같다.

$$E(s) = P_n(s)F(s)\tau_d(s) \quad (9a)$$

$$\omega(s) = \omega_r^*(s) - P_n(s)F(s)\tau_d(s) \quad (9b)$$

$$\tau(s) = \frac{1}{P_n(s)}\omega_r^*(s) + P_n(s)\{1 - F(s)\}\tau_d(s) \quad (9c)$$

함수 $F(s)$ 는 우리가 임의로 선택할 수 있는 안정한 함수이고 플랜트 $P(s)$ 와 플랜트 모델 $P_n(s)$ 는 최소위상(minimum phase) 함수임은 자명하므로 식(9)로부터 페루프시스템 내부의 모든 전달함수들은 안정함을 알 수 있다. 따라서 플랜트 모델오차가 없는 경우, 본 논문에서 제안한 제어기(식(6)-(8))를 사용했을 때 전체 페루프시스템은 내부적으로 안정(internally stable) 함이 증명된다.

한편 식(9a)로부터 알 수 있듯이 출력오차(속도오차) $E(s)$ 는 단지 외란토크 $\tau_d(s)$ 에 의해서만 발생된다. 이는 외란토크가 없는 경우에는($\tau_d(s) = 0$) 출력오차가 $E(s) = 0$ 이 되어 결국 어떠한 기준 명령 $\omega_r^*(s)$ 에 대해서도 출력 $\omega(s)$ 는 이 기준 명령을 오차 없이 정확히 추적할 수 있음을 의미한다. 이러한 기준 속도명령에 대한 완벽한 추적성능은 피드포워드제어기 $C_{ff}(s)$ 의 작용에 기인한 것이다. 그러나 외란이 존재하는 경우($\tau_d(s) \neq 0$)에는 이 외란에 의한 출력오차는 피할 수 없다. 그러나 식(9a)로부터 알 수 있듯이 출력오차 $E(s)$ 는 외란 $\tau_d(s)$ 와 우리가 임의로 선택할 수 있는 함수 $F(s)$ 가 서로 곱해진 형태로 나타나므로 $F(s)$ 를 적절히 설계하면 외란에 의한 영향을 줄일 수 있다. 이는 플랜트에 대한 모델오차가 없는 경우 함수 $F(s)$ 가 기준속도명령에 대한 추적성능 향상과는 무관하며 단지 외란보상기로서만 독립적으로 작용할 수 있음을 의미한다. $F(s)$ 는 임의로 선택될 수는 있지만 최소한 안정한 전달함수 형태이어야 한다.

이제 $F(s)$ 를 설계하는 방법에 대해 보다 구체적으로 살펴본다. 일반적으로 외란 $\tau_d(s)$ 의 주파수 특성을 살펴보면 대부분의 성분이 비교적 낮은 주파수 대역

에 존재한다. 따라서 이러한 외란을 없애기 위해서는 $F(s)$ 를 고역통과필터(high pass filter) 형태로 선택해야 함을 알 수 있다. 또한 만약 외란이 어떤 특정한 주파수대역에만 존재한다면(주기적인 외란의 경우) 이러한 외란을 제거하기 위해서는 $F(s)$ 를 notch필터(notch filter, band stop filter) 형태로 설계하고 notch필터의 중심주파수가 외란의 주파수와 일치하도록 해주면 될 것이다. 이러한 고역통과필터나 notch필터들은 모두 안정한 전달함수 형태를 가지므로 $F(s)$ 에 대한 제약조건을 만족한다. 따라서 일반적으로 $F(s)$ 는 다음과 같은 형태를 갖도록 선택한다.

$$F(s) = \prod_{k=1}^N Q_k(s) \quad (10)$$

여기서 $Q_k(s)$ 는 외란의 형태에 따라 고역통과필터 또는 notch필터의 형태를 갖는다. $F(s)$ 가 안정한 전달함수임은 자명하다. $Q_k(s)$ 의 구체적인 선택 예를 들어 보면 다음과 같다. 만약 주파수 $\omega = \omega_{c1}$ 이하의 외란과 주파수 $\omega = \omega_{c2}$ 인 주기적인 외란에 의한 영향을 억제하고 싶다면 $Q_k(s)$ 를 다음과 같이 선택할 수 있다.

$$Q_1(s) = \frac{s^2}{s^2 + \sqrt{2}\omega_{c1}s + \omega_{c1}^2}, \quad (11)$$

$$Q_2(s) = \frac{s^2 + \omega_{c2}^2}{s^2 + \omega_b s + \omega_{c2}^2},$$

$$Q_k(s) = 1, \quad \forall k \geq 3$$

여기서 $Q_1(s)$ 는 차단주파수가 $\omega = \omega_{c1}$ 인 2차 버터워스(Butterworth) 고역통과필터, $Q_2(s)$ 는 중심주파수가 $\omega = \omega_{c2}$ 인 notch필터를 나타내며 $Q_2(s)$ 에서 ω_b 는 notch 폭을 조절하는 파라미터로서 ω_b 를 증가시키면 notch 폭이 증가한다[10]. 물론 식(11) 대신에 다른 종류의 필터, 예를 들면 체비세프필터를[10] 사용할 수도 있을 것이다. 식(10), (11)에 의해 $F(s)$ 는 다음 식으로 주어진다.

$$F(s) = \frac{s^2(s^2 + \omega_{c2}^2)}{(s^2 + \sqrt{2}\omega_{c1}s + \omega_{c1}^2)(s^2 + \omega_b s + \omega_{c2}^2)} \quad (12)$$

그리고 식(3), (12)를 식(7), (8)에 대입하여 피드백 제어기 $C_{fb}(s)$ 와 피드포워드제어기 $C_{ff}(s)$ 를 계산하면 다음과 같다.

$$C_{fb}(s) = \frac{(J_n s + B_n)}{s^2(s^2 + \omega_c^2)} \{ (\omega_b + \sqrt{2}\omega_{c1})s^3 + \omega_{c1}(\sqrt{2}\omega_b + \omega_{c1})s^2 + \omega_{c1}(\sqrt{2}\omega_{c2}^2 + \omega_{c1}\omega_b)s + \omega_{c1}^2\omega_{c2}^2 \} \quad (13)$$

$$C_{ff}(s) = J_n s + B_n \quad (14)$$

일반적으로 점성마찰계수는 매우 작은 값이기 때문에 무시하더라도 성능에 크게 영향을 주지 않는다. 따라서 제어기를 간단히 하기 위해 점성마찰계수를 $B_n = 0$ 이라 놓고 계산하더라도 성능에는 거의 차이가 없다. 이 경우 제어기가 4차에서 3차로 한 차수 낮아지게 된다.

한편, 한가지 흥미로운 사실은 기존의 P 제어기 또는 PI 제어기가 $Q_k(s)$ 를 특정하게 선택한 경우에 해당된다는 사실이다. 예를 들면 $Q_k(s)$ 를 1차 고역통과 필터 즉

$$Q_1(s) = \frac{s}{s + \omega_c}, \quad Q_k(s) = 1, \quad \forall k \geq 2$$

로 선택하고 $B_n = 0$ 이라두면 식(3), (7), (10)에 의해

$$C_{fb}(s) = J_n \omega_c \quad (15)$$

가 되어 결국 P 제어기와 등가임을 알 수 있다. 또한 $Q_k(s)$ 를 2차 고역통과필터

$$Q_1(s) = \frac{s^2}{s^2 + \sqrt{2}\omega_c s + \omega_c^2}, \quad Q_k(s) = 1, \quad \forall k \geq 2$$

로 선택하면 $C_{fb}(s)$ 는

$$C_{fb}(s) = \sqrt{2} J_n \omega_c + \frac{J_n \omega_c^2}{s} \quad (16)$$

가 되고 결국 PI 제어기와 등가임을 알 수 있다.

이제 플랜트에 대한 모델 오차가 존재하는 경우 즉 $\Delta P(s) \neq 0$ 인 경우에 대해 제어시스템의 안정도와

성능을 분석해 본다. $P_n(s) \neq P(s)$ 이므로 식(2), (5)-(8)로부터 내부의 상태를 나타내는 변수들 $E(s), \omega(s), \tau(s)$ 를 구하면 다음과 같다.

$$E(s) = \frac{H(s)F(s)}{1+H(s)F(s)} \omega_r^*(s) + \frac{P_n(s)F(s)}{1+H(s)F(s)} \tau_d(s) \quad (17a)$$

$$\omega(s) = \frac{1}{1+H(s)F(s)} \omega_r^*(s) - \frac{P_n(s)F(s)}{1+H(s)F(s)} \tau_d(s) \quad (17b)$$

$$\tau(s) = \frac{1/P(s)}{1+H(s)F(s)} \omega_r^*(s) + \frac{P(s)\{1-F(s)\}}{1+H(s)F(s)} \tau_d(s) \quad (17c)$$

여기서

$$H(s) = \frac{\Delta P(s)}{P(s)} \quad (18)$$

식(17)에서 함수 $F(s)$ 는 우리가 임의로 선택할 수 있는 안정한 함수이고 서보모터 플랜트 $P(s)$ 와 플랜트 모델 $P_n(s)$ 는 최소위상 전달함수이므로 식(17)과 선형시스템이론으로부터, 전체 폐루프시스템이 내부적으로 안정하기 위해서는 전달함수 $1+H(s)F(s)$ 의 영점(zeros)이 모두 복소평면상의 좌반면에 존재해야 하고 또한 $H(s)F(s)$ 계산시 복소평면상의 우반면에서 극점-영점상쇄(pole-zero cancellation)가 일어나지 않아야 함을 알 수 있다. 또는 주파수 영역의 안정도 판별법인 Nyquist 판별법을 적용하면 복소평면상의 우반면을 시계방향으로 일주하는 Nyquist 경로를 선택하고 $H(s)F(s)$ 의 Nyquist 도면을 그렸을 때 Nyquist 도면이 $(-1, 0j)$ 점을 $H(s)F(s)$ 의 불안정한 극점수 만큼 반시계방향으로 둘러싸면 전체 폐루프시스템은 내부적으로 안정하다. 실제로는 $F(s)$ 는 임의로 선택가능한 안정한 전달함수이고 서보모터 플랜트 $P(s)$ 와 플랜트 모델 $P_n(s)$ 는 최소위상 전달함수이므로 식(4)에 의해 $\Delta P(s)$ 는 안정한 전달함수를 가짐은 자명하고 따라서 $H(s)F(s)$ 의 불안정한 극점수는 0 이다. 따라서 $H(s)F(s)$ 의 Nyquist 도면이 $(-1, 0j)$ 점을 둘러싸지 않으면 전체 폐루프시스템이 내부적으로 안정하다. 이상에서 설명한 어느 방법을 적용하든 전체 폐루프시스템이 내부 안정하기 위해서는 $F(s)$ 설계 시 이러한 조건들을 만족하도록 해야

한다.

이제 외란억제 성능과 모델오차에 대한 견실성에 대해 설명한다. 식(17a)로부터 다음 식을 얻을 수 있다.

$$|E(j\omega)| \leq \frac{|H(j\omega)||F(j\omega)|}{|1 + H(j\omega)F(j\omega)|} |\omega_r^*(j\omega)| + \frac{|P_n(j\omega)||F(j\omega)|}{|1 + H(i\omega)F(j\omega)|} |\tau_d(j\omega)| \quad (19)$$

여기서 $|\cdot|$ 는 노름(norm)을 나타낸다. 이 식으로부터 출력오차의 노름 $|E(j\omega)|$ 를 줄이기 위해서는 $|F(j\omega)|$ 를 가능한 작게 유지해야 함을 알 수 있다. 이것은 외란 $\tau_d(s)$ 에 의한 영향을 억제하고 모델오차 $\Delta P(s)$ 에 대해 견실하게 동작되기 위해서는 $|F(j\omega)|$ 를 가능한 작게 설계해야 한다는 것을 의미한다. 그러나 모든 주파수 영역에서 $|F(j\omega)|$ 를 작게 설계할 수는 없다. 그 이유는 출력을 검출하는 센서의 노이즈는 외란이나 모델오차 성분에 비해 비교적 높은 주파수 성분을 갖는데 $|F(j\omega)|$ 를 작게하면 이러한 센서 노이즈 성분이 증폭되어 시스템의 성능에 악영향을 주기 때문이다. 따라서 외란과 모델오차 성분을 포함하는 낮은 주파수 영역에서는 $|F(j\omega)|$ 가 충분히 작게 설계하고 센서 노이즈를 포함하는 높은 주파수 영역에서는 $|F(j\omega)|$ 를 크게 설계하면 된다. 즉 이것은 앞서 설명했듯이 $F(s)$ 를 고역통과필터 형태로 선택해야함을 의미한다. 따라서 자유함수 $F(s)$ 를 고역통과필터 형태로 적절히 설계해 주면 본 논문에서 제안한 제어기는 우수한 외란 억제성능을 가지며 동시에 모델오차에 대해서도 견실하게 동작됨을 알 수 있다.

III. 시뮬레이션 결과

이 장에서는 시뮬레이션을 통하여 본 논문에서 제안한 제어기의 성능을 확인해 본다. 시뮬레이션에 사용된 서보모터의 특성은 다음과 같다. 관성모멘트 J 와 점성마찰계수 B 의 모델 값은 각각 $J_n = 0.005 [\text{Kgm}^2]$, $B_n = 0 [\text{Nmsec/rad}]$ 이고 서보모터의 최대 발생토크는 $\tau_{\max} = 6 [\text{Nm}]$ 이다. 따라서 제어입력 τ 는 $|\tau| \leq \tau_{\max}$ 로 제한된다. 자유함수 $F(s)$ 는 식(12)와 같이 2차 버터워

스 고역통과필터와 notch 필터를 함께 사용한 형태로 선택하며 외란토크를 억제하기 위해 $\omega_{d1} = 100 [\text{rad/sec}]$, $\omega_{d2} = 150 [\text{rad/sec}]$, $\omega_b = \omega_{d2}/15$ 로 설정하였다. 따라서 식(13), (14)에 의해 본 논문에서 제안한 제어기의 피드백제어기 $C_{fb}(s)$ 와 피드포워드제어기 $C_{ff}(s)$ 는 다음과 같이 계산된다.

$$C_{fb}(s) = \frac{0.757s^3 + 57.07s^2 + 16410s + 1.125 \times 10^6}{s(s^2 + 22500)}, \quad C_{ff}(s) = 0.005s \quad (20)$$

본 논문에서 제안한 제어기와의 성능 비교를 위해 기준에 널리 사용되어 왔던 두 제어기(PI 제어기, 외란관측기에 의한 전치보상을 포함한 PI 제어기)를 사용하여 시뮬레이션 하였다. PI 제어기의 경우 제어입력 $\tau(s)$ 는

$$\tau(s) = C_{PI}(s)E(s), \quad C_{PI}(s) = K_P + \frac{K_I}{s} \quad (21)$$

으로 주어지고 외란관측기를 갖는 PI 제어기의 경우 제어입력 $\tau(s)$ 는 다음 식으로 주어진다.

$$\tau(s) = C_{PI}(s)E(s) + \hat{\tau}_d(s), \quad (22a)$$

$$\hat{\tau}_d(s) = Q(s) \left\{ \tau(s) - \frac{1}{P_n(s)} \omega(s) \right\}, \quad (22b)$$

$$C_{PI}(s) = K_P + \frac{K_I}{s}, \quad Q(s) = \frac{\omega_c}{s + \omega_c}$$

공정한 비교를 위해 각각의 제어기의 대역폭을 동일하게 유지하도록 식(21), (22)에서 PI 제어기 이득과 필터 $Q(s)$ 의 차단주파수는 각각 $K_P = 1$, $K_I = 50$, $\omega_c = 100 [\text{rad/sec}]$ 로 선택하였다.

먼저 제안한 제어기의 외란억제특성을 비교하기 위한 시뮬레이션을 하였다. 기준 속도명령을 $\omega_r^* = 2\pi [\text{rad/sec}]$ 로 설정하여 일정속도로 제어되고 있을 때 1초가 경과한 시점부터 주기적인 외란토크 $\tau_d(t)$

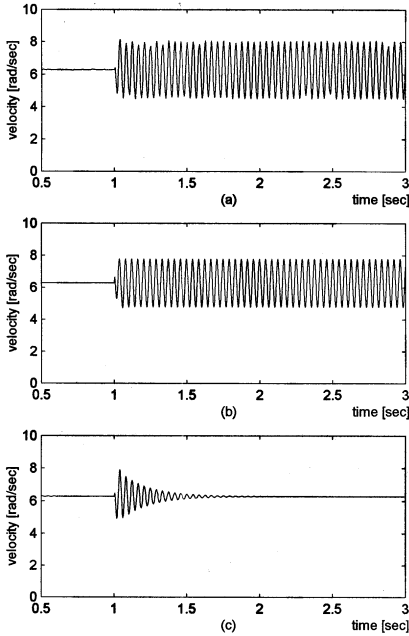


그림 3. 주기적인 외란토크가 인가된 경우의 속도응답 : 모델오차가 없는 경우($J=J_n$). (a) PI제어기 (b) 외란관측기를 갖는 PI제어기 (c) 제안된 제어기.
 Fig. 3 Graphic plot of velocity responses with periodic disturbance: in the case of $J=J_n$. (a) PI controller, (b) PI controller with conventional disturbance observer, (c) our controller.

$= 2\sin(150t)$ [Nm] 를 인가하였다. 먼저 모델오차가 없는 경우 즉 $J=J_n$ 인 경우에 대해 시뮬레이션하였다. PI제어기(식(21)), 외란관측기를 갖는 PI제어기(식(22)), 제안된 제어기(식(6), (20))에 대한 속도응답 ω 의 파형이 각각 그림 3(a), 3(b), 3(c)에 나타나 있다. 그림 3의 결과로부터 알 수 있듯이 본 논문에서 제안된 제어기는 기존의 제어기들에 비해 훨씬 우수한, 완벽한 외란억제 성능을 보여준다. 모델오차에 대한 견실성을 비교하기 위해 $J=3J_n$ 이라 가정하고 그림 3에서와 동일한 시뮬레이션을 하였다. 그 결과는 그림 4에 나타나 있다. 그림 4(c)로부터 알 수 있듯이 제안된 제어기는 여전히 완벽한 외란억제 성능을 보여준다. 따라서 제안된 제어기는 모델오차에 대해 견실한 외란억제 성능을 가짐을 확인할 수 있다. 한편 외란관측기를 갖는 PI제어기(그림 4(b))는 오히려 PI 제어기

의 경우(그림 4(a)) 보다도 못한 외란억제 성능을 보여주는데 이는 모델오차로 인해 기존의 외란관측기에 의한 외란추정이 효과적으로 이루어지지 못했음을 의미한다. 한편 기존의 외란관측기에서 필터 $Q(s)$ 의 대역폭을 높이면 외란억제 성능을 향상시킬 수 있다.

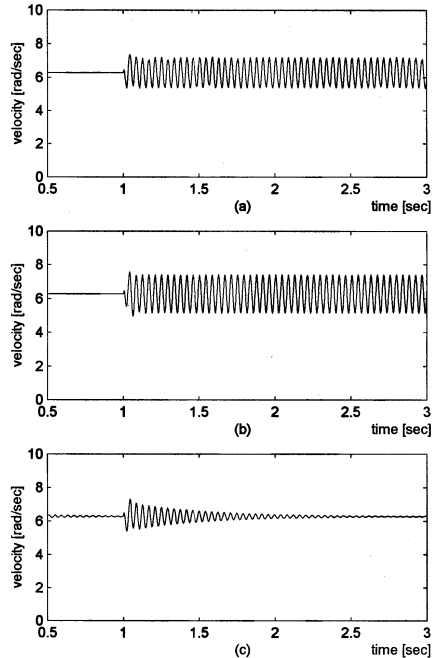


그림 4. 주기적인 외란토크가 인가된 경우의 속도응답 : 모델오차가 있는 경우($J=3J_n$). (a) PI제어기 (b) 외란관측기를 갖는 PI제어기 (c) 제안된 제어기.
 Fig. 4 Graphic plot of velocity responses with periodic disturbance: in the case of $J=3J_n$. (a) PI controller, (b) PI controller with conventional disturbance observer, (c) our controller.

제안된 제어기만큼의 외란억제성능을 내기위해 $Q(s)$ 의 대역폭을 어느 정도 높여야 하는지를 알아보기 위해 대역폭을 10배 높인 뒤($\omega_c = 1000$ [rad/sec]) 동일한 시뮬레이션을 하였다. 그 결과는 그림 5에 나타나 있다. 외란억제 성능이 많이 향상되었으나 여전히 제안된 제어기보다는 못한 성능을 보여준다. 따라서 제안된 제어기만큼의 외란억제 성능을 얻기 위해서는 기존의 외란관측기의 필터 $Q(s)$ 의 대역폭을 10배 이상 높여야 함을 알 수 있다. 그러나 지나치게 높은 대역폭은 속도검출 노이즈를 증폭시키기 때문에

대역폭을 높여 외란억제 성능을 높이는 것은 실제의 경우 많은 제약이 따른다.

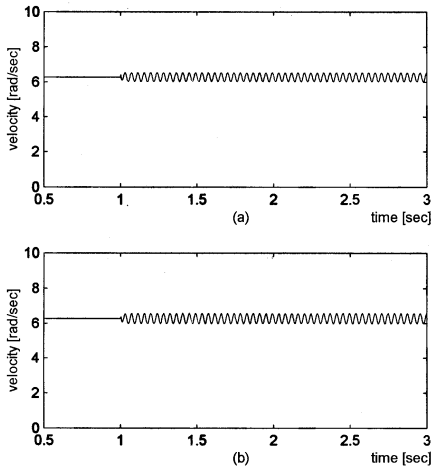


그림 5. 기존의 외란관측기를 갖는 PI 제어기의 속도응답(그림 3, 그림 4 보다 대역폭이 10배 큰 경우). (a) $J=J_n$ 인 경우. (b) $J=3J_n$ 인 경우.

Fig. 5 Graphic plot of velocity responses of PI controller with conventional disturbance observer when the bandwidth is 10 times larger than that of fig. 3 and 4. (a) In the case of $J=J_n$. (b) In the case of $J=3J_n$.

제안된 제어기의 속도추적성능을 분석하기 위해 기존의 PI 제어기와 그 성능을 비교하였다. 기준속도 명령 ω_r^* 를 시간에 대해 주기적인 삼각파 형태로 설정하고 이때의 속도응답 ω 와 속도추적오차 $\omega_r^* - \omega$ 를 살펴보았다. 먼저 모델오차가 없는 경우 즉 $J=J_n$ 인 대해 시물레이션하였다. 제안된 제어기에 대한 결과는 그림 6(a)와 6(b)에 나타나 있다. 그림 6(a)는 기준속도 명령 ω_r^* 와 속도응답 ω 를 나타내고 그림 6(b)는 속도추적오차 $\omega_r^* - \omega$ 를 나타낸다. 그림 6(b)로부터 알 수 있듯이 제안된 제어기는 완벽한 속도추적성능을 보여준다.

한편 기존의 PI 제어기에 대한 시물레이션 결과는 그림 6(c), 6(d)와 같다. 그림 6(c)는 기준속도 명령 ω_r^* 와 속도응답 ω 그리고 그림 6(d)는 속도추적오차 $\omega_r^* - \omega$ 를 나타낸다. 그림 6(d)로부터 알 수 있듯이 PI 제어기는 약간의 속도추적오차를 갖는다. 그림 7은

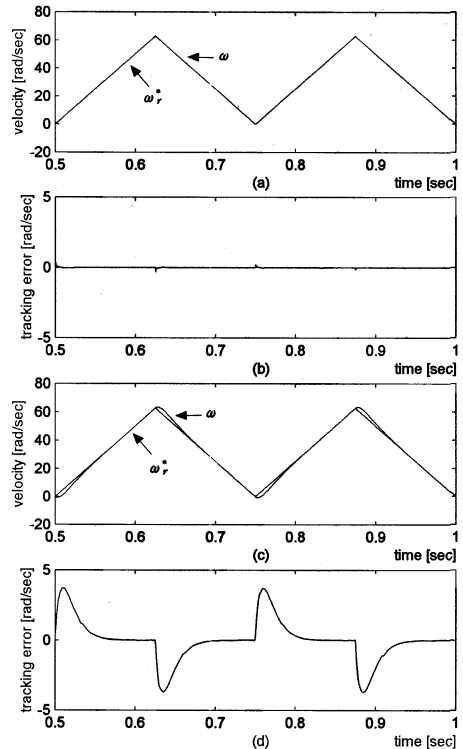


그림 6. 속도응답곡선(외란토크가 없고 $J=J_n$ 일 때). 제안된 제어기를 사용한 경우: (a) 기준속도명령 ω_r^* 과 속도응답 ω , (b) 속도추적오차 $\omega_r^* - \omega$.

기존의 PI 제어기를 사용한 경우: (c) 기준속도명령 ω_r^* 과 속도응답 ω , (d) 속도추적오차 $\omega_r^* - \omega$.

Fig. 6 Graphic plot of speed responses with no disturbance when $J=J_n$.

In the case of our controller : (a) reference velocity command ω_r^* and velocity response ω , (b) velocity tracking error $\omega_r^* - \omega$.

In the case of PI controller : (c) reference velocity command ω_r^* and velocity response ω , (d) velocity tracking error $\omega_r^* - \omega$.

모델오차가 있는 경우 즉 $J=3J_n$ 인 경우에 대해 그림 6의 경우와 동일한 시물레이션을 한 결과를 보여준다. 그림 7(b), (7d)로부터 알 수 있듯이 두 제어기 모두 약간의 추적오차를 가지지만 제안된 제어기가 PI 제어기 비해 더 우수한 속도추적성능을 가진다. 따라서 속도추적성능에 있어서도 제안된 제어기가 기존의 PI 제어기에 비해 모델오차에 더 견실하게 동작됨을 확인할 수 있다.

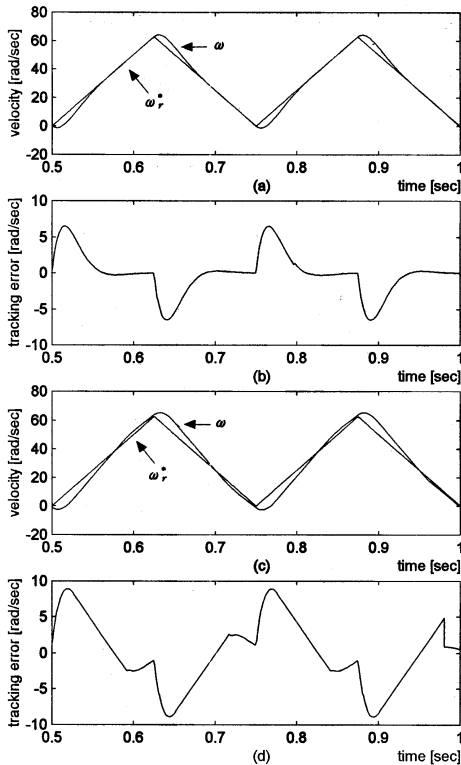


그림 7. 속도응답곡선(외란토크가 없고 $J=3J_n$ 일 때). 제안된 제어기를 사용한 경우 : (a) 기준속도명령 ω_r^* 과 속도응답 ω , (b) 속도추적오차 $\omega_r^* - \omega$.

기존의 PI 제어기를 사용한 경우 : (c) 기준속도명령 ω_r^* 과 속도응답 ω , (d) 속도추적오차 $\omega_r^* - \omega$.

Fig. 7 Graphic plot of speed responses with no disturbance when $J=3J_n$.

In the case of our controller: (a) reference velocity command ω_r^* and velocity response ω , (b) velocity tracking error $\omega_r^* - \omega$.

In the case of PI controller: (c) reference velocity command ω_r^* and velocity response ω , (d) velocity tracking error $\omega_r^* - \omega$.

IV. 결론

본 논문에서는 우수한 외란억제 성능을 갖는 건설한 서보모터 제어기를 제안하였다. 제안된 제어기는 피드포워드제어기와 피드백제어기가 결합된 형태를 가지는데 피드포워드제어기는 기준명령에 대한 응답

특성을 향상시켜주며 피드백제어기는 전체시스템의 안정도와 외란억제 성능을 높이도록 설계된다. 피드백 제어기는 우리가 임의로 선택할 수 있는 함수를 포함하는데 이 함수는 외란억제와 모델오차에 대한 건설성을 높이도록 설계될 수 있다. 대부분의 경우 이 함수는 고역통과필터 또는 notch필터 등과 같은 형태로 설계되어야 하는데 결국 이러한 필터의 적절한 설계가 제어성능 향상에 중요한 역할을 한다. 적절한 필터 설계를 통해 얻어진 제어기는 기존의 제어기들에 비해 우수한 외란억제 성능과 건설성을 가짐을 시물레이션 결과로부터 확인할 수 있었다.

참고 문헌

- [1] M. Nagasawa, E. Yokoyama, and Y. Ishida, "Precision motor control system for VCR using disturbance and velocity observer," IEEE Trans. Consumer Electr., Vol. 38, No. 4, pp. 747-754, Nov. 1992.
- [2] I. Godler, K. Ohinishi, and T. Yamashita, "Robustness of vibration suppression feedback loop for speed control system," in Proc. IEEE IECON'93, pp. 1831-1835, 1993.
- [3] G. S. Buja et al., "Disturbance torque estimation in a sensorless DC drive," IEEE Trans. Ind. Electr., Vol. 42, No. 4, pp. 351-357, Aug. 1995.
- [4] C. H. Yim, J. H. Kang, S. H. Song, and D. I. Kim, "New feedforward control of BLDCM using a novel disturbance suppresser," in IEEE IAS 30th Conf. Rec. Vol. 3, pp. 1910-1916, Oct. 1995.
- [5] Y. Hori, "Robust and adaptive control of a servomotor using low precision shaft encoder," in Proc. IEEE IECON'93, Hawaii, pp. 73-78, Nov. 1993.
- [6] J. K. Ji and S. K. Sul, "DSP-based self-tuning IP speed controller with load torque compensation for rolling mill DC drive," IEEE Trans. Ind. Electr., Vol. 42, No. 4, pp. 382-286, Aug. 1995.
- [7] T. Umeno, T. Kaneko, and Y. Hori, "Robust servo system design with two degrees of freedom and its application to novel motion control of robot manipulator," IEEE Trans.

Ind. Electr., Vol. 40, No. 5, pp. 473-485, Oct. 1993.

- [8] 김종선, "센서리스 BLDC 전동기의 강인한 속도 제어", 한국전자통신학회논문지, 3권, 4호, pp. 266-275, 2008.
- [9] 전용호, 조황, "IPMSM 전동기의 비선형 적응 백스텝핑 속도 제어", 한국전자통신학회논문지, 6권, 6호, pp. 855-864, 2011.
- [10] 김동룡, 최석우, 윤창훈, 회로망 합성 이론과 필터 설계, 홍릉과학출판사, 1998.

저자 소개



김창환(Chang-Hwan Kim)

1988년 서울대학교 제어계측공학과 졸업(공학사)

1990년 서울대학교 대학원 제어계측공학과 졸업(공학석사)

1995년 서울대학교 대학원 제어계측공학과 졸업(공학박사)

1995년~1999 삼성전자 자동화연구소 선임연구원

1999년~현재 대전대학교 IT전자공학과 부교수

※ 관심분야 : 비선형시스템제어, 모터제어