

## 외란 제거 제어기의 실제적인 설계 및 구현 방법

여 희 주\*

### Practical Design and Implementation Methodology for Disturbance Rejection Controller

Hee-Joo Yeo\*

**요약** 본 논문은 외란 제거 제어기의 실제적인 설계와 구현방법을 제안한다. 2 DOF 구조에서는 외란 제거의 성능은 순방향 루프 제어기의 고 이득 없이 개선될 수 있다. 그러나, 2 DOF의 설계 방법이 2 DOF 수학적 이론에 근거하기 때문에 다양한 응용 분야의 사용이 쉽지 않았다. 외란 관측기(Disturbance Observer, DOB)는 간단하지만, 매우 효과적인 2 DOF 제어기이다. 이 논문에서 기본적인 DOB 특성부터 설계와 구현의 기술적인 방법까지 실제적인 문제를 다룬다. 또한 실질적인 방법에 의하여 모델링하는 방법과 그 예를 설명하였다. 제안한 방법은 두가지의 선형 모터 시스템으로 유용함을 증명하였다.

**Abstract** This paper proposes a practical design and implementation methodology for a disturbance rejection controller. In a 2 Degree-Of-Freedom (DOF) structure, disturbance rejection performance can be improved without a high gain in forward-loop controller which might cause unwanted side-effects in conventional controller. But, since design methodology of 2 DOF controller is originally derived from the 2 DOF theory, it is not easy to utilize for various industrial applications. Disturbance observer is a simple, but very effective 2 DOF controller. In this paper, practical issues are discussed from basic idea of DOB to technical procedure for design and implementation. Additionally, a methods and their examples of experimental modeling are explained. The proposed method is demonstrated by two examples of linear-type motor systems.

**Key Words** : disturbance rejection controller, disturbance observer

### 1. 서 론

공장과 같은 산업 현장을 포함하여 우리가 살고 있는 주변에는 수많은 제어 시스템이 있다. 이들은 다양한 형태의 센서와 구동기를 사용하며, 단순한 제어 알고리즘의 경우 아날로그 회로를 이용하기도 하며, 마이크로 프로세서를 이용한 디지털 제어기를 사용하기도 하여 적절한 제어 시스템을 구성한다. 이는 목적에 따라 반도체 제조 장치처럼 엄격한 제어 성능을 요구하기도 하며, 세탁기와 같은 대략적인 제어 성능이면 충분한 경우도 있기 때문이다. 한편, 학계에서도 제어 이론도 고전 제어 이론으로부터 다양한 형태의 고급 제어 이론이 발표되었고[1-5], 다양한 적용 사례도 보고 되었다. 그러나 많은 제어 시스템에 사용되는 제어 알고리즘은 대부분의 경우 고전 제어 알고리즘의 범주에 속해 있다.

많은 이론적인 연구의 발전에도 불구하고, 실제 적용되는 제어 알고리즘이 고전 제어를 크게 벗어나지 않는 상황은 다시 생각해 볼 필요가 있다. 여러 가지 이유를 생각할 수 있으나, 결국은 고급 제어 성능이 필요하지 않은 경우, 고급 제어 알고리즘을 구현하기 위한 투자비용 대비 성능 개선이 부족한 경우, 고급 제어 이론의 구현에 필요한 이론적인 지식이 부족한 경우를 포함한 복합적인 문제라고 생각된다. 반대로 생각하면 현재 사용 중인 고전 제어기 수준에서 이해가 가능하며, 그리 구현이 복잡하지 않으면서 성능의 향상이 있는 제어기를 기대한다고 생각할 수 있다. 불행이도 이러한 조건을 완전히 만족시키는 완벽한 제어기는 없을 것으로 생각된다. 그러나 부분적, 또한 각 부분에 대하여 어느 정도 기대를 만족 시키는 제어기를 설계할 수 있다.

본 논문에서는 PID 제어기를 정확하게 이해하는 수준의 지식에 디지털 제어기를 사용하는 비용으로 외란 제거에 탁월한 성능을 보이는 모델 기반 제어기의 설계에 대한 실제적인 문제를 다루고자 한다. 외란 관측기

대진대학교 전자공학과

\*교신저자: 여희주(hjyeo@daejin.ac.kr)

라고 불리는 외란 제거 제어기에 대한 기본적인 이론 및 응용 사례, 성과 등은 이미 여러 문헌에 나와 있고 [6-20], 현장에서 사용가능한 앞에서 언급한 조건을 충분히 갖추었다고 판단된다. 그러나, 일반 제어 기술자가 쉽게 접근할 수 있는 방법에 대하여는 다루고 있지 않아 많은 적용 사례를 만들지 못하고 있다. 본 논문에서는 설계에 필요한 기본적인 내용을 직관적으로 이해 할 수 있도록 설명하고, 결과에 내포되어 있는 의미의 해석을 포함하며, 구현 때 점검해야할 사항과 그 응용에 대한 문제를 다루고자 한다.

## 2. 모델 기반 외란 제거 제어기

### 2.1 외란 제거 제어기

고전 제어기는 피드백에 의하여 어느 정도 외란 제거 능력을 갖는다. 이때 외란 제어 능력을 증가시키기 위한 가장 단순한 방법은 시스템의 대역폭이 증가하도록 제어기를 설계 하는 것이고, 이는 주파수 영역에서 표현하는 방법으로 민감도 함수를 사용하여 확인 할 수 있다. 일반적으로 대역폭을 키우는 설계는 여러 가지 문제를 내포하고 있다. 대역폭의 증가는 높은 이득의 제어기를 의미하므로 고주파수 대역의 모델링되지 않은 동특성이 나타나거나, 공진이 발생할 수 있다. 또한 설계된 제어 알고리즘을 구현할 수 있는 빠른 샘플링 시간을 갖는 제어기를 구현하여야 한다. 따라서 추가 비용의 부담과 예측하기 어려운 다른 문제로 높은 대역폭의 제어기는 현실적이지 않다. 보다 적극적인 외란 제거 제어 방법으로 2 DOF 제어 구조를 사용한다. 이는 제어 명령에 대한 응답 특성과는 별도로 외란을 제거하는 별도의 제어기 구조를 갖는다. 그러나, 2 DOF 제어 구조가 외란 제거 및 명령 추종의 두 가지 목적을 동시에 구현하기에 적절한 구조로 알려져 있음에도 불구하고, 실제적인 설계 방법의 부재로 인하여 널리 사용되지 못하고 있다[5].

### 2.2 두개의 루프를 갖는 외란 제거 제어기

외란 관측기(Disturbance Observer, DOB)[6-20, 28], 적응 강인 제어기(Adaptive Robust Control, ARC)[21-23], 확장된 내부 모델 제어기(Extended Internal Model Controller)[24], 강인 내부 보상기(Robust Internal-loop Compensator, RIC)[25], 그리고 모델 기반 외란 감쇠(Model-based Disturbance Attenuation, MBDA)[26] 등은 두 개의 루프를 갖는 구조를 이용하여 다른 형태의 2 DOF 제어기 설계 방법을 제시하였다. 여기서 두 개의 루프를 갖는 제어기의 의미에 대하여 설명하고자 한다.

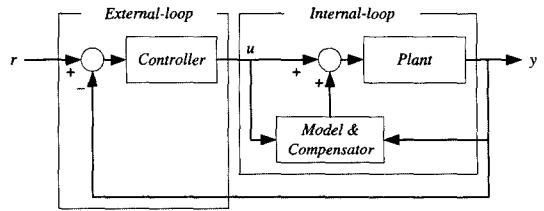


그림 1. 두개의 루프를 갖는 제어 시스템의 구조

그림 1과 같은 두개의 루프를 갖는 모델 기반의 외란 제거 제어기에서 각각의 루프는 독립적인 설계 목적 및 규격에 따라 단계적으로 설계된다. 먼저, 외부 루프는 주어진 제어 성능 규격을 만족하도록 하는 제어기가 설계된다. 이는 보통의 제어기의 설계 방법과 같으나, 중요한 차이점이 존재한다. 일반적인 제어기의 설계에서 모델에 의하여 설계된 제어기를 사용하지 않고 또는 사용한다 하더라도 실제 실험적으로 제어기의 이득을 조정한다는 사실이다. 이는 실제 시스템과 설계에 사용하는 모델이 다르기 때문에 발생한다. 보편적으로는 보다 완벽한 모델링을 만들려고 시도하여 이를 기반으로 제어기를 설계하여 한다. 그러나, 반대로 생각을 하여, 만약 시스템과 유사한 모델을 결정할 후, 시스템이 이 모델과 같이 동작하도록 만들 수 있다면, 앞에서 발생하는 문제를 해결 할 수 있을 것이다. 바로 내부 루프가 이 역할을 담당하고 있다. 시스템과 모델의 차이를 보상을 통하여 시스템 측에 인가함으로써 시스템을 모델처럼 동작하도록 하는 구조를 갖는다. 따라서 내부 루프의 설계 목적은 내부 루프의 입출력 특성을 사용된 공칭 모델의 입출력 특성과 가능한 근사하게 유지할 수 있는 내부 보상기를 설계하는 것에 있다. 따라서 모델에 근거하여 설계된 외부 제어기가 보다 잘 동작 할 수 있을 것을 기대할 수 있다.

내부 루프에 있어 더욱 중요한 것은 외란의 제거 능력이다. 내부 모델에는 외란이 존재하지 않기 때문에 시스템을 모델과처럼 동작하도록 만든다는 의미에는 시스템에 존재하는 외란을 제거한다는 의미가 포함되어 있다. 따라서 내부 루프의 보상기는 강력한 외란 제거 능력을 갖는 것이다. 여기서, 시스템과 모델의 차이에 모델링의 차이와 외란의 모두 포함되어 있다는 의미로 등가 외란이라는 용어를 사용한다. 이상적인 상태에서 등가 외란이 완벽하게 보상된 내부 루프는 공칭 모델이라고 생각할 수 있다. 그러나 현실에서는 관심 주파수 대역, 또는 시스템 대역폭 이하의 주파수 대역에서 공칭 모델과 같다고 생각할 수 있다.

전체 성능의 관점에서 볼 때 내부 루프의 성능 저하는 외란 제어 능력의 저하뿐만 아니라 외부 루프의 성

능 저하에도 관련되기 때문에 매우 중요한 의미를 갖는다.

### 2.3 외란 관측기

앞에서 언급한 두개의 루프를 갖는 외란 제거 제어기 중에 Ohnishi에 의하여 제안된 외란 관측기(Disturbance Observer)는 가장 먼저 제안되었으며, 단순한 구조와 탁월한 외란 제거 능력을 보여 많은 연구결과를 보였다. 다른 방법은 보다 많은 설계 방법을 제공하고, 외란에 대한 정보를 보다 적극적으로 사용하는 장점이 있지만 설계에 많은 경험과 지식을 요구한다. 본 논문에서 단순한 설계 방법에도 좋은 성능을 보이는 외란 관측기의 구조를 이용하여 실제적인 설계 방법에 대하여 설명하고자 한다.

구조의 분명한 이해를 위하여 이상적인 경우를 생각해 보자. 이는 그림 2에서  $Q$ 가 1일 경우에 해당한다. 내부 루프에서는 제어기의 출력과 역모델의 출력의 차가 앞으로 보상이 되어진다. 여기서 역모델의 출력에는 제어기의 출력뿐만 아니라 외란과 모델링의 오차도 포함이 되기 때문에 이 차이가 결국 앞으로 더해서 제거 될 것으로 생각이 된다.  $Q$ 가 0인 경우는 외란 관측기가 없는 경우에 해당된다. 여기서 이상적이라는 의미는  $QP_n^{-1}$ 이  $Q$ 가 1인 경우에 causality에 의하여 구현이 불가능하기 때문이다. 따라서, 저역 통과 필터형태  $Q$  필터가 함께 구현된다. 전체 시스템이 동작하는 주파수 범위에서 저주파수 대역에서  $Q$  필터는 1에 가깝기 때문에 이의 성능은 이상적인 외란 관측기의 경우와 거의 유사하며, 주파수가 높아질수록 그 성능은 점점 줄어들어  $Q$  필터의 절점 주파수 이상에서는 성능 개선에 도움을 주지 못한다고 생각을 할 수 있다.

그림 1은 외란 관측기를 적용한 폐루프 제어 시스템의 블록도이다. 여기서  $C, P, P_n, Q$ 는 각각 제어기, 시스템, 모델,  $Q$  필터의 s-변환이며,  $r, u, \tau, \rho, d, \zeta, y$ 는 각각 제어 명령, 제어 입력, 추정 외란, 토크 외란, 출력 외란, 측정 잡음, 출력의 s-변환이다.

이를 수식으로 보기 위하여 그림 2에서 출력  $y$ 와 제어 입력, 토크 외란, 출력 외란, 측정 잡음사이의 전달함

수를 다음 식 (1)과 같이 나타내었다.

$$y = P_{uy} \cdot u + P_{\rho y} \cdot \rho + P_{dy} \cdot d + P_{\zeta y} \cdot \zeta \quad (1)$$

여기서  $P_{uy}, P_{\rho y}, P_{dy}$  그리고  $P_{\zeta y}$ 는 다음 식 (2), (3), (4)와 같다.

$$P_{uy} = \frac{PP_n}{P_n + [P - P_n]Q} \quad (2)$$

$$P_{\rho y} = \frac{PP_n[1 - Q]}{P_n + [P - P_n]Q} \quad (3)$$

$$P_{dy} = \frac{P_n[1 - Q]}{P_n + [P - P_n]Q} \quad (4)$$

$$P_{\zeta y} = \frac{PQ}{P_n + [P - P_n]Q} \quad (5)$$

이미 언급한 바와 같이  $Q$ 가 1일 때에는  $P_{uy} = P_n, P_{\rho y} = 0, P_{dy} = 0, P_{\zeta y} = P$ 이고,  $Q$ 가 0일 때에는  $P_{uy} = P, P_{\rho y} = P, P_{dy} = P, P_{\zeta y} = 0$ 이다.

외란 관측기를 기반으로 한 전체 제어 시스템의 전달 함수를 식 (6)과 같이 나타낼 수 있으며, 이때 각 전달 함수  $P_{ry}, P_{\rho y}, P_{dy}$  그리고  $P_{\zeta y}$ 는 식 (7), (8), (9), (10)과 같다.

여기서  $C$ 는 제어기 이며,  $P_n$ 을 기준으로 설계된다.

$$y = P_{ry} \cdot r + P_{\rho y} \cdot \rho + P_{dy} \cdot d - P_{\zeta y} \cdot \zeta \quad (6)$$

$$P_{ry} = \frac{CPP_n}{[1 - Q]P_n + CPP_n + PQ} \quad (7)$$

$$P_{\rho y} = \frac{[1 - Q]PP_n}{[1 - Q]P_n + CPP_n + PQ} \quad (8)$$

$$P_{dy} = \frac{[1 - Q]P_n}{[1 - Q]P_n + CPP_n + PQ} \quad (9)$$

$$P_{\zeta y} = \frac{CPP_n + PQ}{[1 - Q]P_n + CPP_n + PQ} \quad (10)$$

## 3. 외란 관측기의 설계

### 3.1 내부루프의 모델 선정

본 논문에서 언급된 외란 제거 제어기는 공통적으로 모델이 제어기의 일부분으로 포함되기 때문에 모델의 선정이 곧 제어기의 설계의 과정이 된다. 일반적으로 모델은 실제 시스템과 유사하게 선정되어야 하고, 이는 전체 시스템의 안정도에 영향을 준다. 이러한 안정도의 문제는 실질적인 관점에서 볼 때, 제어 입력의 포화에서 기인한다. 이는 모델과 시스템의 차를 제거하기 위

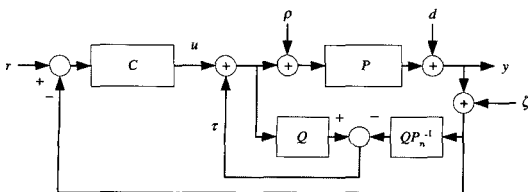


그림 2. 외란 관측기를 적용한 제어 시스템의 블록도

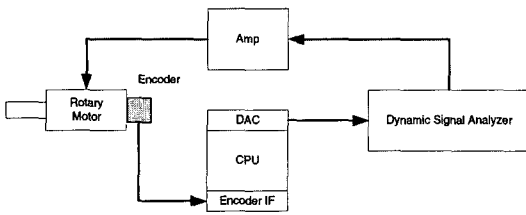


그림 3. 회전형 모터의 실험적 모델링을 위한 구성

해 제어 명령과 관계없이 언제나 제어 입력을 발생하는 구조를 가지고 있기 때문에 모델과 시스템의 차이가 크면 클수록 이러한 제어 입력은 커지고, 제어 명령에 따라 쉽게 제어 입력이 포화되는 상황이 발생한다. 이는 제어기 내부 안정도를 보장하지 못하는 원인이 된다 [20]. 따라서 모델은 실제 시스템과 유사하게 선형화되, 특히 저 주파수 대역의 모델은 정확성을 요구한다. 한편  $Q$  필터의 특성으로 고 주파수 지역의 모델링 오차는 상대적으로 많이 허용된다.

모델은 이론적인 모델링과 실험적인 모델링에 의하여 얻어질 수 있다. 그러나 여기서는 제어 대상만의 모델링 자체에 목적이 있지 않기 때문에, 실험적인 방법에 의한 모델링이 정확하고 전체 제어 시스템의 설계에 효과적이다. 이는 제어 대상 시스템이 동작구간에서 선형이라는 가정아래 동적 신호 분석기(Dynamic Signal Analyzer)를 이용한 보데 선도를 구함으로써 선형 모델의 실험적 측정이 가능하다.

그림 3은 일반적인 회전형 모터의 동특성을 얻을 수 있는 구성도이다. 이미 결정된 실시간 환경에 의해 회전 각도 또는 회전 각속도를 DAC로 출력할 경우, 얻어진 특성은 증폭기, 모터, 샘플링 시간의 효과를 포함하는 개루프 특성이다. 이때 DAC의 출력이 의미하는 것이 위치인지 속도인지 정확하게 입출력을 확인하여야 하며, 이때 DAC의 최대값의 제한에 의해 사용되는 상수는 전달 함수에 반영하여야 한다.

Dynamic Signal Analyzer는 주파수를 바꿔가면서 종현과 신호를 인가한다. 따라서 그림 3의 회전형 모터의 경우 시계 방향과 반 시계 방향으로 회전을 반복하며 그 주기가 빨라지게 된다. 이때 모터가 마찰이나 그밖에 이유에 의하여 0의 입력이 인가되는 순간에 모터가 원점에 있지 않더라도 측정을 계속할 수 있다. 단지, 이는 시스템이 선형이라는 가정아래 측정하는 이 방법에서 측정 오차를 발생시킬 뿐이다. 만약, 어떠한 기구부가 장착되어 있거나, 선형 모터의 경우 위와 같은 문제는 한쪽 방향으로 모터를 이동시켜 한쪽 끝에 다다르게 되어 측정을 계속할 수 없게 된다. 이러한 경우는 그림 4와 같이 임시 설계한 제어기를 이용하여 폐

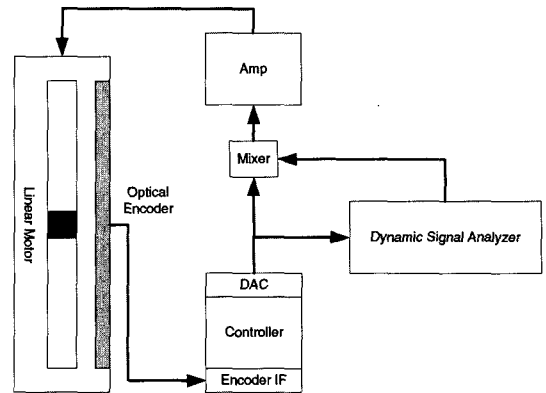


그림 4. 선형 모터의 실험적 모델링을 위한 구성

루프를 구성하고, 이를 측정 한 후 이를 전달 함수를 구한다. 이로부터 수학적인 과정을 거쳐 모델을 얻게 된다. 즉, 유니티 피드백이라는 가정아래 개루프의 특성으로 구하고, 여기서 임시로 설계한 제어기의 전달 함수를 제거하면 된다. 임시 설계한 제어기는 모터를 언제나 원점에 또는 그 근처에 유지할 수 있도록 하여 측정을 계속할 수 있도록 한다. 여기서 페루프의 신호의 입력과 출력에 주의를 요한다. 입력 신호가 증폭기로 인가되고, 측정하는 쪽에 영향을 주지 않게 하기 위하여 신호 믹싱 회로를 설계하여 사용한다. 이는 신호의 역류를 막는 역할을 한다.

### 3.2 $Q$ 필터의 선정

$Q$  필터의 설계는 곧 외란 관측기의 설계를 의미한다. 이는  $Q$  필터의 설계 결과에 따라 외란 제거 성능의 차이가 있음을 의미한다. 이로 인하여  $Q$  필터의 설계에 대한 많은 연구 결과가 발표되었다. 그러나 복잡한 과정을 거쳐 설계된 경우와 기본적인 조건을 만족하는 경우의 성능 차이는 그리 크지 않다. 따라서 기본적인 방법에 의하여  $Q$  필터를 설계하여도 충분한 외란 제거의 성능을 얻을 수 있다.

조건 1: 이미 설명한 바와 같이  $Q$  필터가 필요한 이유는 역모델을 구현할 수 없기 때문이다. 따라서 가장 기본적인 조건은  $QP_n^{-1}$ 이 구현 가능하도록 만드는 것이다. 즉, 분모의 차수가 분자의 차수보다 같거나 커야 함을 의미한다. 이 조건을 만족시키지 않은 경우는 causality를 만족하지 못하기 때문이다. 일반적으로 분모와 분자의 최대 차수의 차를 상대차수라고 한다. 따라서  $Q$  필터의 상대 차수가 모델의 상대 차수보다 같거나 커야 한다.

조건 2: 특정한 상대 차수를 갖는 필터의 종류는 무한히 많다. 예를 들면, 상대 차수가 2인 경우, 분모가 3

차이면 분자는 1차, 분모가 4차이면 분모는 2차가 될 수 있다. 어떤 차수의 필터를 선택할 것인가 하는 문제는 외란 제거 능력과 잡음 제거 능력에 관련이 있다. 필터가 절점 주파수에서 급격히 떨어지는 형태를 갖는 것이 잡음 제거에 유리하다.

조건 3: 필터의 절점 주파수의 선정은 외란 제거가 가능한 주파수 대역을 결정하는 요소이나, 이것을 무리하게 높일 수는 없다. 이는 구현할 수 있는 샘플링 주파수의 제한이 있으며, 잡음의 영향이 커지는 단점도 발생할 수 있다.

이러한 조건들을 종합할 때 적절한 필터의 형태를 제안할 수 있다. 모델이 상대 차수가 2인 2차 시스템이라고 하면, 식 (11)과 같이 상대 차수가 2이고 분모의 차수가 3차인 필터가 가장 무난한 성능을 보이며, 절점 주파수는 전체 시스템의 대역폭 정도에서 결정할 수 있다.

$$Q(s) = \frac{3\tau s + 1}{(\tau s)^3 + 3(\tau s)^2 + 3(\tau s) + 1} \quad (11)$$

### 3.3 제어 입력의 포화

외란 관측기는 구조의 특성으로 볼 때 제어 명령이 0 이라도 모델과 시스템의 차이 그리고 외란에 의하여 이를 제거하려는 제어 입력을 발생한다. 이때 제어 명령에 의하여 제어 입력이 발생하면, 쉽게 제어 입력이 포화가 되는 상황이 발생한다. 또한 외란이 커져서 제어 입력이 이를 제거하기 위한 노력으로 제어 입력이 포화되기도 한다. 실제 외란 관측기의 구조에서 제어 입력의 포화가 발생하면 전체 시스템이 불안정해질 수 있음이 밝혀졌다[20]. 이는 다음 그림 5에서 직관적으로 이해할 수 있다. 모든 제어 시스템의 제어 입력을 제한하는 제어 입력의 포화 요소를 가지고 있다. 만약 시스템에 인가되는 제어 입력은 제한이 되면서 그림 5의 굵은 선으로 표시된 내부의 피드백에 제어 입력이 제한되지 않는다면 양의 피드백에 의하여 이 루프의 신호는 발산할 수 있음을 알 수 있다. 따라서 외란 관측기는 내부 안정도를 가지고 있지 않다. 이를 해결 하기위한 간단

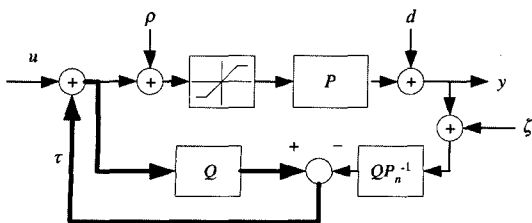


그림 5. DOB의 제어 입력 포화 문제의 직관적인 이해

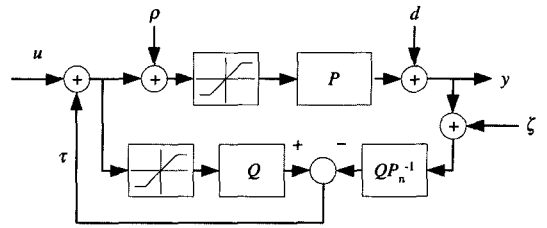


그림 6. DOB에서 제어 문제 포화의 해결 방법

한 방법은 그림 6에서와 같이 Q 필터의 입력에도 시스템이 가지고 있는 것과 동일한 제어 입력의 포화요소를 구현해 주는 것이다. 이것이 제어 입력이 발산하는 것을 방지해 준다. 이것에 대한 실험 적인 결과를 다음 IV. 적용 사례의 첫 번째 예에서 확인할 수 있다.

### 3.4 성능의 한계

외란 관측기의 성능에는 한계가 있다. 이는 선형 제어기, 구동기의 출력, 제어 입력 제한의 크기에 따르는 물리적인 한계이다. 주파수 영역에서 볼 때 Q 필터의 설계와 구현 결과에 따라 제거할 수 있는 외란의 주파수와 각 주파수에서의 외란 제거 성능은 결정되어진다. 또한 외란 제거를 위해 사용 되는 제어 입력도 제한이 있으므로 그 이상의 외란은 제거 할 수 없다. 주어진 샘플링 시간과 Q 필터의 구조에서 Q 필터의 절점 주파수를 증가 시키면 외란 제거 성능은 개선된다고 생각할 수 있으나, 그 만큼 전체 시스템의 강인성은 저하된다고 생각할 수 있다. 따라서 외란 제거 성능을 개선하기 위해 절점 주파수를 무리하게 증가시키는 것은 피해야 한다. 이런 경우 Q 필터를 다른 형태로 다시 설계하는 것을 고려하여야 한다.

### E. 구현 순서 및 점검 방법

외란 관측기를 포함한 두개의 루프를 갖는 외란 제어기는 기본적으로 제어 명령에 대한 출력은 그대로 유지하면서, 외란에 대한 출력의 특성에 높은 이득을 갖는 2 DOF 제어기이다. 따라서 설계 중 조그마한 실수도 매우 큰 문제를 야기할 수 있다. 따라서 매우 조심스럽게 설계 및 검증 과정을 거쳐야 한다. 다음과 같은 절차를 따르면 큰 위험 없이 설계와 구현을 마칠 수 있다.

과정 1: 외부 루프에 사용될 임시 제어기를 설계한다. 이 과정에서 주어진 설계 목표를 고려하여 제어기를 설계할 필요는 없다.

과정 2: 내부 루프의 외란 관측기를 구현한다. 단 이때 그림 2에서의 τ 선을 연결하지 않는다. 즉, 아직 외란 관측기의 제어 입력을 전체 시스템에 인가하지는 않은 것이다.

과정 3: 그림 2에서  $\rho$ 에 인공적인 외란으로 정현파 신호를 인가한다. 이때 매우 낮은 주파수 신호를 인가한다. 그리고 인가한  $\rho$ 와  $\tau$ 를 비교한다. 만약 두 신호가 부호가 반대인 같은 크기의 같은 주파수의 신호가 관찰 된다면 외란 관측기가 정확히 설계된 것이다. 이것이 외란 관측기의 기본 성능이다. 즉, 관찰된 외란을 다시 인가하여 상쇄시키는 것이다. 물론 디지털 제어기에서의 1 샘플링 지연은 인정할 수밖에 없다. 한편 외란의 주파수를 조금씩 높이면 신호의 크기와 위상 지연이 증가한다. 이차이가 외란 관측기의 성능의 저하를 의미하며 외란 제거 성능은 떨어지게 된다.

과정 4: 그림 2에서  $\tau$ 선을 연결한다. 기대한 것과 같이 외란이 제거될 것이다. 이때 만일 사고에 대비하여 제어 입력 알고리즘에서 센서 신호를 읽은 후, 오차가 어느 정도 이상이 되면 증폭기를 정지시키는 코드를 삽입하는 것도 좋은 방법이다.

과정 5: 외란 관측기에서 사용한 모델을 기본으로 주어진 제어 성능을 만족시키는 외부 루프의 제어기를 설계한다.

과정 6: 전체 제어 성능 및 외란 제거 성능을 검증한다.

참고; 연속 시간에서 설계된 모델,  $Q$  필터, 외부 루프의 제어기를 디지털에서 구현할 때 발생할 수 있는 차이를 최소화 하기 위하여  $z$  영역으로 바꾸는 에플레이션을 취한 후, 이를 코드로 구현한다. 일반적으로 Tustin 방법을 널리 사용한다. 또한 초기화 과정에서  $s$  영역에서 설계한 제어기 매개 변수를  $z$  영역의 값으로 바꾸어 줄 수 있는 식을 삽입함으로써 수월하게 제어기 매개 변수를 변경하여 성능을 검증할 수 있다.

#### 4. 적용 사례

위의 방법을 적용하여 두가지 형태의 선형 모터에 적용하여 실험 하였다.

##### 4.1 선형 모터 실험 1

실험에 사용한 시스템은 그림 7에 나타난 1축 정밀 선형 모터 시스템이다. 제어기로 사용되는 컴퓨터가 1[msec]마다 한 번씩 제어 입력을 계산하며, 그 제어 입력은 12비트 디지털/아날로그 변환기에 의하여 변환되어, DC 서보 증폭기(ANORAD, AM-4-BL-MS-S)를 통하여 ANORAD 선형 서보 모터(LEB-S-2-S-NC)에 인가된다. 2[ $\mu$ m]의 정밀도를 갖는 엔코더(RSF Elektronik, Type MS 44)는 위치를 측정하여 PCL-833 카운터 보드를 통해 제어기로 사용되는 컴퓨터로 되먹임시킨다.

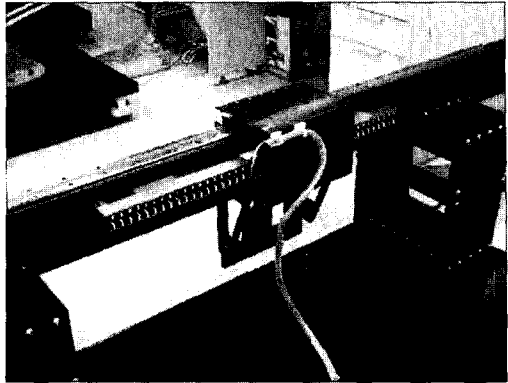
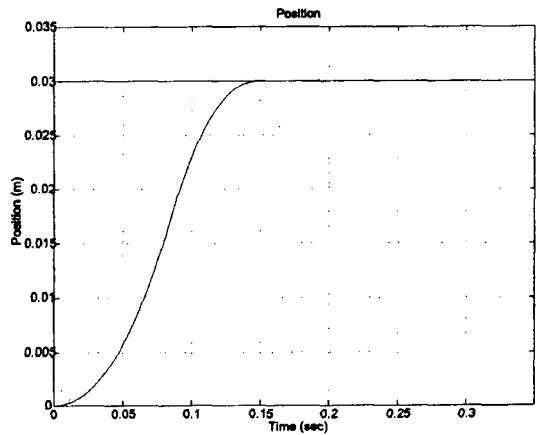
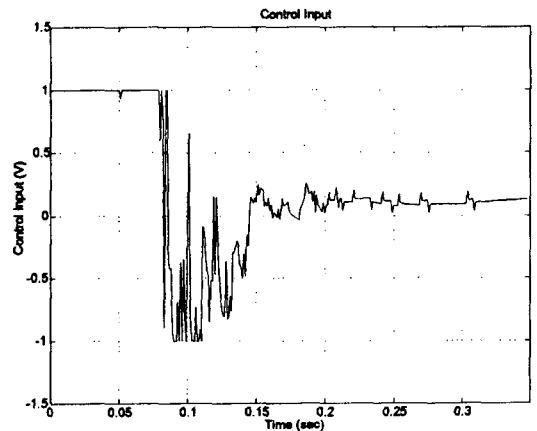


그림 7. 선형 모터 시스템



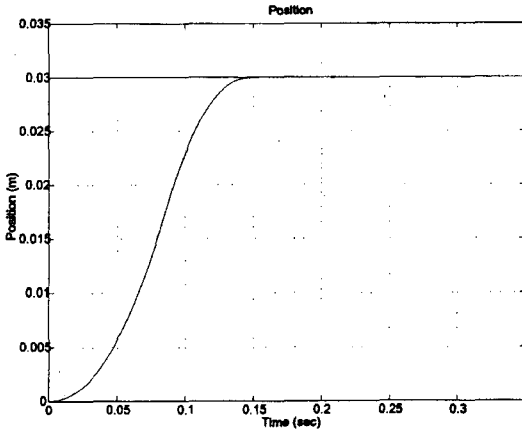
(a) 위치 응답 특성



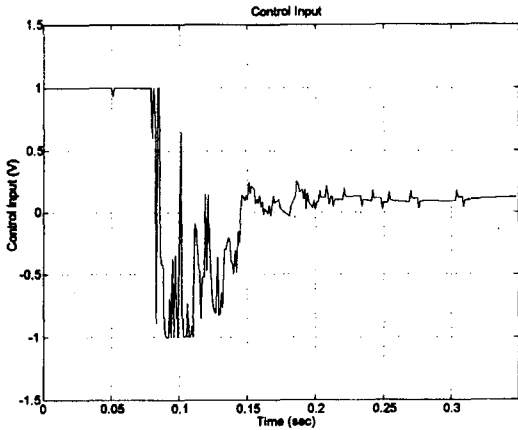
(b) 제어 입력 특성

그림 8. 제어 입력의 포화에 의해 불안정한 DOB의 실험 결과

이 실험에서는 제어 입력의 포화가 발생할 때 시스템이 불안정해지는 현상과 이를 해결하기 위해 제어 입



(a) 위치 응답 특성



(b) 제어 입력 특성

그림 9. 제어 입력 포화 요소 삽입에 의해 안정성을 유지하는 DOB의 실험 결과

력의 포화 요소를  $Q$  필터 앞에 삽입한 경우를 나타내었다. 이 실험에서 제어 입력의 포화가 발생하는 경우에도 전체 시스템의 안정성을 유지함을 알 수 있다.

#### 4.2 선형 모터 실험 2

외란 관측기를 그림 10과 같은 반도체 칩 제조 장비인 와이어 본더에 사용하기 위해 개발 중인 선형 모터 시스템에 적용하였다. 시스템에는 AC 서보 증폭기 (GP8600-50: Glenltek사)와 위치 검출을 위한 0.15625 [ $\mu\text{m}$ ]의 해상도를 갖는 엔코더가 장착되어 있다. 디지털 제어를 위해 32비트 부동소수점 연산이 가능한 DSP 보드를 이용한 제어기를 구성하였으며, 제어 주기는 250 [ $\mu\text{sec}$ ]로 설정하였다.

모델의 선정을 위해 동적 신호 분석기를 이용하여 그

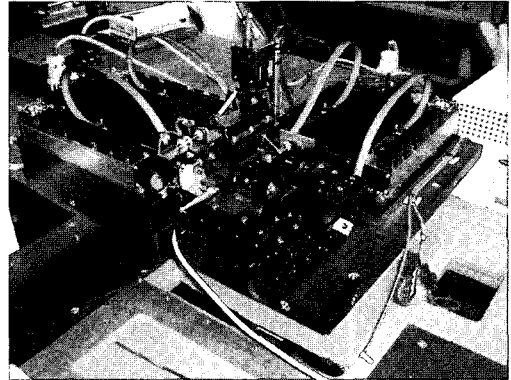


그림 10. 와이어 본더를 위한 선형 모터 시스템

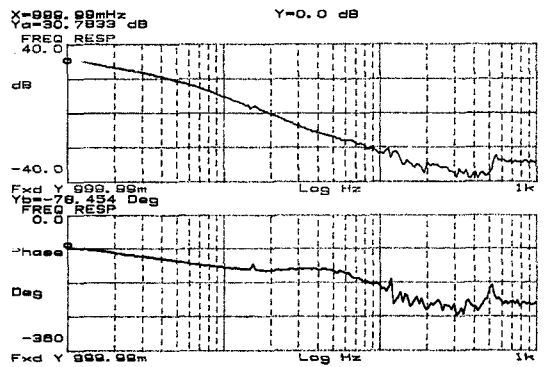


그림 11. 선형 모터의 특성

림 11과 같은 주파수 특성을 측정하였다. 이 결과를 토대로 2차 시스템으로 근사화 하였으며  $w_n$ 는 3975[rad/sec],  $\zeta$ 는 0.00073로 결정하였다.

선형 모터 시스템에서의 성능 비교를 위하여 고전적인 제어 방법인 PID제어기와 DOB를 설계하였다. PID 제어기는 별도의 내부 보상기 포함하지 않는 구조로 외부 루프에 비해, 적분, 미분 이득은 각각 0.00073, 0.08, 0.0000175이다. DOB의 설계는 모델의 상대 차수를 고려하여 식 (11)과 같은  $Q$  필터의 차수를 결정하였으며 시정수값  $\tau$ 는 0.005로 설계하였다. DOB를 위한 외부 보상기는 위상 앞섬 제어기를 설계하여 사용하였으며,  $a$ 와  $T$ 는 각각 27.5와 0.00018이다.

##### 4.2.1 단위 계단 입력에 대한 응답 특성

단위 계단 명령은 200 [ $\mu\text{m}$ ]이며, 2[kg]의 와이어 본더 헤드를 장착하여 부하 변화에 대한 영향도 함께 비교하였다. 여기서 PID의 결과를 그림 12에 DOB의 결과를 그림 13에 나타내었다. 각 그림의 (a)는 본더 헤드를 장착하기 전의 상태로 무부하 상태이며, (b)는 본더 헤드

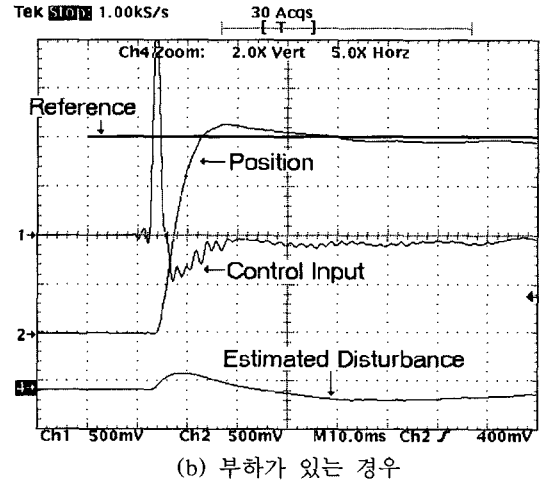
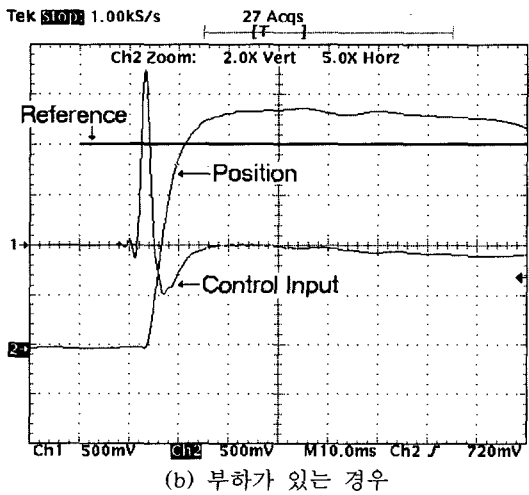
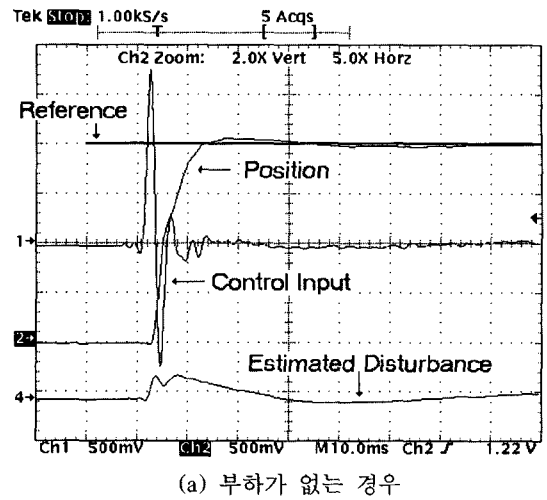
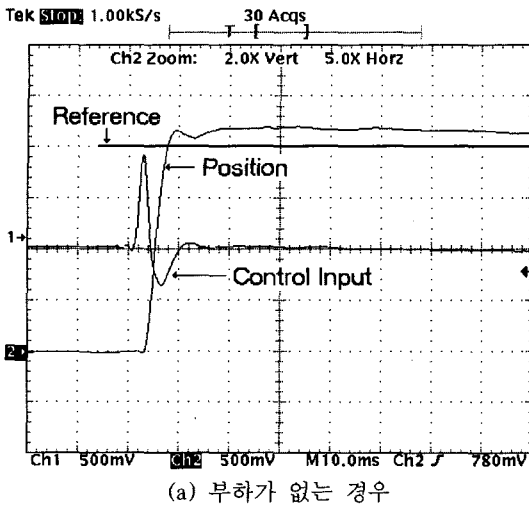


그림 12. PID 제어기의 단위 계단 입력에 대한 응답

그림 13. DOB에 기초한 제어기의 단위 계단 입력에 대한 응답

장착으로 인한 부하가 인가되는 상태의 응답이다. 실험에 사용된 선형 모터는 개발 중인 모터로 큰 마찰력의 특성을 나타내었다. PID 제어기의 경우, 마찰에 기인한 안정 상태 오차를 제거하기 위해 적분 제어기의 이득을 크게 할 경우 와인드업(wind-up)에 의하여 오버슈트를 증가시키는 원인이 되었다. DOB를 적용한 경우 PID를 적용한 경우에 비해 부하의 유무에 상관없이 적은 오버슈트와 짧은 안정 시간을 보임으로써 우수한 결과를 나타내었다. DOB의 경우 외부 루프 제어기에 적분 제어기가 없음을 감안해 보면 DOB에 의해 마찰을 포함한 외란 성분이 효과적으로 제거되었음을 알 수 있다.

#### 4.2.2 외란 제거 성능

외란 제거 성능을 비교하기 위하여 제어 명령을 0으

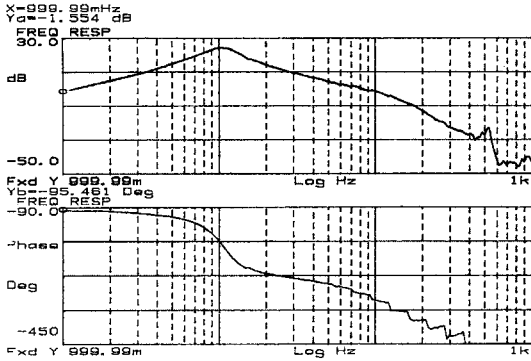
표 1. 평균 위치 오차 및 비율 (10회 평균)

외란의 주파수	PID ( $\mu\text{m}$ )		DOB ( $\mu\text{m}$ )		DOB/PID	
	무부하	부하	무부하	부하	무부하	부하
31 Hz	149.0	139.0	45.3	56.1	30.4%	40.4%
15 Hz	404.0	438.0	32.4	33.6	8.0%	7.7%
5 Hz	268.5	275.5	13.6	15.4	5.1%	5.6%

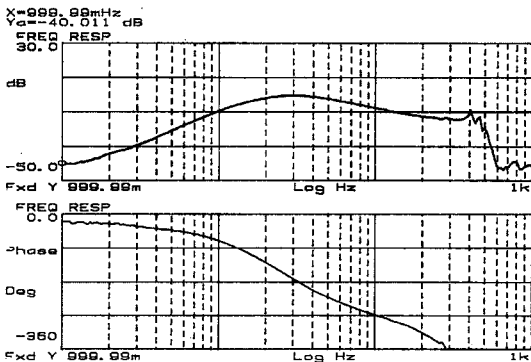
로 유지한 상태에서 크기가 0.5[V]이고 주파수가 5, 15, 31[Hz]인 정현파 신호를 인위적인 외란 신호로 인가하여 그 응답 특성을 비교하였다. 실험을 각각 10회 수행하여 그 최대 위치 오차를 평균한 결과와 그 비율을 표 1에 나타내었다.

PID 제어기를 사용한 경우 15[Hz](94.25 [rad/sec])의





(a) PID



(b) DOB

그림 14. 제어기별 민감도 함수

외란에서 가장 큰 오차를 나타내었으며, 이는 그림 11의 시스템 모델에서 관찰 될 수 있는 공진 모드와 관계가 있다. 이에 반해 DOB는 PID에 비하여 월등히 뛰어난 외란 제거 성능을 보임을 알 수 있다. 또한, PID제어기를 적용했을 때 나타났던 15[Hz] 부근에서의 공진 현상도 제거되어 나타나지 않음을 알 수 있다.

#### 4.2.3. 주파수 대역 특성

앞에서 관찰된 결과를 주파수 영역에서 분석하기 위하여, 외란 대 출력의 관계, 즉 민감도 함수를 측정하여 보데 선도를 그림 14와 같이 측정하였다. 그 결과는 시간 영역의 결과에서 예상된 것과 PID제어기를 적용한 경우 보다 DOB를 적용하는 경우 저주파 대역에서의 외란 제거 성능이 매우 우수한 것을 보여준다.

### 5. 외란 관측기의 응용

#### 5.1. 반복 제어기의 설계 및 분석

위와 같이 기본적인 형태의 외란 관측기를 성능을 검증하는 단계에서 다양한 형태의 응용 설계를 더할 수

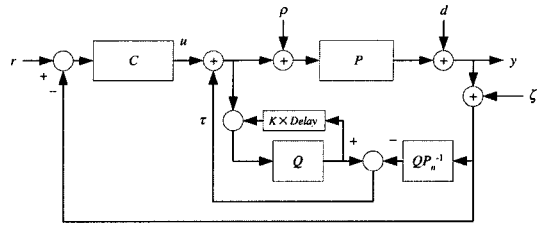


그림 15. 주기를 갖는 오차의 제거 성능이 강화된 외란 관측기

있다. 여기서 간단한 응용 설계로 주기적인 오차를 보다 효과적으로 제거하는 방법을 제안한다. 특히 외란 관측기는 저 주파수 대역에서 주기, 비주기적 외란의 특성에 관계없이 탁월한 외란 제거 성능을 보이지만, 절점 주파수 근처에서 외란 제거 성능이 떨어진다. 이를 보완하는 방법으로 반복 제어기의 특성을 추가한 구성을 그림 15와 같이 하였다.

정리: 그림 15과 같이 안정한 외란 관측기에 기초한 폐루프 시스템에 주기  $T$ 를 갖는 외란  $d$ 가 인가 될 때 다음과 같은 조건을 만족하는  $K$ 를 선택하면 이 반복 제어기는 수렴하며,  $P_{dy}(j\omega)_k < P_{dy}(j\omega)_{k=0}$ ,  $\omega_a \leq \omega \leq \omega_b$ 의  $\omega_a$ ,  $\omega_b$ 가 존재한다.

$$\left\| \frac{k \cdot P_n Q^2}{[1-Q]P_n + CPP_n + PQ} \right\| < 1 \quad (12)$$

증명: 그림 15의 시스템에서 제어입력은 다음과 같이 쓸 수 있다.

$$n^{f+1} = (u^{f+1} - KQ u^f)Q - (C - QP_n^{-1})y \quad (13)$$

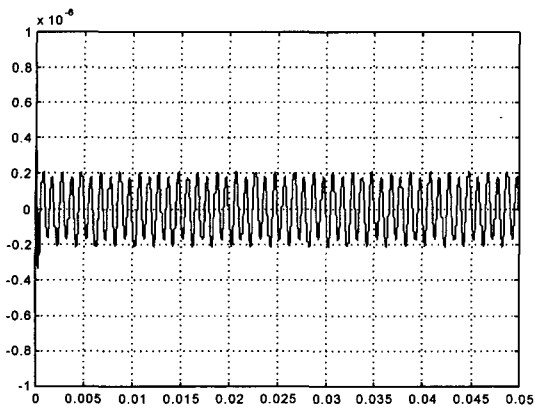
여기서  $f$ 는 외란의 반복 되는 횟수이다. 이를 정리하면 다음과 같다.

$$n^{f+1} = \frac{-K \cdot P_n Q^2 u^f - [CP_n + Q]d}{[1-Q]P_n + CPP_n + PQ} \quad (14)$$

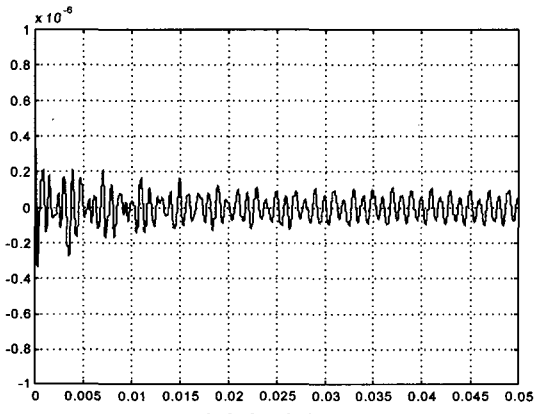
여기서  $u^{f+1}$ 을  $f(u^{f+1})$ 라 하면  $d(s) = d^{f+1}$ 이므로, 다음과 같은 부등식을 얻을 수 있다.

$$\begin{aligned} & \|f(u^{f+2}) - f(u^{f+1})\| \\ &= \|(u^{f+2} - u^{f+1})\| \\ &= \left\| \frac{K \cdot P_n Q^2}{[1-Q]P_n + CPP_n + PQ} \cdot (u^{f+1} - u^f) \right\| \\ &\leq \left\| \frac{K \cdot P_n Q^2}{[1-Q]P_n + CPP_n + PQ} \right\| \cdot \|(u^{f+1} - u^f)\| \quad (15) \end{aligned}$$

따라서  $\left\| \frac{K \cdot P_n Q^2}{[1-Q]P_n + CPP_n + PQ} \right\| < 1$ 이 되도록  $K$



(a) 외란 관측기 결과



(b) 제안한 제어기의 결과

그림 16. 반복 제어를 포함 외란 제어기의 성능 비교

를 선정하면 제어 입력은 수렴한다.

또한 수렴한 제어 입력  $u^\infty$ 는 다음과 같이 구할 수 있다.

$$u^\infty = \frac{-[CP_n + Q]}{[1 - Q]P_n + CPP_n + GQ + k \cdot Q^2P_n} \cdot d \quad (16)$$

따라서 제어 입력이 수렴한 후의 출력은 다음과 같이 표현 할 수 있다.

$$y^\infty = \frac{[1 - Q]P_n + k \cdot Q^2P_n}{[1 - Q]P_n + CPP_n + GQ + k \cdot Q^2P_n} \cdot d \quad (17)$$

$$\left\| \frac{[1 - Q]P_n + k \cdot Q^2P_n}{[1 - Q]P_n + CPP_n + GQ + k \cdot Q^2P_n} \right\| < \left\| \frac{[1 - Q]P_n}{[1 - Q]P_n + CPP_n + GQ} \right\| \quad (18)$$

위의 결과를 보이기 위한 간단한 모의실험을 수행하였다. 이는 고속 정밀 제어 시스템을 대상으로 하였으

며, 약 1 k[Hz]의 주기적인 외란을 인가하였을 때 제안한 제어기가 약 50% 정도의 외란 제거 성능에 개선 효과가 있음을 알 수 있다.

#### 4. 결 론

본 논문에서는 외란 제거 제어기의 실제적인 설계와 구현 방법을 제안하였다. 여러 형태의 외란 제거 제어기 중에 2 자유도 제어의 형태로 알려진 외란 관측기는 비교적 간단한 구조 및 설계 방법과 탁월한 외란 제거 성능을 보였다. 그러나 이 또한 대부분의 정보가 이론적으로 다루어 실제적인 구현에 많은 경험과 시행착오를 요구한다. 본 논문에서는 외란 관측기의 설계와 구현에 대하여 보다 실제적인 문제를 다룸으로서 큰 이론적인 어려움 없이 다양한 분야에 널리 활용할 수 있는 방법을 제시하였다. 특히, 필터의 설계에 있어 일반적이고 포괄적인 성질을 다루는 이론적인 접근보다 실제 구현에서 주로 사용 되는 형태에서의 설계 및 구현 방법, 그리고 구현 절차를 제시하였다. 또한 구현 과정에 검증 방법과 위험을 최소화하는 방법, 제어 입력의 포화 같은 실제적인 문제점 및 특성을 다루었다. 한편 모델 기반 제어기의 가장 근본적인 문제인 모델을 얻는 방법에 있어 실험적인 모델링 방법과 의미, 예를 함께 제시하였다. 제안한 외란 제어기가 설계 방법을 두 가지 형태의 선형 모터 시스템에 대하여 적용하여 성능을 검증하였다. 또한 확장된 응용 설계의 방법으로 점점 주파수 근처에서 반복적인 오차를 제거하는 방법과 모의실험 결과를 제시하였다.

#### 참고문헌

- [1] B. C. Kuo, *Automatic Control Systems* 7th ed., Prentice Hall, Inc., 1995.
- [2] G. F. Franklin, J. D. Powell, and A. Emami-Naeini, *Feedback Control of Dynamic Systems* 3rd ed., Addison-Wesley 1994.
- [3] K. Zhou, J. C. Doyle, and K. Glover, *Robust and Optimal Control*, Prentice Hall, Inc., 1995.
- [4] B. D. O. Anderson, and J. B. Moore, *Optimal Control - linear quadratic methods*, Prentice Hall, Inc., 1989.
- [5] R. Vilanova, and I. Serra, "Realization of two-degrees-of-freedom compensators", *IEE Proceedings-Control Theory Application*, Vol. 144, No. 6, pp 589-595, 1997.
- [6] K. Ohnishi, "A new servo method in mechatronics", *Trans. Japanese Society of Electrical Engineering*, Vol. 107-D, pp. 83-86, 1987.
- [7] H. S. Lee, "Robust Digital Tracking Controllers for High-Speed/High-Accuracy Positioning System", *Ph.D. Dissertation*, UC Berkeley, 1994.

- [8] H. S. Lee and M. Tomizuka, "Robust motion controller design for high accuracy positioning systems", *IEEE Trans. Industrial Electronics*, Vol. 43, pp 48-55, Feb. 1997.
- [9] H. S. Lee and M. Tomizuka, "Robust tracking controller design for high-speed machining", *Proc. of the 1995 American Control Conference*, pp. 215-219, 1995.
- [10] A. Tesfaye, H. S. Lee and M. Tomizuka, "A sensitivity optimization approach to design of a disturbance observer in digital motion control systems", *IEEE/ASME Trans. Mechatronics*, Vol. 5 No. 1, pp 32-38, Mar. 2000.
- [11] A. Tesfaye, H. S. Lee, and M. Tomizuka, "Robust Digital Control Design for High Performance Motion Control Systems", *Proc. 1994 ASME Winter Annual Meeting*, pp 903-908, 1994.
- [12] S. Komada, N. Machii, and T. Hori, "Control of Redundant Manipulators Considering Order of Disturbance Observer", *IEEE Trans. Industrial Electronics*, Vol. 47, No. 2, pp 413-420, April 2000.
- [13] K. S. Eom, I. H. Suh, and W. K. Chung, "Disturbance observer based path tracking control of robot manipulator considering torque saturation", *Proc. of 8th International Conference on Advanced Robotics*, pp 651-657, July 1997.
- [14] T. Umeno, and Y. Hori, "Robust Speed Control of DC Servomotors Using Modern Two Degrees-of-Freedom Controller Design", *IEEE Trans. on Industrial Electronics*, Vol. 38, No. 5, pp 363-368, Oct. 1991.
- [15] T. Umeno, T. Kaneko, and Y. Hori, "Robust Servosystem Design with Two Degrees of Freedom and its Application to Novel Motion Control of Robot Manipulators", *IEEE Trans. Industrial Electronics*, Vol. 40, No. 5, pp 473-485, Oct. 1993.
- [16] K. Yamada, S. Komada, M. Ishida, and T. Hori, "Analysis and Classical Control Design of Servo System Using High Order Disturbance Observer", *Proc. of the 23th IEEE IECON*, pp. 4-9, 1996.
- [17] Y. Choi, W. K. Chung, and Y. Youm, "Disturbance observer in frameworks", *Proc. of the 23th IEEE IECON*, pp. 1394-1400, 1996.
- [18] T. Mita, M. Hirate, K. Murata, and H. Zhang, "Control versus disturbance-observer-based control", *IEEE Trans. Industrial Electronics*, Vol. 45, pp. 488-495, Oct. 1998.
- [19] Carl J. Kempf, and S. Kobayashi, "Disturbance Observer and Feedforward Design for a High-Speed Direct-Drive Positioning Table", *IEEE Trans. Control Systems Technology*, Vol. 7, No. 5, pp 513-526, Sep. 1999.
- [20] H. T. Choi, B. K. Kim, I. H. Suh, and W. K. Chung, "Design of Robust High-speed Motion Controller for Plant with Actuator Saturation", *ASME J. of Dynamic, System, Measurement, and Control*, Vol. 122, pp. 535-541, Sep. 2000.
- [21] B. Yao, and M. Tomizuka, "Smooth Robust Adaptive Sliding Mode Control of Manipulators with Guaranteed Transient Performance", *ASME J. of Dynamic Systems, Measurement, and Control*, Vol. 118, pp. 764-775, Dec. 1996.
- [22] B. Yao, M. Al-Majed, and M. Tomizuka, "High-Performance Robust Motion Control of Machine Tools: An Adaptive Robust Control Approach and Comparative Experiments", *IEEE/ASME Trans. Mechatronics*, Vol. 2, No. 2, pp. 63-76, June 1997.
- [23] B. Yao, "High Performance Adaptive Robust Control of Nonlinear Systems: A General Framework and New Schemes", *Proc. of the 36th Conf. on Decision and Control*, pp. 2489-2494, Dec. 1997.
- [24] A. Zhu, G. S. Hong, C. L. Teo, and A. N. Poo, "Internal model control with enhanced robustness", *Int. J. of Systems Science*, Vol. 26, No. 2, pp. 277-293, 1995.
- [25] B. K. Kim, H. T. Choi, W. K. Chung, and I. H. Suh, "Robust internal loop compensator design for motion control of precision linear motor", *Proc. 1999 IEEE ISIE*, pp. 1045-1050, 1999.
- [26] B.-K. Choi, C.-H. Choi, and H. Lim, "Model-Based Disturbance Attenuation for CNC Machining Centers in Cutting Process", *IEEE/ASME Trans. Mechatronics*, Vol. 4, No. 2, pp. 157-168, June 1999.
- [27] B. K. Kim, H. T. Choi, W. K. Chung, and I. H. Suh, "Analysis and Design of Robust Motion Controllers in the Unified Framework", *ASME J. of Dynamic, System, Measurement, and Control*, Vol. 124, pp. 313-321, June, 2002.
- [28] J. C. Dyle, B. A. Francis, and A. R. Tannenbaum, *Feedback Control Theory*, Macmillan Publishing Company, 1992.
- [29] YoungJin Choi, Kwangjin Yang, Wan Kyun Chung, Hong Rok Kim, and Il Hong Suh, "On the Robustness and Performance of Disturbance Observers for Second-Order Systems", *IEEE Transactions on Automatic Control*, Vol. 48, No. 2, pp 315-320, Feb 2003.

여 희 주(Hee-Joo Yeo)

[정회원]



- 1988년 2월 : 한양대학교 전자공학과 (공학사)
- 1990년 2월 : 한양대학교 전자공학과 (공학석사)
- 1997년 2월 : 한양대학교 전자공학과 (공학박사)
- 1997년 3월~현재 : 대진대학교 전자공학과 부교수

<관심분야>

모터제어, 머신비전, Sensor-Based 로봇제어, 다중로봇 시스템의 협조제어, 임베디드시스템,