

# 강인성과 제어 성능을 고려한 외란 관측기의 설계 (1) : 2차 시스템에 대한 이론적 해석

## Design of Disturbance Observer Considering Robustness and Control Performance (1) : Analysis on Second Order System

최영진, 양광진, 정완균, 김홍록, 서일홍  
(Youngjin Choi, Kwangjin Yang, Wan Kyun Chung, Hong Rok Kim and Il Hong Suh)

**Abstract** : The disturbance observer (DOB) has been widely utilized for high precision/speed motion control applications. However, it still lacks the analysis for the robustness and performance brought by using DOB. This paper proposes the robustness measure of DOB and reveals the relationships between the disturbance rejection performance and the order/time constant of a Q filter in DOB. Additionally, we propose six guidelines for the design of Q filter and show their validity through the experiments for DVD systems.

**Keywords** : disturbance observer : DOB, optical disk drive : ODD, Q filter, robustness, normalized coprime factorization/ uncertainties

### I. 서론

CD(Compact Disk)나 DVD(Digital Video Disc 또는 Digital Versatile Disc) 같은 광 디스크 구동시스템(Optical Disk Drive System : ODD System)은 디스크 표면 진동, 디스크 편심 진동, 구동기(Actuator) 자체에 기인한 공진으로 구성되는 외란들을 포함하게 된다. 이러한 외란 원들은 고 배속 ODD시스템의 개발에 있어서 방해가 되어오고 있다. 이러한 상황에서 외란 관측기(Disturbance Observer : DOB)는 ODD 시스템에 들어오는 외란들을 제거하는 데 아주 효과적인 대안이 될 수 있다[1]-[9]. 외란 관측기는 관측된 외란의 피드백에 의해서 외란을 효율적으로 보상할 수 있는 특성을 가지고 있다. 일반적으로 외란에 대응하는 성능은 외란 관측기의 효과에 의해서 향상되어질 수 있지만, 정량적으로 제어시스템에 대한 외란의 영향이 얼마만큼 보상되어질 수 있는지 알려져 있지 않다. 한편, 외란 관측기를 강인 보상기라고 부르는데, 외란 관측기가 제어시스템을 얼마만큼 강인하게 만드는지도 알려져 있지 않다. 본 논문에서 외란 관측기를 사용함에 의해서 얻어지는 강인성과 외란 대응 성능향상을 정량적으로 제시하고자 한다.

그림 1에서 보여지듯이, 외란 관측기를 구현할 때 저주파 통과필터(Q)가 Causality를 보장하기 위해서 이용되어지는데, 사실 이것은 외란 관측기의 특성을 결정짓는 가장 중요한 요소이기도 하다. 그러나 아직까지도 저주파 통과 Q-필터를 설계하는 효율적인 방법이 제시되지 못하고 있다. 부분적으로나마, 감도(Sensitivity) 함수 최소화를 목적으로 하는 디지털 Q-필터의 설계방법을 [5]에서 제시하였으며, 또한 Q-필터의 차수와 외란 제거 성능 사이의 관계가 [3][10]에서

부분적으로 밝혀져 있다. 사실, 외란 관측기의 외란 제거 성능은 주로 Q-필터의 분자 차수에 의존하며, 강인성은 Q-필터의 상대 차수와 분모 차수에 의존하게 된다. 또한 외란 관측기의 측정 잡음 효과는 상대 차수와 필터 시 상수에 따라서 다른 성능을 보이게 된다. 앞으로 다룰 부분들에서 이러한 특성을 증명하고 설명할 것이다.

앞으로 사용될 기호 표기법은 다음을 따른다. 안정하고 proper한 함수의 Hardy 공간을  $RH_{\infty}$ 로 나타내는데, 이것은 우반(右半) 복소 평면에서 해석 함수(Analytic Function)임을 의미한다. 또한 명목 플랜트(Nominal Plant)의 Left Coprime Factorization :  $P_n(s) = M_l(s)^{-1}N_l(s)$  이 Co-inner함수가 되도록 구성된다면, 이때 Normalized Left Coprime Factorization이 성립된다[1][11][12]. Normalization의 의미는 모든 주파수 영역에서  $\| [M_l(s), N_l(s)] \|_{\infty} = 1$  이라는 것을 의미한다. 또한, Left 와 Right Coprime Factor들은 MIMO시스템에 대해서 정의되어진 것이므로, 만약에 외란 관측기의 적용범위를 SISO 시

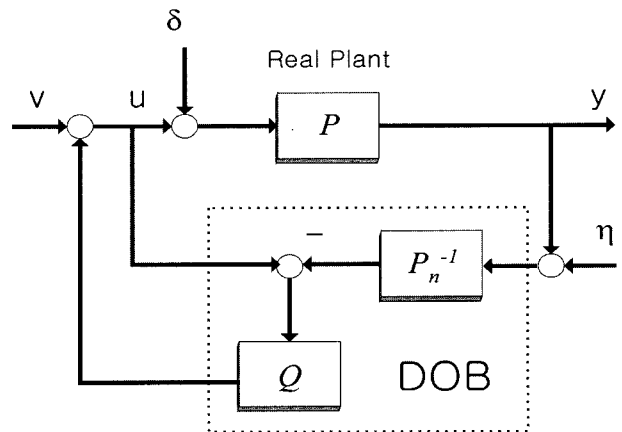


그림 1. 외란 관측기(DOB)의 구조.  
Fig. 1. The structure of DOB.

논문접수 : 2001. 10. 24., 채택확정 : 2002. 5. 14.  
최영진, 정완균 : 포항공과대학교 기계공학과(yjchoi@postech.edu ; wkchung@postech.edu)  
양광진 : 공군사관학교 기계공학과(kjyang@afa.ac.kr)  
김홍록, 서일홍 : 한양대학교 전자컴퓨터공학부(hrkim@incorl.hanyang.ac.kr ; ihsuh@email.hanyang.ac.kr)

시스템으로 한정한다면 그 의미를 상실하게 된다. 그러므로, 지금부터 Left를 나타내는 아래 첨자  $l$ 을 생략할 것이다.

그림 1과 같이 구성된 외란 관측기 자체만으로는 강인 보상기라고 할 수 없으며, 외부에서 인가되는 외란이나 플랜트에 존재하는 섭동(Perturbation)을 보상하는 제어기의 일부로서의 의미만을 갖는다. 그러므로 외란 관측기는 제어 목적에 따라 설계된 주제어기(Main Controller)와 일반적으로 같이 사용되어진다. 우선 다음과 같이 섭동을 포함하는 실제 플랜트(Real Plant)를 고려해보자.

$$P(s) = (M(s) + \Delta_M(s))^{-1}(N(s) + \Delta_N(s)) \quad (1)$$

여기서  $M(s), N(s) \in RH_\infty$ 는 Normalized Left Coprime Factor 들이고,  $\Delta_M(s), \Delta_N(s) \in RH_\infty$ 는 모델 불확실성(Coprime Factor Uncertainties)을 나타낸다. 사실, 기계 시스템은 마찰에 기인한 비선형성이나 구성 인자의 섭동 등에 기인하는 많은 불확실성을 내포하기 때문에, 정확하게 기계 시스템의 식별(Identification)을 수행하는 것은 거의 불가능에 가깝다. 이런 불확실성을 표현하는 방법에는 보통 다음의 세 가지 방법이 있다. 첫째는 덧셈형, 둘째는 곱셈형, 셋째는 Coprime Factor Uncertainty이다. 이들의 장/단점을 보자면, 덧셈형이나 곱셈형의 불확실성 표현에는 섭동의 안정성에 대해 언급할 수 없지만, Coprime Factor Uncertainty에서는 섭동의 안정성을 보장할 수 있다는 장점을 가지기 때문에 우리는 이를 사용하고자 한다.

**II. 외란 관측기의 강인성**

먼저 실제 플랜트 (1)이 제어 가능하고 관측 가능하다고 가정한다. 그 후에 명목 플랜트(Nominal Plant)는 실제 플랜트에 대한 모델링(Modeling)을 통해서 얻어지며, 그것은 다음과 같이 표현될 수 있다.

$$P_n(s) = M(s)^{-1}N(s) \quad (2)$$

일반적으로, 외란 관측기는 그림 1처럼 구성되어지는데, 그림 1에서는 주 제어 입력,  $\delta$ 는 외부 외란 입력,  $y$ 는 실제 플랜트 출력,  $\eta$ 는 측정 잡음 입력을 의미한다. 여기서 우리가 실제 플랜트(Real Plant)와 명목 플랜트(Nominal Plant)를 모두 Coprime Factor들을 사용하여 표현한다면 외란 관측기를 그림 2와 같이 재구성할 수 있다. 그림 2는 그림 1에 보이는 DOB의 다른 표현이다. 그림 2의 표현 방법은 불안정한 플랜트(Unstable Plant)에도 외란 관측기를 적용하여 해석할 수 있다는 장점을 가지고 있다[1]. 그림 2에서 외부 입력 ( $v, \delta, \eta$ )과 섭동(Perturbation :  $\phi$ )에서 실제 플랜트의 출력 ( $y$ )에 이르는 전달함수는 다음과 같이 얻어진다.

$$y = M^{-1}Nv + (1-Q)M^{-1}N\delta + (1-Q)M^{-1}\phi - Q\eta \quad (3)$$

$$= P_n v + (1-Q)P_n \delta + (1-Q)M^{-1}\phi - Q\eta$$

외란 관측기는 주로 필터 시 상수(Filter Time Constant)의 크기를 기준으로 하여 저주파 영역과 고주파 영역으로 나누

며, 각각 다른 특성을 보이게 된다. 일반적으로 저주파 영역에서  $|Q| \approx 1$ 이 되도록 설계되어지기 때문에, (3)에서 외란 관측기를 포함한 전달 함수는 근사적으로 다음의 형태로 얻어진다.

$$y \approx P_n v - \eta \quad (4)$$

위에 보여진 관계는 저주파 영역에서의 외란 관측기의 가장 중요한 특성을 보여주는 것인데, 다시 설명하자면, 외란 관측기를 사용하면, 외란의 영향은 제거되어 지고, 섭동의 영향은 사라지며, 외란 관측기를 갖는 실제 플랜트는 측정 잡음의 영향을 받는 명목 플랜트처럼 거동하게 된다는 것이다. 대부분의 기계 시스템은 관성(Inertia)에 의해서 빠른 변화를 가지고 거동하지 못하기 때문에, Q-필터의 필터 시 상수에 상응하는 주파수를 기계 시스템의 대역폭(Bandwidth)에 상응하는 주파수보다 크게 설계한다면, 외란 관측기는 기계 시스템에 대해서 좋은 외란 제거 성능을 보일 수 있다.

외란 관측기가 저주파 영역에서 섭동의 영향을 사라지게 만드는 특징이 있지만, 이것이 모든 주파수 영역에서 섭동 영향을 사라지게 만든다는 것을 의미하는 것은 아니다. 그러므로 어느 정도 크기의 섭동에 대해서 까지 외란 관측기가 강인성을 유지할 수 있는가라는 의문을 품을 수 있다. 지금부터 강인성의 정도를 해석하고자 한다. 그림 2에서 보여지듯이 섭동 량은 다음과 같이 얻어진다.

$$\phi = [\Delta_M \ \Delta_N] \begin{bmatrix} y \\ u + \delta \end{bmatrix} \quad (5)$$

위의 (5)에서 섭동이 다음과 같은 한계( $H_\infty$ -norm bound)를 갖는다고 가정해 보자.

$$\|[\Delta_M \ \Delta_N]\|_\infty < \frac{1}{\gamma} \quad (6)$$

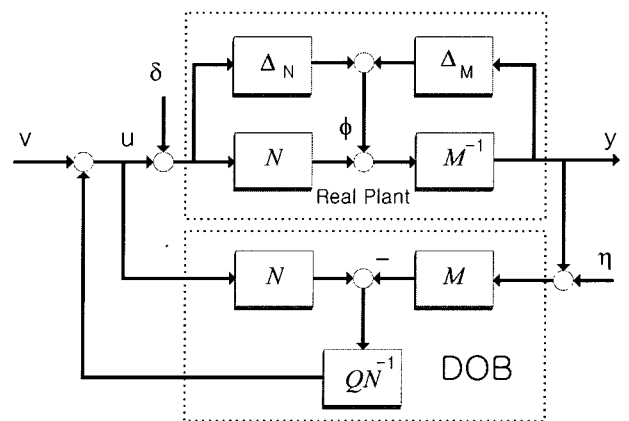


그림 2. Coprime Factor Uncertainties를 가지고 재구성한 외란 관측기.

Fig. 2. DOB with Coprime Factor Uncertainties.

여기서 작은  $\gamma$ 는 큰 섭동량을 의미하고 그 반대는 작은 섭동량을 의미하게 된다. 일반적으로 섭동의 크기를 직접 계산하는 것은 굉장히 어려운 작업이며, 많은 경우에 불가능하기도 하다. 그러나 우리는 그림 2로부터 다음의 관계를 찾을 수 있다.

$$\begin{bmatrix} y \\ u + \delta \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} M^{-1}N \\ 1 \end{bmatrix} v + \begin{bmatrix} (1-Q)M^{-1} \\ -QN^{-1} \end{bmatrix} \phi + \begin{bmatrix} (1-Q)M^{-1}N \\ (1-Q) \end{bmatrix} \delta - \begin{bmatrix} Q \\ QN^{-1}M \end{bmatrix} \eta \quad (7)$$

(7)에 (5)를 대입하고 Small Gain Theorem을 적용한 후에 (6)의 가정을 사용하면, 그때 다음과 같은 강인성 한계를 얻을 수 있다.

$$\left\| \begin{bmatrix} (1-Q)M^{-1} \\ -QN^{-1} \end{bmatrix} \right\|_{\infty} < \gamma \quad (8)$$

그리고 Normalized Coprime Factor들의 Co-inner함수의 특성을 위의 (8)에 적용한다면, 다시 말해서  $\left\| \begin{bmatrix} M & N \end{bmatrix} \right\|_{\infty} = 1$ 을 위의 (8)의 양변에 곱한다면, 그때 위의 (8)은 다음과 같이 수정되어질 수 있다.

$$\sigma_{\max} = \left\| \begin{bmatrix} (1-Q(s)) & (1-Q(s))P_n(s) \\ -Q(s)P_n(s)^{-1} & -Q(s) \end{bmatrix} \right\|_{\infty} < \gamma \quad (9)$$

우리는 위의 것을 섭동에 대한 외란 관측기의 강인성 Measure라 정의한다. 주어진 외란 관측기의 강인성 Measure는 섭동에 대해서 강인한 외란 관측기 시스템을 만드는 Q-필터의 설계 방법을 정량적으로 유도할 수 있다. Q-필터를 설계함에 있어서 중요한 설계 인자는 필터 시 상수와 필터의 차수들(분자, 분모, 상대 차수)이다. 여기서 큰 강인성을 유지하기 위해서는 (9)에서 얻어지는  $\sigma_{\max}$ 를 작게 만들 수 있도록, Q-필터의 차수들과 시 상수를 결정하는 것이 중요하다. 또한, 작은 필터 시 상수가 보다 높은 주파수 영역까지 외란 제거 성능을 보이기 때문에 더 좋은 외란 제거 성능을 가져온다. 사실, Q-필터의 차수 또한 외란 관측기의 강인성과 성능 측면에서 필터 시 상수 만큼이나 중요한 설계 인자이다. 이를 보이기 위해서, 기계 시스템의 전형적인 형태인 2차 시스템의 예를 가지고 이를 설명하고자 한다.

Q-필터를 설계하는 데에는 대표적으로 두 가지 방법이 존재한다. 하나는 감도 함수 최소화 방법을 사용하여 디지털 Q-필터를 설계하는 것이고[5], 두 번째는 Q(s)와 1-Q(s)의 Trade-off를 관찰함에 의해서 적당한 Q-필터를 설계하는 것이다[7]. 위의 두 방법 모두 Q-필터 설계 방법이기도 하지만, 정량적으로 좋은 기준들을 제시하고 있지는 못하다. 먼저 분자 차수로 n을 분모 차수로 m을 가지는 다음과 같은 Binomial 저주파 통과 필터를 우리가 사용할 일반적인 Q-필터로 선택한다.

$$Q_{mn}(s) = \frac{\sum_{i=0}^n a_{mi}(\tau s)^i}{(\tau s + 1)^m}, \quad (10)$$

여기서  $\tau$ 는 필터 시 상수이고, Binomial 계수는  $a_m = \frac{m!}{(m-i)! i!}$ 이다. 또한 대부분의 SISO 기계 시스템은 2차 전달 함수로 표현 되어질 수 있기 때문에, 우리는 다음 형태의 명목 플랜트를 가정한다.

$$P_n(s) = \frac{k}{s^2 + 2\zeta\omega_n s + \omega_n^2} \quad (11)$$

여기서  $\zeta$ 는 감쇠 비(Damping Ratio)를,  $\omega_n$ 은 비감쇠 고유 진동수(Undamped Natural Frequency)를 나타낸다. 제시된 Q-필터 (10)과 명목 플랜트 (11)을 사용하여, 우리는 2차 시스템에 대한 강인성 Measure인 (9)를 MATHEMATICA라는 Symbolic Calculation Software를 사용하여 다음과 같이 얻을 수 있다

$$(\sigma_{\max})_{mn} = \max_{\omega \geq 0} \sqrt{\frac{\left( b_{mn} A \omega_n^{2(m-n)} + k^2 c_{mn} \right) \left( A + \frac{k^2}{\omega_n^4} \right)}{k^2 A \left( \frac{1}{\omega_n^2} + \left( \frac{\tau \omega}{\omega_n} \right)^2 \right)^m}} \quad (12)$$

위의 (12)에서 A는 다음의 값을 가진다.

$$A = \left( \frac{\omega}{\omega_n} \right)^4 + 2(2\zeta^2 - 1) \left( \frac{\omega}{\omega_n} \right)^2 + 1. \quad (13)$$

그리고  $(\sigma_{\max})$ 는 분모 차수가 m이고 분자 차수가 n인  $Q_{mn}(s)$ 필터를 사용했을 때의 강인성 Measure를 나타내며,  $b_{mn}, c_{mn}$ 은  $Q_{mn}(s)$  필터를 사용했을 때 얻어지는 계수들이다. 널리 사용되어지는 Q-필터들에 대해서  $b_{mn}, c_{mn}$  값을 표 1에 정리해 두었으며, 그것들의 일반형을 표 1의 밑 부분에 정리해 두었다. 그러나 표 1에 정리되지 않은 다른 필터들은 계수  $b_{mn}, c_{mn}$ 의 일반형을 따른다고 일반적으로 말할 수는 없다.

강인성 Measure와 Q-필터의 특성(시 상수와 차수)사이의 관계를 밝히기 위해서, 우리는 먼저 다루는 시스템의 감쇠 비가 작다고 가정한다. 엄밀하게는 따져보면 (13)의 최대값이  $0 \leq \zeta \leq 0.707$  범위에서는  $\omega = \omega_n \sqrt{1 - 2\zeta^2}$ 에서 얻어지지만, 감쇠 비가 작다는 가정 하에서는,  $\omega = \omega_n$ 에서 근사적으로 최대값이 나타나며, 다음이 성립된다.

$$A = 4\zeta^2$$

$$b_{mn} = \frac{1}{\omega_n^{2m}} \sum_{i=0}^n e_{mi} (\tau\omega_n)^{2i}$$

$$c_{mn} = \frac{1}{\omega_n^{2m}} \sum_{i=n+1}^m e_{mi} (\tau\omega_n)^{2i}$$

여기서 필터 시 상수가  $\tau < \omega_n^{-1}$  를 만족하도록 결정되어 진다면, 그때 2차 시스템의 강인성 Measure를 나타내는 (12)는 다음과 같은 형태로 얻어진다.

$$(\sigma_{\max})_{mn} \approx \sqrt{\frac{\left(4\zeta^2 \omega_n^{2(m-n)} \sum_{i=0}^n e_{mi} (\tau\omega_n)^{2i} + k^2 \sum_{i=n+1}^m e_{mi} (\tau\omega_n)^{2i}\right) \left(4\zeta^2 + \frac{k^2}{\omega_n^4}\right)}{(4\zeta^2 k^2) (1 + (\tau\omega_n)^2)^m}} \quad (14)$$

우리는 위의 (14)에서 Q-필터의 차수와 강인성 사이의 관계를 얻을 수 있다. 이를 바탕으로 하여 강인한 외란 관측기 시스템을 만들 수 있는 두 가지의 설계 기준을 제시한다.

[설계 기준 1](상대 차수와 강인성)

(14)에서 볼 수 있듯이, 상대 차수(m-n)가 작을수록 강인성은 좋아진다. 그러므로 외란 관측기 시스템의 강인성을 향상시키기 위해서 우리는 Q-필터의 상대 차수를 가능한 작게 만들어야 한다. 예를 들어,  $Q_{30}$ ,  $Q_{41}$ 보다  $Q_{20}$ ,  $Q_{31}$ ,  $Q_{42}$ 와 같이 상대 차수가 작은 것이 강인성을 증가시킨다.

[설계 기준 2](분모 차수와 강인성)

(14)에서 알 수 있듯이, 상대 차수(m-n)가 같은 조건에서는 분모 차수(m)가 클수록 강인성은 좋아진다. 그러므로, 강인한 외란 관측기 시스템이 되기 위해서는 분모 차수가 커져야 한다. 예를 들어, 같은 상대 차수 조건에서는  $Q_{31}$  필터가  $Q_{20}$  필터보다 외란 관측기 시스템을 강인하게 만든다. 또한  $Q_{41}$ 이  $Q_{30}$ 보다 외란 관측기 시스템을 강인하게 만든다.

표 1. 강인성 Measure에 관계된 계수들.

Table I. Coefficients related with Robustness Measure.

	$b_{mn}$	$c_{mn}$
$Q_{20}$	$\frac{1}{\omega_n^4}$	$\frac{4}{\omega_n^2} \left(\frac{\tau\omega}{\omega_n}\right)^2 + \left(\frac{\tau\omega}{\omega_n}\right)^4$
$Q_{30}$	$\frac{1}{\omega_n^6}$	$\frac{9}{\omega_n^4} \left(\frac{\tau\omega}{\omega_n}\right)^2 + \frac{3}{\omega_n^2} \left(\frac{\tau\omega}{\omega_n}\right)^4 + \left(\frac{\tau\omega}{\omega_n}\right)^6$
$Q_{31}$	$\frac{1}{\omega_n^6} = \frac{9}{\omega_n^4} \left(\frac{\tau\omega}{\omega_n}\right)^2$	$\frac{9}{\omega_n^2} \left(\frac{\tau\omega}{\omega_n}\right)^4 + \left(\frac{\tau\omega}{\omega_n}\right)^6$
$Q_{41}$	$\frac{1}{\omega_n^8} = \frac{16}{\omega_n^6} \left(\frac{\tau\omega}{\omega_n}\right)^2$	$\frac{36}{\omega_n^4} \left(\frac{\tau\omega}{\omega_n}\right)^4 + \frac{4}{\omega_n^2} \left(\frac{\tau\omega}{\omega_n}\right)^6 + \left(\frac{\tau\omega}{\omega_n}\right)^8$
$Q_{42}$	$\frac{1}{\omega_n^8} = \frac{4}{\omega_n^6} \left(\frac{\tau\omega}{\omega_n}\right)^2 + \frac{36}{\omega_n^4} \left(\frac{\tau\omega}{\omega_n}\right)^4$	$\frac{16}{\omega_n^2} \left(\frac{\tau\omega}{\omega_n}\right)^6 + \left(\frac{\tau\omega}{\omega_n}\right)^8$
$Q_{52}$	$\frac{1}{\omega_n^{10}} = \frac{5}{\omega_n^8} \left(\frac{\tau\omega}{\omega_n}\right)^2 + \frac{100}{\omega_n^6} \left(\frac{\tau\omega}{\omega_n}\right)^4$	$\frac{100}{\omega_n^4} \left(\frac{\tau\omega}{\omega_n}\right)^6 + \frac{5}{\omega_n^2} \left(\frac{\tau\omega}{\omega_n}\right)^8 + \left(\frac{\tau\omega}{\omega_n}\right)^{10}$
$Q_{mn}$	$\frac{\sum_{i=0}^{m-n} e_{mi}}{2(m-i)} \left(\frac{\tau\omega}{\omega_n}\right)^{2i}$ if $i = n$ , $e_{mi} = a_{mi}^2$ else, $e_{mi} = a_{mi}$	$\sum_{i=n+1}^m \frac{e_{mi}}{2(m-i)} \left(\frac{\tau\omega}{\omega_n}\right)^{2i}$ if $i = n+1$ , $e_{mi} = a_{mi}^2$ else, $e_{mi} = a_{mi}$

그리고 (14)를 자세히 보면, 필터 시 상수 또한 강인성과 어떤 관계를 가지는 것을 알 수 있지만, 상당히 복잡한 관계를 보여서 간단히 언급할 수는 없다. 지금까지는 외란 관측기의 강인성을 향상시키는 방법을 보였고, 다음 장에서는 외란 관측기의 외란 제거 성능을 향상시키기 위한 방법들을 제시하고자 한다.

### III. 외란 관측기의 외란 제거 성능

외란( $\delta$ )에 대한 DOB의 성능은 외란 관측기라는 이름에서 알 수 있듯이 아주 우수한 성능을 나타낸다. 지금부터, 외란 제거 성능과 Q-필터의 설계 인자 사이의 관계를 보이고자 한다. 먼저 외란에서 출력에 이르는 전달함수를 그림 2에서 얻으면 다음과 같다.

$$G_{\delta y}(s) = (1 - Q(s))P_n(s) \quad (15)$$

그리고 그것의 크기를 얻어보면 다음과 같다.

$$\left|G_{\delta y}(j\omega)\right|_{mn} = \frac{k^2 c_{mn}}{\sqrt{\left(\frac{1}{\omega_n^2} + \left(\frac{\tau\omega}{\omega_n}\right)^2\right)^m} A\omega_n^4} \quad (16)$$

여기서, Decibel 크기로 다시 환산해 보면 (16)은 다음과 같이 변환된다.

$$20 \log |G_{\delta y}(j\omega)|_{mn} = 20 \log \left| \frac{k}{\omega_n^2} \right| - 20 \log \sqrt{\left(1 - \left(\frac{\omega}{\omega_n}\right)^2\right)^2 + \left(2\zeta \frac{\omega}{\omega_n}\right)^2} + 20 \log \sqrt{\frac{e_{m(n+1)}}{\omega_n^{2(m-n-1)}} + \frac{e_{m(n+2)}}{\omega_n^{2(m-n-2)}} \left(\frac{\tau\omega}{\omega_n}\right)^2 + \dots + \left(\frac{\tau\omega}{\omega_n}\right)^{2(m-n-1)}} + 20(n+1) \log \left| \frac{\tau\omega}{\omega_n} \right| - 20m \log \sqrt{\frac{1}{\omega_n^2} + \left(\frac{\tau\omega}{\omega_n}\right)^2} \quad (17)$$

위의 식은 상당히 복잡하여 공학적으로 효용성을 갖는 성질을 얻기 힘들다. 그러므로, 위의 (17)을 저주파와 고주파 영역으로 나누어 다시 고찰해보자. 원 고유 주파수보다 작은  $\omega \ll \omega_n$ 와 같은 저주파 영역에서는 위의 (17)은 다음과 같이 근사화 될 수 있다.

$$20 \log |G_{\delta y}(j\omega)|_{mn} \approx 20 \log \left| \frac{k}{\omega_n^2} \right| + 20 \log \frac{\sqrt{e_{m(n+1)}}}{\omega_n^{(m-n-1)}} + 20(n+1) \log \left| \frac{\tau\omega}{\omega_n} \right| - 20m \log \left| \frac{1}{\omega_n} \right| \quad (18)$$

$$= 20 \log \left| \frac{k a_{m(n+1)}}{\omega_n^2} \right| + 20(n+1) \log |\tau\omega|$$

위의 식은 표 1에서 보여진  $e_{m(n+1)} = a^{2m(n+1)}$ 를 이용하여 얻어졌다. 또한 고주파 영역에서 (17)은 명목 플랜트를 회복하게 된다. 그러므로, 분자 차수의 변화에 따른 외란 제거 성능은 (17)로부터 그림 3처럼 얻어질 수 있다. 또한 대부분의 외

란은 저주파 영역에 존재하므로, (18)로부터 Q-필터 설계에 대한 두 개의 기준들을 추가적으로 얻을 수 있다.

[설계 기준 3] (분자 차수와 외란 제거 성능)

(18)에서 보여지듯이, 외란 제거 성능은 Q-필터의 분모 차수(m)나 상대 차수(m-n)에는 거의 영향을 받지 않으며, 분자 차수(n)에만 주로 영향을 받는다. Q-필터의 분자 차수가 커질수록 외란 관측기의 외란 제거 성능은 향상된다. 외란들은 주로 저주파의 영역에 존재하므로 그림 3에서 보여지듯이  $Q_{31}$ 이  $Q_{30}$ 보다 좋은 외란 제거 성능을 보이게 된다. 또한 같은 분자 차수의 경우에는 (18)의 계수  $a_{m(n+1)}$ 의 값에 따라서 외란 제거 성능이 조금씩 달라지는데, 예를 들어  $a_{21}=2$ 이고  $a_{31}=3$  이기 때문에,  $Q_{20}$ 이  $Q_{30}$ 보다 다소 좋은 성능을 보인다.

[설계 기준 4] (필터 시 상수와 외란 제거 성능)

필터 시 상수는 어느 주파수 영역까지의 외란을 보상할 것인가를 결정한다. 그러므로 작은 필터 시 상수는 보다 넓은 외란 제거 주파수 영역을 의미하게 된다. 기본적으로 2차 시스템은 고유 주파수보다 큰 고주파 영역에서  $-40\text{db}/\text{dec}$ 의 Roll-off를 가지게 되므로, 적어도  $\tau\omega_n < 1$ 이 만족되는 필터 시 상수( $\tau$ )를 결정하여야 한다.

지금까지 외란 관측기의 외란 제거 성능이 주로 Q-필터의 분자 차수(n)에 의존한다는 것을

(18)과 그림 3에서 보였으며, 필터 시 상수가 외란 관측기의 외란 제거 성능에 미치는 영향 또한 살펴보았다. 다음 장에서는 외란 관측기에 의한 측정 잡음 증폭 효과를 살펴보고자 한다.

#### IV. 외란 관측기의 측정 잡음 영향

외란 관측기 시스템은 피드백을 위한 측정 장치를 가지고 있기 때문에, 고주파 영역에서 측정 잡음이 많이 나타나게 된다. 실제로 외란 관측기 시스템에서 측정 잡음은 출력(y)보다 제어 입력(u)에 보다 심각한 영향을 준다. 일반적으로 제어 입력을 구성할 때 외란 관측기는 측정 잡음의 증폭을 가져오게 된다. 측정 잡음에서 제어 입력까지의 전달 함수를 살펴보면 다음과 같다.

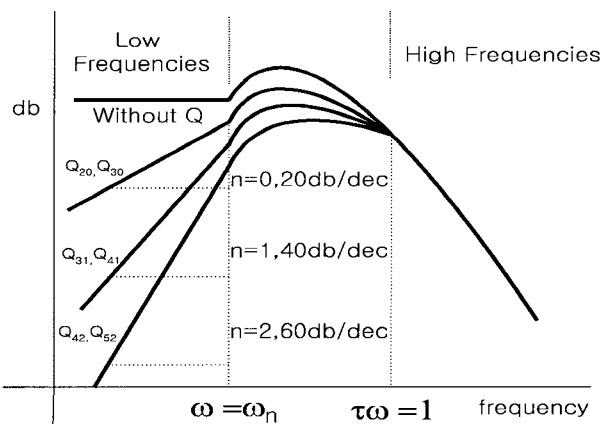


그림 3. 외란 제거 성능과 분자 차수의 관계.  
Fig. 3. Disturbance Rejection and Numerator Order.

$$G_{\eta u}(s) = Q(s)P_n(s)^{-1} \quad (19)$$

그리고 이 전달 함수의 크기는 다음과 같이 계산된다.

$$|G_{\eta u}(j\omega)|_{mn} = \sqrt{\frac{b_{mn}A\omega_n^4}{k^2 \left( \frac{1}{\omega_n^2} + \left( \frac{\tau\omega}{\omega_n} \right)^2 \right)^m}} \quad (20)$$

이 전달 함수( $G_{\eta u}$ )의 Decibel 크기는 다음과 같이 구해진다.

$$\begin{aligned} 20\log|G_{\eta u}(j\omega)|_{mn} &= 20\log\sqrt{1+e_{m1}(\tau\omega)^2+\dots+e_{mm}(\tau\omega)^{2m}} - 20m\log|\omega_n| + 20\log\left|\frac{\omega_n^2}{k}\right| \\ &+ 20\log\sqrt{\left[1-\left(\frac{\omega}{\omega_n}\right)^2\right]^2 + \left(2\zeta\frac{\omega}{\omega_n}\right)^2} - 20m\log\sqrt{1+(\tau\omega)^2} + 20m\log|\omega_n| \quad (21) \\ &= 20\log\left|\frac{\omega_n^2}{k}\right| + 20\log\sqrt{1+e_{m1}(\tau\omega)^2+\dots+e_{mm}(\tau\omega)^{2m}} \\ &+ 20\log\sqrt{\left[1-\left(\frac{\omega}{\omega_n}\right)^2\right]^2 + \left(2\zeta\frac{\omega}{\omega_n}\right)^2} - 20m\log\sqrt{1+(\tau\omega)^2} \end{aligned}$$

측정 잡음은 외란 관측기 시스템의 고주파 영역에서 주로 나타나기 때문에,  $\omega \gg 1/\tau$ 와 같은 고주파 영역에서 (21)은 다음과 같이 근사적으로 얻어질 수 있다.

$$\begin{aligned} 20\log|G_{\eta u}(j\omega)|_{mn} &\approx 20\log\frac{\omega_n^2}{k} + 20\log\sqrt{e_{mn}(\tau\omega)^n} + 20\log\left(\frac{\omega}{\omega_n}\right) - 20m\log|\tau\omega| \quad (22) \\ &= 20\log\frac{a_{mn}}{k\tau^2} - 20(m-n-2)\log|\tau\omega|. \end{aligned}$$

또한 저주파 영역에서는 (21)이 명목 플랜트의 DC-이득의 역수를 갖는다. 그러므로 상대 차수에 따른 측정 잡음의 영향은 그림 4처럼 얻어질 수 있다. 또한 우리는 Q-필터 설계 인자와 측정 잡음 영향 사이의 관계인 (22)로부터 두 개의 설계 조건을 추가적으로 얻을 수 있다.

[설계 기준 5] (상대 차수와 측정 잡음)

(22)에서 알 수 있는 바와 같이, 상대 차수가 클수록 측정 잡음에 대한 성능은 향상되는데, 이것은 그림 4에서 볼 수 있다. 만약 (19)의 상대 차수가 0이면, 측정 잡음은 예측된 측정 잡음보다 상당한 증폭 비를 가지고 증폭되어 제어 입력에 영향을 미친다. 이 증폭 비는  $a_{mn}/(\tau\omega_n)^2$ 으로 근사될 수 있다. 그러나 상대 차수가 증가할수록, 측정 잡음의 영향은 그림 4에서 보여지듯이 고주파 영역에서 감소될 수 있다.

[설계 기준 6] (필터 시 상수와 측정 잡음)

그림 4에서 보여지듯이, 필터 시 상수( $\tau$ )는 예측된 측정 잡음에 대해서  $a_{mn}/(\tau\omega_n)^2$ 의 증폭 비로 영향을 미친다. 다시 말해서, 작은 필터 시 상수는 외란 관측기 시스템을 측정 잡음에 대해서 보다 민감하게 만든다. 또한, 이 증폭 비는 Q-필터

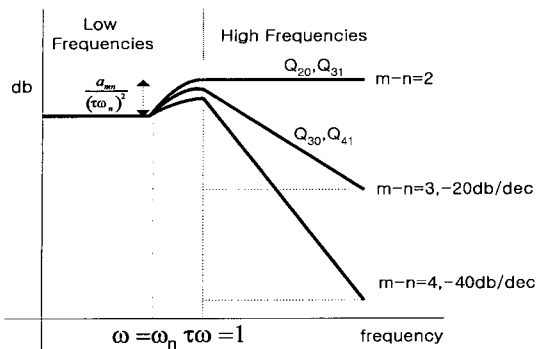


그림 4. 측정 잡음과 상대 차수와와의 관계.  
Fig. 4. Sensor Noise Performance and Relative Degree.

차수들에 따라 결정되는 상수  $a_{mn}$ 에 비례하게 된다. 예를 들어,  $a_{20}=2$ 이고  $a_{31}=3$ 이기 때문에, 같은 상대 차수의 경우라도  $Q_{31}$ 필터가  $Q_{20}$ 필터보다 더 측정 잡음에 민감하게 된다.

그러므로 Q-필터 설계 과정 중에 분모와 분자 차수를 결정하고자 할 때, [설계 기준 1,2,3,5]를 고려해서 차수를 결정하여야 한다. 특히 1과 5의 설계 기준은 서로 상반된 특성을 가지고 있다. 따라서 위에 제시된 6가지의 설계 기준들 중에서(측정 잡음 영향, 외란 제거 성능, 섭동에 대한 강인성 중에서) 해당 시스템에 보다 중요하게 영향을 주는 것에 따라서 Q-필터의 차수들이 선택되어야 한다. 필터 시 상수의 경우에는, 저주파 영역의 [설계 기준 4]와 고주파 영역의 [설계 기준 6]이 서로 보완적이므로 이 두 가지의 설계 기준이 시 상수의 설계에 도움을 줄 수 있다.

이제까지, 우리는 필터의 시 상수, 분모와 분자의 차수, 그리고 상대 차수에 대한 설계 기준 등 Q-필터 설계 변수에 대해서 6가지 설계 기준을 제시하였다. 다음으로, 광 디스크 드라이브 시스템에 대한 적용을 통해서 6가지 기준의 타당성을 수치적으로 검증해 보고자 한다.

**V. 광 디스크 드라이브 시스템 (ODD System)**

최근, FDD나 HDD와 같은 자기 디스크 드라이브 시스템이 데이터 저장 매체로써 광범위하게 사용되고 있지만, FDD는 데이터 저장 용량이 작고 HDD는 휴대하기가 불편하다. 그렇지만 CD나 DVD와 같은 광 디스크는 휴대가 가능하고 데이터 저장 용량이 매우 커서 더욱 사용범위가 확대되고 있는 저장 매체이다. 그림 5는 광 디스크 드라이브 시스템을 나타내고 있으며, 오른쪽 부분은 광디스크 드라이브 시스템의 렌즈 홀더(Lens Holder) 부분을 확대한 것이다.

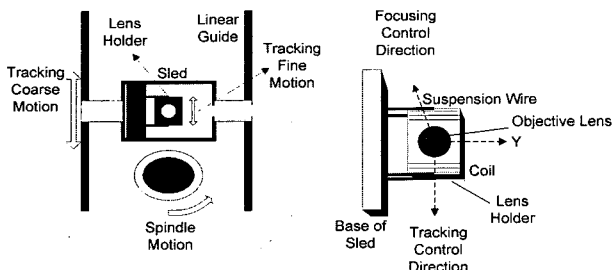


그림 5. ODD 시스템의 개략도.  
Fig. 5. The Schematic Diagram of ODD System.

대부분의 ODD 시스템은 그림 5처럼 거친 운동 구동기(Coarse Actuator)와 정밀 운동 구동기(Fine Actuator)를 가지고 있다. 그림 5에서 트랙킹 제어 방향에 대해서는 스테핑 모터가 거친 운동 구동기로 사용되고 있고, VCM(Voice Coil Motor)는 정밀 운동 구동기로 사용되고 있다. 특히 VCM의 정밀 운동 구동기는 포커싱(Focusing)과 트랙킹(Tracking) 모두의 제어 방향에 사용되는데, 이는 디스크 표면상의 데이터를 읽는 렌즈 홀더의 위치 결정에 핵심적인 역할을 하게 된다.

그러나, ODD 시스템의 슬레드(Sled) 속에 있는 2개의 VCM은 서스펜션 와이어(Suspension Wire) 때문에 서로 연관되어 있고, 이것은 제어하기 어려운 공진을 유발한다. 기본적으로, ODD 시스템은 다음 두 가지의 특성을 가지고 있다. 첫째, ODD 시스템은 광 주사점(Optical Spot)과 추종해야 할 트랙사이의 오차(Error)만을 감지할 수 있다. 이것으로 인해 사실상 2자유도(Two Degrees of Freedom) 구조의 제어기 설계가 불가능하다. 둘째, 렌즈 홀더와 슬레드의 베이스(Base of Sled) 사이의 구조적 특성 때문에 바라지 않는 공진이 발생한다. 엄밀히 말해서, 그림 5의 오른쪽 부분에서 보여지는 바와 같이, 좌표축 중에서 Y 방향으로로는 구동기가 없지만 Y 방향으로 회전 공진(Rotational Resonance)이 존재하게 된다. 이는 제어가 불가능하며, 고 배속 ODD시스템의 개발에 방해가 된다.

실제 ODD 시스템은 그림 6과 같이 포커싱/트랙킹의 구동 드라이버와 VCM들, 포커싱/트랙킹 에러(Error)를 생성하는 RF-Amp로 이루어져 있다. 그림 6에서 드라이버의 전달 함수와 VCM는 2차 전달 함수의 특성을 가지고 있고, RF -Amp는 1차 전달 함수로 표현된다. 따라서 실제의 ODD 시스템은 5차의 모델이 된다. 그러나 VCM의 대역폭이 RF Amp와 드라이버의 대역폭보다 작기 때문에 5차의 실제 플랜트를 2차의 명목 플랜트로 근사화 할 수 있다. 삼성 12배속 DVD-ROM의 트랙킹 시스템에 대한 명목 플랜트는 다음과 같이 얻어진다.

$$P_n(s) = \frac{5.0 \times 193600.0 \times 6880.0}{s^2 + 2(0.158)(440.0)s + (440.0)^2}, \text{ [Volt/Volt]}$$

여기서 5.0은 드라이버의 DC-이득이고, 193600.0은 VCM의 DC-이득이고, 6880.0은 RF-Amp의 DC-이득이다. 그리고 VCM의 감쇠 비는 0.158이고 원 고유 진동수(Circular Natural Frequency)는  $\omega_n=440.0$ 이다. ODD 트랙킹 시스템에는 많은 외란들이 존재하는데, 그 중에서 가장 대표적이고 영향력이 큰 외란은 디스크의 편심에 기인한 진동(Disk Eccentric Vibration)이다. 그리고 광 디스크 드라이브 제어 시스템의 구조에 기인한 진동들이 존재한다.

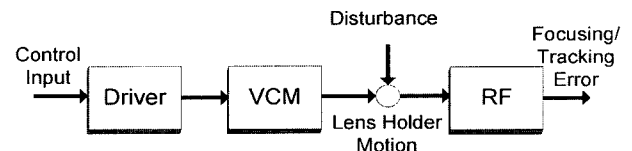


그림 6. 실제 ODD 시스템.  
Fig. 6. The Real ODD System.

이러한 외란에 효과적으로 대처하기 위해서 외란 관측기를 사용하였다. Q-필터 설계 기준의 타당성을 수치적으로 보이기 위해서, 우선 필터의 시 상수를  $\tau\omega_n < 1$ 을 만족시키는  $\tau = 0.0005$ 로 정하였다. 사실, 시상수의 값은 [설계 기준 4]의 외란 제거 주파수 영역과 [설계 기준 6]의 측정 잡음 증폭비 모두를 고려해서 결정하여야 한다. 그림 7과 8은 외란 관측기를 통한 강인성의 향상을 보여주고 있으며, 그 때의 최대 특이 값(Singular Value)을 표 2에 정리해 두었다. 그림 7은 상대 차수가 작을수록 섭동에 대한 강인성이 좋아진다는 것을 보여주는데 이는 [설계 기준 1]과 일치한다. 또한 그림 8은 같은 상대 차수의 경우, 분모 차수가 커질수록 강인성이 좋아진다는 것을 보여주고 있으며, 이는 [설계 기준 2]와 일치한다. 다시 말해서 [설계 기준 1]과 [설계 기준 2]에서 제시한 바와 같이 Q-필터에서 상대 차수가 같은 조건이라면 분모의 차수가 증가하면 강인성은 보다 좋아지고, 분모 차수가 같은 조건에서는 상대 차수가 감소하면 강인성이 좋아진다.

외란 제거 성능은 그림 9에서 보여지듯이 Q-필터의 분자 차수가 증가하면 더 좋아지는데 이것은 [설계 기준 3]과 일치한다. 일반적으로, 외란 관측기 시스템은 계속된 측정 잡음에 민감하다. 측정 잡음에 대한 성능은 상대 차수가 증가

할수록 다소 좋아진다. 그림 10에서 보여지는 바와 같이 상대 차수가 3인 필터는 고주파 영역에서  $-20\text{db/dec}$ 의 Roll-off를 가지고 있는데, 이것은 [설계 기준 5]와 일치한다. 또한, 측정 잡음의 증폭 비는 [설계 기준 6]에서 제시된 것처럼 필터의 형태에 따라 결정되는  $a_{mn}$ 에 비례하고  $(\tau\omega_n)^2$ 에 반비례한다. 예를 들어, 증폭 비는 근사적으로  $20.66 \times a_{mn}$ 으로 계산되어지기 때문에 Q42 필터의 경우에는 증폭 비가 100 이상일 수 있다.

지금까지 ODD시스템에 대한 예를 통해서 제시된 설계 기준들의 타당성을 보여주었다. 다음 장에서는 ODD시스템에 대한 실험을 통해서 외란 관측기의 외란 제거 성능을 보여주고자 한다.

표 2. Q-필터에 따른 강인성 비교.

Table 2. Robustness according to Q-filters.

$Q_{mn}$	$\sigma_{max}$
Without DOB	110250
Q30	67489
Q20	45967
Q31	14904
Q42	4409

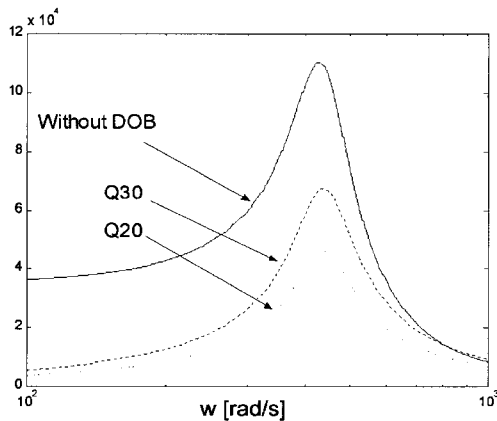


그림 7. Q-필터 상대 차수에 따른 강인성 비교(횡축은  $\alpha(j\omega)$ 의 값을 나타낸다).

Fig. 7. Robustness according to Relative Degree.

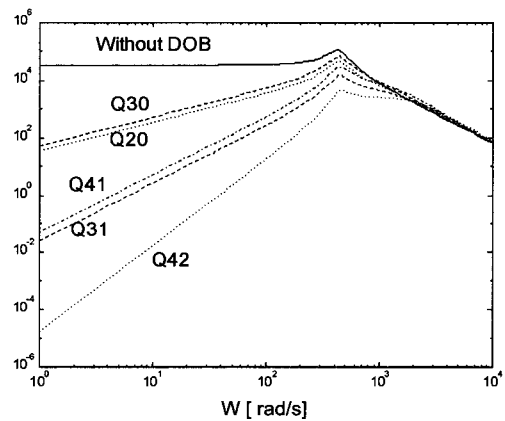


그림 9. Q-필터 분자 차수에 따른 외란 제거 성능 비교(횡축은  $|G_{dy}(j\omega)|$ 의 값을 나타낸다).

Fig. 9. Disturbance Rejection according to Numerator Order.

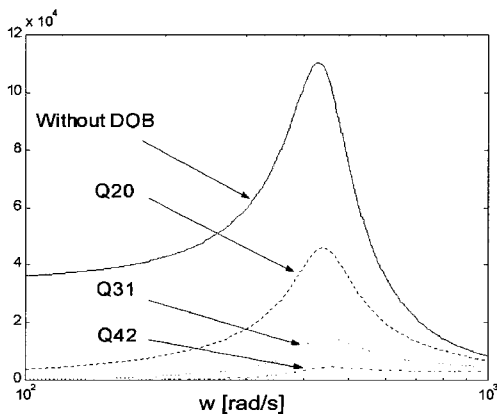


그림 8. Q-필터 분모 차수에 따른 강인성 비교(횡축은  $\alpha(j\omega)$ 의 값을 나타낸다).

Fig. 8. Robustness according to Denominator Order.

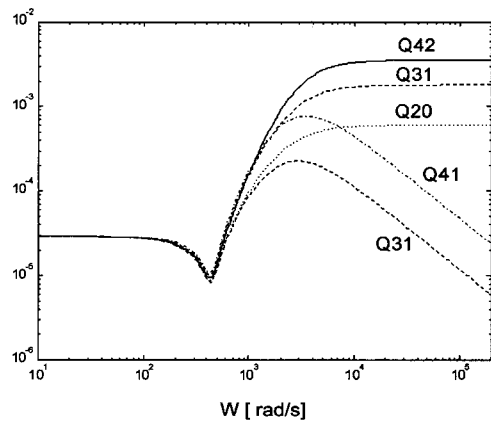


그림 10. Q-필터 상대 차수에 따른 측정 잡음의 영향 비교(횡축은  $|G_{ay}(j\omega)|$ 의 값을 나타낸다).

Fig. 10. Sensor Noise according to Relative Degree.

VI. 실험 결과

삼성 DVD-ROM에는 트랙킹 제어를 위해 원래 주제어기로 Hardwired DSP가 장착되어 있다. 하지만 삼성 DVD-ROM에 장착되어 있는 Hardwired DSP는 Lead/Lag와 같은 간단한 제어기만을 구성할 수 있기 때문에, 외란 관측기를 구현할 수 없다. 그래서 우리는 DSP Core를 사용하여 외란 관측기에 대한 실험 세트를 그림 11과 같이 꾸몄다. 이때 외란 관측기를 구현하기 위해 사용된 DSP는 TI사의 320C44 DSP Chip이다. 외란 관측기를 구현함에 있어서  $QP_n^{-1}(s)$ 의 입력 단자는 주제어기(Hardwired DSP)의 Error 입력 단에서 뽑아냈으며, 또 다른 단자들은 Hardwired DSP와 Driver사이 에 있는 저항을 들어내고 320C44 DSP의 DOB출력과 Hardwired DSP의 출력을 더하는 Add-on회로를 사용하여 붙여 넣었다.

앞 장에서 제시한 외란 관측기의 [설계 기준 1]에 의하면 Q-필터의 상대 차수가 증가할수록 강인성이 나빠진다. 그리고 [설계 기준 2]에 의하면 분모 차수가 증가할수록 강인성은 좋아진다. 또한 외란 관측기의 [설계 기준 3]에 의하면 분자 차수가 증가할수록 외란 제거 성능은 좋아진다. 이를 확인하는 실험을 수행하였다. 이 실험에서는 320C44 DSP를 사용하여 25KHz의 Sampling으로 외란 관측기의 효과를 집어 넣었다. 주제어기인 Hardwired DSP의 Sampling 속도는 176.4KHz인데, 이에 는 많이 모자라는 속도이지만, 우리가 가지고 있는 DSP로서는 이 정도의 샘플링 속도 밖에는 낼 수가 없었다. 이 DSP를 사용하여  $Q_{20}$ ,  $Q_{31}$ ,  $Q_{42}$ 를 사용한 DOB로 실험을 하였다. 실험에서  $\tau = 0.002$ 를 사용하였다.

그림 12는 삼성 12배속 DVD-ROM에 인위적으로  $150\mu\text{m}$  편심을 만들어 넣은 디스크를 사용하여 얻은 실험 결과이다. 그림 12는 RF-Amp에서 얻은 Error로 Voltage형태로 에러 신호를 제공한다. 또한 삼성 DVD-ROM은 에러 신호에 Offset이 존재하며, 그 양은 대략 1.81Volt정도이다. 그러므로 1.81Volt를 기준으로 떨리는 정도가 Error의 크기에 해당한다. 그림 12에서 알 수 있듯이 편심 디스크의 회전에 따라서 일정한 주기의 외란이 발생하는 것을 알 수 있다. 이 외란들은 외란 관측기를 사용하여 효과적으로 보상되어질 수 있는데, 그림 13,14,15는 모두 외란 관측기를 사용하여 성능을 향상시킨 결과들이다. 그림 13은  $Q_{20}$  필터를 사용하여 얻은 실험 결과이다. 외란 관측기를 사용하지 않은 결과인 그림 12보다 에러 신호의 크기가 줄어들었다. 그림 14는  $Q_{31}$ 을 사용하여 얻은 실험 결과이다. 이것은  $Q_{20}$ 를 사용하여 얻은 실험 결과보다 더 좋아졌다. 그림 15는  $Q_{42}$ 를 사용하여 얻은 실험 결과인데,  $Q_{31}$ 를 사용한 실험보다 더 작은 Error를 보인다는

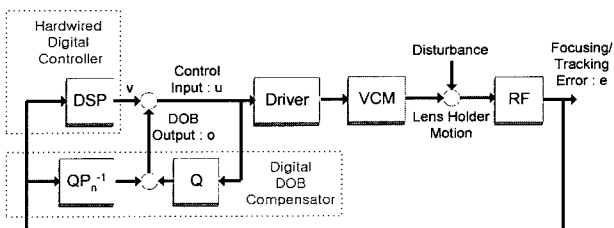


그림 11. 전체 외란 관측기 시스템의 구성도.  
Fig. 11. Total ODD System with DOB.

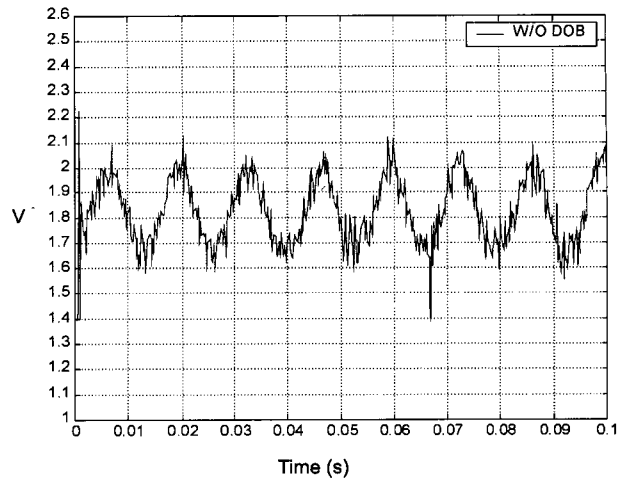


그림 12.  $150\mu\text{m}$  편심 디스크에 대한 삼성 12배속 DVD-ROM의 트랙킹 서보 성능(외란 관측기가 없는 때의 실험 결과).

Fig. 12. Tracking Performance for  $150\mu\text{m}$ -Eccentric Disk without using DOB.

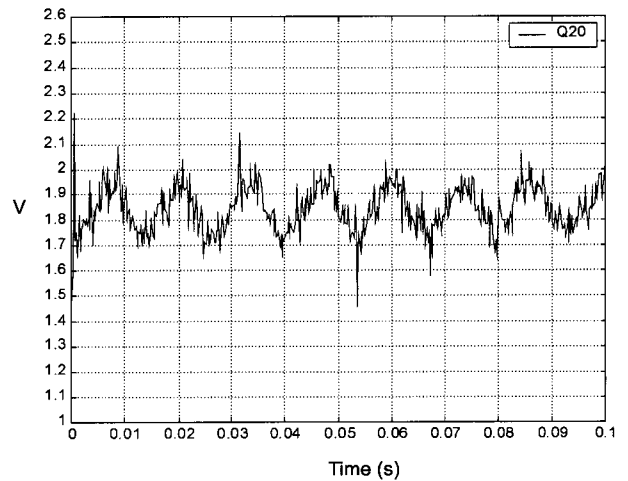


그림 13. 외란 관측기에  $Q_{20}$ 를 사용한 실험.  
Fig. 13. Tracking Performance when using  $Q_{20}$ -DOB.

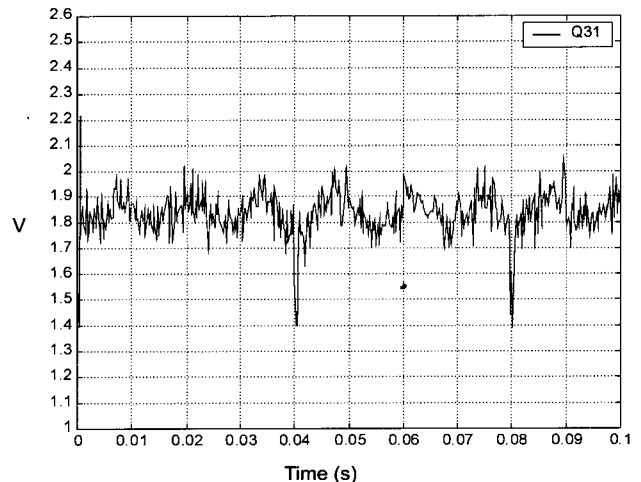


그림 14. 외란 관측기에  $Q_{31}$ 를 사용한 실험.  
Fig. 14. Tracking Performance when using  $Q_{31}$ -DOB.



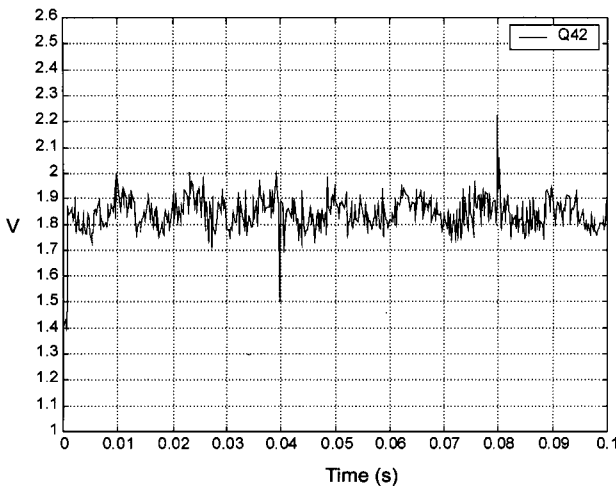


그림 15. 외란 관측기에  $Q_{42}$ 를 사용한 실험.  
 Fig. 15. Tracking Performance when using  $Q_{42}$ -DOB.

표 3. 분자 차수에 따른 외란 관측기의 평균 성능.  
 Table 3. Average Performance according to Numerator Order.

$Q_{mn}$	$L_2$ -norm
Without DOB	0.058474
$Q_{20}$	0.041178
$Q_{31}$	0.035590
$Q_{42}$	0.032027

것을 알 수 있다. 이 실험 결과들을 보면, 외란 관측기를 부가적으로 사용함에 의해서 트랙킹 서보 성능이 확연히 좋아지는 것을 알 수 있고, 또한 Q-필터의 분자 차수를 증가시킴에 의해서 외란 대응 성능이 좋아진다는 [설계 기준 3]을 실험적으로도 확인할 수 있었다. 표 3은 위의 실험 결과들의 평균 성능을 보기 위해서 1.81volt를 기준으로 하여 Error의  $L_2$ -norm을 정리해 두었으며, 이를 보아도 [설계 기준 3]의 타당성을 확인할 수 있다.

**VII. 결론**

우리는 일반적인 2차 시스템에 외란 관측기를 인가함에 의해서 얻어지는 강인성을 Measure로서 제시하였다. 또한 외란 관측기의 외란 제거 성능과 측정 잡음 영향을 분석하였다. 이러한 해석을 기반으로 6개의 외란 관측기의 Q-필터 설계 기준들을 제시하였다. 또한 이 설계 기준들의 타당성을 삼성 12배속 DVD-ROM에 대한 해석과 편심 디스크에 대한 실험으로 확인하였다.

**참고문헌**

[1] Y. Choi, W. K. Chung, and Y. Youm, "Disturbance observer in frameworks," *IEEE Int. Conf. on Industrial*

*Electronics, Control and Instrumentation*, pp. 1394-1400, 1996.

[2] K. Fujiyama, M. Tomizuka, and R. Katayama, "Digital tracking controller design for CD player using disturbance observer," *Int. Workshop on Advanced Motion Control*, pp. 598-603, 1998.

[3] S. Komada, N. Machii, and T. Hori, "Control of redundant manipulators considering order of disturbance observer," *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol 47, pp. 413-420, 2000.

[4] K. Ohishi and K. Kudo, "Robust high speed tracking servo system for optical disk system," *Int. Workshop on Advanced Motion Control*, pp. 92-97, 2000.

[5] A. Tesfaye, H. S. Lee, and M. Tomizuka, "Sensitivity optimization approach to design of a disturbance observer in digital motion control systems," *IEEE/ASME Trans. on Mechatronics*, vol. 5, no. 1, pp. 32-38, 2000.

[6] J. Ueda, A. Imagi, and H. Tamayama, "Track following control of large capacity flexible disk drive with disturbance observer using two position sensors," *IEEE/ASME Int. Conf. on Advanced Intelligent Mechatronics*, pp. 144-149, 1999.

[7] T. Umeno and Y. Hori, "Robust speed control of DC servomotors using modern two degrees-of-freedom controller design," *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 38, no. 5, pp. 363-368, 1991.

[8] M. T. White, M. Tomizuka, and C. Smith, "Improved track following in magnetic disk drives using a disturbance observer," *IEEE/ASME Trans. on Mechatronics*, vol. 5, no. 1, pp. 3-11, 2000.

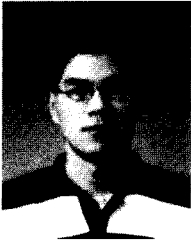
[9] K. Yamada S. Komada, M. Ishida, and T. Hori, "Characteristics of servo using high order disturbance observer," *IEEE Conference on Decision and Control*, pp. 3252-3257, 1996.

[10] T. J. Yeh and Y. C. Pan, "Modeling and identification of opto-mechanical coupling and backlash nonlinearity in optical disk drives," *IEEE Trans. on Consumer Electronics*, pp. 105-115, 1999.

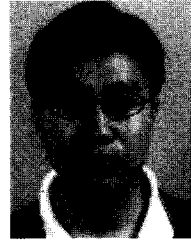
[11] K. Zhou, J. C. Doyle, and K. Glover, *Robust and Optimal Control*, Prentice Hall, 1995.

[12] K. Glover and D. McFarlane, "Robust stabilization of normalized coprime factor plant description with  $H_\infty$ -bounded uncertainty," *IEEE Transactions on Automatic Control*, vol. 34, pp. 821-830, 1989

[13] K. Yang, Y. Choi, W. K. Chung, I. H. Suh, and S. R. Oh, "Robust tracking control of optical disk drive systems using error based disturbance observer and its performance measure," *Proc. of American Control Conference*, pp. 1395-1400, 2002.



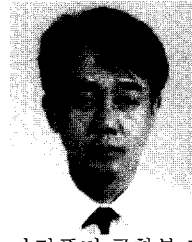
**최 영 진**  
 1970년 5월 12일생. 1994년 한양대학교 정밀기계공학과 졸업(학사). 1996년 포항공과대학교 대학원 기계공학과 졸업(석사). 2002년 동 대학원 기계공학과 졸업(박사). 관심분야는 로보틱스, 강인제어, 자동조정 PID제어.



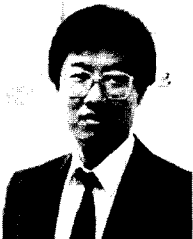
**김 홍 록**  
 1968년 11월 4일생. 1992년 한양대학교 전자공학과 졸업. 1994년 동 대학원 기전공학과 졸업(석사). 1994년-1999년 삼성 테크윈 정밀기기연구소 전임연구원. 현재 한양대 전자통신전파공학과 박사과정, 주 관심분야는 모션 제어, 자동화 시스템.



**양 광 진**  
 1973년 9월 9일생. 1996년 공군사관학교 기계공학과 졸업(학사). 2002년 포항공과대학교 대학원 기계공학과 졸업(석사). 현재 공군사관학교 기계공학과 교관 재직중. 관심분야는 강인제어, 외란 관측기, 이산 제어.



**서 일 흥**  
 1955년 4월 16일생. 1977년 서울대학교 전자공학과(학사). 1982년 한국과학기술원 전기 및 전자공학과 졸업(박사). 1982년 대우중공업 기술연구소 근무. 1987-1988년 미국 미시간대 객원연구원. 현재 한양대학교 전자컴퓨터 공학부 교수. 주 관심분야는 제어 이론, 자동화 시스템 및 로봇 공학, 인공생명.



**정 완 균**  
 1959년 2월 24일생. 1981년 서울대학교 기계설계학과 졸업(학사). 1983년 한국과학기술원 기계공학과 졸업(석사). 1987년 동 대학원 생산공학과 졸업(박사), 현재 포항공과대학교 기계공학과 교수. 관심분야는 여유자유도 로봇의 제어와 로봇의 힘 제어 및 원격 제어.