

# 고밀도 디스크 드라이브의 적응형 노치 필터 설계

부 찬 혁\* · 김 호 찬\*\*

## Design of Adaptive Notch Filter for High-Density Disk Drives

Chan-Hyuk Boo\* · Ho-Chan Kim\*\*

### ABSTRACT

In disk drive servo system, a notch filter is usually used to suppress the mechanical resonance of the actuator. However, the resonance frequency differs from drive to drive because of manufacturing tolerance and varies with temperature even within a single drive. In this paper, we present an adaptive digital notch filter that identifies the resonance frequency of an actuator precisely and adjusts automatically its center frequency. For this, we present a new estimator that estimates the resonance frequency based on the generated output signal when the control system is excited by the excitation signal composed of all the expected resonance frequency components. Furthermore, in order to demonstrate the practical use of our work, we present some experimental results using a commercially available disk drive.

**Key Words** : resonance frequency, adaptive digital notch filter

### 1. 서 론

최근 자기저항 헤드(Magneto-Resistive Head) 분야에서의 급격한 기술 발전에 힘입어 디지털 장비의 대표적인 데이터 저장 장치인 하드 디스크 드라이브의 데이터 저장 밀도는 급격하게 증가하고 있다.

최근 디스크 한 장 당 무려 80GByte의 데이터를 저장할 수 있는 고밀도 디스크 드라이브가 개발되어 시판되고 있다. 이러한 고밀도 디스크 드라이브의 트랙밀도는 93,000TPI(Tracks Per Inch)로서 트랙 폭

은 0.27 $\mu$ m에 불과하다.

이렇게 미세한 트랙 내에서 외란이 존재하더라도 헤드를 트랙 중앙에 정확히 위치시키기 위해서는 제어 대역폭이 넓은 제어기 설계가 필요하다[1,2]. 따라서 트랙밀도에 비례하여 제어 대역폭이 계속 넓어지고 있고 최근 시판되고 있는 대부분의 고밀도 디스크 드라이브 제품의 제어 대역폭은 적어도 1kHz이상이다.

하지만 이렇게 제어 대역폭이 증가하다 보면 액츄에이터의 고주파 공진 모드가 자극되어 원하지 않은 기계적 공진 현상이 일어날 수 있게 된다.

액츄에이터 공진 현상을 억제하기 위하여 일반적으로 노치 필터(Notch Filter)가 사용되고 있다[3,4]. 그런데 실제적으로 액츄에이터의 공진주파수는 제작상의 편차 때문에 제품마다 다르고 동일 제품일지라도

\* 제주대학교 대학원  
Graduate School, Cheju Nat'l Univ.

\*\* 제주대학교 전기전자공학부  
Faculty of Electrical & Electronic Eng., Cheju Nat'l Univ.

주변 온도에 따라 달라지게 된다. 이러한 공진주파수 변동은 당연히 기존 노치 필터의 성능을 저하시키게 된다. 그런데 이러한 공진주파수 변동에 대한 효과적인 대책은 기존 연구에서 제시되지 못했다. 만약 노치 필터의 노치 폭이 넓게 설계된다면 공진주파수가 변동하더라도 어느 정도 공진 억제가 가능할 수도 있지만 노치 필터에 의한 위상 감소가 심하여 제어 시스템의 안정성이 저하되는 문제가 발생하게 된다. 따라서 제어 시스템의 안정성을 위하여 노치 필터의 폭은 좁게 설계되어야 하고 효과적인 공진 보상을 위해 노치 필터의 중심주파수는 액츄에이터 공진주파수와 가능한 일치되어야 한다.

본 논문에서는 액츄에이터의 공진주파수가 변동하더라도 공진주파수를 직접 추정하여 중심주파수를 자동으로 맞추는 새로운 적응형 노치 필터를 제안하였다. 본 논문에서 제안된 노치 필터는 위상 감소를 최소화하기 위하여 노치 폭이 좁은 무한응답 디지털 필터 형태로 설계되고 필터의 계수들은 공진주파수 추정 결과가 반영되어 결정된다. 공진주파수 추정 시스템은 크게 가진(Excitation) 신호 발생기, 공진주파수 추정 필터, 그리고 공진주파수 추정 필터 조정기(Tuner) 등으로 구성된다. 가진 신호 발생기는 예상되는 모든 공진주파수 성분들이 합성된 가진 신호를 발생시켜 제어 시스템을 진동시키는 역할을 하고 공진주파수 추정 필터는 이 때 발생한 시스템 출력 신호로부터 공진주파수를 추정하는 역할을 한다. 그리고 추정 필터 조정기는 규정된 알고리즘에 준하여 추정 필터의 출력이 최소화되는 방향으로 추정 필터의 계수를 조정하는 기능을 수행한다. 본 논문에서는 널리 알려진 적응 필터 이론인 최소평균자승(Least Mean Square) 기법[5,6]에 기반하여 공진주파수 추정 필터의 계수 조정 알고리즘을 새롭게 제시하였고 또한 그 계수 조정 알고리즘에 의하여 추정 필터의 계수를 조정해 나가면 추정 필터의 중심주파수는 액츄에이터의 실제 공진주파수에 수렴함을 수학적으로 입증하였다.

마지막으로 본 논문에서 제안된 적응형 노치 필터의 실제 유용성을 입증하기 위하여 최신 하드디스크 드라이브를 대상으로 실험한 결과를 제시하였다.

## II. 디스크 드라이브의 제어 시스템

### 2.1. 제어 시스템 구성

디스크 드라이브에서 헤드의 위치제어는 트랙탐색 제어(Track Seek Control)와 트랙추종제어(Track Following Control)로 나눌 수 있다[1,7]. 헤드를 현재 트랙에서 목적 트랙으로 가능한 신속하게 이동시키기 위하여 트랙탐색제어가 사용되고 헤드가 목적 트랙의 정 중앙을 정확히 추종하도록 하기 위하여 트랙추종제어가 사용되는데, 일반적으로 상태 추정기 및 상태 제한 제어가 사용된다.

상태변수 추정기는 제어 입력  $u$ 와 위치 신호  $x$ 를 입력으로 하여 상태 변수들을 추정하는 장치로서 현재형과 예측형 두 종류가 있는데 외란에 강인한 현재형 추정기가 일반적으로 사용되고 있다[7]. 현재형 상태변수 추정기는 식 (1a)의 갱신부분(Update Part)과 식 (1b)의 예측부분(Prediction Part)으로 나누어진다.

$$\begin{bmatrix} \hat{x}_k \\ \hat{v}_k \\ \hat{w}_k \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \tilde{x}_k \\ \tilde{v}_k \\ \tilde{w}_k \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} l_1 \\ l_2 \\ l_3 \end{bmatrix} [x_k - \tilde{x}_k] \quad (1a)$$

$$\begin{bmatrix} \tilde{x}_{k+1} \\ \tilde{v}_{k+1} \\ \tilde{w}_{k+1} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & T_s & K_a T_s^2/2 \\ 0 & 1 & K_a T_s \\ 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \tilde{x}_k \\ \tilde{v}_k \\ \tilde{w}_k \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} K_a(T_s - T_d)/2 \\ K_a(T_s - T_d) \\ 0 \end{bmatrix} u_k + \begin{bmatrix} K_a(2T_s - T_d) \\ K_a T_d \\ 0 \end{bmatrix} u_{k-1} \quad (1b)$$

식 (1a)에서  $\hat{x}$ ,  $\hat{v}$ ,  $\hat{w}$ 는 위치, 속도, 외란에 대한 추정치를 나타내고 변수  $\tilde{x}$ ,  $\tilde{v}$ ,  $\tilde{w}$ 는 위치, 속도, 외란에 대한 예측치를 나타낸다. 상수  $l_1, l_2, l_3$ 는 각각 위치, 속도, 외란에 대한 추정이득을 나타낸다.

그리고 상태제한 제어기는 다음과 같이 표현된다.

$$u_k = -K_x \hat{x}_k - K_v \hat{v}_k - \hat{w}_k \quad (2)$$

여기서 상수  $K_x$ 와  $K_v$ 는 상태제한 이득을 나타낸다.

그리고 외란 토크를 보상하기 위하여 외란에 대한 추정치가 상태궤환 제어기에 포함되었다. 식 (1)의 상태 추정기와 식 (2)의 상태궤환 제어기를 결합하면 등가의 제어기를 얻을 수 있고 그림 1에서  $C(z)$ 라고 표기되었다.

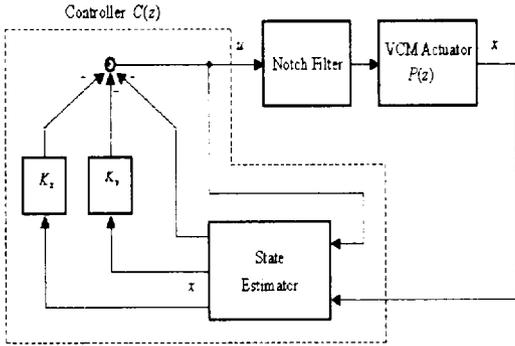


Fig. 1. Servo control system for hard disk drive

## 2.2. 노치필터

실제적으로 액츄에이터는 완전한 강체가 아니어서 고주파 영역에서 여러 개의 공진모드가 존재하게 된다. 최근 제품에서 사용되고 있는 액츄에이터의 경우 2개의 두드러진 공진모드가 존재하고 각각의 주파수 ( $\omega_{n1}, \omega_{n2}$ )는 대략 7kHz, 10kHz 정도의 값을 갖는다. 이러한 고주파 공진모드를 고려하여 액츄에이터의 모델을 전달함수 형태로 표현하면 다음과 같다.

$$P(s) = \frac{1}{s^2} \left( \frac{w_{n1}^2}{s^2 + 2c_1 w_{n1} s + w_{n1}^2} \right) \left( \frac{w_{n2}^2}{s^2 + 2c_2 w_{n2} s + w_{n2}^2} \right) \quad (3)$$

여기서  $c_1, c_2, c_3$ 는 공진모드의 댐핑(Damping) 상수들을 나타낸다.

트래 폭이 극도로 좁아지게 되면 외란에 대한 제어 시스템의 취약성이 점점 두드러지게 나타나게 된다. 외란에 대한 제어 시스템의 강인성을 확보하기 위해서는 식 (1)과 (2)로 주어지는 상태궤환 제어기의 대역폭은 넓게 설계되어야 한다. 현재 시판되고 있는 93,000TPI 디스크 드라이브의 제어 대역폭은 적어도 1kHz 이상이다. 그런데 제어 대역폭이 늘어나다 보

면 고주파 공진 모드가 자극되어 공진 현상이 유발될 수 있으므로 적절한 보상 대책이 필요하다. 공진 현상 억제를 위하여 일반적으로 노치 필터가 사용되고 있다.

먼저 2차의 연속시간 노치 필터 전달함수는 다음 식으로 주어진다.

$$G_n(s) = \frac{s^2 + 2\xi w_c s + w_c^2}{s^2 + 2\xi w_c s + w_c^2} \quad (4)$$

여기서  $w_c$ 는 중심주파수이고  $\xi$ 는 노치 폭을 결정하는 댐핑 상수이다. 그리고  $a$ 는 중심 주파수에서의 이득(노치의 깊이)을 결정하는 상수이다. 다음에는

$$s = \frac{2}{T} \frac{z-1}{z+1}$$

(5)

으로 주어지는 쌍일차(Bilinear) 변환를 사용하여 디지털 노치 필터 형태로 변환하고자 한다. 변환에 앞서 우선 식 (4)의 전달함수를 주파수 예비 조정(Prewarping)하면 다음과 같다.

$$G_p(s) = \frac{s^2 + 2\xi \left(\frac{2}{T} \Omega_c\right) a s + \left(\frac{2}{T} \Omega_c\right)^2}{s^2 + 2\xi \left(\frac{2}{T} \Omega_c\right) s + \left(\frac{2}{T} \Omega_c\right)^2} \quad (6a)$$

여기서  $\Omega_c$ 은 중심주파수  $w_c$ 에 의하여 다음과 같이 결정된다.

$$\Omega_c = \tan\left(\frac{\omega_c T}{2}\right) \quad (6b)$$

이제 식 (6)의 전달함수를 식 (5)에 의하여 쌍일차 변환하면 다음 식으로 주어지는 디지털 노치 필터를 얻게 된다.

$$G_n(z) = G_p(s) \Big|_{s = \frac{2}{T} \frac{z-1}{z+1}} = \frac{\alpha_0 z^2 + \alpha_1 z + \alpha_2}{z^2 + \beta_1 z + \beta_2} \quad (7a)$$

여기서 필터의 계수들은 다음과 같이 정의된다.

$$\begin{aligned} \alpha_0 &= \frac{1 + 2\xi a \Omega_c + \Omega_c^2}{1 + 2\xi \Omega_c + \Omega_c^2}, & \alpha_1 &= \frac{2(\Omega_c^2 - 1)}{1 + 2\xi \Omega_c + \Omega_c^2}, \\ \alpha_2 &= \frac{1 - 2\xi a \Omega_c + \Omega_c^2}{1 + 2\xi \Omega_c + \Omega_c^2}, & \beta_1 &= \frac{2(\Omega_c^2 - 1)}{1 + 2\xi \Omega_c + \Omega_c^2}, \\ \beta_2 &= \frac{1 - 2\xi \Omega_c + \Omega_c^2}{1 + 2\xi \Omega_c + \Omega_c^2} \end{aligned} \quad (7b)$$

이렇게 설계된 디지털 노치 필터는 그림 1과 같이 제어기와 액츄에이터 사이에 직렬 형태로 삽입되어 공진 현상을 억제하는 역할을 수행하게 된다.

그런데 공진주파수는 액츄에이터 제작의 편차로 인하여 제품마다 다르고 동일 제품에서도 주변 온도에 따라 달라진다. 이러한 변동으로 인하여 노치 필터의 중심주파수와 액츄에이터의 공진주파수가 일치하지 않은 경우 노치 필터의 공진 보상 성능은 당연히 저하된다. 결국 공진주파수 변동에 적절히 대처하기 위해서는 공진주파수를 직접 추정하여 노치 필터의 중심주파수를 자동으로 조정해주는 적응형 노치 필터 설계가 필요하다.

### III. 적응형 노치필터 설계

#### 3.1. 공진주파수 추정 필터

폐환제어 시스템의 개루프 이득 응답에서 극치점에 해당하는 주파수들이 공진주파수에 해당한다. 따라서 예상되는 모든 공진주파수 성분들이 포함된 신호를 제어 시스템에 인가하여 발생하는 출력 신호로부터 크기가 최대인 주파수 성분을 가려내면 그 성분이 공진주파수에 해당하게 된다. 본 절에서는 이러한 점을 이용하여 공진주파수 추정 시스템을 설계하고자 한다. 그림 2에 제시된 바와 같이 본 논문에서 제안하는 공진주파수 추정 시스템은 크게 가진(Excitation) 신호 발생기, 공진주파수 추정 필터, 추정 필터 조정기 등으로 구성된다.

공진주파수 추정을 위하여 다음과 같이 진폭이 동일한  $N$ 개의 주파수 성분들을 합성한 가진(Excita-

tion) 신호를 정의한다.

$$x_k^{ext} = \cos(\omega_1 T_s k) + \cos(\omega_2 T_s k) + \dots + \cos(\omega_N T_s k) \quad (8)$$

여기서  $\omega_1, \omega_2, \dots, \omega_N$ 은 공진주파수 후보군을 나타낸다. 이러한 가진 신호를 그림 2와 같이 위치신호(PES 신호)에 혼합하여 제어 시스템에 인가하면 정상상태에서 시스템 출력 신호는 가진 신호와 동일한 주파수 성분들을 가지게 된다. 그런데 가진 신호 성분 이외에 각종 측정 잡음 및 비주기적 디스크 편심 오차에 의한 잡음 등이 존재할 수 있으므로 대역통과 필터를 사용하여 제거한다.

이제 시스템 출력에 존재하는 여러 주파수 성분 중에서 크기가 최대인 주파수 성분을 추정하기 위하여 대역통과 필터에 의하여 잡음이 제거된 출력신호를 다음과 같은 2차의 유한응답 디지털 필터에 인가한다.

$$y_k = x_k - 2\lambda x_{k-1} + x_{k-2} \quad (9)$$

이러한 유한응답 디지털 필터는 특정 주파수에서 이득이 0이 되는 노치 필터 특성을 갖는다. 왜냐하면 필터 계수  $\lambda$ 의 절댓값이 1보다 작은 경우 전달함수의 영점(Zero)은 단위 원상에 존재하게 되고 그 영점에 해당하는 주파수에서 주파수 응답 이득이 0이 되기 때문이다. 필터 계수  $\lambda$ 와 영점 주파수( $\omega_0$ )는 다음과 같은 관계가 성립함을 쉽게 알 수 있다.

$$\lambda = \cos(\omega_0 T_s) \quad (10)$$

만약 식 (10)의 유한응답 디지털 필터 입력 신호 성분 중에서 진폭이 최대인 성분의 주파수 즉 추정하고자 하는 공진주파수가 필터의 영점 주파수와 일치하는 경우 필터 출력의 크기가 최소가 됨을 예상할 수 있다. 이는 역으로 필터의 출력이 최소화되는 방향으로 필터의 계수를 조정할 수 있다면 필터의 영점 주파수는 액츄에이터의 공진주파수에 접근함을 의미한다.

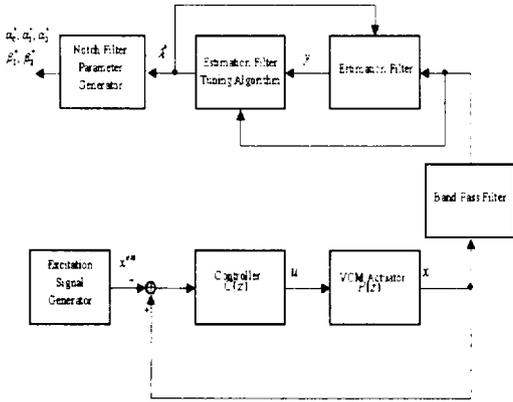


Fig. 2. Resonance frequency estimator

### 3.2. 공진주파수 추정 필터 조정(Tuning)알고리즘

본 절에서는 식 (9)의 공진주파수 추정 필터의 출력이 최소화되는 방향으로 필터의 계수를 조정(Tuning) 하는 알고리즘을 제시한다.

먼저 추정 필터의 출력 신호를 제공하여 평균한 값(Mean Square Value) 즉 평균 전력(Power) 을 최소화 대상 목적함수로 정의한다.

$$J(\lambda) = E[y_k^2] \quad (11)$$

그러면 이제 목적함수를 추정 필터 계수  $\lambda$ 에 대한 구체적인 함수 형태로 표현하고자 한다. 이를 위하여 가진 신호에 의하여 발생되는 제어 시스템의 출력 신호 즉 추정 필터에 대한 입력 신호인  $x_k$ 를 다음과 같이 공진주파수 후보가 되는  $N$ 개의 주파수 성분들의 합으로 구성된 랜덤 프로세스 (Random Process) 형태로 표현한다.

$$x_k = a_1 \cos(\omega_1 T_s k + \theta_1) + a_2 \cos(\omega_2 T_s k + \theta_2) + \dots + a_N \cos(\omega_N T_s k + \theta_N) \quad (12)$$

여기서  $a_i, i=1, 2, \dots, N$ 과  $\theta_i, i=1, 2, \dots, N$ 는 주파수 성분들의 진폭과 위상을 각각 나타낸다. 그러면  $N$ 개의 위상 변수들  $\theta_i, i=1, 2, \dots, N$ 이 서로 확률적으로 독립적이고 구간  $[0, 2\pi]$ 에서 균일한 확률분포

를 가지는 확률변수라고 가정하면 입력 신호  $x_k$ 는 시간에 따라 확률특성이 변하지 않는 정상(Stationary) 랜덤 프로세스가 됨을 입증할 수 있다.

그러면 식 (11)의 목적함수를 필터 계수  $\lambda$ 에 관한 구체적인 함수 형태로 표현하면 다음과 같다.

$$\begin{aligned} J(\lambda) &= E[x_k^2 4\lambda^2 x_{k-1}^2 + x_{k-2}^2 - 4\lambda x_k x_{k-2} x_{k-1} + 2x_k x_{k-2}] \\ &= 4\lambda^2 R_{xx}(0) - 8\lambda R_{xx}(1) + 2R_{xx}(0) + 2R_{xx}(2) \\ &= 4R_{xx}(0) \left[ \lambda - \frac{R_{xx}(1)}{R_{xx}(0)} \right]^2 + \frac{2R_{xx}^2(0) - 4R_{xx}^2(1) + 2R_{xx}(0)R_{xx}(2)}{R_{xx}(0)} \end{aligned} \quad (13)$$

여기서  $R_{xx}(l)$ 은 다음과 같이 정의된다.

$$\begin{aligned} R_{xx}(l) &= E[x_k x_{k-l}] = \frac{a_1^2}{2} \cos(\omega_1 T_s l) + \\ &\frac{a_2^2}{2} \cos(\omega_2 T_s l) + \dots + \frac{a_N^2}{2} \cos(\omega_N T_s l) \end{aligned} \quad (14)$$

따라서 목적함수를 최소화하는 최적의 필터 계수 값은 식 (13)과 (14)에 의하여 다음과 같이 결정된다.

$$\begin{aligned} \lambda^* &= \frac{R_{xx}(1)}{R_{xx}(0)} \\ &= \frac{a_1^2 \cos(\omega_1 T_s) + a_2^2 \cos(\omega_2 T_s) + \dots + a_N^2 \cos(\omega_N T_s)}{a_1^2 + a_2^2 + \dots + a_N^2} \end{aligned} \quad (15)$$

그런데 이 결과로부터 최적의 필터 계수 값은 특정한 주파수에 대응되지 못하고 모든 주파수 후보에 가중치를 부여하여 평균한 값에 대응되고 있음을 알 수 있다. 이것은 식 (13)에서 알 수 있듯이 목적함수가 필터 계수에 관한 2차 함수로 표현되기 때문이다. 하지만 공진주파수 성분의 진폭이 인근 주파수 성분들의 진폭보다 두드러지게 크므로 최적의 필터 계수는 공진주파수에 해당하는 값과 거의 일치하게 된다. 예를 들어  $\omega_i$ 가 공진주파수인 경우 그 진폭  $a_i$ 는 다른 주파수의 진폭들 보다 현격하게 크므로 식 (15)의 최적의 필터 계수 값은 다음과 같이 근사화 될 수 있다.

$$\lambda^* = \frac{a_1^2 \cos(\omega_1 T_d) + a_2^2 \cos(\omega_2 T_d) + \dots + a_N^2 \cos(\omega_N T_d)}{a_1^2 + a_2^2 + \dots + a_N^2}$$

$$\left( \frac{a_1}{a} \right)^2 \cos(\omega_1 T_d) + \left( \frac{a_2}{a} \right)^2 \cos(\omega_2 T_d) + \dots + \left( \frac{a_N}{a} \right)^2 \cos(\omega_N T_d) = \cos(\omega_c T_d) \quad (16)$$

다음에는 식 (15)의 최적의 계수  $\lambda^*$ 를 찾기 위한 적응 알고리즘 설계에 관하여 언급하고자 한다. 먼저 목적함수의 Gradient 반대방향으로 즉 목적함수가 감소하는 방향으로 계수를 단계적으로 반복 조정해나가는 Gradient방법을 소개한다. 계수의 초기 값(Initial Guess)를  $\lambda_0$ 으로 정의하고 또한 단계  $k$ 에서 계수 값을  $\lambda_k$ 라고 정의하면 Gradient 방법에서 제시하는 계수 조정(Tuning) 식은 다음과 같다.

$$\lambda_{k+1} = \lambda_k - \mu \nabla J \quad (17)$$

여기서  $\nabla J$ 는 다음 식과 같이  $\lambda = \lambda_k$ 에서 목적함수의 Gradient 값을 나타낸다.

$$\nabla_k J = \left. \frac{\partial J}{\partial \lambda} \right|_{\lambda = \lambda_k} \quad (18)$$

그리고 상수  $\mu$ 는 적응 이득(Adaptation Gain)를 나타낸다.

이제 식 (17)의 조정 식에 의하여 계수를 갱신해 나가면 최적 값  $\lambda^*$ 에 수렴함을 증명하고자 한다. 먼저 식 (13)과 (15)에 의하여 목적함수에 대한 Gradient 값은 다음과 같이 주어진다.

$$\begin{aligned} \nabla J &= \frac{\partial J}{\partial \lambda} = 8\lambda R_{xx}(0) - 8R_{xx}(1) \\ &= 8R_{xx}(0) \left( \lambda - \frac{R_{xx}(1)}{R_{xx}(0)} \right) \\ &= 8R_{xx}(0) (\lambda - \lambda^*) \end{aligned} \quad (19)$$

따라서 단계  $k$ 에서의 Gradient 값은 다음과 같다.

$$\nabla J = 8R_{xx}(0)(\lambda_k - \lambda^*) \quad (20)$$

그러면 식 (17)의 필터 계수 조정식은 다음과 같이 표현된다.

$$\begin{aligned} \lambda_{k+1} &= \lambda_k - \mu \nabla J \\ &= \lambda_k - 8\mu R_{xx}(0)(\lambda_k - \lambda^*) \end{aligned} \quad (21)$$

이제 단계  $k$ 에서의 적응 오차를

$$e_k = \lambda_k - \lambda^* \quad (22)$$

으로 정의하면 식 (21)은 다음과 같이 주어진다.

$$e_{k+1} = (1 - 8\mu R_{xx}(0))e_k \quad (23)$$

이 식으로부터 적응이득  $\mu$ 가  $|1 - 8\mu R_{xx}(0)| < 1$ 을 만족하면 즉,

$$0 < \mu < \frac{1}{4R_{xx}(0)} \quad (24)$$

를 만족하면 반복횟수  $k$ 가 증가함에 따라 계수  $\lambda_k$ 는  $\lambda^*$  값으로 수렴함을 알 수 있다.

식 (20)의 Gradient 값  $\nabla J$ 는 실제적으로 측정하기가 거의 불가능하다. 이러한 실제적 어려움 때문에 Gradient 방법 대신에 LMS(Least Mean Square) 방법이 널리 사용되고 있다. 이 방법에서는  $\nabla J$ 의 실제 값 대신에 추정 값이 사용된다.

먼저 목적함수에 대한 추정 값으로 다음과 같이 샘플함수(Sample Function)을 사용한다.

$$\begin{aligned} J(\lambda) &= y_k^2 \\ &= x_k^2 + 4\lambda^2 x_k^2 - 4\lambda_k x_k - 1 - 4\lambda_{k-1} x_k + 2x_k x_{k-2} \end{aligned} \quad (25)$$

그러면  $\nabla J$ 에 대한 추정 값은 다음과 같이 정의될 수 있다.

$$\begin{aligned} \hat{\nabla}_k J &= \left. \frac{\partial J(\lambda)}{\partial \lambda} \right|_{\lambda = \lambda_k} = 8\lambda_k x_k^2 - 4x_k x_{k-1} \\ &= -4(x_k - 2\lambda_k x_k - 1 + x_{k-2})x_{k-1} \\ &= -4y_k x_{k-1} \end{aligned} \quad (26)$$

따라서 LMS 알고리즘에 의한 계수 조정 식은 다음 식으로 주어진다.

$$\lambda_{k+1} = \lambda_k - \mu \widehat{\nabla} J = \lambda_k - 4\mu y_k x_{k-1} \quad (27)$$

그런데 이 경우 Gradient 추정 잡음이 존재하여 계수  $\lambda_k$ 의 수렴 성능에 영향을 미치게 된다. 즉, 계수  $\lambda_k$ 는 Gradient 방법과는 달리 잡음의 영향을 받기 때문에 랜덤 프로세스가 된다. 또한 랜덤 프로세스  $\lambda_k$ 는 반복횟수  $k$ 가 증가함에 따라 확률적으로  $\lambda^*$ 에 수렴함을 증명할 수 있다. 그리고 공진주파수 성분의 진폭이 인근 주파수 성분들에 비하여 상당히 큰 경우 식 (16)과 같이 수렴 값은 공진주파수 ( $\omega_i$ )에 해당하는 값과 거의 일치하게 된다. 다음에는 노치 필터의 중심주파수 ( $\omega_c$ )를 추정 결과에 맞추기 위하여 식 (7)의 노치 필터 계수들을 결정하는 방법에 관하여 언급하고자 한다.

식 (6b)와 (16)에 의하면 노치 필터의 파라미터  $\Omega_c$ 는 추정 결과  $\lambda^*$ 에 따라 아래와 같이 결정됨을 알 수 있다.

$$\begin{aligned} \Omega_c^2 &= \left[ \tan\left(\frac{\omega_c T_s}{2}\right) \right]^2 = \left[ \tan\left(\frac{\omega_i T_s}{2}\right) \right]^2 \\ &= \frac{1 - \cos(\omega_i T_s)}{1 + \cos(\omega_i T_s)} = \frac{1 - \lambda^*}{1 + \lambda^*} \end{aligned} \quad (28)$$

따라서 식 (7b)에 의하여 공진주파수 추정 결과가 반영된 노치 필터의 계수들은 최종적으로 아래와 같이 결정된다.

$$\begin{aligned} \alpha_0^* &= \frac{1 + \xi a \sqrt{1 - (\lambda^*)^2}}{1 + \xi \sqrt{1 - (\lambda^*)^2}}, \quad \alpha_1^* = \frac{-2\lambda^*}{1 + \xi \sqrt{1 - (\lambda^*)^2}}, \\ \alpha_2^* &= \frac{1 - \xi a \sqrt{1 - (\lambda^*)^2}}{1 + \xi \sqrt{1 - (\lambda^*)^2}}, \\ \beta_1^* &= \frac{-2\lambda^*}{1 + \xi \sqrt{1 - (\lambda^*)^2}}, \quad \beta_2^* = \frac{1 - \xi a \sqrt{1 - (\lambda^*)^2}}{1 + \xi \sqrt{1 - (\lambda^*)^2}}, \end{aligned} \quad (29)$$

#### IV. 실험결과

본 장에서는 전 장에서 제안된 적응형 노치 필터의 성능을 실제적으로 검증하기 위하여 상용 제품을 대

상으로 실험을 수행하여 얻은 결과를 제시한다.

실험 대상 하드디스크 드라이브는 삼성전자의 최신 제품인 3.5인치 하드디스크 드라이브를 사용하였다. 이 제품은 디스크 한 장 당 무려 80GByte 만큼의 데이터를 저장할 수 있는 최첨단 기술 제품으로서 트랙의 폭은 0.27 $\mu$ m에 불과하다.

최근 트랙 폭이 0.27 $\mu$ m이하로 극히 좁아지면서 외란에 대한 제어 시스템의 강인성을 위하여 제어 대역폭이 계속 늘어나고 있는 추세이다. 현재 시판되고 있는 제품들의 제어 대역폭은 일반적으로 1kHz 이상이다. 본 실험에서는 제어 대역폭이 1.2kHz가 되도록 제어기를 설계하였다.

다음에는 주파수 응답 측정기를 사용하여 개루프 (Open Loop) 시스템의 주파수 응답을 측정하였고 그 결과를 그림 3에 제시하였다. 이 그림으로부터 제어 대역폭 즉, 이득교차주파수 (Gain Crossover Frequency)는 1.27kHz 이고 위상 여유 (Phase Margin)는 33.6임을 알 수 있다. 그런데 7kHz 와 10kHz 근처에 두드러진 공진 모드가 존재하여 공진이 유발될 가능성이 있다. 7kHz 근처의 공진 모드는 액츄에이터 암 (Arm)의 공진 특성에 의한 것이고 10kHz 근처의 공진 모드는 암에 달려있는 서스펜션 (Suspension)의 공진 특성에 의한 것이다.

이제 본 논문에서 제안된 적응형 노치 필터를 사용하면 두 개의 공진모드를 효과적으로 제거할 수 있음을 입증하고자 한다. 먼저 7kHz의 공진주파수를 정확하게 추정하기 위하여 다음과 같이 7kHz에서 시작하여 50Hz 간격으로 8kHz 까지 포함하는 21개의 주파수 성분들이 합성된 신호를 시스템 가진 신호로 사용하였다.

$$x = \cos(2\pi 7000 T, k) + \cos(2\pi 7050 T, k) + \dots + \cos(2\pi 8000 T, k) \quad (30)$$

다음에는 진단보드를 사용하여 식 (30)의 가진 신호, 시스템 가진에 의해 발생된 출력 신호 (PES 신호), 대역통과 필터 통과 후 출력 신호를 관측하였고 그 결과를 그림 4에 제시하였다. 이 그림으로부터 출력 신호에 존재하는 잡음이 대역통과 필터에 의하여 효과적으로 제거되고 있음을 알 수 있다. 다음에는 잡음이

제거된 PES 신호를 공진주파수 추정 필터에 인가하고 식 (27)의 LMS 알고리즘에 의거하여 필터의 출력이 최소화되도록 필터의 계수를 조정하였다. 세 가지 경우의 적응 이득( $=1.1921e-5, 2.3842e-5, 9.5367e-5$ )에 대하여 공진주파수 추정 필터 계수  $\lambda$ 의 수렴 과정을 각각 관측하여 그림 5에 제시하였다. 이 결과로부터 필터 계수의 수렴 값  $\lambda^*$ 은 0.461이고 적응 이득이 클수록 수렴이 빠르게 이루어지고 있음을 알 수 있다. 식 (16)에 의하여 이러한 수렴 값은 7.4kHz에 해당하므로 첫 번째 공진 모드의 주파수는 7.4kHz임을 알 수 있다. 그러면 7.4kHz 공진 모드를 제거하기 위한 노치 필터의 계수들은 중심주파수에서의 이득 ( $a$ ) 및 댐핑 상수 ( $\xi$ )가 정해지면 식 (29)에 의하여 계산될 수 있다. 이러한 방식으로 10kHz 근처에 존재하는 두 번째 공진모드 추정 및 노치 필터도 설계할 수 있다.

마지막으로 위에서 계산된 노치필터 계수에 의해 주어진 두 개의 노치 필터를 제어기 후단에 직렬 형태로 연결하여 공진 보상 성능을 확인하였다. 이를 위하여 주파수 응답 측정기를 사용하여 개루프 시스템의 주파수 응답을 측정하였고 그 결과를 그림 8에 제시하였다. 이 그림을 노치 필터 사용 전 결과인 그림 3과 비교해 보면 7.4kHz 와 10.05kHz의 공진모드가 효과적으로 제거되고 있음을 알 수 있다. 따라서 본 논문에서 제안된 적응형 노치 필터는 환경 및 제품에 따라 변동하는 공진모드를 효과적으로 추정하고 보상할 수 있음을 알 수 있다.

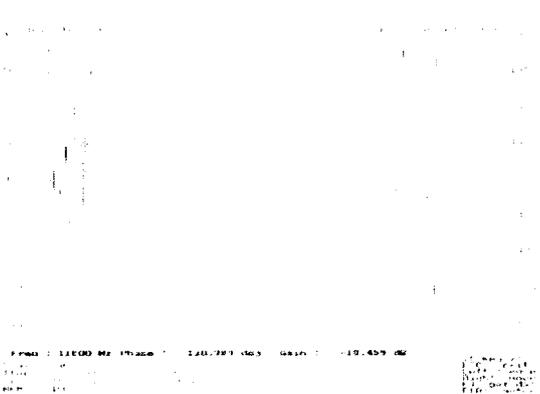


Fig. 3. Frequency response of open loop system before the application of notch filters

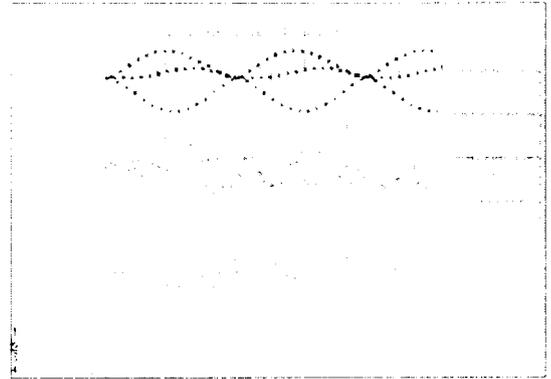


Fig. 4. Excitation signal and PES signal in the case of the first resonance mode estimation

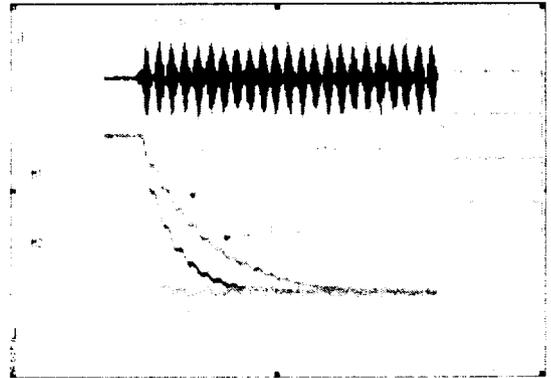


Fig. 5. Convergence of estimation filter coefficient  $\lambda$  in the case of the first resonance mode estimation

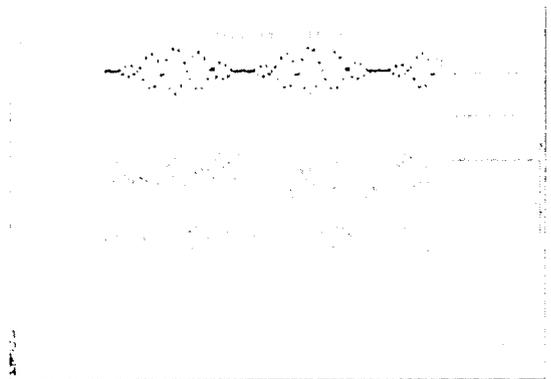


Fig. 6. Excitation signal and PES signal in the case of the second resonance mode estimation

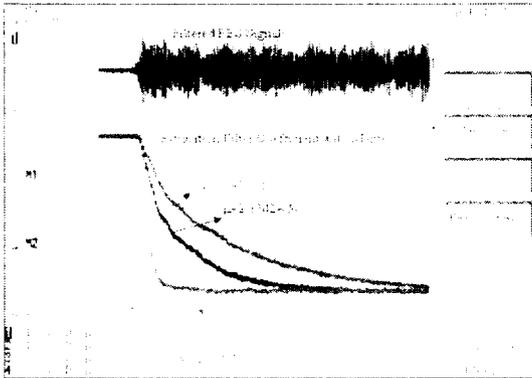


Fig. 7. Convergence of estimation filter coefficient  $\lambda$  in the case of the second resonance mode estimation

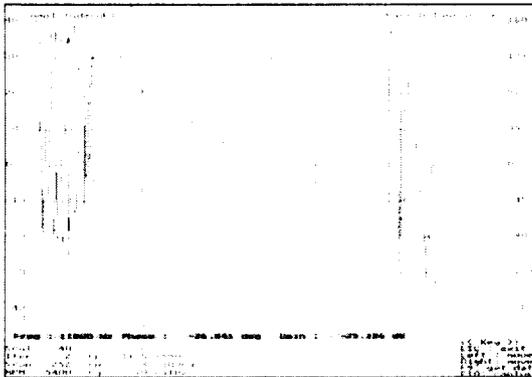


Fig. 8. Frequency response of open loop system after application of two notch filters

## V. 결 론

본 논문에서는 고밀도 디스크 드라이브에서 제품 및 환경에 따라 변동하는 액츄에이터의 공진모드를 효과적으로 제거할 수 있는 새로운 적응형 노치 필터를 제안하였다. 이를 위하여 공진주파수 추정 필터를 설계하고 필터 계수 조정 알고리즘을 제시하였다. 그리고 이러한 계수 조정 알고리즘에 준하여 공진주파수 추정 필터를 적용시키면 실제 공진주파수에 수렴함을 수학적으로 입증하였다. 또한 실험을 통하여 최신 고밀도 디스크 드라이브의 공진모드가 제안된 적응형 노치 필터에 의하여 적절하게 소거됨을 입증하였다.

이러한 공진 보상 알고리즘은 하드디스크 드라이브 뿐만 아니라 CD-ROM, 광자기디스크 드라이브 등 기타 데이터 저장 장치의 공진 보상을 위해서도 효과적으로 사용될 수 있다.

## 참고문헌

- 1) L.S. Fan, H.H. Ottesen, T.C. Reiley, and R.W. Wood(1995). "Magnetic Recording Head Positioning at Very High Track Densities Using a Microactuator-Based Two-Stage Servo System", IEEE Trans. Industrial Electronics, vol. 42, no. 3, pp. 222-233, June 1995.
- 2) H.S. Lee, "Controller optimization for minimum position error signals of hard disk drives," IEEE Trans. Industrial Electronics, vol. 48, no. 5, pp. 945-950, October 2001.
- 3) Clare et al., "Head selectable servo notch filter and method for improving servo system performance," US Patent 6,122,125, September 19, 2000.
- 4) Semba et al., "Method and apparatus for suppressing mechanical resonance in a disk drive storage device using a notch filter," US Patent 6,219,196, April 17, 2001.
- 5) S. Haykin. Adaptive Filter Theory, 4th Edition, Prentice Hall, 2002.
- 6) B. Widrow and S.D. Stearns. Adaptive Signal Processing, Prentice Hall, 1985.
- 7) G.F. Franklin, J.D. Powell, and M. L. Workman. Digital Control of Dynamic Systems, Addison-Wesley, 1990.