

FXLMS 알고리즘을 이용한 외란보상 제어기 설계

강민식#

Disturbance Compensation Control by FXLMS Algorithm

Min Sig Kang#

ABSTRACT

This paper represents a disturbance compensation control for attenuating disturbance responses. In the consideration of the requirements on the model accuracy in the model based compensator designs, an experimental feedforward compensator design based on adaptive estimation by Filtered-x least mean square (FXLMS) algorithm is proposed. The convergence properties of the FXLMS algorithm are discussed and its conditions for the asymptotic convergence are derived theoretically. The effectiveness of the proposed method and the theoretical proof are verified by computer simulation.

Key Words : Disturbance compensation control (외란보상제어), Filtered-x least-mean-square algorithm(FXLMS 알고리즘), Parameter convergence(파라미터 수렴성), Positive real function (양실함수)

기호설명

$d(k)$	= disturbance input
$G_d(q^{-1})$	= disturbance model
$G_{ff}(q^{-1})$	= feedforward compensator
$G_u(q^{-1})$	= plant model
$\hat{G}_u(q^{-1})$	= filter model
$u(k)$	= system control input
$\hat{W}(k)$	= estimated parameter by FXLMS algorithm
$y(k)$	= system output
ε	= estimation error vector
μ	= update gain in FXLMS algorithm

1. 서론

제어계는 일반적으로 외란의 영향을 받는다. 외란의 영향은 제어계 성능을 저하시키는 요인으로 작용하므로 외란의 영향을 최소화하는 제어기 설계방법은 많은 연구가 이루어져 왔다. 가장 일반적인 방법은 궤환제어를 통해 계의 대역폭을 확대시키는 방법으로 외란으로부터 계의 출력에 이르는 동특성의 강성을 증대시켜 외란의 전달비를 감소시키므로 효과적이다. 그러나 대역폭 증가는 잡음에 대한 민감도를 증가시키며, 때로는 계의 공진현상을 유발하는 문제가 있다. 만일 외란이 측정가능한 경우 외란보상제어가 보다 효과적이다. 이 때 제어기는 역동력학 모델로부터 얻을 수 있다. 그러나 이 역동력학 모델을 바탕으로 한 제어

접수일: 2003 년 5 월 15 일; 게재승인일: 2003 년 8 월 14 일
 교신저자: 경원대학교 기계공학과
 E-mail: mskang@kyungwon.ac.kr, Tel: (031) 750-5524

기는 모델의 정확도에 크게 의존하며, 모델오차는 제어기 성능에 직접적인 저하를 야기한다. 그러나 대부분의 경우 모델은 실제 시스템의 근사적 표현이며, 디지털 제어의 적용을 위해 연속계를 이산계로 변환할 때 등가적 표현에 의존하므로 모델의 오차는 불가피하다. 따라서 모델 기반 제어기 설계의 문제점을 해결하는 방법으로 실험적인 제어기 설계방법을 제시코자 한다.

실험적 외란제거 제어기 설계방법으로는 적응형 제어방법인 FXLMS 알고리즘^{1,2}을 이용한 능동잡음제어(active noise control),^{3,4} 회전체 런아웃제어,^{5,6} 베이스 외란응답 제어⁷를 들 수 있다. 그러나 이 방법은 단일 주파수를 갖는 조화함수 형태의 외란인 경우 외란의 상쇄성능이 우수하지만 넓은 주파수 스펙트럼을 갖는 외란의 경우 성능의 한계가 있으며, 또한 역동력학 모델이 IIR(infinite impulse response)-모델인 경우 추정해야되는 계수의 수가 많아 적용하는데 어려움이 존재한다.

본 논문에서는 이러한 문제를 해결할 수 있는 제어기 설계방법을 제안하였으며, 이 때 적용하는 FXLMS 알고리즘의 수렴조건을 제시하였고, 제안된 방법의 성능과 수렴조건은 컴퓨터 시뮬레이션을 통해 검증하였다.

2. 외란보상제어

이산계에서 주어진 다음 선형제어계를 고려하자.

$$y(k) = G_u(q^{-1})u(k) + G_d(q^{-1})d(k) \quad (1)$$

여기서 $y(k)$, $u(k)$, $d(k)$ 는 각각 출력, 입력, 외란의 샘플데이터이며, $G_u(q^{-1})$ 와 $G_d(q^{-1})$ 는 해당 전달함수이다. q^{-1} 는 한스텝 지연 연산자이다. 식(1)의 제어계는 안정하고 외란은 측정 가능한 것으로 가정한다.

제어의 목적은 외란이 출력에 미치는 영향을 최소화하는데 있으며, 이를 달성하기 위한 여러 방법이 있지만, 본 논문에서는 식(2)로 표현되는 외란보상제어를 고려한다.

$$u(k) = G_{ff}(q^{-1})d(k) \quad (2)$$

식(2)의 제어기를 식(3)과 같이 설계하면 외란응답을 완전히 제거시킬 수 있다.

$$G_{ff}(q^{-1}) = -G_d(q^{-1})/G_u(q^{-1}) \quad (3)$$

식(3)과 같은 역동력학 모델의 제어기가 제어성능을 보장하기 위해서는 모델의 정확도가 요구된다. 그러나 앞의 논의와 같이 이 요구조건을 만족하기는 쉽지 않다. 본 논문에서는 이러한 문제를 해결하기 위해 실험적 방법을 통한 외란보상제어기 설계 방법을 제안코자 한다. 실험적 방법은 모델 기반 설계방법에 비해 모델의 정확도에 대한 요구가 많이 완화 되는 장점을 제공한다. 제어기는 다음의 두 단계로 설계된다.

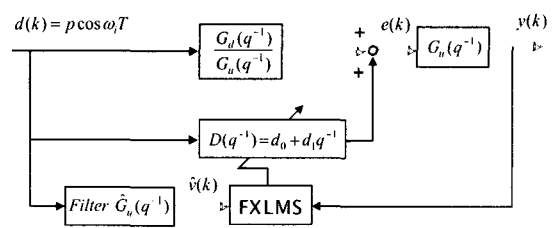


Fig. 1 Disturbance canceling compensator design by FXLMS algorithm

(1) 외란제거 제어기의 주파수응답함수 결정

식(3)에 있는 제어기에서 주파수 $\omega = \omega_i$ 일 때의 주파수 응답은 다음 식(4)를 만족하는 1 차 다항식 $D(q^{-1})$ 로 표현할 수 있다.

$$\left[D(q^{-1}) = d_0 + d_1 q^{-1} \right] \Big|_{q=e^{j\omega_i T}} = - \frac{G_d(q^{-1})}{G_u(q^{-1})} \Big|_{q=e^{j\omega_i T}} \quad (4)$$

여기서 T 는 샘플링 간격이다. 따라서 식(4)를 만족하는 $D(q^{-1})$ 를 외란보상제어기로 사용하면 주파수 ω_i 를 갖는 조화함수 형태의 외란의 정상상태 응답을 완벽히 제거할 수 있다. 그러나 모델을 기반으로 $D(q^{-1})$ 를 설계하기 위해서는 모델의 정확성이 요구되는 문제가 있으므로 이를 해결하기 위해 FXLMS 알고리즘을 이용한 적응형 제어기 설계 방법을 제안코자 한다. 단, 외란은 원하는 형태로 계에 가할 수 있다고 가정한다. 구체적으

로 외란을 단일주파수 ω_i 를 갖는 조화함수로 제공하면서 외란 응답을 제거시키는 식(4)의 계수 d_0, d_1 을 FXLMS 알고리즘을 이용하여 추정한다. Fig. 1 은 이 과정을 나타낸다. 계수들은 다음의 FXLMS 알고리즘을 통해 추정된다.

$$\hat{W}(k+1) = \hat{W}(k) + \mu x(k)y(k) \quad (5)$$

여기서

$$\begin{aligned} \hat{W}(k) &= [\hat{d}_0(k) \quad \hat{d}_1(k)]^T \\ x(k) &= [\hat{v}(k) \quad \hat{v}(k-1)]^T = \hat{G}_u(q^{-1})\xi(k) \\ \xi(k) &= [\hat{z}(k) \quad \hat{z}(k-1)]^T \end{aligned}$$

식(5)에서 μ 는 수렴상수이다. Fig. 1 에서 필터 $\hat{G}_u(q^{-1})$ 는 전달함수 $G_u(q^{-1})$ 의 추정이며, $\hat{v}(k)$ 는 필터출력이다. 이 FXLMS 알고리즘의 수렴성은 3 장에서 논의된다. 식(5)를 이용한 추정이 정상 상태에 도달한 후 계수 d_0 와 d_1 을 얻고, 이 계수들로부터 주파수 ω_i 에서 외란제거 제어기의 주파수 응답을 얻게 된다. 이 과정을 외란의 주파수를 변경하면서 반복하면 외란제거 제어기의 주파수 응답함수를 얻을 수 있다.

(2) 주파수 영역에서 제어기 모델 최적화

앞에서 얻은 제어기의 주파수 응답함수를 가장 잘 표현하는 제어기 모델을 결정한다. 제어기 모델은 IIR-모델 또는 FIR(finite impulse response)-모델을 선택할 수 있으나, 만일 식(3)의 제어기가 불안정할 경우에는 안정성이 보장되는 FIR-모델로 나타낸다. 특히 연속계에서는 최소 위상계(minimum phase system)일지라도 이산계로 변환하면 비최소위상계(non-minimum phase system)로 되는 경우가 많으며,⁸ 이 경우 제어기는 불안정하게 되므로 이 경우 FIR-모델로 나타낸다. 모델의 계수들은 주어진 주파수 응답함수와 모델의 주파수 응답함수의 차이를 최소화하는 일반적인 최적맞춤(optimal fitting) 방법을 적용할 수 있다. 일반적으로 FIR-모델은 고차가 필요하나, 고차의 제어기는 제어기 구현에 부담을 주므로 모델의 차수와 맞춤오차(fitting error)간의 관계를 고려하여 차수를 결정한다. 결정된 모델은 외란보상제어기로 적용한다.

3. FXLMS 알고리즘의 수렴성

계수추정 오차벡터 $\varepsilon(k)$ 를 다음으로 정의하면

$$\varepsilon(k) = W - \hat{W}(k) \quad (6)$$

식(6)에서 $W = [d_0 \quad d_1]^T$ 이다. 식(5)와 (6)으로부터 오차벡터는 다음 식으로 표현된다.

$$\varepsilon(k+1) = \varepsilon(k) - \mu x(k)y(k) \quad (7)$$

출력 $y(k)$ 는 Fig. 1 에서

$$\begin{aligned} y(k) &= G_u(q^{-1}) \{ \xi(k)^T \varepsilon(k) \} \\ &= \{ P(q^{-1}) x(k)^T \} \varepsilon(k) \\ P(q^{-1}) &= G_u(q^{-1}) / \hat{G}_u(q^{-1}) \end{aligned} \quad (8)$$

식(8)을 (7)에 대입하고 정리하면 다음 식을 얻는다.

$$\varepsilon(k+1) = [I - \mu x(k) \{ P(q^{-1}) x(k)^T \}] \varepsilon(k) \quad (9)$$

식(9)에서 I 는 단위행렬이다. FXLMS 알고리즘의 안정성과 수렴성은 식(9)의 대괄호 안에 있는 행렬의 특이치에 의해 결정된다. 앞의 가정에서 외란은 주파수 ω_i 를 갖는 조화함수이므로, $P(q^{-1})$ 의 주파수 응답 $P(\omega_i)$ 는 등가적으로 다음 식으로 나타낼 수 있다.

$$P(\omega_i) = P(q^{-1}) \Big|_{q=e^{j\omega_i T}} = \{ c_0^i + c_1^i q^{-1} \} \Big|_{q=e^{j\omega_i T}} \quad (10)$$

$P(\omega_i)$ 의 실수부와 허수부를 각각 $X(i), Y(i)$ 라 하면, 식(10)의 계수는 다음 식으로 쓸 수 있다.

$$c_0^i = X(i) + \frac{Y(i)}{\tan \omega_i T} \quad (11)$$

$$c_1^i = - \frac{Y(i)}{\sin \omega_i T} \quad (12)$$

식(10)을 (9)에 대입하면 오차벡터는 다음과 같다.

$$\varepsilon(k+1) = \begin{bmatrix} r_{11} & r_{12} \\ r_{21} & r_{22} \end{bmatrix} \varepsilon(k) \quad (13)$$

$$\begin{aligned} r_{11} &= 1 - \mu \{c_0^i \hat{v}(k)^2 + c_1^i \hat{v}(k) \hat{v}(k-1)\} \\ r_{12} &= -\mu \{c_0^i \hat{v}(k) \hat{v}(k-1) + c_1^i \hat{v}(k) \hat{v}(k-2)\} \\ r_{21} &= -\mu \{c_0^i \hat{v}(k) \hat{v}(k-1) + c_1^i \hat{v}(k-1)^2\} \\ r_{22} &= 1 - \mu \{c_0^i \hat{v}(k-1)^2 + c_1^i \hat{v}(k-1) \hat{v}(k-2)\} \end{aligned}$$

3.1 평균치의 수렴성

식(13)의 양상블 평균(ensemble average)은 필터 출력 $\hat{v}(k)$ 가 주파수 ω_i 를 갖는 조화함수이므로

$$E[\varepsilon(k+1)] = \begin{bmatrix} e_{11} & e_{12} \\ e_{21} & e_{22} \end{bmatrix} E[\varepsilon(k)] \quad (14)$$

$$\begin{aligned} e_{11} &= 1 - \frac{\mu V_i^2}{2} \{c_0^i + c_1^i \cos \omega_i T\} \\ e_{12} &= -\frac{\mu V_i^2}{2} \{c_0^i \cos \omega_i T + c_1^i \cos 2\omega_i T\} \\ e_{21} &= -\frac{\mu V_i^2}{2} \{c_0^i \cos \omega_i T + c_1^i\} \\ e_{22} &= e_{11} \\ V_i &= \max[\hat{v}(k)] \end{aligned}$$

따라서 식(14)의 특성방정식은 다음과 같다.

$$\begin{aligned} A(q) &= q^2 + a_1 q + a_2 = 0 \quad (15) \\ a_1 &= -2 + \mu V_i^2 \{c_0^i + c_1^i \cos \omega_i T\} \\ a_2 &= 1 - \mu V_i^2 \{c_0^i + c_1^i \cos \omega_i T\} \\ &\quad + \frac{\mu^2 V_i^4}{4} \{c_0^i{}^2 + 2c_0^i c_1^i \cos \omega_i T + c_1^i{}^2\} \end{aligned}$$

식(14)가 안정하기 위한 조건 $A(1) > 0$, $A(-1) > 0$, $|a_2| < 1$ 으로부터 다음의 두 조건식을 얻는다.

$$4 - 2\mu V_i^2 X(i) + \frac{\mu^2 V_i^4}{4} \sin^2 \omega_i T |P(\omega_i)|^2 > 0 \quad (16)$$

$$\left| 1 - \mu V_i^2 X(i) + \frac{\mu^2 V_i^4}{4} \sin^2 \omega_i T |P(\omega_i)|^2 \right| < 1 \quad (17)$$

식(16), (17)을 정리하면 최종적으로 다음의 관계를 얻을 수 있다.

$$\frac{\mu V_i^2}{2} X(i) < 1 \quad (18)$$

식 (18)에서 수렴상수는 양이므로 따라서 다음의 수렴조건을 얻는다.

$$0 < X(i) \quad (19)$$

$$0 < \mu < \frac{2}{X(i)V_i^2} \quad (20)$$

식(19)는 $\hat{G}_u(q^{-1})/G_u(q^{-1})$ 이 양실함수(positive real function)이 되어야 함을 의미한다. 이 조건은 Fig. 2 의 검게 칠한 부분을 포함한 빗금친 부분에 해당한다. 만일 $\hat{G}_u(q^{-1}) = G_u(q^{-1})$ 일 경우 수렴조건은 다음 식으로 결정된다.

$$0 < \mu < 2/V_i^2 \quad (21)$$

결론적으로 FXLMS 알고리즘은 식(19)와 (20)을 만족하는 경우 추정된 계수의 평균치는 참값으로 수렴한다. 이상의 조건은 이미 제시된 수렴조건^{1,2,7} 과 일치한다.

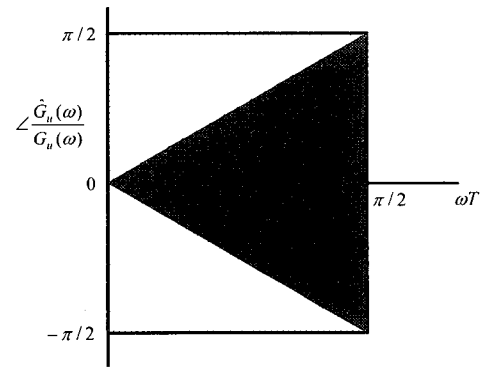


Fig. 2 Convergence region of the FXLMS algorithm

3.2 절대 수렴성

식(13)의 특이치는 다음으로 결정된다.

$$\left\{ \begin{array}{l} q_1 = 1 \\ q_2 = 1 - \mu \left[\begin{array}{l} c_0^i \{ \hat{v}(k)^2 + \hat{v}(k-1)^2 \} \\ + c_1^i \{ \hat{v}(k)\hat{v}(k-1) + \hat{v}(k-1)\hat{v}(k-2) \} \end{array} \right] \end{array} \right\} \quad (22)$$

식(22)에서 특이치 q_1 은 단위원 상에 존재하므로 일반적으로는 절대안정성을 만족시키지 못하지만, 이 특이치는 필터출력의 주기에 따라 그 위치가 주기적으로 변한다. 따라서 나머지 특이치 q_2 가 단위원 내부에 존재하면 FXLMS 알고리즘은 절대안정하며, 추정계수는 참값으로 수렴하게 된다. 따라서 다음의 조건식을 얻게 된다.

$$\begin{aligned} 0 < \mu(c_0^i + c_1^i \alpha) < \frac{2}{\hat{v}(k)^2 + \hat{v}(k-1)^2}, \\ \alpha = \frac{\hat{v}(k)\hat{v}(k-1) + \hat{v}(k-1)\hat{v}(k-2)}{\hat{v}(k)^2 + \hat{v}(k-1)^2} \end{aligned} \quad (23)$$

식(23)의 부등식을 두 부분으로 나누어 살펴보면

i) $0 < \mu(c_0^i + c_1^i \alpha)$

수렴상수는 양이므로

$$c_0^i + c_1^i \alpha > 0 \quad (24)$$

식(11), (12)를 식(24)에 대입하고 정리하면

$$X(i) \left\{ 1 + \frac{\tan \theta_i}{\tan \omega_i T} \left(1 - \frac{\alpha}{\cos \omega_i T} \right) \right\} > 0 \quad (25)$$

$$\theta_i = \angle P(\omega_i)$$

α 의 극한값은 $2 \cos \omega_i T$ 이므로 식(25)에서 다음의 관계식을 얻게 된다.

$$-\pi/2 < \angle P(\omega) < \pi/2 \quad (26-1)$$

$$-\omega T < P(\omega) < \omega T \quad (26-2)$$

식(26)의 절대 수렴조건은 Fig. 2 에서 검은 부분

에 해당된다.

$$\text{ii) } \mu(c_0^i + c_1^i \alpha) < \frac{2}{\hat{v}(k)^2 + \hat{v}(k-1)^2}$$

이 식으로부터 수렴상수의 범위가 결정된다. 즉,

$$0 < \mu < \frac{1}{2X(i)V_i^2} \quad (27)$$

결론적으로 FXLMS 알고리즘은 \hat{G}_u/G_u 가 Fig. 2 의 검은 부분으로 표시된 영역에 위상이 존재하고, 수렴상수가 식(27)의 범위에 있으면 참값에 수렴한다. 즉,

$$\lim_{k \rightarrow \infty} \hat{d}_0(k) = d_0, \quad \lim_{k \rightarrow \infty} \hat{d}_1(k) = d_1$$

추정계수의 수렴조건은 Fig. 2 에서와 같이 평균의 수렴조건이 참값으로의 수렴조건을 포함한다. 이 차이점은 식(22)의 특이치 q_2 와 관련된다. 즉, 참값으로의 수렴조건은 q_2 가 항상 단위원 내부에 존재할 조건이며, 평균치의 수렴조건은 q_2 가 단위원 내부 뿐 아니라 외부에 존재하여 불안정한 경우를 포함하지만, 평균적인 개념으로 수렴하는 조건을 의미한다. 따라서 \hat{G}_u/G_u 의 위상이 Fig. 2 의 빗금친 부분에 있을 경우는 추정치 오차 벡터의 Euclidian Norm 이 부분적으로는 증가와 감소를 보이지만 최종적으로는 원점에 수렴하며, 검은 부분에 있을 경우 오차벡터의 Euclidian Norm 은 단순 감소하여 원점에 도달된다.

식(27)에서 수렴상수는 필터 출력의 파워에 의존하는데, 이 의존성을 제거하기 위해 수렴상수를 정규화(normalize)하여 다음과 같이 정규화된 Normalized FXLMS 알고리즘을 제안한다.

$$\hat{W}(k+1) = \hat{W}(k) + \frac{\mu}{x(k)^T x(k)} x(k)y(k) \quad (28)$$

이 알고리즘의 경우 참값 수렴조건에서 \hat{G}_u/G_u 의 위상조건은 식(26)과 동일하며, 단 수렴상수의 범위는 다음 식으로 간략화 된다.

$$\mu < \frac{1}{X(i)} \quad (29)$$

4. 컴퓨터 시뮬레이션

4.1 수렴성

앞에서 제안한 FXLMS 알고리즘의 수렴조건을 검증하기 위해 컴퓨터 시뮬레이션을 수행하였다. 대상 시스템은 다음 식으로 표현되는 베이스의 회전 외란을 받는 DC-서어보게이다.

$$Y(s) = \frac{\omega_n^2}{s^2 + 2\zeta\omega_n + \omega_n^2} \left\{ U(s) + \frac{K}{(s + \tau)} \Omega(s) \right\}$$

여기서 Ω 는 베이스의 회전각속도이다. 계수들은 $\zeta = 0.7$, $\omega_n = 50\text{Hz}$, $\tau = 157$, 외란은 주파수 48Hz 를 갖는 조화함수이다. 샘플링 주파수는 600Hz 로 가정하였다.

평균치 수렴조건에서의 추정 특성을 보기위해 \hat{G}_u 는 $\zeta = 0.1$, $\omega_n = 100\text{Hz}$ 으로 선정하였다. 이 경우 \hat{G}_u / G_u 의 위상은 -79.5° 로 평균치 수렴조건은 만족하지만 참값 수렴조건은 만족하지 못한다. Fig. 3 은 이 경우의 추정치 $\hat{d}_0(k)$ 와 $\hat{d}_1(k)$ 이고, Fig. 4 는 이 때의 출력을 보인다. 추정치는 초기 큰 요동을 보이다 참값으로 수렴하며, 이에 따라 외란에 의한 출력은 초기 큰 진동을 보이지만 추정계수가 수렴함에 따라 외란의 영향이 완전히 제거됨을 보인다. 앞의 논의에서와 같이 추정계수의 오차벡터의 크기는 Fig. 5 에서와 같이 부분적으로 증가와 감소를 보이지만 원점으로 수렴하며, 이 때 특이치 q_2 는 Fig. 6 과 같이 주기적으로 단위원 내부 뿐 아니라 외부에도 존재하는 구간을 갖는다.

참값 수렴조건에서의 추정 특성을 보기위해 \hat{G}_u 는 $\zeta = 0.5$, $\omega_n = 40\text{Hz}$ 으로 선정하였다. 이 경우 \hat{G}_u / G_u 의 위상은 23.5° 로 참값으로의 수렴조건을 만족한다. Fig. 7 은 이 경우의 추정된 $\hat{d}_0(k)$ 와 $\hat{d}_1(k)$ 이고, Fig. 8 은 이 때의 출력을 보인다. 추정치는 0.3 초 이후 참값으로 수렴하며, 이에 따라 외란에 의한 출력은 급격한 감소를 보이며 정상상태에서는 외란의 영향이 완전히 제거되었다. 추정계수의 오차벡터의 크기는 Fig. 9 에

서와 같이 단순감소를 보이며 원점으로 수렴하며, 특이치 q_2 는 Fig. 10 과 같이 주기적으로 변화하지만 항상 단위원 내부에 존재함을 보인다.

4.2 외란 보상 제어

FXLMS 알고리즘을 이용한 외란 보상제어를 시뮬레이션 하였다.

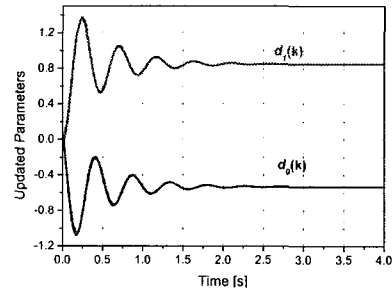


Fig. 3 Updated parameters by FXLMS algorithm

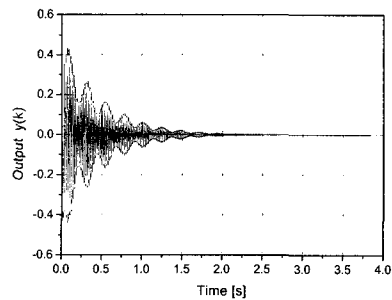


Fig. 4 Disturbance output while updating parameters

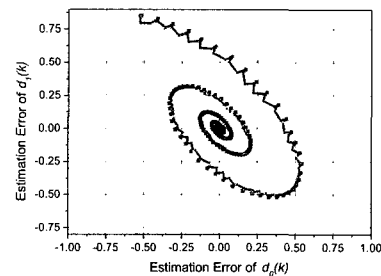


Fig. 5 Estimation errors of updated parameters

외란은 $[0, 40\text{Hz}]$ 의 대역폭을 갖는 랜덤신호로 가정하였다. 이 대역폭에서 \hat{G}_u / G_u 의 위상은 Fig. 11 과 같으므로 Fig. 2 의 참값 수렴조건을 만족시킨다. 외란제거 제어기의 주파수 응답함수를 얻기

위해 외란은 200 초 동안 1Hz 에서 40Hz 로 선형적으로 증가하는 chirp 신호를 선택하였다. 이 chirp 신호 외란이 가해지는 동안 FXLMS 알고리즘을 이용하여 추정된 제어기 계수 $\hat{d}_0(k)$ 와 $\hat{d}_1(k)$ 은 Fig. 12 와 같으며, 이 때의 응답에서 외란

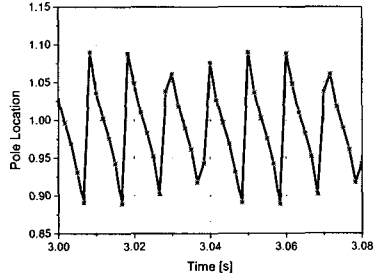


Fig. 6 Eigen-value q_2 while updating parameters

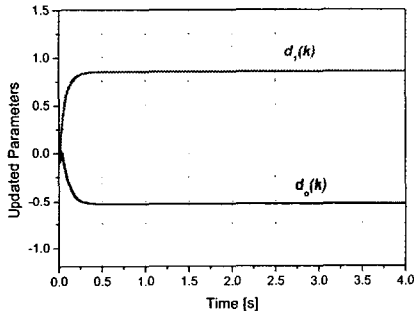


Fig. 7 Updated parameters by FXLMS algorithm

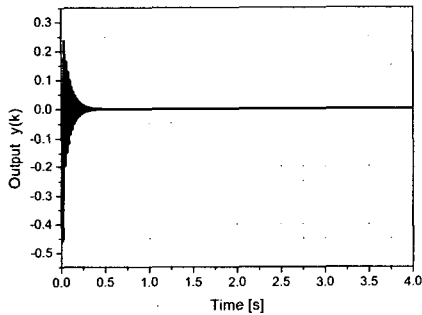


Fig. 8 Disturbance output while updating parameters

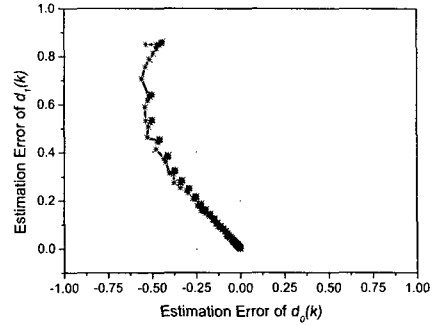


Fig. 9 Estimation errors of updated parameters

의 영향이 제거되었음을 확인하였다. 따라서 FXLMS 알고리즘은 해당 주파수에서 외란을 제거하는 제어기 계수의 참값에 수렴되었음을 알 수 있다. Fig. 12 의 계수를 이용하여 외란제거 제어기의 주파수 응답을 얻었으며, 주파수 영역에서 곡선맞춤한 결과 식(3)과 같은 외란보상제어기를 구할 수 있었다. 이 제어기는 물론 외란을 완벽하게 제거하는 특성을 보였다.

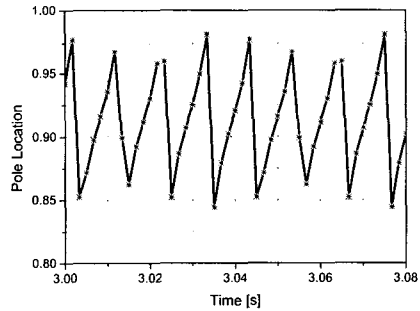


Fig. 10 Eigen-value q_2 while updating parameters

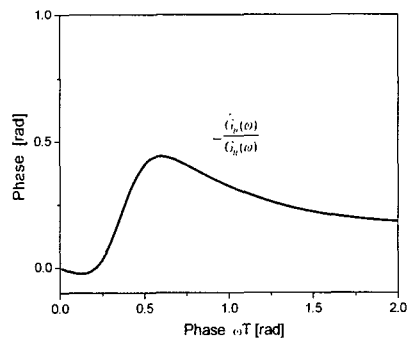


Fig. 11 Phase of \hat{G}_u / G_u

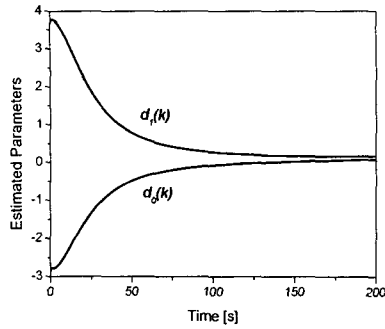


Fig. 12 Updated parameters by FXLMS algorithm while excited by the chirp signal

4. 결론

외란의 영향을 최소화하기 위한 실험적 외란 보상제어기 설계방법을 제안하였으며, 외란제거 제어기의 주파수응답을 얻기 위해 사용된 FXLMS 알고리즘의 수렴성을 이론적으로 유도하였다. 제안된 외란보상제어기의 효과 및 FXLMS 알고리즘의 수렴성에 대한 조건을 컴퓨터 시뮬레이션에 의해 검증하였다.

참고문헌

1. Kuo, S. M. and Morgan, D. R., *Active Noise Control Systems*, A Wiley-Interscience Publication, John Wiley Sons, Inc., 1996.
2. Haykin, S. *Adaptive Filter Theory*, Prentice-Hall Inc., 2002.
3. Fuller, C. R. and Flotow, A. H., "Active control of sounds and vibration," *IEEE Control Systems*, pp. 9-19, 1995.
4. Lee, C. H., Oh, J. E., Sim, H. J. and Lee, Y. Y., "The Study on the Performance Improvement and the Development of Active Intake Noise Control System," *The proceedings of the KSPE 02S119*, pp. 326-329, 2002.
5. Ro, S. K., Kyung, J. H., and Park, J. K., "Runout Control of a Magnetically Suspended High Speed

Spindle Using Adaptive Feedforward Method," *Journal of the KSPE*, Vol. 19, No. 12, pp. 57-63, 2002.

6. Ro, S. K., Kyung, J. H., Park, J. K. and Choi, U. D., "Adaptive Runout Control of High Speed Spindle," *Proceedings of the KSPE 01F021*, pp. 52-55, 2001.
7. White, M. T. and Tomizuka, M., "Increased Disturbance Rejection in Magnetic Disk Drives by Acceleration Feedforward Control and Parameter Adaptation," *Control Engineering Practice*, Vol. 5, No. 6, pp.741-751, 1997.
8. Astrom, K. J. and Wittenmark, B., *Computer-Controlled Systems*, Prentice-Hall, Inc., 1990.