

다중정현파 소음제어를 위한 능동소음제어 알고리즘

이승만 · 류차희 · 윤대희
(연세대학교 전자공학과)

1. 머리말

제어하고자 하는 소음과 같은 크기를 갖고 위상이 반대인 신호를 발생시켜 서로 중첩시킴으로써 소음을 제거하는 방법으로, 능동소음제어(active noise control) 방법이 널리 연구되었다⁽¹⁾. 능동소음제어는 수동적인 방법으로 제어하기 어려운 500Hz 이하의 저주파 소음제어에 매우 효과적이다⁽¹⁾. 그림 1은 능동소음제어 개요도를 나타낸 것으로 스피커는 소음과 반대인 신호를 발생시키고 마이크로폰은 제어된 소음의 크기를 검출한다. 적응디지털필터는 소음과 반대인 신호가 마이크로폰에 전달되어 소음크기가 최소가 되도록 참조입력신호를 처리한다.

LMS(Least Mean Square) 알고리즘은 전기적 잡음제거를 위해 적응디지털필터의 계수를 조정하는데 가장 많이 사용되었다⁽²⁾. 그러나 LMS 알고리즘을 능동소음제어에 적용하는 경우 스피커와 마이크로폰간의 이차경로로 인하여 시스템이 불안정하게 된다⁽³⁾. 이러한 문제점을 해결하기 위하여 참조입력신호를 이차경로를 모델링한 필터에 통과시켜 이 신호와 오차신호를 사용하여 제어기의 계수를 조정하는 방법에 제안되었다. 이러한

알고리즘을 “filtered-x LMS” 알고리즘이라 한다. filtered-x LMS 알고리즘의 성능은 스피커와 마이크로폰간의 음향학적 경로를 나타내는 실제전달함수와 추정된 전달함수의 차이에 의해 영향을 받는다^(4,5). 이 전달함수는 실제 환경에서 계속적으로 변하기 때문에 이차경로를 온라인(on-line)으로 추정해야 한다.

이차경로를 온라인으로 추정하는데 부가잡음을 사용하는 방법이 연구되었다⁽⁶⁾. 이러한 방법은 부가잡음을 사용하기 때문에 또다른 소음을 발생시키는 원인이 된다. 따라서 부가소음의 크기를 작게 해야 한다. 또한 두개의 적응필터를 사용하여 이차경로를 추정하는 방법이 제안되었다⁽⁸⁾. 이러한 방법은 참조입력신호에 종속적인 시스템 모델링이 이루어지기 때문에 입력신호의 주파수가 변할 때마다 새로운 모델링이 이루어진다⁽⁷⁾.

능동소음제어에서 대상으로 하는 소음신호가 일반적으로 기계류들이

모터에 의한 회전운동을 할 때 발생하며, 그 신호는 기본주파수의 정현파신호와 그 기본주파수의 하모닉성분들로 이루어진다⁽⁹⁾. 다중정현파신호를 제어하는 경우 각 주파수성분을 독립적으로 처리하면 수렴속도를 향상시킬 수 있다. 그러나 하모닉 성분을 분리하여 처리하면 다수의 필터링된 정현파를 얻기 위해 필요한 콘볼루션(convolution)으로 인하여 계산량이 증가하게 된다⁽¹⁰⁾.

본 논문에서는 다중정현파신호를 제어하기 위한 새로운 능동소음제어 알고리즘을 제안한다. 적응필터는 각 주파수 성분별로 독립적으로 구현되며 다수의 필터링된 참조신호는 각 하모닉 성분의 위상 천이로 구해진다. 따라서 필터링된 참조신호(filtered reference signal)를 발생시키기 위한 콘볼루션 연산이 필요없게 되어 계산량을 줄일 수 있다. 제안된 방법에서는 마이크로폰에 입력된 오차신호가 최소가 되도록 적응 필터의 계수와 이차경로의 위상천이를 동시에 그리고 계속적으로 계산한다.

2. 제안된 알고리즘

그림 2에 filtered-x LMS 알고리즘⁽³⁾을 사용하는 능동소음제어 시스템의 블럭도를 나타냈다. 그림

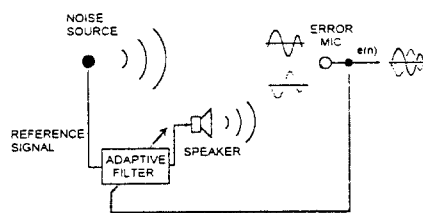


그림 1 능동소음제어 개요도

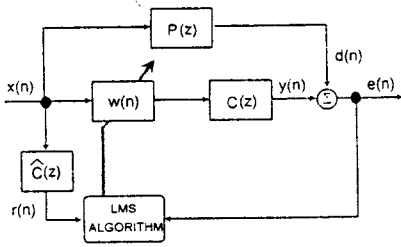


그림 2 Filtered-X LMS 알고리즘 블록도

에서 $P(z)$ 는 소음원으로부터 마이크로폰까지의 음향학적 경로를 나타내고, $C(z)$ 는 제어기 출력에서 마이크로폰까지의 이차경로를 말한다. filtered-x LMS 알고리즘은 필터링된 참조신호 $r(n)$ 을 발생시키기 위해 추정된 이차경로 $\hat{C}(z)$ 을 필요로 한다.

소음원을 단일 정현파신호로 가정하면 다음과 같다.

$$x(n) = A \cos(2\pi f_0 n + \xi) \quad (1)$$

여기서 f_0 은 소음원의 정규화된 주파수이고 ξ 은 랜덤 잡음이다. 다중정현파 신호를 각 주파수 성분별로 분리하여 처리할 수 있기 때문에 단일주파수성분에 대한 결과는 다중정현파인 경우로 쉽게 확장시킬 수 있다. 단일정현파인 경우에 $C(z)$ 와 $P(z)$ 은 주파수 f_0 의 크기 감쇄성분과 위상지연성분으로 모델링될 수 있다.

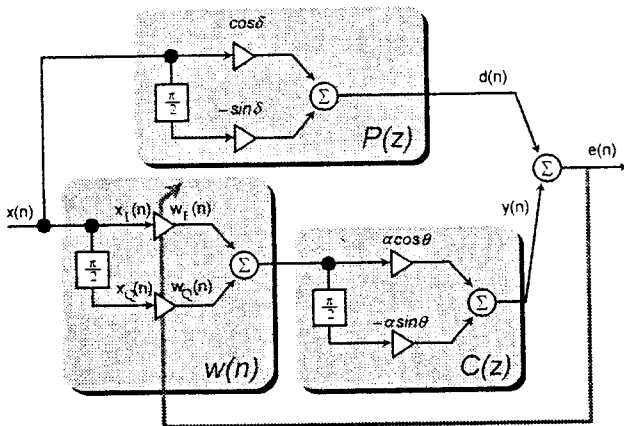


그림 3 단일주파수 성분에 대한 능동소음제어 블록도

$$C(z) = \alpha e^{-j\theta}, \quad (2a)$$

$$P(z) = e^{-j\delta} \quad (2b)$$

식 (2b)에서 $P(z)$ 의 크기감쇄성분은 간편성을 위해 '1'로 가정하였다.

단일 주파수성분에 대한 능동소음제어 시스템의 블록도를 그림 3에 나타냈다. 여기서 위상지연 $\pi/2$ 는 미분기나 Hilbert 변환⁽¹¹⁾을 사용하여 구현할 수 있다. 식 (1)과 (2b)로부터 마이크로폰에서의 소음신호는 다음과 같이 표현된다.

$$d(n) = A \cos(2\pi f_0 n + \xi - \delta) \quad (3)$$

그림 3으로부터, 마이크로폰 출력은 제어하고자 하는 소음신호와 이차소음신호의 합으로 얻을 수 있다.

$$e(n) = d(n) + y(n) \quad (4a)$$

여기서

$$y(n) = \alpha \{ \cos \theta x_1(n) + \sin \theta x_2(n) \} w_1(n) + \alpha \{ -\sin \theta x_1(n) + \cos \theta x_2(n) \} w_2(n) \quad (4b)$$

식 (4b)에서 $x_1(n)$ 와 $x_2(n)$ 는 각각 참조신호의 in-phase와 quadrature phase성분을 말한다.

$$x_1(n) = A \cos(2\pi f_0 n + \xi) \quad (5a)$$

$$x_2(n) = A \sin(2\pi f_0 n + \xi) \quad (5b)$$

2.1 제어기 계수조정식

오차신호의 평균파워를 최소화하기 위해 LMS 방식⁽³⁾을 적용하면 다음과 같은 연속적인 계수 조정식을 얻을 수 있다.

$$w_1(n+1) = w_1(n) - \mu \frac{\partial e^2(n)}{\partial w_1(n)} = w_1(n) - 2\mu \alpha \{ \cos \theta x_1(n) + \sin \theta x_2(n) \} e(n), \quad (6a)$$

$$w_2(n+1) = w_2(n) - \mu \frac{\partial e^2(n)}{\partial w_2(n)} = w_2(n) - 2\mu \alpha \{ -\sin \theta x_1(n) + \cos \theta x_2(n) \} e(n) \quad (6b)$$

식 (6a)와 (6b)에서 μ 는 수렴속도와 시스템 안정성을 결정하는 수렴상수이다. 식 (6a)와 (6b)와 같은 계수조정식을 사용하려면 이차경로의 이득 α 와 위상 θ 를 알아야 한다.

2.2 위상 지연 조정식

추정된 위상지연 $\hat{\theta}(n)$ 를 사용하여 식 (6a)와 (6b)를 다시 쓰면 다음식과 같다.

$$\hat{w}_1(n+1) = \hat{w}_1(n) - \rho \cos \hat{\theta}(n) e(n) x_1(n) - \rho \sin \hat{\theta}(n) e(n) x_2(n), \quad (7a)$$

$$\hat{w}_2(n+1) = \hat{w}_2(n) + \rho \sin \hat{\theta}(n) e(n) x_1(n) - \rho \cos \hat{\theta}(n) e(n) x_2(n) \quad (7b)$$

여기서 $\rho = 2\alpha\mu$.

식 (7a)와 (7b)를 식 (4b)에 대입하면 식 (4a)의 오차신호는 아래식과 같이 표현된다. (부록 참조)

$$e(n) = d(n) + \alpha \{ \cos \theta x_1(n) + \sin \theta x_2(n) \} w_1(n-1) + \alpha \{ -\sin \theta x_1(n) + \cos \theta x_2(n) \} w_2(n-1) - \alpha \rho A^2 e(n-1) \cos \{ \hat{\theta}(n-1) - \theta + 2\pi f_0 \} \quad (8)$$

윗 식을 다시 정리하면

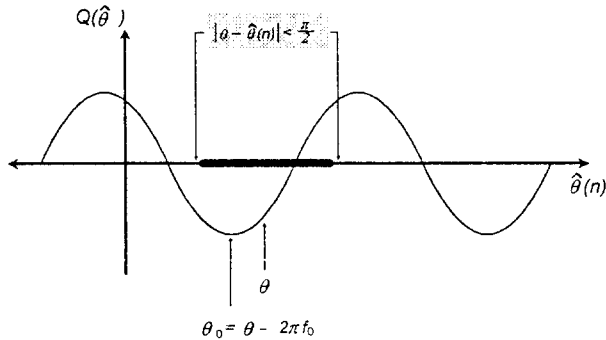


그림 4 위상지연 추정함수에 따른 오차신호

$$Q(\hat{\theta}) = -\alpha\rho A^2 \cos\{\hat{\theta}(n-1) - \theta + 2\pi f_0\} = \frac{e(n)}{e(n-1)} - f\{\hat{\theta}(n-2)\} \quad (9a)$$

여기서

$$f\{\hat{\theta}(n-2)\} = \frac{d(n)}{e(n-1)} + \frac{\alpha(\cos \theta x_1(n) + \sin \theta x_q(n))w_1(n-1)}{e(n-1)} + \frac{\alpha(-\sin \theta x_1(n) + \cos \theta x_q(n))w_q(n-1)}{e(n-1)} \quad (9b)$$

그림 4에서 보이는 것처럼 식 (9)의 왼쪽 코사인항은 구간 $[0, 2\pi)$ 에서 하나의 최소값을 갖고 적절한 위상지연은 다음과 같이 주어진다.

$$\theta_0 = \theta - 2\pi f_0 \quad (10)$$

그림 4로부터 θ_0 와 이차경로로 인한 위상지연 θ 의 차이는 $2\pi f_0$ 이다. 따라서 표본화주파수가 증가할수록(즉, 정규화된 주파수가 감소할수록) $Q(\hat{\theta})$ 를 최소화하도록 추정된 추정위상지연 $\hat{\theta}(n)$ 은 이차경로의 위상지연에 가까워지게 된다. 위상지연 추정오차 $|\hat{\theta}(n)|$ 가 $\pi/2$ 보다 작으면 적응제어시스템은 최적해에 수렴한다^(10,11). 따라서 표본화주파수를 소음신호 주파수보다 4배 이상으로 한다면(즉, $f_0 < 0.25$), θ_0 와 θ 의 차이는 $\pi/2$ 보다 작아진다. 이러한 결과는 식 (9a)에서 $Q(\hat{\theta})$ 를 최소화하도록 추정된 $\hat{\theta}(n)$ 를 사용하면 시스템을 안

정화시킬 수 있다는 사실을 보여준다. $Q(\hat{\theta})$ 이 $[0, 2\pi)$ 안에서 하나의 최소값을 가지므로 gradient descent method를 θ_0 을 추정하는데 적용할 수 있다.

$$\hat{\theta}(n) = \hat{\theta}(n-1) - \nu \frac{\partial Q(\hat{\theta})}{\partial \hat{\theta}(n-1)} \quad (11a)$$

여기서

$$\frac{\partial Q(\hat{\theta})}{\partial \hat{\theta}(n-1)} = \frac{\partial \left\{ \frac{e(n)}{e(n-1)} \right\}}{\partial \hat{\theta}(n-1)} - \frac{\partial [f\{\hat{\theta}(n-2)\}]}{\partial \hat{\theta}(n-1)} \quad (11b)$$

식 (11b)에서 기울기 (gradient)는 직접 계산될 수 없다. 따라서, 식 (11b)의 두번째 항은 $\hat{\theta}(n-2)$ 를 변수로 하는 함수 $f(\cdot)$ 이 변수 $\hat{\theta}(n-1)$ 로 미분이 되므로 무시하기로 한다⁽¹²⁻¹⁵⁾. 식 (11b)의 첫번

째항은 근사화하여 다음과 같이 나타낼 수 있다.

$$\frac{\partial \left\{ \frac{e(n)}{e(n-1)} \right\}}{\partial \hat{\theta}(n-1)} \approx \frac{\frac{e(n)}{e(n-1)} - \frac{e(n-1)}{e(n-2)}}{\hat{\theta}(n-1) - \hat{\theta}(n-2)} \quad (12)$$

식 (12)를 식 (11a) 대입하면 아래식과 같은 위상지연조정식을 얻게 된다.

$$\hat{\theta}(n) = \hat{\theta}(n-1) - \nu \frac{\frac{e(n)}{e(n-1)} - \frac{e(n-1)}{e(n-2)}}{\hat{\theta}(n-1) - \hat{\theta}(n-2)} \quad (13)$$

3. 수렴 조건

3.1 계수평균에 대한 수렴조건

최적해에 수렴하기 위한 계수평균에 대한 조건을 찾기 위해 계수 추정오차의 평균값을 구한다. 그림 3의 능동소음제어 시스템은, $P(z)$ 를 $W_0(z)$ 와 $C(z)$ 의 곱으로 다시 모델링하면 그림 5와 같은 블록도로 나타낼 수 있다. 그림 5에서, w_1^* 와 w_q^* 은 오차가 '0'이 되는 제어기의 최적계수를 말한다.

그림 5로부터 오차신호는 다음과 같이 표현될 수 있다.

$$e(n) = \alpha v_1(n) \{ \cos \theta x_1(n) + \sin \theta x_q(n) \}$$

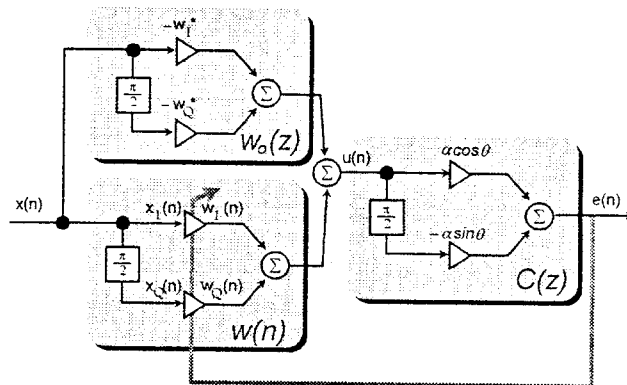


그림 5 능동소음제어 시스템을 재구성한 블록도

$$+av_q(n)\{-\sin \theta x_I(n) + \cos \theta x_Q(n)\} \quad (14a)$$

여기서

$$v_I(n) = \hat{w}_I(n) - w_I^* \quad (14b)$$

그리고

$$v_Q(n) = \hat{w}_Q(n) - w_Q^* \quad (14c)$$

식 (14a)를 식 (7a)와 (7b)에 대입하면

$$v_I(n+1) = \gamma_I(n)v_I(n) - \beta_I(n)v_Q(n) \quad (15a)$$

$$v_Q(n+1) = \beta_Q(n)v_I(n) - \gamma_Q(n)v_Q(n) \quad (15b)$$

식 (15a)와 (15b)에서 $\gamma_I(n)$, $\beta_I(n)$, $\gamma_Q(n)$, 그리고 $\beta_Q(n)$ 는 아래와 같이 주어진다.

$$\gamma_I(n) = 1 - \alpha\rho\{\cos \hat{\theta}(n)x_I(n) + \sin \hat{\theta}(n)x_Q(n)\}\{\cos \theta x_I(n) + \sin \theta x_Q(n)\}, \quad (16a)$$

$$\beta_I(n) = \alpha\rho\{\cos \hat{\theta}(n)x_I(n) + \sin \hat{\theta}(n)x_Q(n)\}\{-\sin \theta x_I(n) + \cos \theta x_Q(n)\}, \quad (16b)$$

$$\gamma_Q(n) = 1 + \alpha\rho\{\sin \hat{\theta}(n)x_I(n) + \cos \hat{\theta}(n)x_Q(n)\}\{-\sin \theta x_I(n) + \cos \theta x_Q(n)\}, \quad (16c)$$

$$\beta_Q(n) = \alpha\rho\{\sin \hat{\theta}(n)x_I(n) - \cos \hat{\theta}(n)x_Q(n)\}\{\cos \theta x_I(n) + \sin \theta x_Q(n)\}. \quad (16d)$$

식 (15a)와 (15b)의 양변에 평균을 취하고 시간 n 에서의 계수가 참조신호와 독립이라고 가정하면, 다음과 같은 차등방정식을 행렬형태로 얻을 수 있다.

$$\begin{Bmatrix} E\{v_I(n+1)\} \\ E\{v_Q(n+1)\} \end{Bmatrix} = G \begin{Bmatrix} E\{v_I(n)\} \\ E\{v_Q(n)\} \end{Bmatrix} \quad (17a)$$

여기서

$$G = \begin{cases} 1 - \frac{\alpha\rho A^2}{2} \cos(\hat{\theta}(n) - \theta) \\ \frac{\alpha\rho A^2}{2} \sin(\hat{\theta}(n) - \theta) \end{cases}$$

$$\begin{cases} -\frac{\alpha\rho A^2}{2} \sin(\hat{\theta}(n) - \theta) \\ 1 - \frac{\alpha\rho A^2}{2} \cos(\hat{\theta}(n) - \theta) \end{cases} \quad (17b)$$

식 (17a)를 principal coordinate system⁽³⁾으로 변환하면 다음과 같다.

$$\begin{aligned} & \begin{Bmatrix} E\{v'_I(n+1)\} \\ E\{v'_Q(n+1)\} \end{Bmatrix} \\ & \cong C^T \begin{Bmatrix} E\{v_I(n+1)\} \\ E\{v_Q(n+1)\} \end{Bmatrix} \\ & = \begin{Bmatrix} \lambda_1 & 0 \\ 0 & \lambda_2 \end{Bmatrix} \begin{Bmatrix} E\{v'_I(n)\} \\ E\{v'_Q(n)\} \end{Bmatrix} \quad (18) \end{aligned}$$

식 (18)에서, C 는 G 의 고유치 행렬을 나타내고, λ_1 와 λ_2 는 아래와 같이 주어지는 고유치이다.

$$\lambda_1, \lambda_2 = 1 - \frac{\alpha\rho A^2}{2} \{\cos(\hat{\theta}(n) - \theta) \pm j \sin(\hat{\theta}(n) - \theta)\} \quad (19)$$

고유치가 복소수이므로 식 (18)을 크기성분으로 수정하면 다음과 같다.

$$\begin{aligned} & \begin{Bmatrix} |E\{v'_I(n)\}| \\ |E\{v'_Q(n)\}| \end{Bmatrix} \\ & = \begin{Bmatrix} |\lambda_1|^n & 0 \\ 0 & |\lambda_2|^n \end{Bmatrix} \begin{Bmatrix} |E\{v'_I(0)\}| \\ |E\{v'_Q(0)\}| \end{Bmatrix} \quad (20) \end{aligned}$$

식 (20)으로부터, $|\lambda_1| < 1$ 이고 $|\lambda_2| < 1$ 이면 계수의 평균값은 최저값에 수렴하는 것을 알 수 있다. 이 조건으로부터 수렴상수의 범위는 다음과 같이 주어진다.

$$0 < \mu < \frac{2 \cos\{\hat{\theta}(n) - \theta\}}{\alpha^2 A^2} \quad (21)$$

3.2 계수의 2차모멘트에 대한 수렴조건

계수 평균에 대한 안정조건은 정상상태에서 계수 분산과 오차신호의 제곱평균이 유한한 값을 갖는다는 것을 의미하지 않는다.

식 (15a)와 (15b)의 제곱의 평균을 취하고 두 값을 더하면 아래

와 같다.

$$\begin{aligned} & E\{v_I^2(n+1)\} + E\{v_Q^2(n+1)\} \\ & = \{1 + \frac{\alpha^2 \rho^2 A^4}{2} - \alpha\rho A^2 \cos(\hat{\theta}(n) - \theta)\} \{E\{v_I^2(n)\} + E\{v_Q^2(n)\}\} \quad (22) \end{aligned}$$

윗 식의 해는 아래와 같이 주어진다.

$$\begin{aligned} & E\{v_I^2(n)\} + E\{v_Q^2(n)\} \\ & = \{1 + \frac{\alpha^2 \rho^2 A^4}{2} - \alpha\rho A^2 \cos(\hat{\theta}(n) - \theta)\}^n \{E\{v_I^2(0)\} + E\{v_Q^2(0)\}\} \quad (23) \end{aligned}$$

식 (23)으로 부터, 다음 조건을 만족하면 계수의 2차모멘트는 '0'으로 수렴하는 것을 알 수 있다.

$$\left| 1 + \frac{\alpha^2 \rho^2 A^4}{2} - \alpha\rho A^2 \cos\{\hat{\theta}(n) - \theta\} \right| < 1 \quad (24)$$

이 조건으로부터 수렴상수의 범위는 다음과 같이 주어진다.

$$0 < \mu < \frac{\cos\{\hat{\theta}(n) - \theta\}}{\alpha^2 A^2} \quad (25)$$

식 (21)과 식 (25)의 조건으로부터 식 (25)는 항상 식 (21)을 만족함을 알 수 있다.

3.3 위상지연추정에 대한 수렴 조건

이차경로로 인한 위상지연은 식 (13)의 조정식을 사용하여 추정되며, 이 식은 다음과 같이 다시 정리하여 쓸 수 있다.

$$\begin{aligned} \hat{\theta}(n) & \cong \hat{\theta}(n-1) + \nu\alpha\rho A^2 \\ & \frac{G[\hat{\theta}(n-1), \hat{\theta}(n-2)]}{\hat{\theta}(n-1) - \hat{\theta}(n-2)} \quad (26a) \end{aligned}$$

여기서

$$\begin{aligned} G[\hat{\theta}(n-1), \hat{\theta}(n-2)] & = \cos\{\hat{\theta}(n-1) - \theta + 2\pi f_0\} \\ & - \cos\{\hat{\theta}(n-2) - \theta + 2\pi f_0\} \quad (26b) \end{aligned}$$

식 (26b)를 얻기 위해서, 계수 $\hat{w}_I(n)$ 와 $\hat{w}_Q(n)$ 의 변화가 $\hat{\theta}(n)$ 에

비해 상대적으로 작다고 가정하였다. 식 (26b)의 코사인 항을 Taylor 시리즈의 처음 두항의 합으로 근사화하면 식 (26b)은 아래와 같다.

$$\hat{\theta}(n) = (1-M)\hat{\theta}(n-1) - M\hat{\theta}(n-2) + N \quad (27a)$$

여기서

$$M = \frac{\nu \alpha \rho A^2}{2^-}, \quad N = \nu \alpha \rho A^2 (\theta - 2\pi f_0) \quad (27b)$$

식 (27a)의 차등방정식을 풀면 다음과 같다.

$$\begin{aligned} \hat{\theta}(n) = & \frac{N}{(1-a_1)(1-a_2)} \\ & + \frac{Na_1^{n+2}}{(a_1-a_2)(a_1-1)} \\ & + \frac{Na_2^{n+2}}{(a_2-a_1)(a_2-1)} \end{aligned} \quad (28a)$$

여기서

$$a_1, a_2 = \frac{(1-M) \pm \sqrt{M^2 - 6M + 1}}{2} \quad (28b)$$

식 (28a)로 부터 다음식을 만족하면 연속식은 안정화된다는 것을 알 수 있다.

$$\begin{aligned} |a_1|, |a_2| \\ = \left| \frac{1-M \pm \sqrt{M^2 - 6M + 1}}{2} \right| < 1 \end{aligned} \quad (29)$$

식 (29)의 부등식은 M 에 대하여 다시 정리하면 다음과 같다.

$$0 < M < 1 \quad (30)$$

식 (27b)과 식 (30)으로 부터 수렴상수 ν 에 대한 수렴조건을 얻을 수 있다.

$$0 < \nu < \frac{1}{\mu \alpha^2 A^2} \quad (31)$$

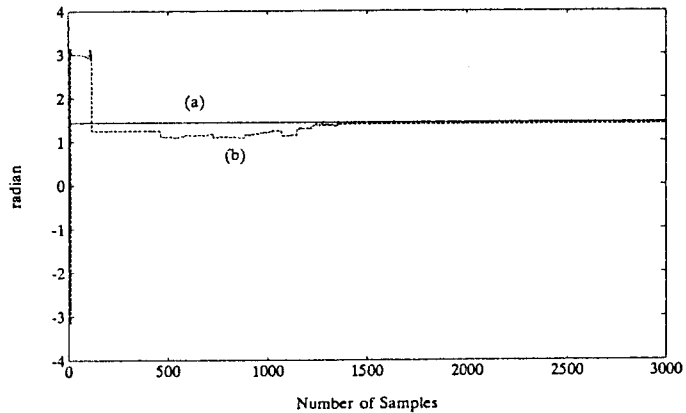
식 (30)의 조건은 위상지연추정

을 위한 수렴상수의 최대허용치 ν 는 제어기계수에 대한 수렴상수 μ 에 반비례함을 보여준다. 이러한 결과는 이차경로로 인한 위상지연이 큰 경우 μ 값을 크게 하면 위상지연추정오차가 $\pi/2$ 보다 작아지기 전에 불안정한 상태에 도달한다는 사실을 의미한다. 따라서, 제어기계수와 위상지연을 조정하는 데, 각각 작은 μ 값과 상대적으로 큰 ν 값을 사용하는 것이 바람직하다. 또한, 반대로 위상지연이 작은 경우, 큰 μ 값과 상대적으로 작은 ν 값을 사용하도록 한다.

4. 모의실험

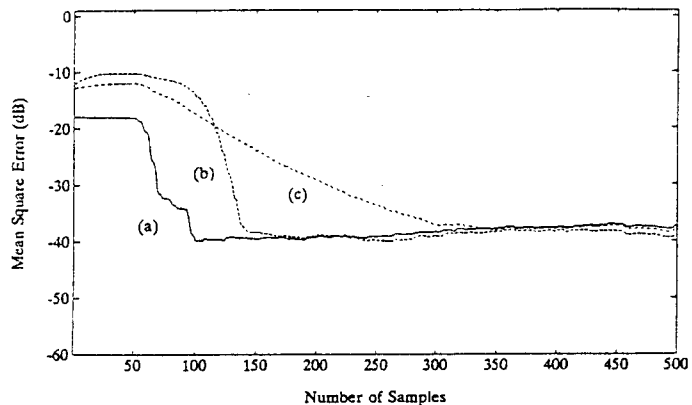
4.1 위상 지연 추정

첫번째 모의실험은 이차경로로 인한 위상지연을 추정하는 조정식을 입증하는 것이다. 제어하고자 하는 소음신호는 100Hz의 단일 정현파이고 평균이 '0'인 백색 가우시안 잡음을 원래소음신호보다 30dB 작게 섞어서 사용하였다. μ 값은 시간에 천천히 변하는 제어기를 모의실험하도록 상대적으로 작은 값을 사용하였다. 정상상태에서 추정



(a) $\theta_0 = 0.86\pi - 2\pi f_0$
(b) $\hat{\theta}(n)$

그림 6 이차경로의 위상지연이 0.86 π 일 때 추정위상지연 $\hat{\theta}(n)$ 의 수렴곡선



(a) 제안된 알고리즘
(b) 보조잡음을 사용하여 이차경로를 추정하는 알고리즘
(c) 두개의 필터를 사용하여 이차경로를 추정하는 알고리즘

그림 7 이차경로의 위상지연이 -0.34π 일 때의 자승평균오차

된 위상지연을 유도하기 위해 이러한 가정을 하였다.

그림 6에서, (a)는 식 (10)을 사용하여 이론적으로 예측한 정상상태에서의 위상지연추정 θ_0 을 나타내고 (b)는 식 (13)을 사용하여 추정된 $\hat{\theta}(n)$ 이다.

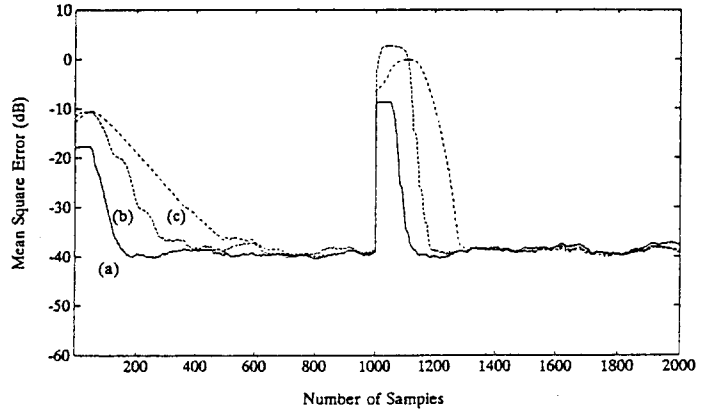
모의실험에 사용된 위상지연 θ 는 $(0.86\pi > \pi/2)$ 이다. 계수조정식이 발산하기 전에 위상지연추정값 $\hat{\theta}(n)$ 이 $\pi/2$ 보다 작은 값에 도달하도록 큰값의 수렴상수 ν 를 사용하였다.

그림 6에서, 추정된 위상지연이 이론적으로 예측한 값 $\theta_0 = 0.86\pi - 2\pi f_0$ 에 수렴함을 알 수 있다. 다른 실험들도 이론적으로 분석한 결과를 입증한다.

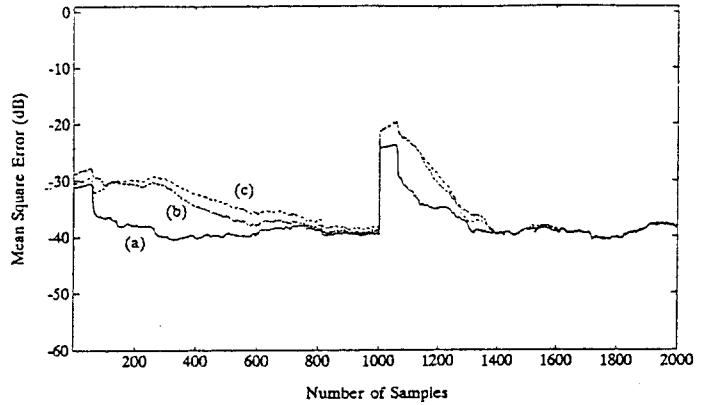
4.2 제안된 방법과 기존의 알고리즘의 비교

기존의 filtered-x LMS 형태의 알고리즘들^(6,8)과 제안된 방법을 비교하기 위해서 모의실험을 수행하였다. filtered-x LMS 알고리즘의 하나는 이차경로를 추정하기 위해 부가잡음을 사용하는 것이고⁽⁶⁾, 또 다른 방법은 부가 적응필터를 사용하는 방법이다⁽⁸⁾. 수렴상수는 세가지 방법이 정상상태에서 자승평균오차가 같도록 실험적으로 선택하였다.

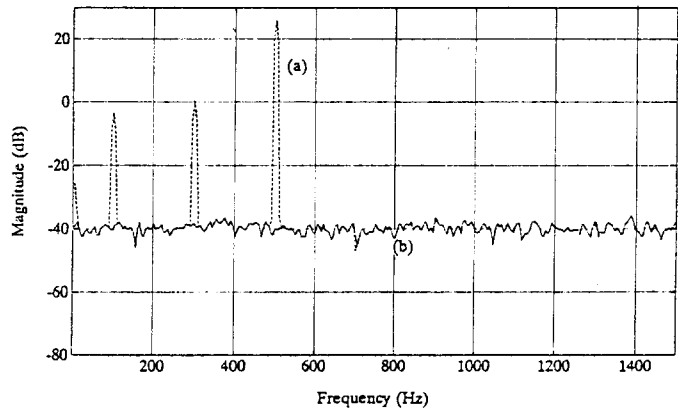
$\theta = -0.34\pi$ 일 때 위상지연이 $\theta = -0.86\pi$ 에서 시간 n 인 순간 $\theta = -0.34\pi$ 로 변화는 경우의 자승평균오차를 그림 7과 그림 8에서 보여준다. 제안된 알고리즘을 사용하여 위상지연과 제거기의 계수를 동시에 계산하는 방법이 처음 부분과 위상지연이 변하는 구간 모두에서 가장 빠른 수렴을 보인다. 본 논문에 포함되지 않은 또다른 실험결과에서 $|\theta| > \pi/2$ 인 경우에도 제안된 방법이 다른 방법보다 빠른 수렴을 보였다.



(a) 제안된 알고리즘
(b) 보조잡음을 사용하여 이차경로를 추정하는 알고리즘
(c) 두개의 필터를 사용하여 이차경로를 추정하는 알고리즘
그림 8 이차경로의 위상지연 변하는 경우의 자승평균오차



(a) 제안된 알고리즘
(b) 보조잡음을 사용하여 이차경로를 추정하는 알고리즘
(c) 두개의 필터를 사용하여 이차경로를 추정하는 알고리즘
그림 9 입력신호의 주파수가 변하는 경우의 자승평균오차



(a) ANC 이전
(b) ANC 이후

그림 10 오차신호의 파워 스펙트럼

그림 9는, 소음신호의 주파수가 100Hz에서 시간 n 인 순간 200Hz로 변하는 경우의 자승평균 오차를 보여준다. 이때의 모의실험에 사용한 표본주파수는 2kHz로 하였다. 앞의 모의실험과 같이 이때의 모의 실험에서도 처음부분과 주파수가 변하는 구간 모두에서 제안된 방법이 가장 빠른 수렴을 보인다.

4.3 다중정현파 신호 제어

각각의 이차경로의 위상지연이 $\pi/4$, $5\pi/6$, $4\pi/3$ 인 100Hz, 300 Hz, 500Hz로 구성된 다중 정현파 신호를 제어하는 데 제안된 방법을 적용하였다. 표본화 주파수는 3 kHz이다. 참조신호와 오차신호는 각 주파수성분으로 분리하기 위하여 대역통과필터를 통과시킨다. 3 개 제어기의 출력은 이차경로를 거치기 전에 합쳐진다. 제안된 능동 소음제어 시스템을 적용하기 전과 적용한 이후의 오차신호 전력밀도 스펙트럼을 그림 10에 나타낸다.

5. 맺 음 말

본 논문에서는 정현파 소음을 제어하기 위한 filtered-x LMS에 바탕을 둔 새로운 적응 알고리즘을 제안하였다. 이러한 알고리즘은 두 개의 연속적인 계수조정식으로 구성된다. 첫번째는 filtered-x LMS 알고리즘을 재정리하여 유도된 조정식으로, 제어기의 계수를 조정한다. 서로 독립인 각 주파수별로 처리하기 때문에 빠른 수렴을 얻을 수 있다. 두번째식은 이차경로로 인한 위상지연을 추정한다. 정현파 신호 주파수보다 4배 이상 빠른 표본화 주파수를 선택하여 추정된 위상지연추정값은 $2\pi f_0$ 만큼 오차를 나타내며, 이 값은 $\pi/2$ 보다 작다. 정현파 신호의 주파수를 알면 이러한 오차는 $2\pi f_0$ 를 더함으로써 제거

할 수 있다. 이러한 방법은 위상지연이 $\pi/2$ 보다 큰 경우 수렴속도를 증가시킨다는 사실을 실험을 통하여 알 수 있다. 추정된 위상지연은 제어기 계수값을 조정하는 데 필요한 필터링된 참조신호를 발생시키는데 사용된다. 참조신호의 위상지연이 각 주파수성분별로 수행되기 때문에, 콘볼루션 연산이 생략되어 계산량을 줄일 수 있다. 또한, 연속적으로 위상지연을 추정하기 때문에 시변 상황에 적용이 가능하다.

조정식의 수렴조건을 유도하였다. 제안된 알고리즘은 제어기 계수를 추정하는데 바이어스가 없으며, 위상지연추정을 위한 수렴상수의 최대허용치는 제어기계수에 대한 수렴상수에 반비례함을 이론적 분석을 통해 알 수 있다.

모의실험을 통하여 제안된 알고리즘이 filtered-x LMS 알고리즘에 바탕을 둔 다른 알고리즘보다 환경변화에 우수한 성능을 보임을 알 수 있다.

부 록

식 (7a)와 (7b)를 식 (4b)에 대입하면 식 (4a)의 오차신호는 다음과 같이 표현될 수 있다.

$$e(n) = d(n) + \alpha\{\cos \theta x_i(n) + \sin \theta x_q(n)\}w_i(n-1) + \alpha\{-\sin \theta x_i(n) + \cos \theta x_q(n)\}w_q(n-1) + p(n) \quad (A1)$$

식 (2)를 식 (4)에 대입하여 다시 정리하면 식 (A1)의 $p(n)$ 는 아래와 같다.

$$p(n) = -\alpha p e(n-1) S(\theta, n) S(\hat{\theta}(n-1), n-1) - \alpha p e(n-1) T(\theta, n) T(\hat{\theta}(n-1), n-1) = -\alpha \rho A^2 \cos \{\hat{\theta}(n-1) - \theta + 2\pi f_0\} \quad (A2)$$

여기서

$$S(\theta, n) = \cos \theta x_i(n) + \sin \theta x_q(n), \\ S(\hat{\theta}(n-1), n-1) = \cos \hat{\theta}(n-1) x_i(n-1) + \sin \hat{\theta}(n-1) x_q(n-1), \\ T(\theta, n) = -\sin \theta x_i(n) + \cos \theta x_q(n), \\ T(\hat{\theta}(n-1), n-1) = -\sin \hat{\theta}(n-1) x_i(n-1) + \cos \hat{\theta}(n-1) x_q(n-1) \quad (A3)$$

식 (A2)을 식 (A1)에 대입하면 식 (4a)의 오차신호는 다음과 같이 표현된다.

$$e(n) = d(n) + \alpha\{\cos \theta x_i(n) + \sin \theta x_q(n)\}w_i(n-1) + \alpha\{-\sin \theta x_i(n) + \cos \theta x_q(n)\}w_q(n-1) - \alpha \rho A^2 e(n-1) \cos \{\hat{\theta}(n-1) - \theta + 2\pi f_0\} \quad (A4)$$

참 고 문 헌

- (1) S.J. Elliott and P.A. Nelson, 1993, "Active Noise Control," IEEE Signal processing Magazine, 12~35, October.
- (2) B. Widrow, J.R. Glover, J.M. McCool et al., 1975, "Adaptive Noise Cancelling Principles and Applications," Proc. IEEE, 1692~1716.
- (3) B. Widrow, S.D. Stearns, 1985, "Adaptive Signal processing," Prentice Hall, Englewood Cliffs, New Jersey.
- (4) C.C. Boucher, S.J. Elliott and P.A. Nelson, 1991, "Effect of Errors in the Plant Model on the Performance of Algorithms for Adaptive Feedforward Control," in Proc. Inst. Elec. Eng., pt. F, Vol. 138, pp. 313~319.
- (5) S.D. Snyder and C.H. Hansen,

- 1994, "The Effect of Transfer Function Estimation Errors on the Filtered-X LMS Algorithm," *IEEE Trans. Signal Processing*, Vol. 42, No. 4, pp. 950~953.
- (6) L.J. Eriksson and M.C. Allie, 1989, "Use of Random Noise for On-Line Transducer Modeling in an Adaptive Active Attenuation System," *J. Acoust. Soc. Am.*, Vol. 88, No. 2, pp. 797~802.
- (7) C. Bao, P. Sas, H. Van Brussel, 1993, "Comparison of Two On-Line Identification Algorithms for Active Noise Control," *Second Conference on Recent Advances in Active Control of Sound and Vibration*, 38~51.
- (8) S.D. Sommerfeldt and J. Tichy, 1990, "Adaptive Control of a Two-Stage Vibration Isolation Mount," *J. Acoust. Soc. Am.*, Vol. 88, No. 2, pp. 938~944.
- (9) Xu Dian, R.J. Bernhard, 1991, "Spatial Extent of Active Noise Control in An Automotive Vehicle," *Proc. Noise-Con 91*, pp. 245~252.
- (10) R.L. Clark and G.P. Gibbs, 1994, "A Novel Approach to Feedforward Higher Harmonic Control," *J. Acoust. Soc. Am.*, Vol. 96, No. 2, pp. 926~936.
- (11) Alan V. Oppenheim, 1989, "Discrete-Time Signal Processing," Prentice Hall, Englewood Cliffs, New Jersey.
- (12) P.L. Feintuch, 1976, "An Adaptive Recursive LMS Filter," *Proc. IEEE*, Vol. 64, No. 11, pp. 1622~1624.
- (13) C.R. Johnson, Jr. and M.G. Larimore, P.L. Feintuch and N. J. Bershad, 1977, "Comments and Addition to an Adaptive Recursive LMS Filter," *Proc. IEEE*, Vol. 65, No. 9, pp. 1399~1402.
- (14) L.J. Eriksson, 1991, "Development of the Filtered-U Algorithm for Active Noise Control," *J. Acoust. Soc. Am.*, Vol. 89, No. 1, pp. 257~265.
- (15) J.J. Shynk, 1989, "Adaptive IIR Filtering," *IEEE ASSP Magazine*, 4~21.