

서브밴드 하이브리드 적응필터를 이용한 다중채널 능동소음제어

(Multi-channel Active Noise Control Using Subband Hybrid Adaptive Filters)

남현도* · 김덕중** · 박용식***

(Hyun-Do Nam · Duck-Joong kim · Yong-Sik Park)

요 약

본 논문에서는 서브밴드 기법을 이용한 다중채널 능동소음제어 알고리즘을 제안하였다. 제안된 서브밴드 제어 기법은 3차원 폐공간에서의 능동소음제어시 가장 문제가 되는 계산량을 줄이고 성능을 향상시키기 위한 방법으로, 소음신호를 여러 개의 주파수 밴드로 분할하여 병렬 처리함으로써 원하는 주파수 범위의 소음을 효과적으로 제거할 수 있어 기존의 알고리즘 보다 낮은 차수의 적응필터를 사용할 수 있다.

적응필터 알고리즘으로 서브밴드로 나뉜 기준입력 대신에 오차신호를 prefiltering하는 adjoint LMS 알고리즘을 적용하여 전체적인 계산량의 감소를 이룰 수 있었으며, 성능 향상을 위하여 기존의 하이브리드 제어기법을 변형하여 전향제어기와 궤환제어기의 특성을 가중적으로 갖는 하이브리드 제어기법을 광대역 소음제어 시스템에 적용하여 우수한 소음제거특성과 시스템의 높은 안정성을 얻었다.

제안된 알고리즘의 성능을 평가하기 위해서 컴퓨터 시뮬레이션을 통해 기존의 알고리즘과 비교하였다.

Abstracts

In this paper, a multi-channel active noise control(ANC) system using subband hybrid control techniques is proposed. Subband techniques could reduce computational burden and improve the performance of ANC systems by dividing several frequency subband and adjusting adaptive filter coefficients. So it can effectively cancel noises at wanted frequency range and use lower order adaptive filter than the existing algorithms. The adjoint LMS algorithm, which prefilter the error signals instead of the divided reference signals in frequency band, is also used for adaptive filter algorithms to reduce the computational burden of the subband adaptive systems.

To improve performance of the ANC system, a weighted hybrid control technique, which has weightily properties of feedforward control systems and feedback control systems, is applied. This algorithm shows higher stability and good noise attenuation property in broad band ANC systems.

Computer simulations were performed to show the effectiveness of the proposed algorithm.

* 정회원 : 단국대학교 공학부 전기공학전공교수
** 정회원 : 단국대학교 대학원 전기공학과

*** 정회원 : 명지대학교 전기정보제어공학부 부교수
접수일자 : 1999년 10월 27일

1. 서 론

저주파 소음을 효과적으로 제어할 수 있는 능동소음제어 기법은 적용대상에 따라 덕트의 경우와 같이 소음파를 평면파로 볼 수 있는 1차원 음장에서의 문제와 공장, 발전소, 사무실등의 경우와 같이 소음파를 평면파로 볼 수 없는 3차원 공간에서의 문제로 나눌 수 있다[1]. 3차원 공간인 경우에는 하나의 음원이 많은 음향모드로 여기되는 3차원 공간의 경우, 상쇄음원과 오차센서를 사용하는 다중채널 능동소음제어 알고리즘을 사용해야 하므로 1차원 음장에서의 문제보다 제어기의 계산량이 매우 증가하게 되어 계산량을 줄이거나 계산속도를 빠르게 하는 것이 절실히 요구되고 있다[2].

지금까지는 실시간 제어의 어려움 때문에 1차원 음향 공간에서의 소음제어가 주로 연구되어 왔으나 최근에는 DSP 기술의 발달로 소음 신호파의 특성 및 온도, 습도 등 주변환경이 변할 때도 잘 적용하는 1차원 및 3차원 음향 공간에서의 적용 능동소음제어 기법[3]과 관심을 가지는 영역만 제어하는 local ANC[4] 등에 관한 연구가 활발히 이루어지고 있다.

능동소음제어 기법은 제어기의 구조에 따라 전향제어기법, 궤환제어기법 및 이 둘을 결합한 하이브리드 제어기법으로 나눌 수 있다. 전향제어기법은 광대역 및 협대역 소음저감에 효과적이지만 음향궤환이 발생되어 제어기의 안정도가 파괴되거나 성능의 저하를 가져오는 문제점이 있으며, 궤환제어기법은 음향궤환문제를 해결하였으나, 예측 가능한 협대역의 소음신호만 제거가 가능하므로 두 제어기법을 결합하여 광대역 및 협대역의 소음제어가 가능하게 한 것이 하이브리드 제어기법[5]이 많이 연구되고 있다. 또 이를 실현하는 방법으로 주파수영역을 여러 개의 서브밴드로 나누어 제어함으로써 계산량을 감소시키고 성능을 향상시킬 수 있다[6].

본 논문에서는 하이브리드 제어 기법과 서브밴드 제어 기법을 결합하여 전체 시스템의 계산량을 줄이면서 음향궤환 때문에 생기는 불안정 요소를 감소시켰다. 서브밴드 알고리즘을 일반적으로 가장 많이 사용되는 filtered_x LMS 알고리즘과 같이 사용할 때 가장 큰 문제점은 기준 입력 신호를 여러 개의 밴드로 나누어야 하므로 각각의 기준입력 신호를 prefiltering 할 때 많은 계산량이 요구된다. 본 논문

에서는 기준입력 대신에 오차신호를 prefiltering 하는 adjoint LMS 알고리즘을 사용하여 이 문제를 해결하였다. 그리고 성능 향상을 위하여 기존의 하이브리드 제어기법을 변형한 가중치를 갖는 하이브리드 제어기법을 적용하여 하이브리드 제어기법의 장점인 광대역 및 협대역 소음에서의 우수한 소음제거특성과 시스템의 높은 안정성을 갖도록 했다.

2. 다중채널 능동소음제어

능동소음제어기법은 제어기법에 따라 전향제어기법과 궤환제어기법으로 나눌 수 있다. 전향제어기법은 기준센서에서 감지된 소음신호와 오차신호의 상관관계를 이용해서 소음을 제거하는 방법으로 높은 안정성과 강인한 성능을 특징으로 하는 반면 느린 수렴속도와 상호 상관관계가 있는 기준입력신호를 필요로 하며 음향궤환 발생으로 인해 안정도가 파괴될 수 있다. 궤환제어기법은 기준입력신호를 필요로 하지 않고 오차센서 주위의 소음을 예측제거 하는 방법으로 음향궤환이 없으며 일반적으로 빠른 수렴속도를 갖지만 이득-대역폭 제한과 안정성 문제가 단점으로 알려져 있다[1].

3차원 폐공간 내의 소음신호는 많은 음향모드를 여기시키는데, 이론적으로 완전한 소음제거를 위해서는 여기되는 음향모드의 수만큼 2차 음원이 필요하게 된다. 실제로 하나의 음향모드를 다른 음향모드의 여기 없이 독립적으로 제어한다는 것은 매우 어려운 일이므로 여러 개의 2차음원과 오차센서, 그리고 여러 개의 기준입력센서를 가진 능동소음제어 시스템을 구성해야 한다.

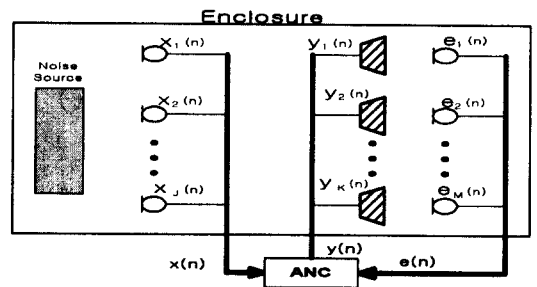


그림 1. 다중채널 능동소음제어 시스템
Fig. 1. Multi-channel ANC system

그림 1은 다중채널 능동소음제어의 구조로, J개의 기준입력 센서와 K개의 병렬 적응필터 및 이에 상응하는 2차 음원들, 그리고 M개의 오차센서로 구성되어 있다. J개의 기준입력신호가 소음신호와 상관관계가 있다고 가정할 때, K개의 적응필터는 M개의 오차신호의 출력의 제곱의 합을 최소화 하기 위해 적응되며, K개의 2차음원에 의해 소음이 제거된다. 여기에는 J×K개의 1차경로와 K×M개의 2차경로가 존재하고, 적응필터 갱신시 J×K×M에 비례해서 계산량이 증가하게 된다. 그러므로 1차원 문제와 비교하여 훨씬 많은 계산량을 갖게 된다[7].

3. 적응필터 알고리즘

3.1 Adjoint LMS 알고리즘

Adjoint LMS 알고리즘은 filtered-X LMS 알고리즘의 변형으로 기준입력신호를 2차경로의 전달함수로 필터링하는 대신 오차신호를 2차경로의 adjoint 모델로 필터링하는 방법이다[7]. 능동소음제어에서 다중채널일 경우 일반적인 filtered-X LMS 알고리즘을 적용하면 기준입력신호의 필터링시 입력신호의 개수인 J에 비례하는 연산을 필요로 하게 된다. 그러나 adjoint LMS 알고리즘을 사용하면 오차신호를 필터링하므로 기준입력신호의 개수와 상관없이 적응필터 계산 시에도 기준입력신호가 변경되지 않았으므로 오차센서의 수 M에 비례하는 수만큼 연산량이 줄어들게 된다. 그러므로 다중채널일 경우 상당한 양의 계산량을 줄일 수 있다.

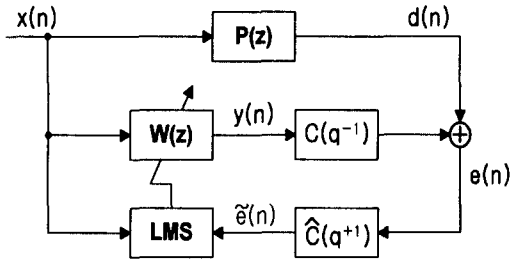


그림 2. Adjoint LMS 알고리즘
Fig. 2. Adjoint LMS algorithm

그림 2는 adjoint LMS 알고리즘의 블록선도이다.

여기서 $x(n)$ 은 입력벡터이고, $C(q^{-1})$ 와 $\hat{C}(q^{-1})$ 은 2차경로와 추정된 2차경로 전달함수이며 $\hat{C}(q^{+1})$ 은 추정된 2차경로 모델의 adjoint 모델이다. 여기서 q^{-1} 은 지연연산자이다.

Adjoint LMS 알고리즘의 식은 다음과 같이 나타낼 수 있다.

$$w(n+1) = w(n) - \mu \tilde{e}(n-Q) x(n-Q) \quad (1)$$

$$\tilde{e}(n) = \hat{C}(q^{+1}, n) * e(n) \quad (2)$$

여기서 $w(n)$ 는 적응필터 파라미터, $x(n)$ 은 기준입력, $e(n)$ 은 오차신호, Q 는 2차경로 모델차수인데, adjoint 모델은 지연요소는 앞선 요소가 되는 비인과적 계통이므로 실시간 적용식에 적용하기 위해 2차경로 모델차수 Q 만큼 지연을 시킨다. Adjoint LMS 알고리즘은 단일채널일 경우 각각의 계산량은 동일하지만 다중채널일 경우 계산량을 줄일 수 있으며 filtered-X LMS 알고리즘과 동등한 수렴성 및 excess mse(mean square error)를 갖는다. Adjoint LMS 알고리즘을 3차원 폐공간에서의 능동소음제어 시스템에 적용하기 위해 다중채널로 확장하면 다음과 같다[5].

$$w_{jk}(n+1) = w_{jk}(n) - \mu \tilde{e}_k(n-Q) x_j(n-Q) \quad (3)$$

$$\tilde{e}(n) = \hat{C}(q^{+1}, n) e(n) \quad (4)$$

여기서 $w_{jk}(n)$ 는 j 번째 입력과 k 번째 오차신호에 대응하는 적응필터 파라미터, μ 는 수렴계수, $e(n)$ 은 M차원 오차신호 벡터이다.

3.2 가중치를 갖는 하이브리드 제어기법

하이브리드 제어기법은 전향제어기법과 제환제어기법을 혼합한 형태로 광대역 및 협대역의 소음제거 특성이 좋으며 음향제환을 줄일 수 있고 안정성이 향상된다.

본 논문에서는 하이브리드 제어기법의 변형된 형태인 가중치를 갖는 하이브리드 제어기법을 제안한다. 가중치를 갖는 하이브리드 제어기법은 하나의 적응필터만을 사용하며 적응필터의 입력신호로 원래의 기준입력신호와 추정된 주소음신호에 가중치를

두어 새로운 기준입력신호로 사용하는 방법이다. 새로운 기준입력신호는 원래의 기준입력신호와 오차신호의 특성을 동시에 갖게 되어 전향제어기법 또는 제한제어기법의 특성을 가중적으로 적절히 적용할 수 있다.

그림 3은 가중치를 갖는 하이브리드 제어기법의 블록선도이다. 새로운 기준입력신호 $x'(n)$ 은 다음과 같다.

$$x'(n) = \alpha x(n) + \beta \hat{d}(n) \quad (5)$$

여기서 α 와 β 는 각각 원래의 기준입력신호와 추정된 주소음 신호의 가중치이며 0과 1사이의 값을 가진다. 그리고 추정된 주소음신호 $\hat{d}(n)$ 과 적응필터 출력 $y(n)$ 은 다음과 같다.

$$\hat{d}(n) = e(n) - \hat{C}(n) * y(n) \quad (6)$$

$$y(n) = W(n) x'(n) \quad (7)$$

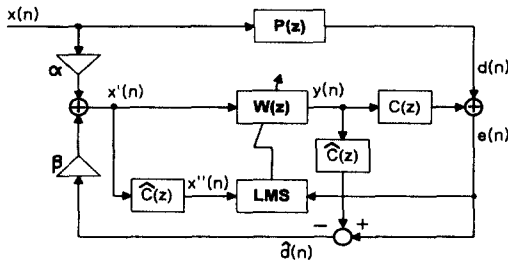


그림 3. 가중치를 갖는 하이브리드 기법
Fig. 3. Hybrid method with weighting factors

적용필터의 적응식은 다음과 같다.

$$W(n+1) = W(n) - \mu x''(n) e(n) \quad (8)$$

$$x''(n) = \hat{C}(n) * x'(n) \quad (9)$$

여기서 $\alpha=0$ 이면 식 (8)은 제한제어기법의 적응식이 되고, $\beta=0$ 이면 식 (8)은 전향제어기법의 적응식이 된다.

4. 서브밴드 제어기법

서브밴드 제어 기법은 신호의 주파수 대역을 몇

개의 서브밴드로 분할하고 각각의 주파수 대역에 대하여 적응처리하는 것으로 능동소음제어에 이용할 경우 계산량의 감소와 더 우수한 성능을 얻을 수 있다. 본 장에서는 서브밴드 기법과 하이브리드 제어기법을 결합하여 서브밴드 하이브리드 능동소음제어 시스템을 제안하였으며, 적응 알고리즘으로는 adjoint LMS 알고리즘을 적용하고 이를 다중채널로 확장하였다.

4.1 서브밴드 기법을 이용한 능동소음제어

음향전달계의 임펄스 응답은 잔향시간이 길어질 경우 높은 차수의 적응필터를 필요로 하는데 저주파수의 잔향시간은 길고, 고주파수에 대한 잔향시간은 상대적으로 짧다. 그리고 입력신호가 광대역이 될수록 역시 높은 차수의 적응필터가 필요하게 되어 계산량이 증가하고 성능도 저하된다. 그러므로 주파수 대역별로 각각 분할하여 처리할 경우 전체적인 적응필터의 차수를 줄일 수 있으며, 원하는 주파수 대역을 선별하여 처리함으로써 전체적인 성능향상을 이룰 수도 있다.

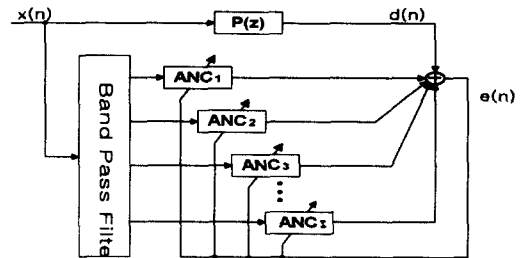


그림 4. 서브밴드 기법을 이용한 능동소음제어
Fig. 4. ANC system using subband techniques

그림 4는 I개의 서브밴드로 분할한 능동소음제어의 블록선도이다. 기준입력신호 $x(n)$ 은 band pass filter를 통과해서 I개의 새로운 기준입력신호로 분할된 뒤 각각 I개의 적응필터에 의해 적응된 후 하나의 출력신호로 합쳐져서 주소음신호를 제거하게 된다. 적응필터 식과 출력 $y(n)$ 은 다음과 같다.

$$W_i(n+1) = W_i(n) - \mu x'_i(n) e(n) \quad (10)$$

$$y(n) = \sum_{i=1}^I W_i(n) x_i(n) \quad (11)$$

서브밴드 하이브리드 적응필터를 이용한 다중채널 능동소음제어

여기서 $x'_i(n)$ 은 i 번째 밴드의 기준입력신호를 2차경로 모델로 필터링한 신호인데 기준입력신호를 I 개의 밴드로 분할했으므로 각각의 밴드마다 $x_i(n)$ 을 필터링해야 하는 단점이 있다. 그러나 식 (10)에서 보는바와 같이 2차경로의 adjoint 모델로 필터링하는 adjoint LMS 알고리즘을 사용하면 필터를 적응시키기 위한 오차신호 $e(n)$ 이 분할되지 않으므로 밴드 수에 상관없이 한번의 필터링만 하면 되어 계산량을 줄일 수 있다. 식 (1)과 식 (10)에서 adjoint LMS 알고리즘을 이용한 i 번째 서브밴드의 적응필터식을 구하면 다음과 같다.

$$W_i(n+1) = W_i(n) - \mu \tilde{e}(n-Q)x_i(n-Q) \quad (12)$$

여기에 알고리즘의 성능을 높이기 위해 가중치를 갖는 하이브리드 기법을 적용하면 식 (8)과 식 (12)에서 i 번째 서브밴드의 적응필터식을 구하면 다음과 같다.

$$W_i(n+1) = W_i(n) - \mu \tilde{e}(n-Q)x_i''(n-Q) \quad (13)$$

$$x_i''(n) = \alpha x_i(n) + \beta \hat{d}(n) \quad (14)$$

식 (7)과 식 (11)에서 적응필터의 출력을 구하면 다음과 같이 된다.

$$y(n) = \sum_{i=1}^I W_i(n)x_i''(n) \quad (15)$$

4.2 다중채널 알고리즘의 전개

서브밴드 기법을 이용한 다중채널 능동소음제어의 블록선도는 그림 4.2와 같다. 여기서 J 는 기준센서, K 는 2차음원, 그리고 M 은 오차 센서의 수이고, 서브밴드의 수는 I 개, 각 밴드에서의 필터 차수 L 이라고 하면, 기준입력신호 행렬은 다음과 같다.

$$\mathbf{X}(n) = [X_1(n) X_2(n) \cdots X_I(n)] \quad (16)$$

여기서 $X_i(n)$ 은 i 번째 밴드의 기준입력신호 행렬로 다음과 같다.

$$X_i(n) = [x_{i,1}^T(n) x_{i,2}^T(n) \cdots x_{i,J}^T(n)]^T \quad (17)$$

여기서 $x_{i,j}(n)$ 은 i 번째 밴드의 j 번째 기준센서의 L 차 기준입력벡터이며 추정된 소음신호 행렬은 다음과 같다.

$$\hat{\mathbf{D}}(n) = [\hat{d}_{1^T}(n) \hat{d}_{2^T}(n) \cdots \hat{d}_{M^T}(n)]^T \quad (18)$$

여기서 $\hat{d}_m(n)$ 은 m 번째 오차센서에서 추정된 L 차 소음신호벡터이다.

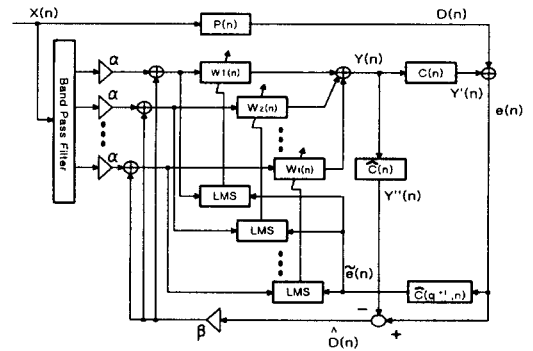


그림 5. 서브밴드 기법을 이용한 다중채널 ANC
Fig. 5. Multi-channel ANC using subband techniques

적용필터 $\mathbf{W}(n)$ 은 FIR구조를 갖는 하이브리드 제어필터로 $IKJ \times L$ 행렬이다.

$$\mathbf{W}(n) = [W_1(n) W_2(n) \cdots W_I(n)] \quad (19)$$

여기서 i 번째 밴드의 적용필터 $W_i(n)$ 은 다음과 같으며, $W_{i,k}(n)$ 은 i 번째 밴드의 k 번째 2차음원에 대한 적용필터 벡터이다

$$W_i(n) = [W_{i,1}^T(n) W_{i,2}^T(n) \cdots W_{i,K}^T(n)]^T \quad (20)$$

i 번째 밴드의 j 번째 입력신호에 대한 k 번째 적용필터의 벡터는 다음과 같다.

$$W_{i,k,j}(n) = [w_{i,k,j,1}(n) w_{i,k,j,2}(n) \cdots w_{i,k,j,L}(n)]^T \quad (21)$$

$P(n)$ 은 주경로 임펄스응답함수 행렬로 $M \times J$ 요소를 갖는다. $C(n)$ 은 $K \times M$ 2차경로 임펄스 응답함수 행렬이며 이와 같은 행렬인 $\hat{C}(n)$ 은 추정된 2차경로 임펄스응답함수가 된다. 2차음원의 출력은 다음과 같다.

$$y(n) = \sum_{i=1}^L W_i [aX_{di}^T(n) + \beta \hat{D}_d^T(n)] \quad (22)$$

여기서 2차음원의 출력신호벡터 $y(n)$ 은 다음 식과 같다.

$$y(n) = [y_1(n) \ y_2(n) \ \dots \ y_K(n)]^T \quad (23)$$

오차센서에서의 추정된 소음신호벡터 $\hat{d}(n)$ 은 다음과 같다.

$$\hat{d}(n+1) = e(n) - y''(n) \quad (24)$$

$$e(n) = [e_1(n) \ e_2(n) \ \dots \ e_M(n)]^T \quad (25)$$

M 개의 오차센서에서 감지되는 잔차신호는 다음 식과 같으며, $d(n)$ 은 소음신호벡터이고, $y'(n)$ 은 오차센서에서의 상쇄신호벡터가 된다.

$$e(n) = d(n) + y'(n) \quad (26)$$

$$d(n) = [d_1(n) \ d_2(n) \ \dots \ d_M(n)]^T \quad (27)$$

여기서 $d_m(n)$ 은 m 번째 오차센서에서의 소음신호이다. $\tilde{e}(n)$ 은 $\hat{C}(q^+, n)$ 로 필터링된 오차벡터이며 다음과 같다.

$$\tilde{e}(n) = \hat{C}(q^+, n) * e(n) \quad (28)$$

적용필터의 평가함수로 각각의 필터링된 오차신호 $\tilde{e}(n)$ 의 평균자승의 총합으로 정의될 수 있다.

$$\xi(n) = \sum_{m=1}^M E[\tilde{e}_m^2(n)] = \tilde{e}^T(n) \tilde{e}(n) \quad (29)$$

평가함수 $\xi(n)$ 을 최소화하는 방향으로 최대경사법(steepest decent)을 적용하면 다음과 같다.

$$W_i(n+1) = W_i(n) - \frac{\mu}{2} \nabla \xi(n) \quad (30)$$

또한 식 (28)과 식 (29)에서 기울기의 추정치를 구하면,

$$\begin{aligned} \nabla \xi(n) &= 2[\hat{C}(q^+, n) * e^T(n)]^T [aX(n) + \beta \hat{D}(n)] \\ &= 2 \tilde{e}(n) [aX(n) + \beta \hat{D}(n)] \end{aligned} \quad (31)$$

이 된다. 그런데 $\hat{C}(q^+, n)$ 은 비인과적(noncausal)계통이므로 실시간으로 적용하기 위해 2차경로의 모델차수 Q 만큼 지연시켜 다음과 같은 최종적인 적용필터 $W_i(n)$ 의 갱신식을 얻는다.

$$\begin{aligned} W_i(n+1) &= W_i(n) - \mu \tilde{e}(n-Q) \\ &\quad \times [aX_i(n-Q) + \beta \hat{D}(n-Q)] \end{aligned} \quad (32)$$

표 1은 서브밴드 기법을 이용한 다중채널 능동소음제어 알고리즘의 계산량을 나타낸 것이다.

표 1. 서브밴드 하이브리드 기법을 ANC의 계산량
Table 1. Computation burden using subband hybrid ANC

항 목	곱셈량
기준입력신호 생성	$J \times I$
$\tilde{e}(n)$ 계산	$K \times M \times Q$
주소음신호 추정	$K \times (M \times Q + 1)$
필터 출력	$J \times K \times L \times I$
계수 갱신	$J \times K \times L \times I$
계	$J I (2KL + 1) + 2KMQ + K$

5. 컴퓨터 시뮬레이션

제안된 서브밴드 기법을 이용한 다중채널 능동소음제어 알고리즘(Multi-Channel Subband LMS; MSBLMS)의 효용성을 검증하기 위해 기존의 능동소음제어 알고리즘과 컴퓨터 시뮬레이션을 통해 비교 분석하였다.

서브밴드 하이브리드 적응필터를 이용한 다중채널 능동소음제어

능동소음제어 시스템의 구조는 그림 6과 같이 주 소음원이 1개이고, 2개의 2차음원과 4개의 오차센서를 사용하였다. 64차의 가중치를 갖는 하이브리드 적응필터를 사용하였고, 가중치 α 와 β 는 1로 하였으며 샘플링 주파수는 2 [kHz]로 하였다. 주파수 영역을 4개의 서브밴드로 나누고 각 밴드에서는 적응필터는 12차를 사용하였으며 2차 경로의 모델은 32차로 하였다.

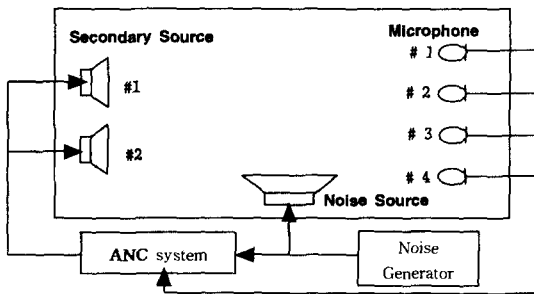


그림 6. 능동소음제어 시스템 구조
Fig. 6. ANC system configuration

본 논문에서 제안한 알고리즘을 64차의 전향제어 필터를 갖는 다중채널 filtered-X LMS 알고리즘 (Multi-Channel LMS, MCLMS)을 사용한 능동제어 시스템과 비교 분석하였다.

표 2는 본 연구에서 제안한 기법과 같은 차수를 갖는 기존의 기법들의 계산량을 비교한 결과이다. 제안된 알고리즘이 기존의 전향제어기법을 사용한 다중채널 filtered-X LMS 알고리즘보다 21% 정도의 계산량 감소를 이룰 수 있었고, 기존의 하이브리드 기법을 이용한 다중채널 filtered-X LMS 알고리즘보다는 50%의 계산량 감소를 이룰수 있었다.

소음원으로는 주파수 특성이 그림 7과 같은 실제 유도전동기의 소음을 사용하였으며, 마이크로폰 1 및 3에서 검출된 소음은 각각 그림 8,9와 같다. 제안된 알고리즘(MSBLMS)이 계산량이 적은데도 불구하고 기존의 대표적인 알고리즘인 MCLMS 보다 전체 영역에서 20dB 정도, peak 주파수인 300 Hz 부근에서는 40 dB 정도 더 우수한 소음저감특성을 보여 주었으며, 다른 마이크로폰에서도 유사한 결과를 보였다.

표 2. 기존의 알고리즘들과의 계산량 비교
Table 2. Comparison of computational burden

	적응필터알고리즘	제어기법	곱셈량
wide band	Filtered-X LMS	전향	896
	Adjoint LMS	전향	512
	Filtered-X LMS	하이브리드	1408
	Adjoint LMS	가중치를 갖는 하이브리드	1154
sub band	Adjoint LMS	가중치를 갖는 하이브리드	706

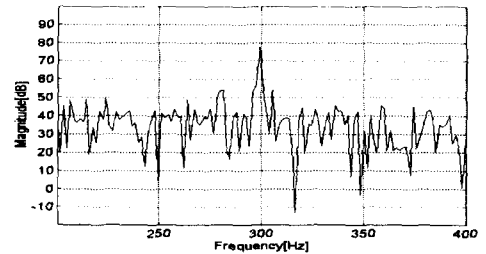


그림 7. 유도전동기 소음의 주파수특성
Fig. 7. Frequency characteristics of induction motor noise

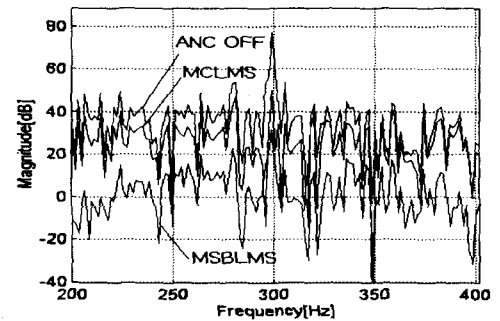


그림 8. Mic #1에서 검출된 소음의 주파수특성
Fig. 8. Frequency characteristics of noise at #1

5. 결 론

본 논문에서는 3차원 폐공간에서의 능동소음제어 시 알고리즘의 계산량을 줄일 수 있는 서브밴드 하이브리드 제어기법을 이용한 다중채널 능동소음제어 알고리즘을 제안하였다.

제안된 알고리즘은 소음원을 여러 개의 주파수 밴드로 분할하여 각각의 주파수 대역에 대해 적응처리함으로써 기존의 알고리즘보다 낮은 차수의 적응필터를 사용할 수 있었으며, 적응필터 알고리즘으로 adjoint LMS 알고리즘과 기존의 전향제어기법 또는 케환제어기법의 단점을 보완하기 위해 가중치를 갖는 하이브리드 제어기법을 적용하여 2차경로의 보상에 필요한 계산량을 줄일 수 있었다. 가중치를 갖는 하이브리드 제어기법은 하나의 적응필터로 전향 및 케환 적응필터의 특성을 가중적으로 가질 수 있으므로 기존의 알고리즘보다 수렴성 및 안정성을 향상시킬 수 있었다.

유도전동기 소음신호를 대상으로 컴퓨터 시뮬레이션을 한 결과 제안된 알고리즘이 기존의 알고리즘보다 계산량이 감소했음에도 불구하고 성능이 향상되었음을 알 수 있었으며 parallel processing이 가능한 DSP 프로세서를 사용하면 더욱 좋은 결과가 기대된다.

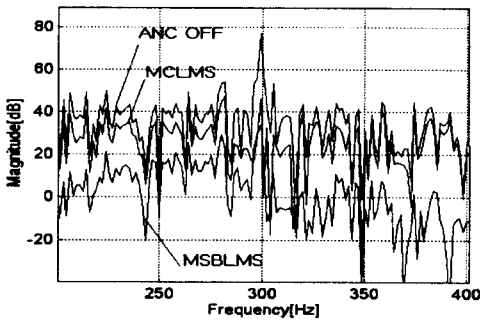


그림 9. Mic #3에서 검출된 소음의 주파수특성
Fig. 9. Frequency characteristics of noise at #3

참 고 문 헌

(1) S. J. Elliott and P. A. Nelson, "Active Noise Control," IEEE Signal Processing Magazine, pp.12-35, Oct, 1993.
 (2) S. J. Elliott, I. M. Stothers, P. A. Nelson, "A multiple error LMS algorithm and its application to the active noise control of sound and vibration," IEEE Trans. Acoust., Speech, Signal Processing, Vol. ASSP-35, No. 1, pp.1423-1434, 1987.
 (3) J.N. Denerberg, "Anti-noise: Quietening the environment with active noise cancellation technology," IEEE Potentials, Vol.11, No.2, pp.36-40, 1992.
 (4) J. Garcia-Bonita and S.J. Elliott, "Local active control of

diffused sound fields," J. Acoustic Soc. Am, Vol.2, pp.1017-1024, 1995.

(5) 남 현도, 홍 석기, "Adjoint LMS 알고리즘을 이용한 하이브리드 능동 소음 제어," 전기학회 논문지, 47권 7호, pp.1031-1037, 1998.
 (6) 김 천덕, 심 동연, 정 호문, 이 준구, 차 경환, "서브밴드 적응신호처리를 이용한 음향 에코제거기의 모델링," 한국음향학회지, 16권, 5호, pp 43-49, 1997.
 (7) S. M. Kuo and D. R. Morgan, "Active Noise Control Systems", New York: John Wiley & sons, INC., 1996.

이 논문은 1997년 한국학술진흥재단의 공모과제 연구비에 의하여 연구되었음 (과제번호 : 1997-001-E00219)

◇ 저자소개 ◇

남 현 도 (南炫道)

1956년 3월 27일생, 1979년 서울대학교 전기공학과 졸업, 1986년 서울대학교 대학원 전기공학과 졸업 (박사), 1991년-1992년 Visiting fellow, ISVR, Univ. of Southampton, England, 1982년 - 현재 단국대학교 공학부 전기공학전공 교수, 산업기술연구소장.

김 덕 중 (金德中)

1971년 8월 24일생, 1996년 2월 단국대학교 전기공학과 졸업, 1998년 2월 단국대학교 대학원 전기공학과 졸업 (석사).

박 용 식 (朴溶植)

1958년 5월 30일생, 1981년 한양대학교 전기공학과 졸업, 1988년 8월 서울대학교 대학원 전기공학과 졸업 (박사), 1988년 9월 - 현재 명지대학교 전기정보제어공학부 부교수.