

다중-레퍼런스/다중-출력 FXLMS 알고리즘에 의한 UPS 팬 소음저감 특성해석

李承約, 趙竣奭, 崔圭夏

Characteristic Analysis of UPS Fan Noise Reduction by Multiple-Reference /Multiple-Output FXLMS Algorithm

Seung-Yo Lee, Jun-Seok Cho, Gyu-Ha Choe

요 약

사무실에서 사용되는 소용량 무정전전원 장치(UPS : Uninterruptible Power Supply)는 대부분의 소음이 냉각팬을 통하여 발생되고 있는데, 이와 같이 장치의 여러 방향으로 방사되는 소음의 능동적 소음제어를 위해서는 FXLMS(Filtered-x LMS) 알고리즘에 기초를 둔 다중채널 방식의 FXLMS (multiple-channel FXLMS) 알고리즘의 사용이 적당하다. 본 논문에서는 사무실에서 주로 사용되는 소용량 UPS의 소음 발생 특성을 분석하고 다중채널 방식의 MRMO(Multiple-Reference/Multiple-Output) FXLMS 알고리즘을 적용하여 방사상으로 전파되는 UPS의 소음을 저감시키기 위한 능동 소음 제어를 수행하고 이의 소음저감 특성을 고찰한다.

ABSTRACT

Audible noise of UPS(uninterruptible power supply) with small rated power is usually generated by the cooling fan. For active noise control for radiated noise of UPS, it is adequate to apply multiple-channel FXLMS algorithm based on Filtered-x LMS algorithm. In this paper, to reduce the audible noise of UPS, its noise characteristics of UPS are analyzed and active noise control by using MRMO(Multiple-Reference/Multiple-Output) FXLMS algorithm is performed. Also, noise reduction characteristics are shown by computer simulation and experimental results.

Key Words : UPS fan noise, active noise control, MRMO(Multiple-Reference/Multiple-Output) FXLMS algorithm

1. 서 론

산업 및 경제의 발달에 따라 환경오염은 물론 소음 공해에 대한 인식이 날로 증대하고 있으며 실제로 소음은 일상 생활 및 작업 환경에 악 영향을 미치고 있어 이에 대한 대책을 수립하는 것이 중요한 문제로 대두되고 있다. 특히 산업체 및 가정, 사무실 등에서 흔히 접하게 되는 소음으로는 전동기, 팬, 엔진 등에 의한 회전기 소음을 들 수 있으며 근래 전력변환 장치를

이용한 생산시스템이 다양하게 분포됨에 따라 반도체 스위치를 이용한 전력변환 장치를 사용함으로써 야기되는 소음이 큰 관심의 대상이 되고 있다.^[1,2] GTO나 전력용 트랜지스터를 사용하는 대용량 전력변환 장치의 경우 그 스위칭 주파수가 용도에 따라 수십 Hz에서 수 kHz 범위의 저주파수 대역에서 운전되므로 그 운전소음이 문제시되며 스위칭 주파수가 20[kHz]를 넘는 소용량의 기기에서는 운전소음보다는 냉각을 위한 팬소음이 더욱 주된 소음원으로 작용하게 된다.

본 논문에서는 전력변환 기기의 하나로서 사무실 등에서 많이 사용되고 있는 소용량의 무정전 전원장치(UPS : Uninterruptible Power Supply)의 소음 저감을 위하여 능동적 소음 제어를 수행하였으며, 능동 소음 제어는 소음파를 평면파로 취급할 수 있는 1차원적 소음을 대상으로 하는 경우와 평면파로 취급할 수 없는 3차원 음향 공간에서의 소음을 대상으로 하는 경우로 나누어 생각 할 수 있는데 UPS 소음의 경우는 덕트, 엔진의 배기관과 같은 1차원적 소음과는 달리 장치로부터 소음이 공간상으로 방사되는 형태의 3차원적 소음 발생 특성을 갖는 소음원으로 스피커와 마이크로폰 사이의 전달함수를 고려한 FXLMS(filtered-X LMS) 알고리즘에 기초를 둔 다중채널 방식의 FXLMS 알고리즘(multiple-channel FXLMS algorithm)의 사용이 적당하다. 따라서 소용량 UPS의 소음저감을 위하여 우선 UPS의 위치에 따른 소음 발생 특성을 분석하고 다중 - 레퍼런스 / 다중 - 출력 FXLMS 알고리즘(Multiple - Reference / Multiple - Output FXLMS Algorithm)에 의한 적응필터를 구성하여 이를 통한 능동적 소음제어를 수행하였으며 컴퓨터 시뮬레이션 및 실험을 통한 UPS 팬 소음의 소음 저감 특성을 고찰한다.

2. 적용대상 UPS 시스템의 소음 발생 특성 및 트랜스듀서의 위치 설정

본 논문에서 소음 제어의 대상으로 삼은 UPS는 용량 2[kVA]이며 가로 32[cm] 세로 60[cm], 높이 32[cm]의 크기를 가지고 있고 UPS의 전면, 후면에 통풍구를 가지고 있는 구조이다. 능동적 소음 제어를 위한 상쇄 스피커 및 검출 마이크로폰의 최적 위치 선정을 위해 우선적으로 UPS의 각 위치에 따른 소음 발생 특성을 조사하였으며 그림 1은 UPS의 외관과 소음 측정의 각 위치를 나타내고 있다.

소음을 저감시키고자 하는 UPS는 앞면과 뒷면에 각각 통풍구를 가지고 있어 UPS 내부에 있는 냉각 팬을 통하여 발생 열을 냉각시키는 통로를 제공하고 있는데, 소음은 역시 이 통풍구를 통하여 가장 많이 발생되고 있다.

검출용 마이크로폰 Mic.1과 Mic.2는 각각 소음이 가장 많이 발생하는 앞면과 뒷면에 설치되었으며 Mic.3과 Mic.4는 각각 UPS의 좌우 측면의 소음 검출 위치를 나타내고, Mic.5는 윗면의 소음신호 검출 위치이다. 검출 마이크로폰은 각각 UPS 각 면으로 부터 10[cm]

이격되어 설치되었으며 소음제어시 참조신호(reference signal)를 얻기 위한 마이크로폰의 위치이기도 하다.

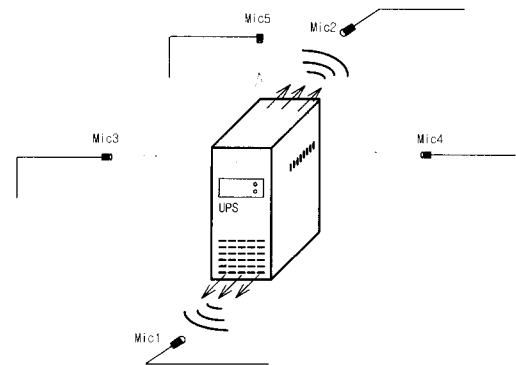


그림 1 각 위치에 따른 UPS 소음의 측정
Fig. 1 Measurement of UPS noise according to position.

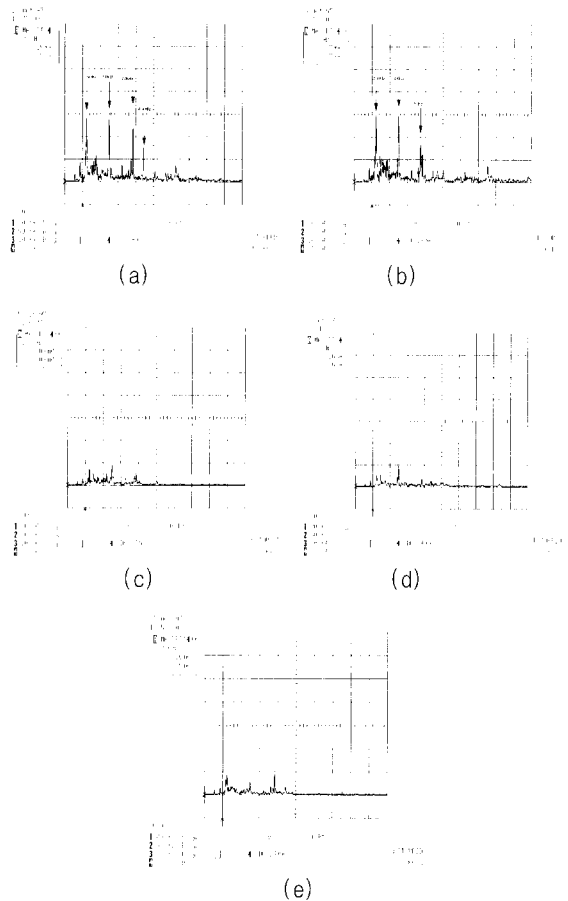


그림 2 각 측정 위치에서 UPS 소음의 FFT (a) Mic.1 (b) Mic.2 (c) Mic.3 (d) Mic.4 (e) Mic.5
Fig. 2 FFT results of UPS noise at each measuring position.

그림 2의 (a)~(b)는 Mic.1에서 Mic.5의 각각의 위치에서 검출된 소음신호를 FFT하여 주파수 특성과 신호의 크기를 분석하여 나타낸 것으로, 그림에서와 같이 Mic.1과 Mic.2 위치에서 가장 큰 크기를 갖는 스펙트럼을 나타내고 있다.

Mic.1에서는 주로 250[Hz], 500[Hz], 650[Hz], 776[Hz], 850[Hz] 성분이, Mic.2에서는 250[Hz], 500[Hz], 776[Hz]가 주된 주파수 성분임을 나타내고 있으며 Mic.3 ~ Mic.5는 상대적으로 그 크기가 매우 작게 나타나고 있음을 볼 수 있다. 따라서 Mic.1과 Mic.2 위치에서 방사되는 소음을 저감시킴으로써 전반적인 소음 레벨을 감소시킬 수 있는 효과를 얻을 수 있음을 알 수 있다.

그림 3은 소음특성을 분석한 결과를 토대로 하여 참조신호(reference signal) 및 오차신호(error signal)를 검출하는 마이크로폰과 상쇄 스피커의 설치 위치를 나타낸 것으로, UPS의 앞면과 뒷면에 존재하는 통풍구를 통해서 대부분의 소음이 방사되고 있기 때문에 이 방사되는 소음을 통풍구 바로 앞에서 상쇄시키도록 하는 구조를 갖도록 하였다.

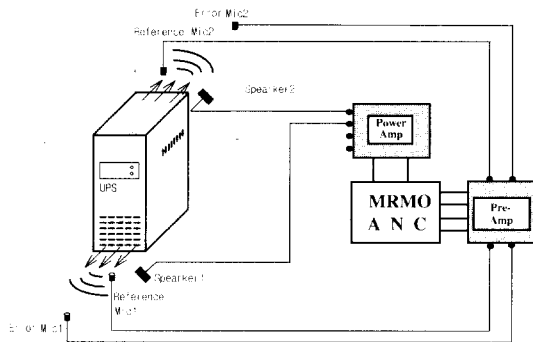


그림 3 UPS 소음의 경우에 대한 트랜스듀서의 위치
Fig. 3 Location of transducer.

3. 다중-레퍼런스/다중-출력 FXLMS 알고리즘

적용 필터를 사용하여 소음을 제어하는 방법으로 오차 마이크로폰으로 전달되는 신호, 즉 소음과 이를 제거하기 위해 발생시킨 상쇄신호와의 차를 최소화하도록 하는 LMS(Least Mean Square) 알고리즘을 기본으로 하여, 스피커와 마이크사이의 전달함수를 고려한 FXLMS(Filtered-x LMS) 알고리즘의 사용이 가장 일반적이다. 이때 1차원 음장을 대상으로 하는 경우는 단일 채널 FXLMS 알고리즘(single-channel FXLMS algorithm)만으로 적용이 가능하며 3차원 음장을 대상

으로 하는 경우는 다중 채널 FXLMS 알고리즘(multiple-channel FXLMS algorithm)이 주로 적용된다^[3,4]. 본 논문에 있어서 소음제어의 적용 대상이 되는 UPS 소음의 경우 발생하는 소음의 형태가 3차원적 소음으로서 다중 채널 FXLMS 알고리즘을 채택하였는데, 특히 본 논문의 적용 대상 소음원의 소음 발생 특성이 UPS의 전면부와 후면부에서 주로 발생하는 것을 고려하여 전면부와 후면부 2방향에서 발생하는 소음을 중점적으로 감소시키는 것을 목표로 하고 이를 위해 2개의 레퍼런스 신호를 사용하는 다중-레퍼런스/다중-출력 FXLMS 알고리즘을 사용하였다. 이는 여러 지점에서 발생하는 소음의 저감을 위해 소음발생지점 각 위치에서 각각의 레퍼런스 신호를 검출하여 사용하며 또한 상쇄 스피커와 오차 마이크로폰의 수도 복수 개를 사용하게 된다.

3.1 정규화 된 LMS 알고리즘

그림 4는 적응 필터의 개념을 블록선도로 나타낸 것으로 FIR이나 IIR로 구성된 디지털 필터와 이의 계수를 조정하도록 하는 적응 알고리즘으로 구성되며, 시스템의 특성이 미지이거나 시변일 때에도 오차신호 $e(n)$ 이 0으로 수렴하도록 적응 알고리즘을 사용하여 제어필터의 계수를 실시간 조정하도록 한다^[5,6].

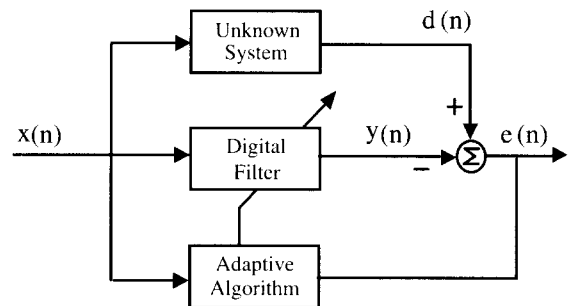


그림 4 적응필터의 블록선도
Fig. 4 Block diagram of adaptive filter.

그림 4의 오차신호 $e(n)$ 에 대한 최소평균자승오차(MMSE : Minimum Mean-Square Error)는 평균자승오차(MSE)로부터 Wiener의 최적해를 구하여 유도될 수 있는데 이와 같은 선형대수적 해의 풀이는 자기 상관 행렬식과 상호상관 벡터의 연속적인 추정이 필요하고 이들의 추정을 위해서는 과거의 데이터를 모두 알고 있어야 하기 때문에 온라인으로 최적의 필터 계수 값을 구하기는 현실적으로 불가능하다. 따라서 순환기법에 의한 알고리즘을 사용하여 MMSE를 구하여야

할 필요가 있는데, 많은 실질적인 응용에 있어서 통계적 신호 $d(n)$ 과 $x(n)$ 은 미지의 신호이고 최대경사법은 각 반복 구간에서 기울기 벡터의 정확한 지식을 가정하기 때문에 직접적으로 사용될 수 없으므로 평균자승오차 대신에 이의 추정치로서 순시자승오차(instantaneous squared error) $e^2(n)$ 을 식 (1)과 같이 사용하면 기울기의 추정치는 단순하게 자승오차의 순시적인 기울기가 되어 보다 간략한 갱신식을 얻을 수 있다^[4].

$$\hat{\zeta}(n) = e^2(n) \quad (1)$$

따라서 그림 4의 디지털 필터의 가중치 벡터를 $w(n)$ 이라 한다면 다음과 같이 구조가 간단한 LMS 알고리즘을 얻을 수 있다.

$$w(n+1) = w(n) + \mu x(n)e(n) \quad (2)$$

이때 μ 는 수렴계수를 나타내며, LMS 알고리즘은 수렴속도가 늦고 적절한 수렴계수를 선정하는 것이 쉽지 않으므로 원하는 정상상태 성능을 유지시키고 레퍼런스 신호의 파워에 독립적이면서 수렴속도를 최적화하기 위한 기법으로서 정규화된 LMS(normalized LMS) 알고리즘을 사용할 수 있다. 본 논문에서는 이러한 기법의 하나로 rectangular moving window 기법을 이용함으로써 적절한 수렴계수를 선정하도록 하는 방식을 사용하였으며 L 을 필터의 차수, $\hat{P}_x(n)$ 을 n 번째 샘플 순간에서 참조 신호 $x(n)$ 의 파워인 $P_x(n)$ 의 추정치라 한다면 식 (5)와 같은 적응필터의 수렴계수 μ 를 얻을 수 있다.

$$\begin{aligned} \hat{P}_x(n) &= \frac{1}{M} \sum_{m=0}^{M-1} x^2(n-m) \\ &= \hat{P}_x(n-1) + \frac{x^2(n) - x^2(n-M)}{M} \end{aligned} \quad (3)$$

$$\hat{P}_x(n) = \frac{\mathbf{x}^T(n) \mathbf{x}(n)}{M} \quad (4)$$

$$\mu(n) = \frac{\alpha}{\mathbf{x}^T(n) \mathbf{x}(n)} \quad (5)$$

여기서 α 는 0과 2사이의 값을 만족하는 정규화된 스텝 사이즈이고 M 은 moving window의 길이를 나타

내며 이를 통해 정규화된 LMS알고리즘은 식 (6), 출력은 식 (7), (8)로 표현할 수 있다.

$$w(n+1) = w(n) + \frac{\alpha}{\mathbf{x}^T(n) \mathbf{x}(n)} \mathbf{x}(n)e(n) \quad (6)$$

$$y(n) = \sum_{l=0}^{L-1} w_l(n)x(n-l) \quad (7)$$

$$y(n) = \mathbf{w}^T(n) \mathbf{x}(n) \quad (8)$$

3.2 Filtered-x LMS (FXLMS) 알고리즘

LMS 알고리즘을 사용하여 소음제어기를 구성하는 경우 스피커 출력과 마이크로폰 사이에 2차 전달경로가 존재하므로 이 전달경로를 통하여 신호의 왜곡이 발생하게 되는데^[7,8] 온라인이나 오프라인으로 2차경로를 추정하여 레퍼런스 신호에 컨벌루션 시킴으로써 이를 보상하는 방식의 알고리즘이 FXLMS 알고리즘이며 그림 5는 이를 설명하는 FXLMS 알고리즘의 블록 선도를 나타내고 있다. 이때 적응필터의 계수는 마이크를 통해 받아들인 오차신호 $e(n)$ 과 2차 전달경로를 모델링한 $\hat{C}(n)$ 에 소음원의 레퍼런스 신호 $x(n)$ 을 콘볼루션시킨 연산결과에 의해 갱신된다.

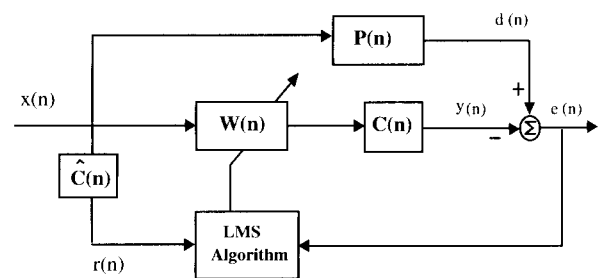


그림 5 Filtered-x LMS 알고리즘
Fig. 5 Filtered-x LMS algorithm.

3.3 다중-레퍼런스/다중-출력 Filtered-x LMS 알고리즘

다중채널 FXLMS 알고리즘은 전향 제어구조를 갖는 경우 레퍼런스의 수에 따라 단일-레퍼런스/다중-출력 FXLMS알고리즘(Single-Reference / Multiple-Output FXLMS Algorithm)과 다중-레퍼런스/다중-출력 FXLMS 알고리즘(Multiple-Reference / Multiple-Output FXLMS Algorithm)으로 분류할 수 있는데^[4], 본 문에 있어서는 적용대상 UPS 소음원이 대부분 앞면과 뒷면에 존재하는 양방향의 통풍구를 통하여 임의의 시

간에 약간씩 다른 특성을 내는 소음을 발생시키고 있어 2개의 레퍼런스에 의해 제어되는 다중-레퍼런스/다중-출력 FXLMS 알고리즘을 적용시킬 필요가 있다.

그림 6은 J개의 입력 레퍼런스를 갖고 K개의 출력 스피커와 M개의 오차 마이크로폰을 갖는 $J \times K \times M$ 다중 레퍼런스에 의한 Multiple-Channel FXLMS 알고리즘을 나타내는데, 이러한 경우에 있어서는 $K \times M$ 개의 전달경로와 $J \times K$ 개의 적응필터가 존재하며, 소음의 음압을 감소시키기 위해서 적응 디지털 필터의 계수는 각 마이크에서 측정된 오차신호의 합을 최소화하도록 갱신된다^[14]. $K \times M$ 개의 2차경로 $C_{mk}(z)$ 에 대한 보상을 위하여 $\hat{C}_{mk}(z)$ 을 추정하고 필터링된 레퍼런스 신호 $x'_{jkm}(n)$ 을 얻기 위하여 $J \times K \times M$ 번의 콘볼루션 연산이 수행된다. 또한 제어기에서는 $J \times K$ 개의 적응필터 w_{kj} 의 계수를 조정하며 K개의 2차음원을 구동시키게 된다. n번째 샘플에서 레퍼런스 신호벡터 $\mathbf{x}_j(n)$ 이 kj번째 적응 디지털 필터 w_{kj} 를 거친 후의 k번째 스피커의 출력신호를 $y_k(n)$ 이라 하면

$$y_k(n) = \sum_{j=1}^J y_{kj}(n) \quad , \quad k=1,2,\dots,K \quad (9)$$

와 같고 여기서

$$y_{kj}(n) = \mathbf{w}_{kj}^T(n) \mathbf{x}_j(n) \quad (10)$$

$$\mathbf{x}_j(n) \equiv [x_j(n) \quad x_j(n-1) \quad \dots \quad x_j(n-L+1)]^T \quad (11)$$

($j=1,2,\dots,J$)이 되고, 다중-레퍼런스 / 다중-출력 FXLMS 알고리즘을 유도하기 위하여 다음과 같은 형태로 출력신호를 기술하면

$$\mathbf{y}(n) = \mathbf{X}^T(n) \mathbf{w}(n) \quad (12)$$

여기서 $\mathbf{y}(n)$ 은 K개의 출력 벡터이며, 식 (13)~(16)에서와 같이 $\mathbf{X}(n)$ 은 각각의 원소 $\mathbf{x}(n)$ 에 있어서 J개의 참조신호가 각각 L-1 개의 지연을 갖는 벡터가 되고 $\mathbf{w}(n)$ 은 L차의 계수를 갖고 각 K개의 출력 신호에 대응하여 J개의 적응필터로 구성된 벡터이다.

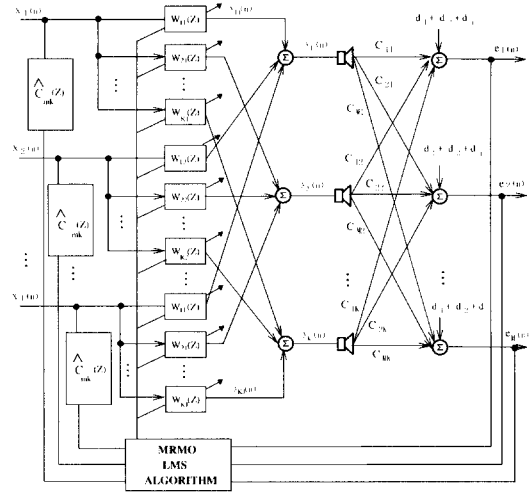


그림 6 다중 참조신호에 의한 다중채널 FXLMS알고리즘
Fig. 6 Multiple-channel Filtered-x LMS algorithm by multiple reference.

$$\mathbf{X}(n) \equiv \begin{bmatrix} \mathbf{x}(n) & \mathbf{0} & \dots & \mathbf{0} \\ \mathbf{0} & \mathbf{x}(n) & \dots & \mathbf{0} \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ \mathbf{0} & \dots & \mathbf{0} & \mathbf{x}(n) \end{bmatrix} \quad (13)$$

인 $JKL \times K$ 인 행렬이며

$$\mathbf{x}(n) \equiv [\mathbf{x}_1^T(n) \quad \mathbf{x}_2^T(n) \quad \dots \quad \mathbf{x}_J^T(n)]^T \quad (14)$$

이고 $JL \times 1$ 인 참조신호 벡터를 나타낸다.

$$\mathbf{w}(n) \equiv [\mathbf{w}_1^T(n) \quad \mathbf{w}_2^T(n) \quad \dots \quad \mathbf{w}_K^T(n)]^T \quad (15)$$

은 식 (16)의 K개의 하위 벡터들로 이루어지는 $JKL \times 1$ 인 적응 가중치 벡터를 의미한다.

$$\mathbf{w}_k(n) \equiv [\mathbf{w}_{k1}^T(n) \quad \mathbf{w}_{k2}^T(n) \quad \dots \quad \mathbf{w}_{kj}^T(n)]^T \quad (16)$$

여기서 $k=1,2,\dots,K$ 이다.

이를 사용하여 다중-레퍼런스/다중-출력 FXLMS 알고리즘을 유도하기 위해, 오차신호 벡터를 $\mathbf{e}(n)$, 1차 전달경로를 거친 소음신호를 $\mathbf{d}(n)$ 그리고 2차 전달경로를 거친후의 상쇄 신호를 $\mathbf{y}'(n)$ 이라 하면

$$\mathbf{e}(n) = \mathbf{d}(n) - \mathbf{y}'(n) \quad (17)$$

$$\mathbf{y}'(n) = \mathbf{C}(n) * \mathbf{y}(n) \quad (18)$$

$$C(n) = \begin{bmatrix} c_{11}(n) & c_{12}(n) & \cdots & c_{1K}(n) \\ c_{21}(n) & c_{22}(n) & \cdots & c_{2K}(n) \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ c_{M1}(n) & c_{M2}(n) & \cdots & c_{MK}(n) \end{bmatrix} \quad (19)$$

와 같이 표현할 수 있으며, 여기서 $c_{mk}(n)$ 은 k 번째 2차 음원에서 m 번째 오차 마이크로폰으로의 전달경로를 의미한다. 식 (12), (18)을 사용하여 식 (17)을 다시 표현하면

$$e(n) = d(n) - C(n) * [X^T(n) w(n)] \quad (20)$$

과 같고, 식 (21)으로 표현되는 최소자승오차의 합인 비용함수(cost function)가 식 (22)과 같이 순시자승오차의 합으로 근사화되면 적응필터의 계수벡터 $w(n)$ 은 식 (22)의 추정된 비용함수의 최소화를 위하여 식 (23)과 같이 음의 기울기 방향으로 갱신된다.

$$\zeta(n) = \sum_{m=1}^M E\{e_m^2(n)\} \quad (21)$$

$$\hat{\zeta}(n) = \sum_{m=1}^M e_m^2(n) \quad (22)$$

$$w(n+1) = w(n) - \frac{\mu}{2} \hat{\nabla} \quad (23)$$

여기서 $\hat{\nabla}$ 은 $\frac{\partial \hat{\zeta}(n)}{\partial w}$ 을 의미한다. n 번째 샘플링에서 식 (37)로 표현되는 비용함수를 kj 번째 계수벡터 $w_{kj}(n)$ 로 편미분하면

$$\begin{aligned} \hat{\nabla}_{kj} &= \frac{\partial \sum_{m=1}^M e_m^2(n)}{\partial w_{kj}} \\ &= -2 \sum_{m=1}^M [c_{mk}(n) * x_j(n)] e_m(n) \end{aligned} \quad (24)$$

($k=1, 2, \dots, K, j=1, 2, \dots, J$)와 같이 표현되고, 전체적인 표현으로 비용함수의 기울기는 식 (25)와 같이 나타낼 수 있다.

$$\begin{aligned} \hat{\nabla}_{kj} &= -2 \begin{bmatrix} c_{11}(n) * x_j(n) & c_{21}(n) * x_j(n) & \cdots & c_{M1}(n) * x_j(n) \\ c_{12}(n) * x_j(n) & c_{22}(n) * x_j(n) & \cdots & c_{M2}(n) * x_j(n) \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ c_{1K}(n) * x_j(n) & c_{2K}(n) * x_j(n) & \cdots & c_{MK}(n) * x_j(n) \end{bmatrix} e(n) \\ &= -2 [C^T(n) \otimes x_j(n)] e(n) \end{aligned} \quad (25)$$

여기서 \otimes 는 크로넬커 프로덕트 콘볼루션(Kronecker product convolution)을 의미한다. 이때 FXLMS 알고리즘을 구현하기 위하여 2차전달경로 $C(n)$ 의 추정치를 $\hat{C}(n)$ 이라 하고 2차경로 추정에 의해 필터링된 레퍼런스 신호벡터를 다음과 같이 나타낸다

$$\begin{aligned} X'(n) &= \hat{C}^T(n) \otimes x_j(n) \\ &= \begin{bmatrix} \hat{c}_{11}(n) * x_j(n) & \hat{c}_{21}(n) * x_j(n) & \cdots & \hat{c}_{M1}(n) * x_j(n) \\ \hat{c}_{12}(n) * x_j(n) & \hat{c}_{22}(n) * x_j(n) & \cdots & \hat{c}_{M2}(n) * x_j(n) \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ \hat{c}_{1K}(n) * x_j(n) & \hat{c}_{2K}(n) * x_j(n) & \cdots & \hat{c}_{MK}(n) * x_j(n) \end{bmatrix} \\ &= \begin{bmatrix} x_{j11}'(n) & x_{j12}'(n) & \cdots & x_{j1M}'(n) \\ x_{j21}'(n) & x_{j22}'(n) & \cdots & x_{j2M}'(n) \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ x_{jK1}'(n) & x_{jK2}'(n) & \cdots & x_{jKM}'(n) \end{bmatrix} \end{aligned} \quad (26)$$

$$x_{jkm}'(n) \equiv \hat{c}_{mk}(n) * x_j(n) \quad (27)$$

와 같고 다중레퍼런스 다중출력 FXLMS 알고리즘은 식 (25)과 (26)을 식 (23)에 대입함으로써 다음 식 (28)과 같이 얻을 수 있다. 식 (27)에서 $\hat{c}_{mk}(n)$ 은 $C_{mk}(z)$ 의 추정치인 FIR 필터 $\hat{C}_{mk}(z)$ 의 임펄스 응답을 나타낸다.

$$w(n+1) = w(n) + \mu X'(n) e(n) \quad (28)$$

이때 출력신호와 관계되는 첨자 $k=1, 2, \dots, K$ 와 레퍼런스 신호에 관계되는 첨자 $j=1, 2, \dots, J$ 을 고려하여 계수벡터의 성분들을 다음과 같이 표현할 수 있다.

$$w_{kj}(n+1) = w_{kj}(n) + \mu \sum_{m=1}^M x_{jkm}'(n) e_m(n) \quad (29)$$

여기서 $x_{jkm}'(n)$ 은 식 (26)의 필터링된 레퍼런스 신호의 성분임을 나타낸다.

앞서 언급한 바와 같이 본 연구에 있어서 소음원인 UPS의 소음이 기기의 앞, 뒷면에 존재하는 통풍구를 통하여 대부분의 발생되고 있으므로 각각 앞면과 뒷면에서 각각 1개씩의 레퍼런스 신호를 얻어야 할 필요가 있는데 이에 따라 본 논문에서 사용되는 레퍼런스의 수는 2개가 되고 각 위치에서 오차 마이크로폰과 상쇄스피커를 각각 1개씩 사용하여 총 2개씩의 오차 마이

크로폰과 상쇄 스피커가 사용되므로 전체적으로 $2 \times 2 \times 2$ 구조의 다중-레퍼런스/다중-출력 FXLMS 알고리즘을 구현한다. 그림 7은 본 연구에서 사용된 $2 \times 2 \times 2$ 구조의 다중-레퍼런스/다중-출력 FXLMS 알고리즘의 블록선도로서 식 (30)은 각 스피커로 전달되는 제어기의 출력을, 식 (31)은 각각의 적응필터에 대한 최종적인 갱신식을 나타내고 있다.

$$y_1(n) = y_{11}(n) + y_{12}(n) = \mathbf{w}_{11}^T(n) \mathbf{x}_1(n) + \mathbf{w}_{12}^T(n) \mathbf{x}_2(n) \quad (30a)$$

$$y_2(n) = y_{21}(n) + y_{22}(n) = \mathbf{w}_{21}^T(n) \mathbf{x}_1(n) + \mathbf{w}_{22}^T(n) \mathbf{x}_2(n) \quad (30b)$$

$$\begin{aligned} \mathbf{w}_{11}(n+1) = & \mathbf{w}_{11}(n) + \mu \{ [\hat{c}_{11}(n) * \mathbf{x}_1(n)] e_1(n) \\ & + [\hat{c}_{21}(n) * \mathbf{x}_1(n)] e_2(n) \} \end{aligned} \quad (31a)$$

$$\begin{aligned} \mathbf{w}_{21}(n+1) = & \mathbf{w}_{21}(n) + \mu \{ [\hat{c}_{12}(n) * \mathbf{x}_1(n)] e_1(n) \\ & + [\hat{c}_{22}(n) * \mathbf{x}_1(n)] e_2(n) \} \end{aligned} \quad (31b)$$

$$\begin{aligned} \mathbf{w}_{12}(n+1) = & \mathbf{w}_{12}(n) + \mu \{ [\hat{c}_{11}(n) * \mathbf{x}_2(n)] e_1(n) \\ & + [\hat{c}_{21}(n) * \mathbf{x}_2(n)] e_2(n) \} \end{aligned} \quad (31c)$$

$$\begin{aligned} \mathbf{w}_{22}(n+1) = & \mathbf{w}_{22}(n) + \mu \{ [\hat{c}_{12}(n) * \mathbf{x}_2(n)] e_1(n) \\ & + [\hat{c}_{22}(n) * \mathbf{x}_2(n)] e_2(n) \} \end{aligned} \quad (31d)$$

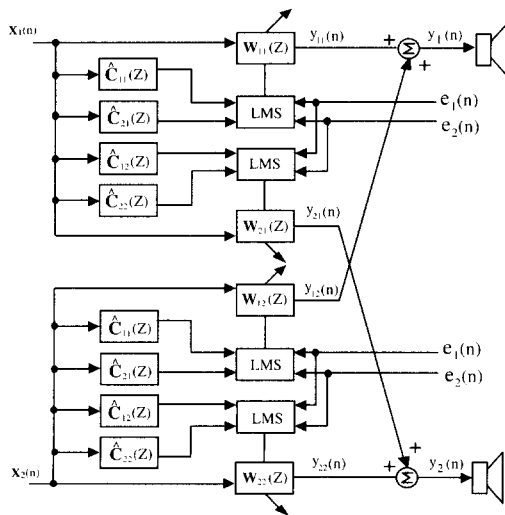


그림 7 2개의 참조신호를 사용하는 다중채널 FXLMS 알고리즘 블록선도

Fig. 7 Block diagram of Multiple-channel FXLMS algorithm using 2 references.

3.4 전달경로의 추정

Filtered-x LMS 알고리즘은 능동소음제어 시스템을 동작시킬 때 2차 전달경로에 의한 신호의 왜곡을 보상해 주도록 한다. 이를 위하여 스피커로 발생시키는 신호를 입력으로 하고 마이크로폰으로 받은 신호를 출력신호로 하여 상쇄 스피커와 오차 마이크로폰 사이의 전달경로를 모델링할 수 있는데, 이러한 전달경로의 추정은 적응필터를 사용하는 능동 소음 제어시 중요한 영향을 미치게 된다^[7].

전달경로의 추정방법에는 전달경로가 수시로 변화하는 경우 소음제어 과정 중에 연속적으로 추정하는 온라인(on-line) 방법과 본 연구에서처럼 소음제어의 대상이 한 장소에 설치되어 있어 전달경로의 특성이 거의 변하지 않는 경우 미리 추정하여 고정하는 오프라인(off-line)에 의한 방법이 존재한다^[9]. 본 연구에 있어서는 백색잡음을 이용하여 미지의 경로를 추정하는 오프라인에 의한 추정방법을 사용하였는데, 그림 4에서 시스템 입력으로서 $x(n)$ 을 X_k 로 나타내는 백색잡음으로 두고, 미지의 시스템 출력 $d(n)$ 을 y_{uk} 라 하면, $C(z)$ 으로 표현되는 미지의 시스템 전달함수는 LMS 알고리즘과 같은 적응 알고리즘을 사용하여 임의의 디지털 필터 $\hat{C}(z)$ 로서 추정한다. 그림 4에서 $C(z)$ 을 추정하는 미지의 선형시스템으로 $\hat{C}(z)$ 을 추정된 시스템으로 하고, 출력 $y(n)$ 을 미지의 시스템 출력인 y_{uk} 에 대한 추정치 \hat{y}_{uk} 로 표시한다면 추정되어야 할 대상 시스템의 입출력 관계인식 (32)와 같이 추정된 전달함수에 의한 출력 \hat{y}_{uk} 를 식 (33)으로 나타낼 수 있다.

$$y_{uk} = C(z)X_k \quad (32)$$

$$\hat{y}_{uk} = \sum_{i=0}^{N-1} \hat{C}_k X_k(n-i) \quad (33)$$

본 연구에 있어서는 미지의 시스템 $C(z)$ 을 추정하기 위하여 $\hat{C}(z)$ 을 FIR 필터로 모델링하였으며 일정 시간 동안 $\hat{C}(z)$ 이 $C(z)$ 을 추정하도록 하고, 이때 얻어진 $\hat{C}(z)$ 의 계수 값을 레퍼런스 신호와 콘볼루션 시킴으로써 FXLMS 알고리즘을 구현하기 위한 필터링된 레퍼런스 신호를 얻도록 한다.

그림 8은 백색잡음을 사용한 오차경로의 추정과정을 보여주는 것으로 그림의 (a)는 시스템 입력으로 사용된 백색잡음 X_k 이며 (b)는 백색잡음이 미지의 오차경

로를 거친후의 출력신호 y_{uk} 를 나타내고, 그림의 (c) 와 (d)는 각각 추정된 출력신호 \hat{y}_{uk} 와 각 출력간의 오차신호 e_k 를 나타내고 있다.

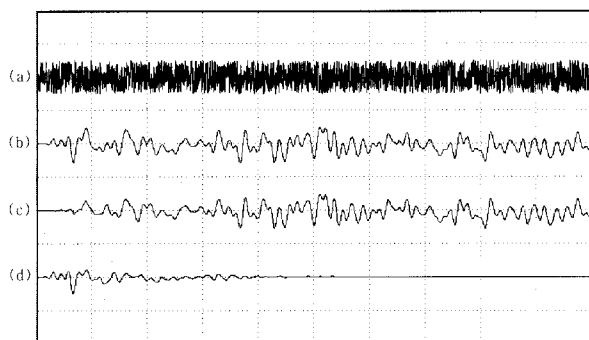


그림 8 백색잡음을 이용한 전달경로의 추정과정 (가로축 scale : 10ms/div. 세로축 scale : 1V/div).
 (a)입력 백색잡음 X_k (b) 미지 시스템 출력 y_{uk}
 (c)추정된 출력신호 \hat{y}_{uk} (d) 오차신호 e_k

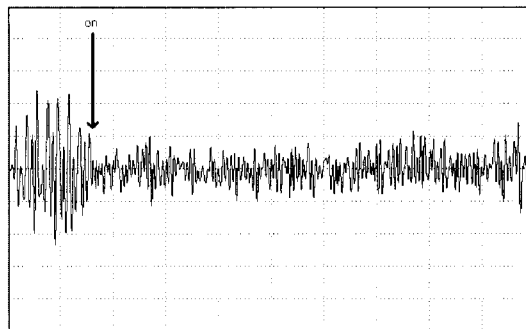
Fig. 8 Estimation of secondary-path by using white noise.
 (a) input white noise (b) output of unknown system
 (c) estimated output signal (d) error signal

4. 컴퓨터 시뮬레이션

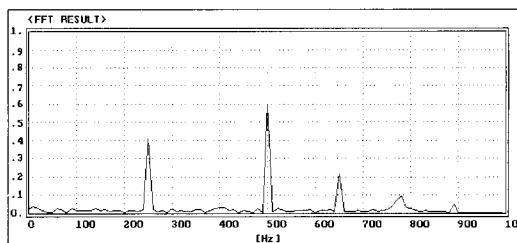
분석된 실 소음원의 소음특성을 토대로 연구된 다중-레퍼런스/다중-출력 FXLMS 알고리즘의 소음 제어 특성의 검증을 위하여 실험을 수행하기에 앞서 우선적으로 C 언어를 사용하여 컴퓨터 시뮬레이션을 수행하였다. 2차의 전달경로 추정을 위하여 16차 FIR 필터로 모델링하였으며 $J \times K$ 개의 필터 차수는 각각 50차로 설정하였다. 또한 수렴계수 μ 의 선정은 정규화된 LMS 알고리즘을 사용하여 매 스텝마다 갱신되는 방법을 사용하였으며 소음신호는 실 소음원의 소음특성 분석을 기초로 각 발생 주파수 대에서 일정한 파워를 갖는 신호인 것으로 가정하였다.

그림 9와 10은 각각 UPS 소음을 가정하여 소음원 앞면 통풍구 및 뒷면 통풍구에서의 능동소음제어 결과를 나타낸 것으로 소음원은 앞면에서 250[Hz], 500[Hz], 650[Hz], 776[Hz], 890[Hz] 성분이 뒷면에서는 250[Hz], 500[Hz], 776[Hz]의 주파수 성분이 주를 이루어 나타나는 것으로 모의 하였다. 각각의 그림에서 (a)는 검출 마이크로폰에서 검출되는 소음의 잔류 오차음에 대한 시간축 파형을 나타내고 있으며, 소음 제어가 온(on) 되면서 발생되고 있는 소음이 감쇄되고 있

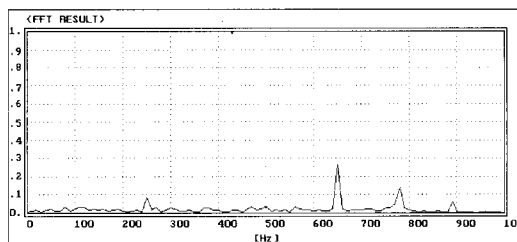
음을 보여주고 있다. (b)는 소음을 상쇄시키기 전 잔류 오차음의 FFT 결과를 나타내고 있고 (c)는 상쇄 후 잔류 오차음의 FFT 결과이다. 소음원 앞면에서는 250[Hz], 500[Hz] 성분이 크게 줄어들었으며 650[Hz], 776[Hz], 890[Hz] 성분은 여전히 잔존 하고있음을 나타내고 있고 소음원 뒷면의 경우에 있어서는 250[Hz], 500[Hz], 776[Hz]의 주파수 성분이 모두 감쇄 되었음을 보여주고 있다.



(a)



(b)



(c)

그림 9 UPS 소음원(앞면)에 대한 소음제어 시뮬레이션 결과
 (a) 잔류 오차음(가로축 scale : 50ms/div. 세로축 scale : 1V/div). (b) 상쇄전 잔류 오차음의 FFT
 (c) 상쇄후 잔류 오차음의 FFT

Fig. 9 Simulated result of noise control to UPS noise (at front side). (a) error sound waveform
 (b) FFT result before noise control
 (c) FFT result after noise control

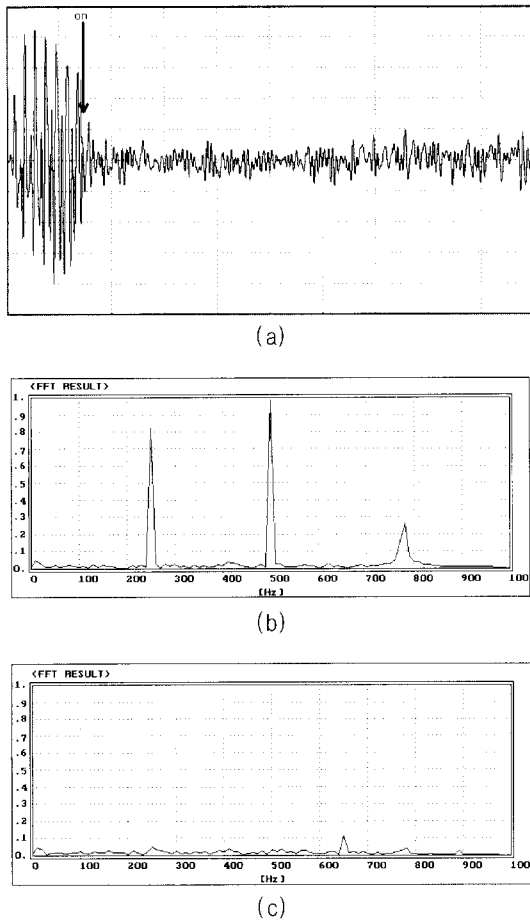


그림 10 UPS 소음원(뒷면)에 대한 소음제어 시뮬레이션 결과 (a) 잔류 오차음(가로축 scale : 50ms/div. 세로축 scale : 1V/div). (b) 상쇄전 잔류 오차음의 FFT (c) 상쇄후 잔류 오차음의 FFT

Fig. 10 Simulated result of noise control to UPS noise (at back side). (a) error sound waveform (b) FFT result before noise control (c) FFT result after noise control

5. 능동 소음 제어 실험 및 결과

5.1 실험 장치의 구성

능동 소음제어기의 실시간 구현을 위하여 고속 연산 수행이 가능한 DSP(TMS320C31)를 사용하였으며 능동소음제어 장치는 주 제어보드 이외에 입력신호를 샘플링하여 디지털 신호로 변환하는 A/D 변환기, 연산된 제어신호의 디지털 값을 아날로그 신호로 변환하여 스피커로 출력시키기 위한 D/A변환기 및 출력 신호를 증폭하는 앰프로 구성된다. 사용된 마이크로폰은 정면 감도 -70dB인 단일지향성 마이크로폰을 사용하였는데

후단에서 입력되는 잡음신호의 주파수 응답은 정면에 비해 20dB 이상 낮은 특성을 갖고 있다. 또한 상쇄용 스피커는 임피던스가 8Ω이며 10[W]의 출력을 갖는 것을 사용하였다.

다중-레퍼런스/다중-출력 FXLMS 알고리즘에 의한 능동 소음 제어 실험을 위하여 그림 11과 같은 형태로 마이크로폰 및 스피커를 위치시켜 두었으며, 이는 적용대상 소음원이 소음원의 전단(앞면)과 후단(뒷면)의 통풍구에서 대부분의 소음을 발생시키고 있기 때문에 소음원의 2방향에서 음장을 제어함으로써 전체적인 소음제어의 효과를 얻을 수 있기 위한 구조가 되도록 한 것이다. 그림 11에서와 같이 열린 공간에서 소음원의 전단과 후단에 각각 다중 레퍼런스 신호(참조신호)를 검출하기 위한 마이크로폰을 설치하고 상쇄원 스피커를 소음원의 진행방향과 같은 방향이 되도록 설치하였는데, 이는 상쇄 스피커로부터 발생하는 상쇄음이 레퍼런스 마이크로폰에 미치는 영향을 최소화시키기 위한 구조이며 레퍼런스 신호를 검출하는 마이크로폰은 단일 지향성 마이크를 사용하여 소음원에 최대한 근접시키도록 하였다. 오차 마이크로폰은 상쇄스피커에서 일정거리를 띄워 놓았으며 레퍼런스 신호 및 오차 신호를 검출하기 위한 마이크로폰과 상쇄원 스피커들의 소음원으로부터의 배치거리는 표 1에 나타낸 바와 같다.

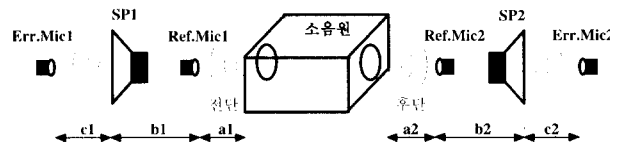


그림 11 트랜스듀서의 설치

Fig. 11 Installation of transducer.

표 1 소음제어를 위한 트랜스듀서의 배치 거리

Table 1 Location of transducer for noise control

위치	a1	b1	c1	a2	b2	c2
배치거리	0.01m	0.40m	0.5m	0.01m	0.3m	0.45m

그림 11에서 a1, b1 및 c1은 소음원의 전단에서 각각 레퍼런스 마이크로폰(Ref Mic1), 상쇄 스피커(SP1), 오차 마이크로폰(Err Mic1)까지의 설치 거리이며 a2, b2 및 c2는 각각 소음원 후단에서의 설치거리를 나타내고 있다. 전술한 바와 같이 실험은 개방되어 있는 공간에서 레퍼런스 신호, 오차 신호 마이크로폰 및 상쇄원 스피커를 2조 배치하여 동시에 2개의 레퍼런스

신호를 받아 제어하도록 하였는데, 실제 소음 제어시 디지털 제어기의 샘플링 주파수는 5[kHz]로 설정하였다. 이때 각 필터 출력당 50차의 계수를 가지는 적응 필터를 사용하였으며 16차의 오차경로 계수를 설정하였는데, 이는 샘플링 주파수 5[kHz]에서 실시간 처리를 고려한 필터차수의 크기이다.

5.2 능동 소음제어 실험 결과

광대역의 주파수 특성을 갖는 UPS 소음을 대상으로 연구된 다중-레퍼런스/다중-출력 FXLMS 알고리즘을 적용하여 능동 소음 제어 실험을 실시하였으며, 그림 12는 UPS 전단의 오차 마이크로폰 위치에서의 소음 제어 결과를 나타내는 실험 파형으로 각각의 경우 (a)는 소음 상쇄 전 소음신호의 FFT 결과를, (b)는 소음 제어 후 잔류 오차음에 대한 FFT결과를 나타내고 있으며 그림의 (c)는 소음제어 전후에 있어서 잔류 오차신호에 대한 실험파형을 나타내고 있다.

그림 13은 UPS 후단에서의 실험결과를 설명하는 것으로 이때 그림의 (a),(b),(c)는 모두 그림 12의 경우에 대한 설명과 일치한다.

UPS 소음의 경우 주로 전, 후단에서 250[Hz], 500[Hz], 650[Hz], 776[Hz]의 주파수 성분이 주를 이루고 있는데 각각의 주파수대에 대한 소음감쇄 성능을 표 2에 나타내었으며, 소음원 전단에서의 소음감쇄는 주파수대에 따라 0~12[dB]의 소음저감효과를, 소음원의 후단에서는 각 주파수대에 따라 -6~16[dB]의 소음저감특성을 보였는데 650[Hz] 주파수 성분에 대하여는 오히려 6[dB] 증폭되는 현상을 보이고 있음을 알 수 있다. 이는 검출 마이크로폰과 상쇄 스피커의 주파수 특성에 따른 왜곡이나 특정 주파수 성분의 참조신호가 마이크로폰 검출시 정확히 검출되지 못함으로 인해 발

표 2 UPS 소음원에 대한 소음 감쇄 효과

Table 2 Results of noise cancellation to UPS noise

측정위치		소음주파수	250Hz	500Hz	650Hz	776Hz
전단 오차 마이크	소음기제어전		15dB	18dB	8dB	10dB
	소음기제어시		6dB	6dB	8dB	6dB
	소음감쇄성능		9dB	12dB	0dB	4dB
후단 오차 마이크	소음기제어전		24dB	24dB	4dB	18dB
	소음기제어시		10dB	8dB	10dB	8dB
	소음감쇄성능		14dB	16dB	-6dB	10dB

생된 현상으로 사료되나 그 정확한 원인의 규명은 추후 연구과제로 남아 있으며 보다 지향성이 강하고 전 주파수 대역에서 출력 주파수 특성이 일정한 마이크로

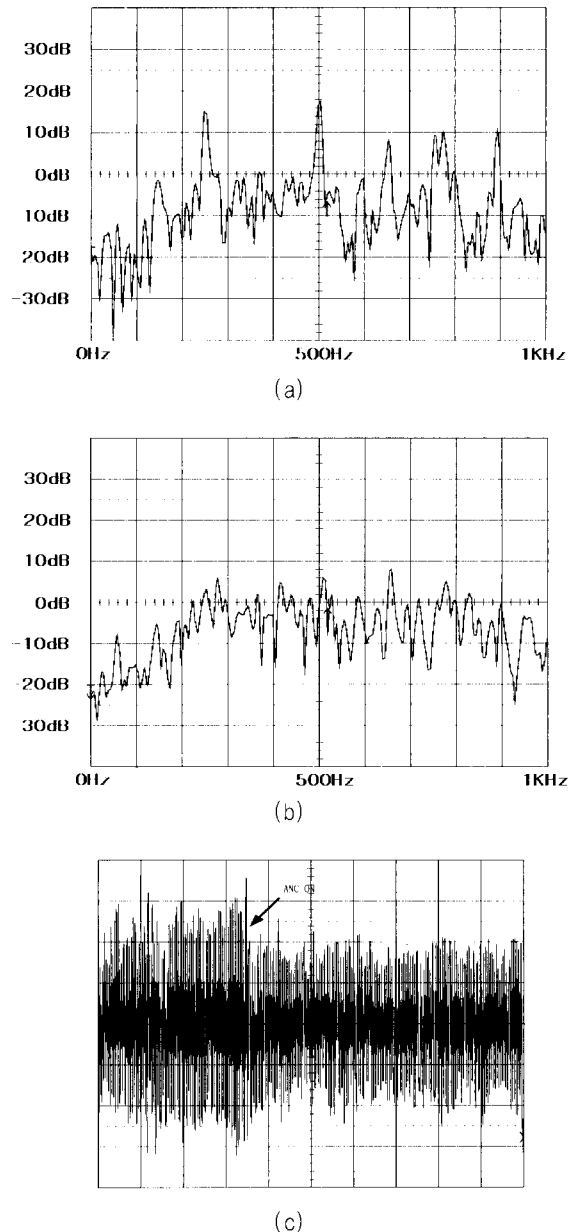


그림 12 UPS 전단에서의 소음 제어 결과 (a) 상쇄전 FFT (b) 상쇄후 FFT (c) 잔류 오차음 (가로축 scale : 50ms/div. 세로축 scale : 1V/div).

Fig. 12 Experimental result of noise control to UPS noise (at front side). (a) FFT result before noise control (b) FFT result after noise control (c) error sound waveform

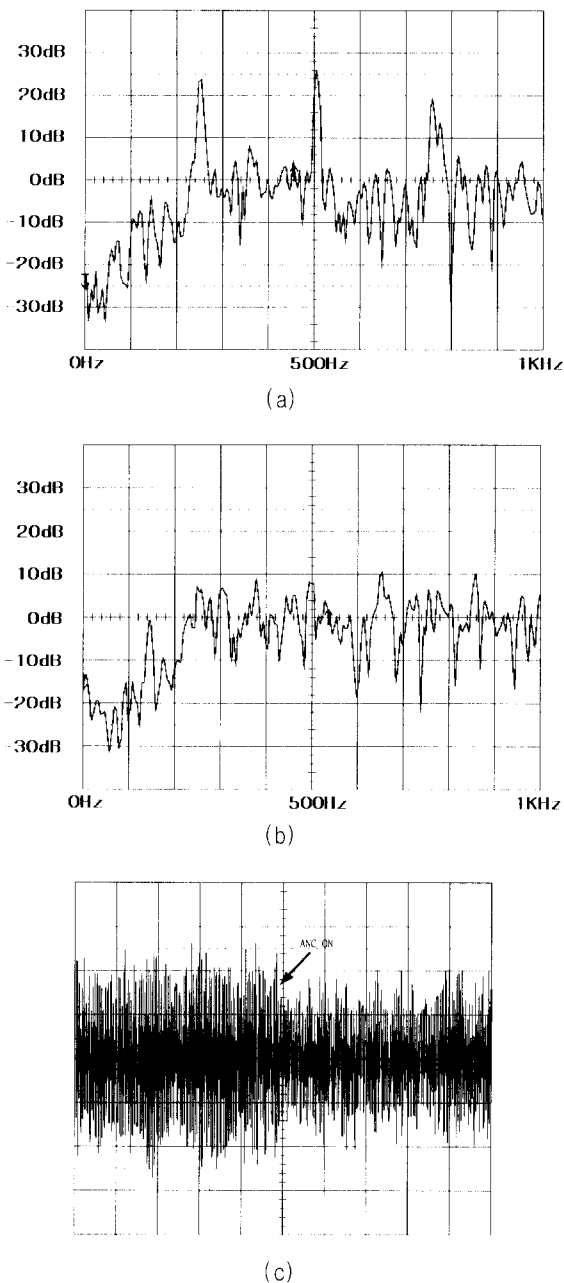


그림 13 UPS 후단에서의 소음 제어 결과 (a) 상쇄전 FFT (b) 상쇄후 FFT (c) 잔류 오차음(가로축 scale : 50ms/div. 세로축 scale : 1V/div).
 Fig. 13 Experimental result of noise control to UPS noise (at back side) (a) FFT result before noise control (b) FFT result after noise control (c) error sound waveform

폰 및 스피커의 사용으로 어느 정도 이의 보완이 가능할 것으로 생각된다.

6. 결론

2[kVA] 정격을 가진 소용량의 전력변환 장치인 인버터 방식 UPS(Uninterruptible Power Supply)의 소음을 능동적으로 저감시키기 위하여 다중-레퍼런스/다중-출력 FXLMS 알고리즘에 의한 능동 소음 제어를 실시하였다. 우선적으로 UPS 소음원에 대한 소음 발생 특성을 기하학적 위치에 따라 측정하였으며, 연구된 능동소음제어 알고리즘의 이론적 검증에 위하여 컴퓨터 시뮬레이션을 실시하였다. 2×2×2 구조의 다중-레퍼런스/ 다중-출력 FXLMS 알고리즘을 UPS 소음에 적용하여 구현하였으며 소음 제어 실험 결과 소음원의 전후단에 위치한 오차 마이크로폰에서의 소음 감소는 소음의 주파수 성분 및 측정 위치에 따라 0~16[dB] 정도의 소음저감특성을 나타내었고 후단에 위치한 오차 마이크로폰으로 검출되는 650[Hz] 성분은 역으로 6[dB] 증폭되는 현상을 나타내었으나 이는 전 주파수 대역에서 출력 주파수 특성이 일정한 마이크로폰 및 스피커의 사용으로 어느 정도 보완이 가능할 것으로 사료된다.

본 연구는 1994년도 한국과학재단(KOSEF) 특정연구비(과제번호:94-0100-16-01-3)지원에 의한 결과임

참고 문헌

- [1] M. Riggenbach, "The Cause of Noise in Induction Motors", B.B.Rev., Vol.20, No.5, 1993.
- [2] D.M.Divan et al., "Acoustic Noise Reduction in Sinusoidal PWM Drives Using a Randomly Modulated Carrier", IEEE PESC Record, 1989.
- [3] P.A.Nelson, S.J. Elliott, "Active Control of Sound", Academic Press, 1992.
- [4] Sen M.Kuo, Dennis R.Morgan, "Active Noise Control Systems- Algorithms and DSP Implementations", John Wiley & Sons, INC, 1996.
- [5] Widrow B., McCool J.M., Larimore M.G. and Jojnson Jr. C.R., "Stationary and Nonstationary Learning Characteristics of LMS Adaptive Filter", Proc. IEEE, Vol.64, No.8, pp.1151-1162, 1976.
- [6] Widroe B. and Steams S.D., "Adaptive Signal Processing", Eglewood Cliffs, NJ:Prentice-Hall, 1985.
- [7] C.C. Boucher, S.J. Elliott, P.A. Neolson, "Effect of Errors in the Plant Model on the Performance of

- Algorithms for Adaptive Feedforward Control", Proc.IEE, Vol.138, No.4, pp.313-319, Aug. 1991.
- [8] S.J. Elliott and P.A. Nelson, "Multichannel Noise Control Using Adaptive Filtering", Proc. ICASSP, pp.2590-2593, April, 1998.
- [9] Hyoungsuk Kim, Youngjin Park, Jeing Guon Ih, "An Efficient ANC Algorithm for a Long Duct System", Korea-U.S Vibration Engineering Seminar, pp.275-292, March, 1993.
- [10] M.O. Tokhi, R.R. Leitch, "Active Noise Control", Clarendon Press,1992.

저 자 소개



이승오(李承約)

1967년 7월 16일생. 1994년 건국대 공대 전기공학과 졸업. 1996년 동 대학원 졸업(석사). 현재 동 대학원 박사 과정 수료.



조준석(趙竣奭)

1973년 5월 4일생. 1997년 건국대 공대 전기공학과 졸업. 1999년 동 대학원 졸업(석사). 현재 동 대학원 박사과정.



최규하(崔圭夏)

1978년 서울대 공대 전기공학과 졸업. 1986년 동 대학원 졸업(공학박). 1987년~1988년 미국 오레곤주립대 객원교수. 1997년~1998년 건국대학교 연구처장 역임. 현재 건국대 공대 전기공학과 교수.