

시간 지연 없는 서브밴드 적응 필터 구조를 사용한 능동 소음 제어 알고리즘

Active Noise Control Algorithm Based on a Delayless Subband Adaptive Filter Architecture

윤 정 현*, 박 영 철**, 윤 대 희*, 차 일 환*

(Jeong Hyeon Yun*, Young Cheol Park**, Dae Hee Youn*, Il Whan Cha*)

요 약

본 논문에서는 시간 지연이 없는 서브밴드 필터 구조를 사용한 능동 소음 제어 시스템을 제안하였다. 제안된 시스템은 기준 입력 신호와 2차 경로의 전달 함수를 컨볼루션하여 만들어지는 filtered reference 신호가 서브밴드내에서 생성될 수 있도록, 2차 소음원과 오차 센서 사이의 전기·음향학적인 경로를 나타내는 2차 전달 함수를 각 서브밴드로 재구성함으로써, 알고리즘 구현시 계산량을 감소시킨다. 또한 2차 경로의 전달함수가 시간에 따라 변화하는 경우에도 능동 소음 제어 시스템의 소음 제어 성능을 유지할 수 있도록, 각 밴드마다 두 개의 적응필터를 사용한 on-line 시스템 인지 구조를 제안하여 on-line 시스템 인지에 필요한 계산량을 감소시켰다. 본 논문에서 제시한 능동 소음 제어 시스템의 제어 성능과 on-line 시스템 인지 성능을 모의 실험을 통하여 검증하였다.

ABSTRACT

In this paper, a new active noise control algorithm based on a delayless subband adaptive filter architecture is presented. To implement the filtered-x LMS algorithm in the subband structure, the secondary path transfer function is decomposed into sets of subband functions. Also, an on-line system identification method implemented in the subband structure is suggested. A major advantage of this approach inherits from the reduction of computational complexity. Simulation results are presented to show the efficiency of the new active noise control algorithm.

1. 서 론

능동 소음 제어(ANC: Active Noise Control)를 이용하여 제어하고자 하는 소음이 광대역 소음인 경우에 소음 감쇠를 위해서는 수백개 이상의 적응 필터 계수가 필요하다[1]. 많은 계수의 사용은 계산량 증가와 함께 시스템 구현시 비용이 증가함을 의미한다. 또한 많은 수의 계수를 가진 적응 필터는 특히, 기준 신호의 자기 상관 행렬의 고유치 분포율(eigenvalue spread ratio)이 큰 경우에는 수렴 속도가 빠르지 못하다는 것이 문제점으로 지적되어 왔다[2].

최근에 이러한 문제점을 해결하기 위한 시도로써 서브밴드 기법이 도입되었다[3]. 서브밴드 적응 디지털 필터는 병렬처리가 가능하므로 하드웨어로 구현할 경우 실시간 처리가 용이하며, 입력 신호를 대역별로 필터링한 후 간축(decimation)하므로 계산량이 줄어들고, 입력 신호를 대역 분할하므로 LMS(Least Mean Square) 알고리즘[2]

과 함께 사용하는 경우 입력 신호의 고유치 분포율이 감소되어 수렴 속도를 증가시킬 수 있다는 장점이 있다[2]. 그러나 기존의 서브밴드 적응 디지털 필터는, 신호가 분석 필터와 합성 필터를 거치는 동안에 시간 지연이 발생하게 된다. 능동 소음 제어에서 이러한 시간 지연은 소음 제어 성능의 심각한 제한을 의미한다.

시간 지연 없는 서브밴드 적응 필터 구조[4]는 각 주파수 대역별로 적응 필터의 계수를 갱신한 후 이것을 광대역 필터의 계수로 재구성하여 필터링하는 구조를 갖는다. 이 구조에서 서브밴드에서는 단지 광역 필터 계수를 재구성하기 위한 작업만 수행하고 적응 필터의 출력은 광대역 필터에서 생성되므로 신호 처리시 시간지연이 생기지 않게 되며 수렴속도와 계산량의 잇점을 유지하면서도 서브밴드 구조 사용시 발생하는 에일리어칭의 감소를 이룰 수 있다.

한편 능동 소음 제어의 경우에는 제어 음원(control source)과 오차 센서 사이에 전기·음향학적인 2차 경로가 존재하기 때문에 능동 소음 제어 시스템은 2차 경로를 보상할 수 있도록 LMS 알고리즘을 변형시킨 filtered-x LMS 알고리즘을 사용하게 된다[5][6]. 그러나 실제로 filtered-x

*연세대학교 전자공학과

**삼성생명과학연구소 임상의학화센터

접수일자: 1998년 1월 23일

LMS 알고리즘을 사용하여 능동 소음 제어 시스템을 구현하는 경우, 기준 입력 신호를 2차 전달 함수로 필터링시켜 주는 과정에서 정확한 2차 경로의 전달 함수를 알 수 없기 때문에, 이를 근사화하여 사용하게 된다. 만일 2차 경로가 시간에 따라 변화하지 않는 환경이라면 2차 경로를 능동 소음 제어 시스템의 동작전에 off-line으로 모델링할 수도 있으나, 2차 경로가 시간에 따라 변화하는 경우에는 능동 소음 제어 시스템의 동작중에 on-line으로 2차 경로의 변화를 추정하여야만 한다. 일반적으로 on-line으로 2차 경로를 추정하는 경우, 추정하는 데 필요한 시간 만큼 전체 시스템의 수렴속도가 느려지게 되나, 2차 전달 함수가 고정되지 않고 시간에 따라 변화하는 경우에는 2차 전달 함수를 off-line으로 추정하여서는 시스템의 안정성을 보장할 수 없다.

본 논문에서는 시간 지연 없는 서브밴드 필터 구조를 사용한 능동 소음 제어 시스템을 제안하였다. 제안된 시스템은 기준 입력 신호와 2차 경로의 전달 함수를 콘볼루션하여 만들어지는 filtered reference 신호가 서브밴드 내에서 생성될 수 있도록 2차 전달 함수를 각 서브밴드로 제구성함으로써 계산량을 감소시킨다. 또한 실험을 통하여 2차 경로의 전달 함수가 시간에 따라 변화하는 경우에도, 2차 경로의 변화를 서브밴드 내에서 능동 소음 제어 시스템이 동작하는 동안 on-line으로 추정함으로써 제어 성능을 유지함을 보였다.

II. 시간 지연 없는 서브밴드 적응 필터 구조로 구현된 능동 소음 제어 알고리즘

시간 지연 없는 서브밴드 능동 소음 제어 시스템[4]은 2차 경로를 정확히 알고 있다고 가정한 경우이다. 만일 2차 경로에 대한 정보가 없거나 2차 경로가 시간에 따라 변화하는 경우에는 2차 경로를 능동 소음 시스템이 동작하는 동안에 계속 추정하여야만 시스템의 안정성을 보장할 수 있다. 시간 지연 없는 서브밴드 능동 소음 제어 시스템에서, 두 개의 필터를 사용하여 2차 경로를 추정하는 방법[7]을 적용하면 그림 1에 보인 것과 같은 구조를 갖는 능동 소음 제어 시스템을 얻게 된다.

Filtered reference 신호를 서브밴드로 분리하기 위한 서브밴드 분석 필터의 구조는 polyphase 형태의 필터가 사용되었다[8]. 일반적인 서브밴드 적응 필터를 구현할 때 각 밴드별로 밴드 패스 필터를 거쳐야만하나 밴드 수가 많아지고 차단 주파수 특성이 좋은 필터를 구현하기 위해서는 필터의 계수가 증가하게 되어 많은 계산량이 필요하다.

Polyphase 필터는 신호를 프로토타입 저역 통과 필터(proto-type low-pass filter)에 통과 시킨후에 DFT(Discrete Fourier Transform) 필터 बैं크를 통과시켜 각 대역별 신호를 얻어내는 방법으로, 기존의 일반적인 서브밴드에서 수행하는 밴드별 밴드패스 필터링 과정을 한번으

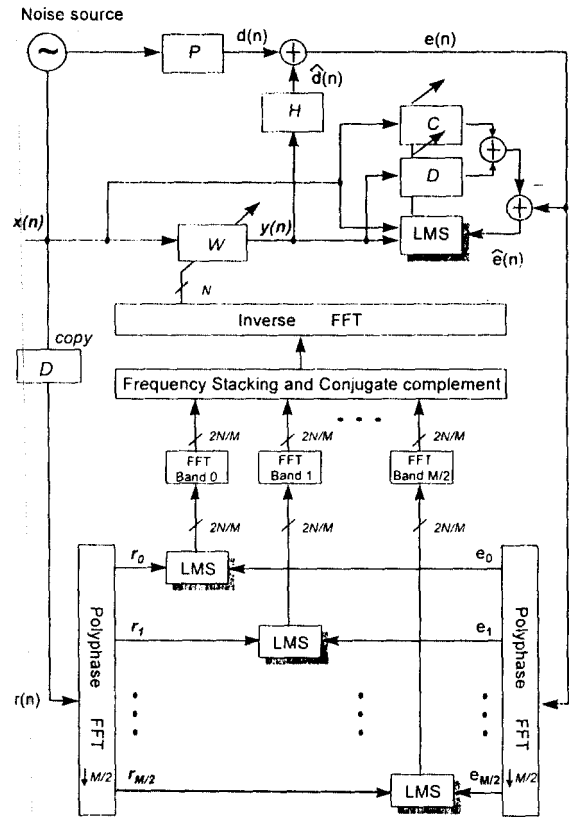


그림 1. 2차 경로를 on-line으로 추정하는 시간 지연 없는 서브밴드 능동 소음 제어 시스템

로 줄일 수 있고, DFT를 FFT(Fast Fourier Transform)로 수행하는 경우 계산량을 효과적으로 줄일 수 있다[8]. 본 논문에서는 [4]에서 사용한 프로토타입 저역 필터를 써서, 간축비를 16으로 함으로서 2배 over sampling을 하여 입력 신호와 오차 신호를 서브밴드로 분리하였다.

그림 1에서 P는 소음원에서 오차 센서까지, H는 적응 필터의 출력에서 오차 센서까지의 전기-유량학적인 경로를 나타낸다. 여기에서 $x(n) = [x(n), x(n-1), \dots, x(n-N+1)]^T$ 과 $w(n) = [w_0(n), w_1(n), \dots, w_{N-1}(n)]^T$ 은 각각 시간 n에서의 입력 신호 벡터와 N차 광대역 적응 필터의 계수 벡터이다. 2차 경로의 전달 함수가 L차의 FIR (Finite Impulse Response) 필터로 모델링 되었다면 오차 신호 $e(n)$ 과 filtered reference 신호 $r(n)$ 은 아래와 같이 정의된다.

$$e(n) = d(n) + w^T(n)r(n), \quad n = 0, 1, 2, \dots, \quad (1)$$

여기서

$$r(n) = [r(n), r(n-1), \dots, r(n-N+1)]^T, \quad (2)$$

그리고

$$r(n) = \sum_{l=0}^{L-1} d_l(n)x(n-l), \quad n=0, 1, 2, \dots \quad (3)$$

[4]에서 기술된 것과 같이 $r(n)$ 과 $e(n)$ 은 서브밴드로 나뉘어 지고 각 밴드별로 NLMS (Normalized LMS) 알고리즘[9]을 사용하여 서브밴드 계수의 갱신을 수행한다. 이 계수들은 각 서브밴드의 시간 영역에서의 값들이므로 DFT를 수행하여 주파수 영역으로 변환한 후 이 값을 각각의 서브밴드에 해당하는 위치에 재배치한다. 이때 입력 신호가 실수인 경우에는 광역 필터 계수도 실수이므로 광역 필터의 값은 주파수 영역에서는 복소 공액 대칭 (complex conjugate symmetry) 형태로 나타난다. 따라서 전체 서브밴드 중 반 반을 사용하여 주파수 영역에서의 누적을 수행하고 나머지 반은 복소 공액 대칭 형태로 만든다. 이렇게 주파수 영역에서의 재배치와 누적을 한 후 inverse DFT를 수행하면 광역 필터 계수값을 얻을 수 있다. 광역 필터 계수가 만들어진 후에 기준 입력 신호 $x(n)$ 과 콘볼루션을 수행하여 이 신호가 2차 경로를 통과한 후 오차 센서 위치에서 소음과 중첩 됨으로써 소음 제어가 이루어 진다.

광역 필터의 계수 수가 N 이고 간축비가 D 일때 전체 M 개의 밴드에서 하나의 서브밴드마다 필요한 적응 필터의 계수 수는 N/D 가 된다. 서브밴드로 분할된 신호는 복소 수이므로 밴드별 계수의 갱신은 아래와 같이 일반적인 complex LMS 알고리즘[9]을 사용한다. 각 서브밴드에 사용된 적응 필터의 갱신식은 아래와 같다.

$$w_m(n+D) = w_m(n) + \frac{\mu}{\sigma_r^2(n)} r_m^*(n)e_m(n), \quad m=0, 1, \dots, M-1, \quad (4)$$

$$\sigma_r^2(n) = (1-\mu)\sigma_r^2(n-1) + \mu r^2(n), \quad (5)$$

여기서 w_m 은 m 번째 서브밴드의 필터 계수벡터, 그리고 r_m 은 m 번째 서브밴드의 filtered reference 신호 벡터이며, *은 공액 복소수(complex conjugate), $e_m(n)$ 은 오차 신호를 나타낸다. 참조 신호의 파워 $\sigma_r^2(n)$ 은 IIR(Infinite Impulse Response) 필터를 사용하여 추정하였다.

2차 경로의 변화를 on-line으로 추정하는 방법으로, 두 개의 적응 필터를 사용하여 2차 경로를 추정하는 알고리즘을 사용하였다[7]. 이 방법은 마이크로폰에서 받은 실제 오차신호와 추정한 오차 신호와의 차가 최소가 되도록 소음원에서 오차 센서까지의 전달 함수와 제어 음원에서 오차 센서까지의 전달 함수를 두 개의 적응필터를 써서 각각 추정한다. 두 개의 필터를 사용하는 2차 경로 추정 방법은 다음과 같이 정리된다[7].

먼저, 2차 경로의 추정에 사용하는 두 개 필터의 계수를 다음과 같이 정의한다.

$$c(n) = [c_0(n), c_1(n), \dots, c_{L-1}(n)]^T, \quad (6)$$

$$d(n) = [d_0(n), d_1(n), \dots, d_{L-1}(n)]^T. \quad (7)$$

여기서 $c(n)$ 은 주 경로(그림 1의 P)를 추정하고 $d(n)$ 은 2차 경로(그림 1의 H)를 추정하는 적응 필터의 계수 벡터이다. $c(n)$ 과 $d(n)$ 은 다음과 같이 정의되는 $\hat{e}(n)$ 의 파워를 최소화 하도록 갱신된다.

$$\hat{e}(n) = e(n) - c^T(n)x(n) - d^T(n)y(n), \quad (8)$$

여기서 $y(n)$ 은 광역 적응 필터의 출력으로 다음과 같이 정의되는 벡터이다.

$$y(n) = [y(n), y(n-1), \dots, y(n-L+1)]^T. \quad (9)$$

두 개 필터의 계수 벡터는 NLMS 알고리즘을 사용하여 갱신되고 다음과 같이 표현된다.

$$c(n+1) = c(n) + \frac{\kappa}{\sigma_x^2(n) + \sigma_e^2(n)} \hat{e}(n)x(n), \quad (10)$$

$$d(n+1) = d(n) + \frac{\kappa}{\sigma_y^2(n) + \sigma_e^2(n)} \hat{e}(n)y(n), \quad (11)$$

$$\sigma_x^2(n) = (1-\kappa)\sigma_x^2(n-1) + \kappa x^2(n), \quad (12)$$

$$\sigma_y^2(n) = (1-\kappa)\sigma_y^2(n-1) + \kappa y^2(n). \quad (13)$$

여기서 $\sigma_x^2(n)$ 과 $\sigma_y^2(n)$ 은 시간 n 에서 기준 입력신호와 적응 필터출력의 파워의 추정치를 나타내며, 적응 상수 κ 는

$$0 < \kappa < \frac{2}{L+1} \text{의 범위를 갖는다[7].}$$

III. 2차 경로를 서브밴드로 재구성한 능동 소음 제어 알고리즘

Filtered reference 신호는 기준 소음신호와 추정된 2차 경로를 콘볼루션을 함으로써 만들어 진다. 광역에서 콘볼루션을 통하여 filtered reference 신호를 만드는 대신, 2차 경로의 전달 함수를 주파수 영역에서 각 서브밴드로 재배치하고 이 값을 서브밴드에서의 시간 영역의 값으로 재구성함으로써 서브밴드 별로 filtered reference 신호를 직접 만들어 낼 수 있다. 이와같이 2차 경로의 전달 함수를 서브밴드로 재배치하면, 2차 경로를 L 개의 FIR 필터 계수로 모델링한 경우 filtered reference 신호를 만들기 위해 매 입력 샘플 당 필요한 L 번의 곱셈을 $8L/M$ 번으로 줄일 수 있다.

FIR로 모델링된 2차 경로를 서브밴드내의 2차 경로로 재배치하는 과정은, 시간 지연 없는 서브밴드 구조에서 각 서브밴드의 필터 계수로부터 광역 필터 계수를 구하는 과정을 반대로 수행하는 것과 같으나 0번째 밴드와 $M/2$ 번째 밴드를 배치하는 방법에 차이가 있다. 2차 경로

의 전달함수를 L 개의 계수를 갖는 FIR 필터로 모델링 한 경우, 먼저 FIR로 모델링된 2차 경로의 계수를 DFT하여 주파수 영역에서의 L 개의 값을 구한다. 2차 경로의 계수는 모두 실수이므로 주파수 영역에서의 값은 복소 공액 대칭형태로 나타난다. 따라서 전체 서브밴드 중 반만을 사용하여 $L/2$ 개의 주파수 영역의 계수를 $M/2$ 서브밴드로 재배치한다. 재배치한 후 각 밴드별 $2L/M$ 개의 계수를 Inverse DFT하면 서브밴드로 분리된 $2L/M$ 개의 2차 경로의 계수를 구할 수 있다. 그림 2는 본 논문에서 제안한, 2차 경로가 서브밴드로 재구성된 시간 지연 없는 서브밴드 능동 소음 제어 시스템을 나타낸다. 그림 3은 256개의 FIR 필터계수로 모델링한 2차 경로를 서브밴드로 재배치하는 방법을 나타내고 표 1은 이 경우에, 광역 주파수에서의 위치와 서브밴드로 나뉜 위치의 대응 관계를 나타낸다.

표 1. 광역 주파수와 서브밴드 주파수의 배치표

Subband FFT Bin #	Wideband FFT Bin Number						
	Subband 0	Subband 1	Subband 2	...	Subband 14	Subband 15	Subband 16
0	0	8	16		116	120	128
1	1	9	17		117	121	129
2	2	10	18		118	122	130
3	3	11	19		119	123	131
4
.
.
11
12	252	4	12		112	116	124
13	253	5	13		113	117	125
14	254	6	14		114	118	126
15	255	7	15		115	119	127

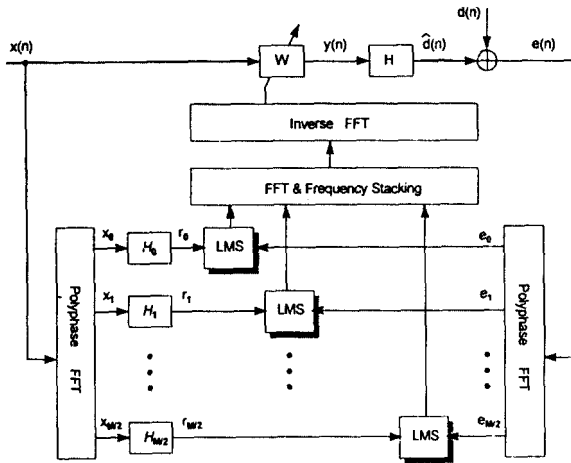


그림 2. 2차 경로를 서브밴드로 재구성한 시간 지연 없는 서브밴드 능동 소음 제어 시스템

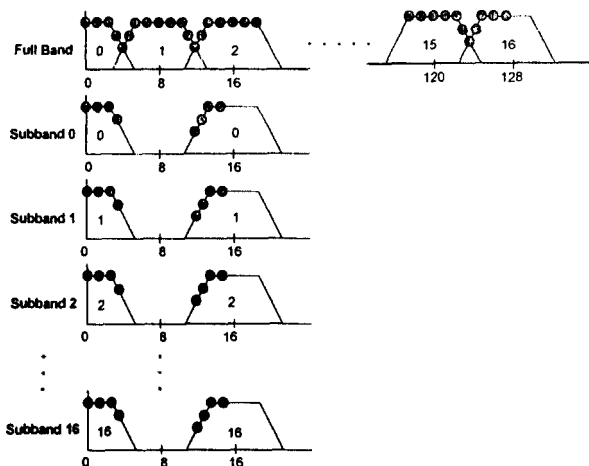


그림 3. 2차 경로가 256차 FIR 필터로 모델링 된 경우 광역 주파수를 서브밴드 주파수로 재배치 하는 방법

광역에서의 방법과 같이, 서브밴드로 분리된 2차 전달 함수를 서브밴드내에서 능동 소음 제어 시스템의 동작중에 연속적으로 추정하는 시스템을 구성할 수 있다. 그림 4는 서브밴드내에서 2차 경로를 on-line으로 추정하는 시스템으로 구 중 m 번째 밴드의 구조를 상세하게 나타낸다. 즉 서브밴드 마다 두 개의 적응 필터를 사용하여 서브밴드 내에서의 주 경로와 2차 경로를 추정한다. m 번째 밴드에서 2차 경로의 추정에 사용하는 두 개 필터의 계수 벡터를 $\mathbf{c}_m(n)$ 과 $\mathbf{d}_m(n)$ 으로 정의하면, 이 계수 벡터들은 다음과 같이 주어지는 $\hat{e}_m(n)$ 의 파워를 최소화 하도록 갱신된다.

$$\hat{e}_m(n) = e_m(n) - \mathbf{c}_m^H \mathbf{x}_m(n) - \mathbf{d}_m^H \mathbf{y}_m(n), \quad (14)$$

여기서 $\mathbf{y}_m(n)$ 은 m 번째 서브밴드 적응 필터의 출력이다. 두 개 필터의 계수 벡터는 complex NLMS 알고리즘을 사용하여 갱신되고 갱신식은 다음과 같이 주어진다.

$$\mathbf{c}_m(n+1) = \mathbf{c}_m(n) + \frac{\kappa}{\sigma_{x_m}^2(n) + \sigma_{y_m}^2(n)} \hat{e}_m(n) \mathbf{x}_m(n), \quad (15)$$

$$\mathbf{d}_m(n+1) = \mathbf{d}_m(n) + \frac{\kappa}{\sigma_{x_m}^2(n) + \sigma_{y_m}^2(n)} \hat{e}_m(n) \mathbf{y}_m(n), \quad (16)$$

$$\sigma_{x_m}^2(n) = (1 - \kappa) \sigma_{x_m}^2(n-1) + \kappa |x_m(n)|^2, \quad (17)$$

$$\sigma_{y_m}^2(n) = (1 - \kappa) \sigma_{y_m}^2(n-1) + \kappa |y_m(n)|^2. \quad (18)$$

여기서 $\sigma_{x_m}^2(n)$ 과 $\sigma_{y_m}^2(n)$ 은 서브밴드 시간 n 에서 서브밴드로 나뉘어진 기준입력 신호와 서브밴드 적응 필터 출력의 파워의 추정치를 나타낸다.

On-line 시스템 인지(system identification)를 서브밴드 내에서 수행하는 경우와, 그림 1에서와 같이 광역밴드에서 수행하는 경우의 계산량의 비교는 표 2와 같다. 2차 경

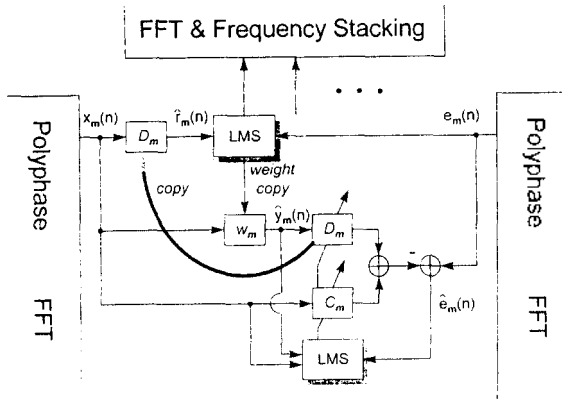


그림 4. 서브밴드내에서 on-line으로 2차 경로를 추정하는 능동 소음 제어 시스템

로의 전달함수가 L 개의 FIR 필터 계수로 모델링 되고, 광역 필터의 계수 수가 N 그리고 M 개의 서브밴드를 사용하였을 때, L 개의 계수를 가진 두 개의 직용 필터를 사용하여 2차 경로를 on-line으로 추정하는 경우는 광역밴드에서는 적응 필터의 갱신에 $2L$, 적응 필터의 출력계산에 $2L$ 번의 곱셈이 필요하다. 서브밴드내에서 2차 경로를 추정하는 경우에는 $\hat{y}_m(n)$ 계산에 $8N/M$, 필터 출력에 $16L/M$ 그리고 필터 계수의 갱신에 $8L/M$ 번의 곱셈이 매 입력 샘플당 수행된다. $N=512$, $L=256$, $M=32$ 인 경우에 2차 경로의 on-line추정에 필요한 곱셈 수는 광역밴드에서는 1024번이나 서브밴드에서는 320번으로써 계산량이 1/3정도로 줄어든다.

표 2. 2차 경로의 on-line 추정시 계산량의 비교

	계산 과정	소요되는 곱셈 수
광역역	콘볼루션	$2L$
	계수 갱신	$2L$
서브밴드	필터의 출력	$8N/M$
	콘볼루션	$8L/M * 2$
	계수 갱신	$8L/M$

IV. 모의 실험

제안된 알고리즘의 성능을 관찰하기 위하여 모의 실험을 수행하였다. 실제적인 상황을 고려하여 크기가 $[x \ y \ z] = [1.93m \ 1.22m \ 1.54m]$ 인 3차원 밀폐함(enclosure)을 가정하였다. 적응 필터의 출력은 $[0.99x \ 0.99y \ 0.01z]$ 에 위치한 제어 음원에 의하여 출력되고, 오차 센서는 $[0.70x \ 0.70y \ 0.01z]$ 에 위치하여 $[0.01x \ 0.01y \ 0.01z]$ 에 위치한 소음원으로부터의 소음과 제어 음원의 출력신호가 합하여진 오차 신호를 받아들이고, 이 오차 신호가 적응 필터의 계수를 갱신함으로써 능동 소음 제어가 이루어지게 된다. 표본화 주파수는 $1000Hz$ 로 하였다. 주 경로와 2차 경로의 주파수 응답을 음장(sound field)의 모달(modal) 모델로부터 계산하였다[1]. 이 방법으로 얻은 주파수 응답으로써

터 2차 경로의 충격 응답을 계산하여 프로그램에 사용하였다. 주 경로는 512 탭의 FIR 필터로 모델링하였고 2차 경로는 256 탭의 FIR 필터로 모델링 하였다.

참조 신호는 백색 잡음 신호를 100-400Hz의 통과대역을 갖는 대역 통과 필터를 통과시킨후에 서로 다른 크기와 위상을 갖는 정현파 신호(120, 240, 360Hz)를 더하여 사용하였다. 위의 방법과 같이 만들어진 광대역 신호를 사용하고 512개의 계수를 갖는 광대역 필터, 그리고 32개의 서브밴드를 사용하여 제안된 알고리즘의 성능을 평가하였다.

그림 5는 filtered-x NLMS 알고리즘과 [4]에서 제안한 시간 지연 없는 서브밴드 능동 소음 제어 시스템 그리고 그림 2에서 제안한 2차 경로를 서브밴드로 재구성한 시간 지연 없는 서브밴드 능동 소음 제어 시스템의 오차 곡선을 나타낸다. 시간 지연 없는 서브밴드 능동 소음 제어 알고리즘이 filtered-x NLMS 알고리즘보다 빠른 수렴 속도를 보임을 확인할 수 있다. 그림 6은 시간 지연 없는 서브밴드 능동 소음 제어 시스템과 그림 2에서 제안한 능동 소음 제어 시스템의 소음 제어 전과 제어 후의 전력 밀도 스펙트럼을 나타낸다. 그림 6의 결과에서 소음 제어 성능이 떨어지는 peak들을 관찰할 수 있는데 이것은 음장의 모달 모델로부터 계산하여 사용한 2차 경로의 충격 응답이 그 주파수들에서 작은 응답을 가짐으로써, 주 입력 신호와 참조입력 신호사이의 correlation이 작아지기 때문이다.

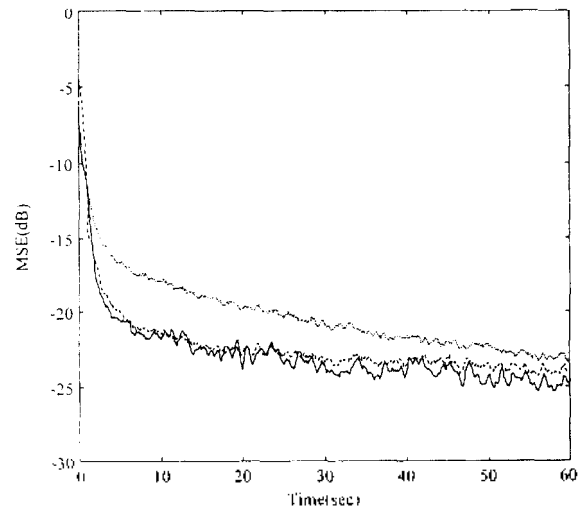


그림 5. 오차 곡선 (a) filtered-x NLMS (점선) (b) 시간 지연 없는 능동 소음 제어 시스템 (c) 그림 2에 제안된 시스템 (실선)

그림 4에서 나타낸 것과 같이, 서브밴드내에서 두 개의 필터를 사용하여 on-line으로 2차 경로를 추정하는 방법을 적용하였을 때, 추정된 2차 경로를 원래의 계산된 2차 경로와 비교한 결과를 그림 7에 나타내었다. 그림 7의 (a)는 덕트 유장의 모달 모델로부터 계산된 2차 경로의 충격

응답을 나타내고 (b)는 그림 4에 보인 방법을 사용하여 서브밴드에서 온라인으로 추정된 2차 경로를 DFT를 사용하여 주파수 영역의 값으로 바꾸고 광대역 주파수로 재배치 한 후 inverse DFT를 통하여 광대역의 충격 응답으로 재구성한 그림이다. 그림 1과 같이 광대역에서 추정했을 때와 비교하여 보면 충격 응답에서 중요한 peak를 잘 추정하였음을 알 수 있다.

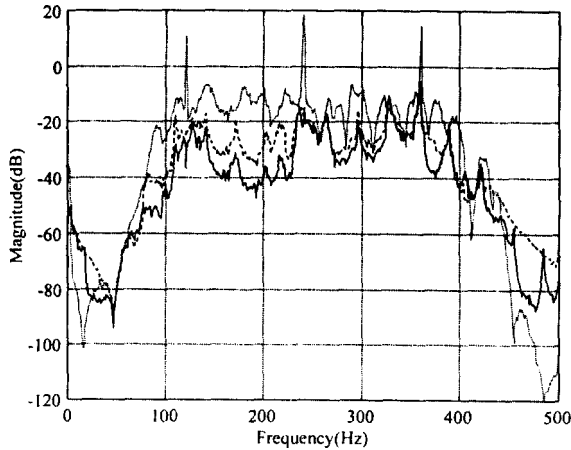


그림 6. 정상 상태에서의 전력 밀도 스펙트럼 (a) 소음 제어 전 (점선) (b) 시간 지연 없는 능동 소음 제어 시스템 (c) 그림 2에 제안된 시스템(실선)

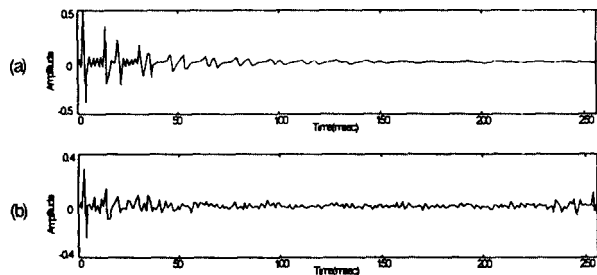


그림 7. (a) 2차 경로의 충격 응답 (b) 그림 4의 방법으로 추정된 2차 경로의 충격 응답

실험 결과로부터 본 논문에서 제안한, 2차 경로를 서브밴드로 재배치한 능동 소음 제어 시스템은 시간 지연 없는 서브밴드 알고리즘에 비하여 적은 계산량을 사용하면서도 정상 상태에서는 기존의 알고리즘과 유사한 성능을 가짐을 알 수 있다. 그리고 2차 경로를 서브밴드에서 추정함으로써 역시 적은 계산량으로 동일한 성능을 보임을 알 수 있다.

V. 결 론

본 논문에서는 시간 지연 없는 서브밴드 필터 구조를 사용한 능동 소음 제어 시스템과 서브밴드 구조내에서 구현한 온라인 시스템 인지 방법을 제안하였다.

제안된 시스템은 2차 경로의 전달함수를 서브밴드로

재구성함으로써 서브밴드 구조로 filtered-x LMS 알고리즘을 구현하였다. 2차 경로를 서브밴드로 재배치한 능동 소음 제어 시스템은 시간 지연 없는 서브밴드 알고리즘에 비하여 적은 계산량을 사용하면서도 정상 상태의 성능 기존의 알고리즘과 같은 성능을 갖는다. 또한 재구성된 2차 전달함수의 변화를 서브밴드내에서 적응필터를 사용하여 추정함으로써 계산량이 광대역에서의 방법에 비하여 감소함을 보였다.

제안된 알고리즘의 성능을 관찰하기 위하여 행한 모의 실험을 통하여 본 논문에서 제안한 알고리즘의 성능이 기존의 방법에 필적하는 성능을 보이며 계산량에서도 잇점이 있음을 보였다.

참 고 문 헌

1. P. A. Nelson and S. J. Elliott, *Active Control of Sound*, Academic Press, New York, 1992.
2. B. Widrow and S. D. Stearns, *Adaptive Signal Processing*, Prentice-Hall, Englewood Cliffs, NJ, 1985.
3. J. J. Shynk, "Frequency-domain and multirate adaptive filtering," *IEEE Signal Processing Mag.*, vol. 9, pp. 14-37, Jan. 1992.
4. D. R. Morgan and J. C. Thi, "A delayless subband adaptive filter architecture," *IEEE Transactions on Signal Processing*, vol. 43, No. 8, 1995.
5. J. C. Burgess, "Active adaptive sound control in a duct: a computer simulation," *Journal of the Acoustical Society of America*, 70, pp. 715-726, 1981.
6. D. R. Morgan, "An analysis of multiple correlation cancellation loops with a filter in the auxiliary path," *IEEE Transactions on Acoustics, Speech, Signal Processing*, ASSP-28, pp. 454-467, 1980.
7. S. D. Sommerfeldt, "Multi-channel adaptive control of structural vibration," *Noise Control Engineering Journal*, 37 pp. 77-89, 1991.
8. E. R. Ferrara, Jr., "Frequency-domain adaptive filtering," in *Adaptive Filters*, C. F. N. Cowan and P. M. Grant, Eds., Englewood Cliffs, NJ: Prentice-Hall, ch. 6, pp. 145-179, 1985.
9. S. Haykin, *Adaptive Filter Theory*, Prentice-Hall, Englewood Cliffs, NJ, 1992.
10. P. L. Feintuch, N. J. Bershad, and A. K. Lo, "A frequency domain model for 'filtered' LMS algorithms-stability analysis, design, and elimination of the training mode," *IEEE Transactions on Acoustics, Speech, Signal Processing*, 41, pp. 1518-1531, 1993.
11. C. Bao, P. Sas, and H. V. Brussel, "Comparison of two on-line identification algorithms for active noise control," *Second Conf. Recent Advances in Active Control of Sound and Vibration*, Technomic, Lancaster, PA, pp. 38-51, 1993.
12. Y. C. Park and S. D. Sommerfeldt, "A fast adaptive noise control algorithm based on the lattice structure," *Applied*

Acoustics, 47 pp. 1-25, 1996.

13. J. H. Yun, Y. C. Park and D. H. Youn, "Subband active noise control algorithm based on a delayless subband adaptive filter architecture," in *Proc. IEEE Int. Conf. Acoust., Speech, Signal Processing*, 1997, pp. 391-394.

▲윤 정 현(Jeong Hyeon Yun)



1983년~1987년:연세대학교 전자공학과(공학사)

1987년~1989년:연세대학교 대학원 전자공학과(공학석사)

1989년~현재:LG 산전(주) 안양연구소 선임연구원

1994년~현재:연세대학교 대학원 전자공학과 박사과정

※주관심분야:적용필터, 능동소음제어

▲박 영 철(Young Cheol Park)



1982년~1986년:연세대학교 전자공학과(공학사)

1986년~1988년:연세대학교 대학원 전자공학과(공학석사)

1988년~1993년:연세대학교 대학원 전자공학과(공학박사)

1993년~1995년:Pennsylvania State Univ. Graduate Program in Acoustics, Post Doc.

1995년~1997년:삼성반도체 DSP 팀

1997년~현재:삼성 생명과학연구소 임상의공학센터 선임연구원

※주관심분야:적용 디지털 필터

▲윤 대 희(Dae Hee Youn)

현재:연세대학교 전자공학과 교수
한국음향학회지 제 17권 1호 참조

▲차 일 환(Il Whan Cha)

현재:연세대학교 전자공학과 교수
한국음향학회지 제 17권 1호 참조