

M-채널 서브밴드 QMF 필터뱅크를 이용한 적응 능동소음제거 모델

허영대[†] · 권기룡^{**} · 문광석^{***}

요 약

광대역 능동소음제거는 수 백개의 적응필터 탭 수를 갖는다. 탭 수가 긴 적응필터는 많은 계산량이 요구된다. 본 논문에서는 적응 계수벡터가 서브밴드로 계산되는 M-채널 QMF 필터뱅크를 이용한 능동소음제거 시스템을 제안한다. 분해 필터뱅크와 합성 필터뱅크는 cosine-modulated pseudo QMF 필터를 사용한다. 오차경로의 전달특성을 온라인 인식하기 위한 기준신호는 적응필터의 출력신호와 저주파 대역의 서브밴드 출력신호와의 차신호를 사용한다. 따라서 본 논문의 능동소음제거기는 계산량이 적고, 수렴속도가 빠른 견실한 시스템이 되도록 제안한다.

An Adaptive Active Noise Cancelling Model Using M-Channel Subband QMF Filter Banks

Yeong-Dae Heo[†], Ki-Ryong Kwon^{**}, and Kwang-Seok Moon^{***}

ABSTRACT

A wideband active noise cancelling system involves adaptive filters with hundreds of taps. The computational burden required with these long adaptive filters. This paper presents active noise cancelling system using M-channel QMF filter banks in which the adaptive weights are computed in subbands. The analysis and synthesis filter banks use cosine-modulated pseudo QMF filters. The reference signal for on-line identification of error path transfer characteristics is used to difference signal between the output of adaptive filters and the output of lowpass subband filters. The proposed adaptive subband filter bank suggests robust active noise cancelling system retaining the computational complexity and convergence speed advantaged of subband processing.

1. 서 론

적응 필터기법은 적응어레이, 적응잡음제거, 적응 모델링, 적응 반향제거 등 광범위한 분야에 적용되고 있다. 많은 임펄스 응답이 요구되는 실내음향, 능동 소음제거, 음향반향제거의 분야 등에서 적응필터와 관련된 계산량은 저가격의 응용에 방해가 된다. 따라서 복잡한 역학적 구조에 대하여 광대역 능동소음제

거는 수 백개의 적응필터 탭 수를 갖는다.

능동소음제거에서는 제거할 소음에 이와 동일한 진폭을 가지면서 역위상인 인위적인 제 2의 음을 라우드스피커로써 인가하여 상호 상쇄시켜 소음을 제거 또는 저감시킨다[1]. 이 방식은 특히 엔진, 송풍기, 압축기 및 산업용 기기 등에서 발생하는 500Hz 이하의 저주파영역의 소음제어에도 탁월한 효과를 나타낸다. 이것은 저주파 음향의 파장이 흡음재의 두께에 비하여 훨씬 길기 때문에 차폐가 되지 않고 통과하기 때문이다.

최근 고속 디지털 프로세서의 급속한 발달로 Widrow[2]의 적응 시스템 이론을 하드웨어적으로

이 논문은 1997년 한국학술진흥재단 학술연구조성비에 의하여 연구되었음.

[†] 포항1대학 전산정보처리과

^{**} 부산외국어대학교 전자공학과

^{***} 부경대학교 전자공학과

실현하게 됨으로써 이를 이용하는 능동소음제거의 연구도 활발히 이루어지고 있다.

Eriksson 등[3]은 라우드스피커 및 오차경로의 전달특성이 변하는 경우 소음발생기를 사용하여 이의 전달특성을 온라인으로 결정하는 연속추정모델을 제시하였다. 이 모델에서는 작은 크기의 랜덤소음을 발생시켜 오차경로의 인식을 위한 알고리즘의 입력으로 사용하였다. 그러나 이 방법에서는 소음발생기의 음이 새로운 소음원이 될 수 있어서 이 경우 알고리즘의 성능을 저하시킨다[4].

Snyder 등[5]은 오차경로의 전달특성을 단지 음향 시간지연 성분만으로 고려한 입력필터의 계산량이 적은 오프라인 음향시간지연의 능동소음제거 모델을 제시하였다. 이 모델에서는 오차경로의 음향시간지연 및 라우드스피커의 전달함수의 오프라인 추정 이 온도 및 유속과 경년에 따라 변하는 실제 시스템의 적용하기에는 정확성이 결여될 수 있다.

멀티레이트 신호처리는 기본적으로 분해 필터뱅크(analysis filter bank), 합성 필터뱅크(synthesis filter bank)로 이루어지며, 분해 필터뱅크에는 대역 필터 및 간축(decimation)으로 구성되어 있고, 합성 필터뱅크는 보간(interpolation) 및 대역필터로 구성되어 있다[6]. 서브밴드 필터뱅크는 입력신호를 분해 필터에 의해 몇 개의 주파수 대역으로 분할하여 각 대역별로 필터링을 수행하여 계산량을 감소시킴으로써 수렴속도를 향상시키는 방법이다. 일반적으로 분해필터를 대역필터로 사용하여 간축하면 앨리어싱이 발생한다. 이를 제거하고 신호성분만을 추출하기 위하여 QMF(quadrature mirror filter) 필터[7]를 사용한다.

서브밴드 신호처리는 두 가지 장점이 있다[8]. 첫째로는 계산량이 서브밴드로 분해하여 처리함에 따라 감소되고, 탭 길이와 계수 갱신률은 각 서브밴드 내에서 간축된다는 점이다. 둘째로는 동적 스펙트럼 범위가 각 서브밴드에서 많이 줄어들기 때문에 빠른 수렴속도가 가능하다는 것이다. 서브밴드 음향반향 제거기는 다음과 같은 주된 차이 때문에 능동소음제거에 직접 적용하여 사용할 수 없다. 음향반향제거는 전기적 반향신호를 직접 억제하도록 제공하지만 능동소음제거는 필수적으로 제어신호와 제거되는 오차음신호 사이에 전달특성을 포함하고 있다. 따라서 여분의 오차신호는 서브밴드 내에서 제거할 수

없으며 광대역 출력으로 복원된다.

Crochiere 등[9]은 QMF 필터뱅크를 이용하여 서브밴드 부호화 방법에 대하여 제안하였다. 또한 Vaidynathan 등[10]은 합성 필터뱅크를 통하여 신호 복원시에 완전복원(perfect reconstruction)조건을 위하여 초단위(paraunitary) 필터뱅크를 제안하였다. Koilpillai 등[11]은 cosine modulated FIR (finite impulse response) 필터뱅크를 이용하여 완전복원이 되도록 제안하였다.

본 논문에서는 M-채널 서브밴드 cosine-modulated pseudo QMF 필터뱅크를 사용하여 온라인 제어가 되는 계산량과 수렴속도가 빠른 견실한 능동소음제거 시스템을 제안한다. 음향플랜트의 전달특성을 인식하는 필터와 라우드스피커 및 오차경로의 전달특성을 온라인으로 인식하는 필터는 Filtered-X LMS (least mean square) 서브밴드 적응필터를 사용한다. 서브밴드 처리의 온라인 적응 능동소음제거 방법은 음향플랜트의 전달특성을 인식하기 위하여 M-채널 서브밴드 필터뱅크를 사용하여 서브밴드의 적응필터를 생성한다. M-채널 서브밴드 필터뱅크의 입력 신호와 오차신호에는 분해 필터뱅크를 사용하여 각 서브밴드의 적응 필터계수를 새롭게 갱신시키며, 각 서브밴드의 적응필터 출력신호를 합성 필터뱅크로써 합성한 후 광대역 적응필터 출력을 만든다. 분해 및 합성필터는 cosine-modulated pseudo QMF 필터를 사용한다. 또한 라우드스피커 및 오차경로의 전달특성을 온라인 인식하기 위하여 적응필터의 출력신호와 저주파대역 서브밴드 출력신호와와의 차신호를 기준신호로 사용하고, 인식필터의 출력신호와 오차경로의 오차신호를 뺀 차신호를 이용한다. 따라서 본 논문의 능동소음제거기는 계산량이 적으면서도 견실한 시스템이 되도록 제안한다.

2. M-채널 서브밴드 QMF 필터뱅크의 구성

2.1 QMF 필터뱅크를 이용한 능동소음제거의 동작원리

M-채널 서브밴드 QMF 필터뱅크를 이용한 적응 능동소음제거 모델은 그림 1에서와 같다. 소음원으로 부터의 소음 $x(n)$ 을 입력 마이크로폰 M_I 으로 측정하여 이를 M-채널 QMF 분해 필터뱅크의 입력으로 사용한다. 분해 필터뱅크에는 대역필터 및 간축

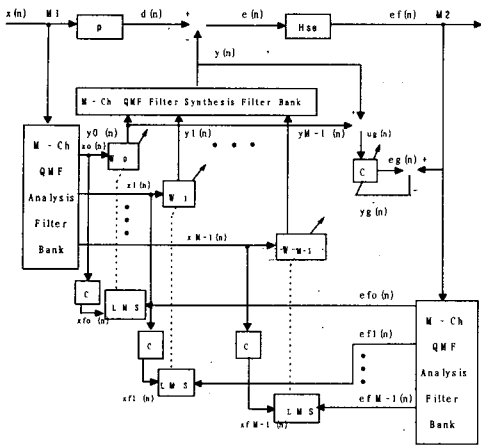


그림 1. 제안한 M-채널 QMF 필터뱅크의 능동소음제거기의 블록도

으로 구성되어 있으며, 분해된 각 서브밴드의 신호는 적응필터의 입력으로 사용된다. 적응필터 W 는 계수 벡터로서, 입력신호와 오차신호를 입력으로 사용하여 필터계수를 새롭게 갱신시킨다. 적응필터의 출력 신호 $y(n)$ 는 M-채널 QMF 합성 필터뱅크의 보간 및 대역필터로 구성되며, 이의 출력이 라우드스피커를 구동시켜 소음을 상쇄시킨다. 이 경우 라우드스피커의 출력음은 라우드스피커 위치에서의 소음 $d(n)$ 과 역상이면서 진폭이 동일하여야 한다. 그러나 이들이 서로 완전히 동일하지 못할 경우에 상쇄되지 못하고 남는 오차신호 $e_1(n)$ 을 제 2의 마이크로폰 즉, 오차 마이크로폰 M_2 로써 감지하여 제어기로 케환시킨다. 오차신호는 M-채널 QMF 분해 필터뱅크의 입력으로 사용한다. P_0 는 라우드스피커까지의 음향 플랜트의 전달함수이다. 이 그림에서, H_s 는 라우드스피커의 전기적 전달함수이고, H_e 는 오차경로의 음향 전달함수를 나타낸 것이다.

라우드스피커 및 오차경로의 전달특성을 온라인 인식하기 위하여 적응필터의 출력신호 $y(n)$ 과 저주파대역의 서브밴드 출력신호 $y_0(n)$ 과의 차신호 $u_0(n)$ 을 기준신호로 사용하고, 인식필터 C 의 출력신호 $y_g(n)$ 과 오차경로의 오차신호 $e_f(n)$ 와의 차신호 $e_g(n)$ 을 이용한다.

2.2 Cosine-modulated Pseudo QMF 필터뱅크

M-채널 서브밴드 QMF 분해 및 합성 필터뱅크는

그림 2와 같다. 여기에서 $H(Z)$ 는 분해 필터뱅크로서 cosine-modulated pseudo QMF 필터뱅크를 사용한다. 이는 QMF 필터뱅크로 합성시 완전복원 조건에 적합하기 때문이다. 분해 필터뱅크에 대한 임펄스 응답 $h_i(n)$ 은

$$h_i(n) = 2h(n) \cos\left(\left(i + \frac{1}{2}\right)\left(n - \frac{L-1}{2}\right)\right) \left(\frac{\pi}{M} + (-1)^i \frac{\pi}{4}\right) \quad (1)$$

이다. $G(Z)$ 는 합성 필터뱅크로서 cosine-modulated pseudo QMF 필터뱅크에 대한 임펄스 응답 $g_i(n)$ 은

$$g_i(n) = 2h(n) \cos\left(\left(i + \frac{1}{2}\right)\left(n - \frac{L-1}{2}\right)\right) \left(\frac{\pi}{M} - (-1)^i \frac{\pi}{4}\right) \quad (2)$$

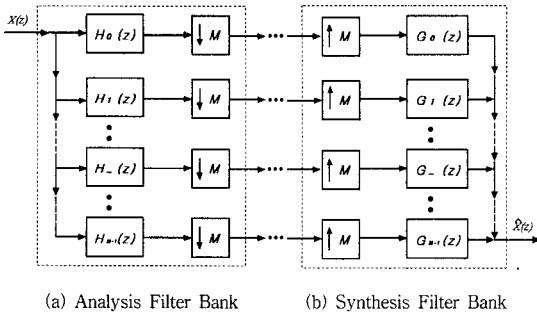
이다. 여기에서 i 는 필터뱅크의 채널로서, $i=0, 1, 2, \dots, M-1$ 이다. M 은 필터뱅크의 수이고, L 은 원형(prototype) 필터뱅크의 필터 탭 수이다. $(-1)^i \frac{\pi}{4}$ 의 성분은 하중인자로서 모든 엘리어싱 성분을 보상할 뿐만 아니라 왜곡을 없애는 역할을 한다. 원형 필터뱅크는 $\frac{\pi}{M}$ 에서 대역제한되어지기 때문에 엘리어싱 성분의 보상은 두 개의 이웃하는 중앙주파수 사이의 모든 영역에서 독립적으로 일어난다.

식 (1) 및 (2)에서 $h(n)$ 은 causal 반대역(half-band)이나 M 차 대역필터를 구현하는데 적합한 이승여현 반대역필터(raised-cosine half band filter)를 사용하였다. 이승여현 반대역필터의 임펄스 응답은

$$h(n) = \frac{1}{M} \frac{\sin(\pi n / M)}{\pi n / M} \frac{\cos(r\pi n / M)}{1 - (2rn / M)^2} \quad (3)$$

이다. 여기에서 M 은 필터뱅크의 수이며, 계수 r 은 roll-off 인자로서 $0 < r \leq 1$ 의 값을 가지며 $r \rightarrow 0$ 이면 이상 저주파대역 통과필터로 근접한다.

이에 대한 M-채널 cosine-modulated pseudo QMF 필터뱅크에서 원형의 주파수응답은 그림 3과 같으며, $M=8$ 채널에 대한 주파수 응답은 그림 4와 같다. 이 서브밴드 QMF 필터뱅크는 채널의 수가 $M=8$ 이고, 필터의 탭 수가 $L=64$ 일 때로서 신호성분이 겹쳐 있음을 알 수 있다.



(a) Analysis Filter Bank (b) Synthesis Filter Bank

그림 2. M-채널 QMF 분해 및 합성 필터뱅크

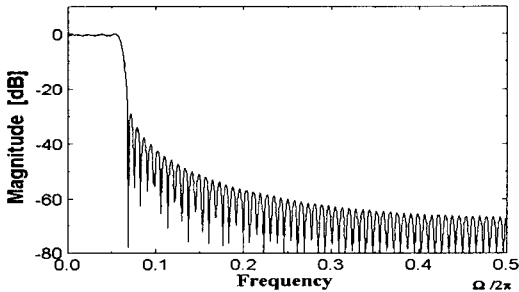


그림 3. cosine-modulated pseudo QMF 필터뱅크에서 원형의 주파수응답

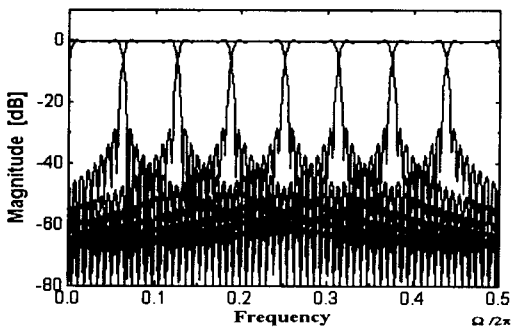


그림 4. M-채널 cosine-modulated pseudo QMF 필터뱅크의 주파수응답

3. 서브밴드 QMF 필터뱅크를 사용한 적응 능동잡음제거

3.1 M-채널 서브밴드 QMF 적응필터

제안한 M-채널 서브밴드 QMF 필터뱅크의 능

동소음제거 모델에서 Hse 를 통과한 입력신호 $x(n)$ 및 오차신호 $e(n)$ 은 M 개 밴드로 나누기 위하여 그림 1에서와 같이 M -채널 QMF 분해 필터뱅크에 의해 필터링된다. 각 채널의 필터 탭 수는 L 이다.

k -번째 적응필터의 입력신호의 벡터는

$$X_k(n) = [x_k(n), x_k(n-1), \dots, x_k(n-L+1)]^T \quad (4)$$

이고, k -번째 적응필터의 계수벡터는

$$W_k(n) = [w_k(n), w_k(n-1), \dots, w_k(n-L+1)]^T \quad (5)$$

이다. $k=0, 1, \dots, M-1$ 에 대한 적응필터의 출력신호는

$$y_k(n) = \sum_{i=0}^{L-1} w_{k,i}(n) x_k(n-i) \quad (6)$$

이며, 여기에서 입력신호 $x(n)$ 은 대역폭이 각각 $\frac{\pi}{M}$ 인 M 개의 주파수대역으로 쪼개어진다. k -번째 추정된 오차경로 인식필터를 통과한 출력신호의 벡터는

$$X_{fk}(n) = [x_{fk}(n), x_{fk}(n-1), \dots, x_{fk}(n-L+1)]^T \quad (7)$$

이며, Filterd-X LMS 알고리즘을 사용한 적응필터의 계수벡터는

$$W_k(n+1) = W_k(n) + 2\mu_1 e_{fk}(n) X_{fk}(n) \quad (8)$$

이다. 여기에서 μ_1 은 적응필터의 수렴인자이다.

3.2 오차경로의 전달특성 온라인 인식필터

오차경로의 전달특성을 온라인 인식하기 위한 필터 C 의 입력 기준신호는

$$u_g(n) = y(n) - y_0(n) \quad (9)$$

이다. 여기서 $y(n)$ 은 합성 필터뱅크의 출력신호이고, $y_0(n)$ 은 서브밴드로 분해된 적응필터 $W_0(n)$ 의 출력신호이다. 이의 차신호를 필터 C 의 입력신호로 사용하는 이유는 신호원을 분석한 결과 오차신호 $e(n)$ 과 비슷한 신호값으로서 별도의 잡음발생기를 사용하지 않아도 되기 때문이다. 필터 C 의

오차신호는 인식필터의 출력신호 $y_g(n)$ 에서 $e_f(n)$ 을 뺀 $e_g(n)$ 신호이다. 이의 신호를 사용하여 오차경로의 전달특성을 온라인 인식하기 위한 적응필터 C 의 계수벡터는

$$C_k(n+1) = C_k(n) + 2\mu_2 e_{kg}(n) U_{kg}(n) \quad (10)$$

이다. 인식필터 C 는 시스템의 안정성을 위하여 M -채널 QMF 분해 필터뱅크의 입력신호에 복제한다.

4. 실험 결과 및 고찰

본 논문에서 제안한 M -채널 서브밴드 QMF 필터뱅크를 이용한 Filterd-X LMS 알고리즘의 성능을 컴퓨터 시뮬레이션으로 확인하였다. 입력신호로는 음향플랜트로 전파되는 실제의 덕트소음 및 자동차 엔진소음을 10kHz로 표본화하고, 16비트로 A/D 변환시켜 사용하였다. 사용한 서브밴드 채널의 수는 $M=8$ 채널이며, 입력신호와 오차신호에는 분해 필터뱅크를, 적응필터의 출력신호에는 합성 필터뱅크를 사용한다. 분해 및 합성필터는 cosine-modulated pseudo QMF 필터를 사용하였으며, 간축 및 보간은 8로 하였다. 또한 실험에 사용한 신호의 한 프레임 데이터는 $N=512$ 개의 데이터를 사용하였고, 한 채널의 필터뱅크의 적응필터 탭 수는 $L=64$ 개로 하였다. 음향플랜트의 전달특성을 인식하는 필터는 Filterd-X LMS 적응필터를 사용하였고, 라우드스피커 및 오차경로의 전달특성을 온라인 인식이 되도록 제안하였다.

제안한 알고리즘에서 시변 전달함수를 갖는 플랜트 P_0 로는

$$P_0(z) = \sum_{i=0}^{N-1} (A \cdot e^{-Bi}) z^{-i} \quad (11)$$

을 사용하였다. 여기에서 N 은 음향플랜트의 한 프레임의 데이터 수이며, 진폭 A 는 0.50에서 0.55까지, 시정수 B 는 0.7에서 0.9까지 각각 시변하는 값으로 하였다. 이들은 덕트 단면의 크기가 850×350 mm이고, 마이크로폰에서 라우드스피커까지의 길이가 1000mm인 실제 시스템에서 나타날 수 있는 실험치에 의거한 것이다. 본 논문에서 사용한 라우드스피커는 그림 5에서와 같은 주파수특성

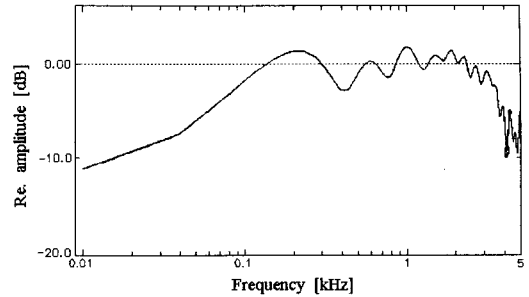


그림 5. 라우드스피커의 전달특성

을 갖는 시판되는 일반 저음특성이며 오차경로의 전달특성을 고려하였다. 단, 일반적인 콘텐서 마이크로폰의 전달특성은 본 제어 시스템에서 이용하는 전 주파수대역에 걸쳐 평탄함으로써 본 논문에서도 마이크로폰의 전달특성은 이상적인 것으로 간주하였다.

수렴특성을 확인하기 위하여 랜덤잡음을 사용하여 제안한 알고리즘과 광대역 Filterd-X LMS의 갱신수(iteration number)에 대한 평균자승오차를 구한 것으로서, 512개의 데이터를 1 프레임으로 760번 수행하여 얻은 평균자승오차는 그림 6에서와 같았다. 이 결과로부터 제안한 알고리즘은 약 120회 갱신 후부터 수렴이 됨을 확인하였으며, 광대역 Filterd-X LMS 알고리즘은 약 550회부터 수렴됨을 알 수 있다. 따라서 제안한 방법이 광대역 Filterd-X LMS 적응필터 방법보다 수렴속도가 훨씬 더 빠름을 알 수 있었다.

표 1은 제안한 방법을 사용하여 음향플랜트 및 시속 100km에 대한 자동차 엔진소음을 사용하여 100 프레임 단위로 소음을 제거한 실험 결과이다. 표 1에

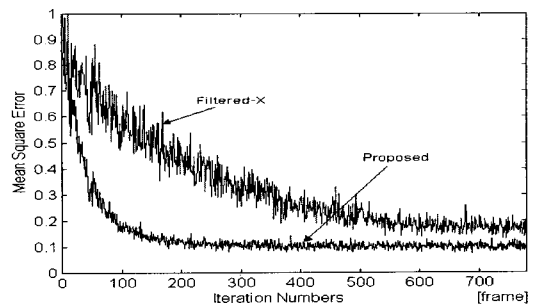


그림 6. 제안한 알고리즘에 대한 수렴특성 비교

표 1. M-채널 서브밴드 QMF 필터뱅크를 수행한 평균 주파수 스펙트럼(dB)

frame 수	음향 플랜트 신호			자동차 소음 신호		
	Input	Output	Error	Input	Output	Error
1~100	44.92	37.73	7.12	49.72	38.98	10.74
101~200	45.38	36.29	9.08	49.80	36.21	13.59
201~300	45.54	36.27	9.27	49.16	35.45	13.70
301~400	44.96	35.60	9.36	49.63	35.79	13.84
401~500	44.98	35.58	9.39	49.92	36.04	13.88
501~600	45.15	35.56	9.59	49.33	35.00	14.33
601~700	45.06	35.58	9.48	49.09	34.79	14.30
701~760	44.94	35.41	9.53	49.34	34.80	14.54

서 알 수 있듯이 760 프레임 동안 안정되게 동작함을 알 수 있다.

음향플랜트의 데이터 획득은 공조기 팬의 약 1m 앞에서 마이크를 위치하여 데이터를 취출하였으며, 자동차의 소음데이터는 자동차 회사의 shield room에서 실차를 투입하여 롤러 위에서 공회전 및 시속 100km 속도로 주행할 때 자동차의 엔진 룸 및 배기 머플러에서 소음데이터를 획득하였다.

제안한 방법 및 광대역에 대한 계산량은 표 2와 같다. 여기서 L은 서브밴드 필터의 탭수이고, N은 광대역 필터의 탭수, M은 필터 뱅크의 수이다. 서브밴드 필터링 방법은 계수갱신 및 필터의 출력은 N/M이고 컨벌루션 수는 계수갱신 및 필터출력에 각각 컨벌루션을 수행하므로 N/M×2이다. 그러나 광대역 필터인 경우 계수갱신 및 필터출력의 곱셈수는 N이고 컨벌루션 수는 2N이다. 따라서 본 서브밴드 필터링 방법이 계산량이 적고 견실함을 알 수 있다.

음향 플랜트와 공회전 상태, 시속 100km 및 머플러에 대한 자동차 엔진소음을 사용하여 제안한 방법에 대하여 실험한 결과로써 오차신호에 대한 2kHz 이내의 주파수 스펙트럼을 조사하였다. 음향플랜트에 대한 소음레벨의 저감은 그림 7과 같

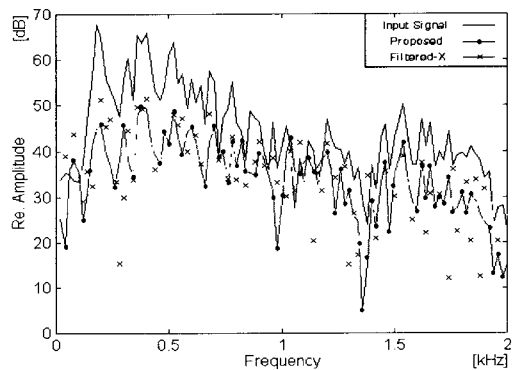


그림 7. 실제 공조기의 소음에 대한 오차신호의 주파수 스펙트럼

이 평균 10.01[dB] 정도 감소되었고, 공회전 상태 및 100km에 대한 자동차 엔진소음에 대한 잡음레벨의 저감은 그림 8 및 그림 9와 같이 평균 12.30 및 12.70[dB] 정도 감소되었다. 또한 자동차의 머플러 소음에 대한 소음레벨의 저감은 그림 10과 같이 평균 14.27[dB]정도 감소되었다

따라서 제안한 방법을 광대역 Filtered-X LMS 알고리즘과 비교하였을 때, 소음레벨의 저감정도는 비슷하나 계산량과 수렴속도면에서 제안한 방법이 현저히 우수함을 알 수 있었다.

표 2. 곱셈 계산량 비교

	계산과정	곱셈횟수
서브밴드	계수갱신	N/M
	필터출력	N/M
	컨벌루션	N/M×2
광대역	계수갱신	N
	필터출력	N
	컨벌루션	N×2

5. 결 론

본 논문에서는 M-채널 서브밴드 QMF 필터뱅크를 사용하여, 온라인 제어가 되는 계산량과 수렴속도가 빠른 견실한 적응 능동소음제거기를 제안하였다. M-채널 서브밴드 필터뱅크의 입력신호와 오차신호에는 분해 필터뱅크를 사용하여 각 서브밴드의 적응 필터계수를 새롭게 갱신시키며, 각

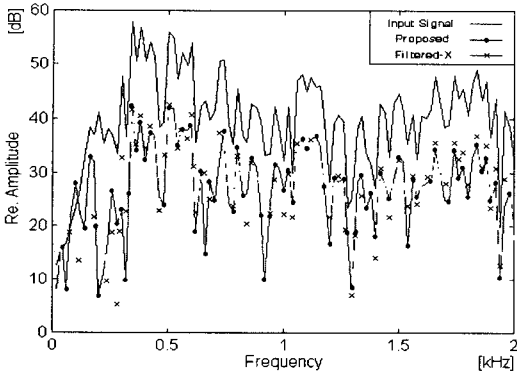


그림 8. 공회전상태의 자동차 엔진소음에 대한 오차신호의 주파수 스펙트럼

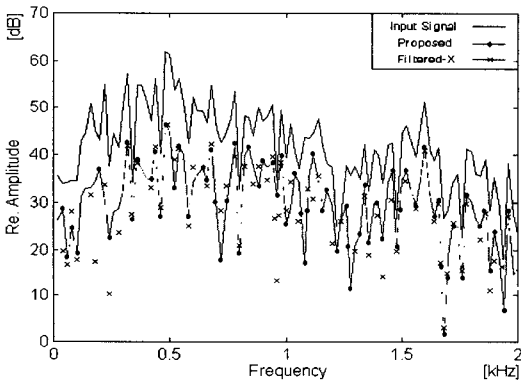


그림 9. 시속 100km인 자동차 엔진소음에 대한 오차신호의 주파수 스펙트럼

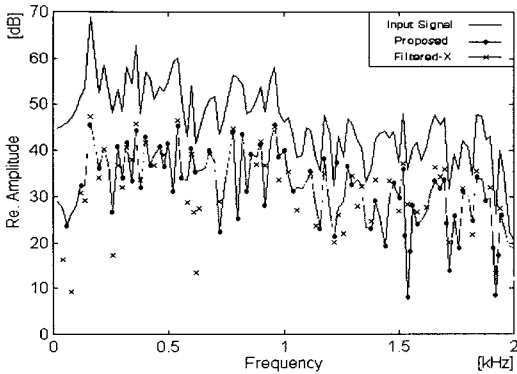


그림 10. 머플러 소음에 대한 오차신호의 주파수 스펙트럼

서브밴드의 적응필터 출력신호를 합성 필터뱅크로서 합성한 후 광대역 적응필터 출력신호로 만들었다. 분해 및 합성필터는 cosine-modulated ps-

eudo QMF 필터를 사용하였다. 또한 오차경로의 전달특성을 온라인 인식하기 위하여 적응필터 및 저주파 대역 서브밴드 출력신호와와의 차신호를 기준신호로 사용하였고, 인식필터의 출력신호와 오차경로의 오차신호를 뺀 차신호를 이용하였다.

제안 방식의 타당성을 확인하기 위하여 공조기 덕트 시스템 및 자동차엔진 소음에 대한 실험을 하였으며, 각 실험 결과를 기존의 광대역 Filterd-X LMS 알고리즘을 사용한 능동소음제거 기법과 비교하였다. 제안방식 중 M -채널 QMF 필터뱅크를 사용하여 온라인 제어가 되는 계산량과 수렴속도가 빠른 견실한 적응 능동소음제거 시스템을 음향플랜트 시스템 및 자동차 엔진소음에 적용하였다. 실험결과 실제 음향플랜트의 소음에 대하여 소음레벨이 평균 10.01[dB] 감소되었고, 공회전 및 시속 100km의 자동차 엔진소음에 대한 소음레벨의 저감은 각각 평균 12.30 및 12.70[dB] 감소되었다. 또한, 머플러 잡음에 대한 소음레벨의 저감은 평균 14.27 [dB] 감소되었다. 앞으로 본 방식을 계산량이 감소를 위해 개선시켜 완전복원 조건을 충족하는 웨이브릿 변환기법을 이용한 능동소음제거 시스템을 구현하고자 한다.

참 고 문 헌

- [1] J. C. Burgess, "Active adaptive sound control in a duct: a computer simulation," *J. of Acoustical Society of America*, vol. 30, no. 3, pp. 715-726, Sep. 1981.
- [2] B. Widrow, "Adaptive filters," in *Aspects of Networks and System Theory, Part IV*, edited by R. E. Kalman and N. DeClaris, New York: Holt, Rinehart, and Winston, pp. 563-587, 1971.
- [3] L. J. Eriksson and M. C. Allie, "Use of random noise for on-line transducer modeling in an adaptive active attenuation system," *J. of Acoustical Society of America*, vol. 85, no. 2, pp. 797-802, Feb. 1989.
- [4] H. Fan and R. Vemuri, "Robust adaptive algorithms for active noise and vibration control," *IEEE ICASSP*, vol. 1, pp. 1137-

1140, 1990.

- [5] S. D. Snyder and C. H. Hansen, "The influence of transducer transfer functions and acoustic time delay on the implementation of LMS algorithm in active noise control systems," *Journal of Sound and Vibration*, vol. 141, no. 3, pp. 409-424, 1990.
- [6] N.J.Fliege, *Multirate digital signal processing*, John Wiley & Sons, 1994.
- [7] T. Q. MNguyen, "Near-perfect-reconstruction pseudo-QMF banks," *IEEE Trans. on Signal Processing*, vol. 42, no. 1, pp. 65-76, Jan. 1994.
- [8] D. R. Morgan and J. C. Thi, "A delayless subband adaptive filter architecture," *IEEE Trans. on Signal Processing*, vol. 43, no. 8, pp. 1819-1830, Aug. 1995.
- [9] R. E. Crochiere and L. R. Rabiner, *Multirate digital signal processing*, Englewood Cliffs: Prentice-Hall, 1983.
- [10] P. P. Vaidyanathan, "Multirate digital filters, filter banks, polyphase networks, and applications : A tutorial," *IEEE Proc.*, vol. 78, pp. 56-93, Jan. 1990.
- [11] R. D. Koilpillai and P. P. Vaidyanathan, "Cosine-modulated FIR filter banks satisfying perfect reconstruction," *IEEE Trans. on Signal Processing*, vol. 40, pp. 770-783, Apl. 1992.



허 영 대

1987년 2월 숭실대학교 전자계산학과 졸업(학사)
 1989년 12월 국방대학원 전자계산학과 졸업(석사)
 1998년 2월 부경대학교 대학원 전자공학과 박사과정 수료
 1979년 9월~1993년 3월 육군 전

산장교

1996년 3월~현재 포항1대학 전산정보처리과 조교수
 관심분야 : 웨이브릿 변환, 적응신호처리, 능동잡음제거



권 기 롱

1986년 2월 경북대학교 전자공학과 졸업(공학사)
 1990년 2월 경북대학교 대학원 전자공학과 졸업(공학석사)
 1994년 8월 경북대학교 대학원 전자공학과 졸업(공학박사)
 1996년 3월~현재 부산외국어대

학교 전자공학과 조교수

관심분야 : 웨이브릿 변환, 적응신호처리, 능동잡음제거, 멀티미디어 통신



문 광 석

1979년 2월 경북대학교 전자공학과 졸업(공학사).
 1981년 2월 경북대학교 대학원 전자공학과 졸업(공학석사)
 1989년 2월 경북대학교 대학원 전자공학과 졸업(공학박사)
 1988년 1월~12월 일본 동경대학

교 공학부 연구원

1997년 8월~1998년 7월 미국 Jackson State University 객원교수

1990년 3월~현재 부경대학교 전자공학과 부교수
 관심 분야 : 영상신호처리, 적응신호처리 등