

웨이브릿 변환 및 M-채널 서브밴드 QMF 필터뱅크를 이용한 적응 능동잡음제거 모델

정희원 허영대*, 권기룡**, 문광석***

An Adaptive Active Noise Cancelling Model Using Wavelet Transform and M-channel Subband QMF Filter Banks

Young-dae Heo*, Ki-ryong Kwon**, Kwang-seok Moon*** *Regular Members*

요 약

본 논문에서는 적응필터링 기반으로 한 웨이브릿 변환 및 서브밴드 필터뱅크를 사용한 능동잡음제거의 모델을 제안한다. 분해 필터뱅크는 입력 및 오차신호를 저주파 및 고주파영역의 QMF 필터뱅크로 분해하며, 각 필터뱅크에는 dyadic tree 구조를 갖는 웨이브릿 필터를 사용한다. 분해된 입력 및 오차신호는 filtered-X LMS 알고리즘을 사용하여 각 서브밴드의 적응 필터계수를 새롭게 갱신시킨다. 합성 필터뱅크는 그리고 각 서브밴드의 적응필터 출력신호를 합성한 후 완전복원이 되는 광대역의 출력신호를 만든다. 분해 및 합성 필터뱅크는 완전복원을 위하여 공액직교필터링을 사용한다. 또한 오차경로의 전달특성을 온라인 추정하기 위한 지연 LMS 알고리즘 모델은 이득과 시간지연인자만을 사용한다. 따라서 제안한 적응 능동잡음제거 모델은 웨이브릿 서브밴드 필터뱅크를 사용하여 계산량과 수렴속도에 유리한 시스템이 되도록 제시한다.

ABSTRACT

This paper presents an active noise cancelling model using wavelet transform and subband filter banks based on adaptive filter. The analysis filter banks decompose input and error signals into QMF filter banks of lowpass and highpass bands. Each filter bank uses wavelet filter with dyadic tree structure. The decomposed input and error signals are iterated by adaptive filter coefficients of each subband using filtered-X LMS algorithm. The synthesis filter banks make output signal of wideband with perfect reconstruction to prepare adaptive filter output signals of each subband. The analysis and synthesis filter banks use conjugate quadrature filters for perfect reconstruction. Also, The delayed LMS algorithm model for on-line identification of error path transfer characteristics is used gain and acoustic time delay factors. The proposed adaptive active noise cancelling model is suggested by system retaining the computational and convergence speed advantage using wavelet subband filter banks.

I. 서 론

적응 필터기법은 적응어레이, 적응잡음제거, 적응

모델링, 적응 반향제거 등 광범위한 분야에 적용되고 있다. 많은 임펄스 응답이 요구되는 실내음향, 능동 잡음제거, 음향반향제거의 분야 등에서 적응필터와

* 포함 제 1대학 전산정보처리과(heoyd@pohang.ac.kr)

** 부산 외국어대학교 전자공학과(krkwon@taejo.pufs.ac.kr)

*** 부경대학교 전자정보통신공학부(moonks@dolphin.pknu.ac.kr)

논문번호 : 99239-0614, 접수일자 : 1999년 6월 14일

* 본 논문은 1997년 한국학술진흥재단 학술연구조성비에 의하여 연구되었습니다.

관련된 계산량은 저가격의 응용에 방해가 된다. 따라서 복잡한 역학적 구조에 대하여 광대역 잡음제거 시스템은 수 백개의 적응필터 탭수를 갖는다. 많은 임펄스 응답이 요구되는 광대역 잡음제거 시스템은 수 백개의 적응필터 탭수를 갖는다. 이로 인하여 많은 계산량이 요구된다.

능동잡음제거는 제거할 잡음에 이와 동일한 진폭을 가지면서 역위상인 인위적인 제 2의 음을 라우드스피커로써 인가하여 상호상쇄시켜 잡음을 제거 또는 저감시킨다^[2]. 이 방식은 500 Hz 이하의 저주파 영역의 잡음제거에 탁월한 효과를 나타내는데, 이는 저주파 음향의 파장이 흡음재의 두께에 비하여 훨씬 길기 때문에 차폐가 되지 않고 통과하기 때문이다.

멀티레이트(multirate) 신호처리^[3]는 기본적으로 분해(analysis) 필터뱅크, 합성(synthesis) 필터뱅크로 이루어진다. 분해 필터뱅크에는 대역필터 및 간축(decimation)으로 구성되어 서브밴드로 분할되며, 또한 합성 필터뱅크에는 보간(interpolation) 및 대역필터로 구성되어 서브밴드로 합성된다.

서브밴드 필터뱅크는 입력신호를 분해필터에 의해 몇 개의 주파수 대역으로 분할하여 각 대역별로 필터링을 수행하여 계산량을 감소시키며, 수렴속도를 향상시키는 방법이다. 일반적으로 분해필터를 대역필터로 사용하여 간축하면 에일리어싱이 발생한다. 이를 제거하고 신호성분만을 추출하기 위하여 QMF(quadrature mirror filter) 필터^[4]를 사용한다. 필터뱅크를 이용한 서브밴드 신호처리는 두가지 장점이 있다^[5,6]. 하나는 계산량이 서브밴드 수에 의해서 줄어든다. 탭 길이와 계수 갯수는 각 서브밴드 내에서 간축된다. 둘째는 동적 스펙트럼 범위가 각 서브밴드에서 많이 줄어들기 때문에 빠른 수렴속도가 가능하다.

Crochiere 등^[5]은 QMF 필터뱅크를 이용하여 서브밴드 부호화 방법에 대하여 제안하였다. 또한 Vaidynathan 등^[6]은 합성 필터뱅크를 통하여 신호복원시에 완전한 복원(perfect reconstruction) 조건을 위하여 초단위(paraunitary) 필터뱅크를 제안하였다. Koilpillai 등^[7]은 cosine modulated FIR 필터뱅크를 이용하여 완전한 복원이 되도록 제안하였다.

웨이브릿은 시간 및 주파수의 국부성(localization)을 가짐으로서 웨이브릿 변환은 통계적 특성을 모르거나 시간적으로 예측할 수 없는 불확정신호를 처리하는데 효과적으로 사용된다^[8]. 그리고 이 변환은 웨이브릿의 필터성질을 이용하여 신호의 압축, 부호화 및 잡음제거에도 사용되어지고 있다.

웨이브릿은 1910년 Harr가 처음으로 고조파 해석(harmonic analysis)을 위하여 푸리에 스펙트럼을 옥타브 밴드로 나눈 직교 웨이브릿을 만들었다. Morlet 등^[9]은 단일 원형 함수(single prototype function)를 기초로 한 국부 푸리에 해석을 변형하여 지진파 연구에 웨이브릿을 이용하였다. Daubechies^[10]는 유한한 길이(compactly support)의 스케일링 함수 및 웨이브릿을 발생시킬 수 있는 Daubechies 웨이브릿을 제안하였고, Mallat 등^[11]이 다해상도(multiresolution) 이론을 발표한 후 웨이브릿 변환 이론은 크게 발전 및 응용이 되어지고 있다.

Erdol 등^[12]은 잡음제거기에 필터뱅크를 이용한 웨이브릿 LMS 필터를 구성하여 기준신호가 있는 경우 잡음을 효과적으로 제거할 수 있는 방법을 제시하였다. Morgan 등^[13]은 FFT 변환 필터를 사용한 서브밴드 적응필터구조를 갖는 능동잡음제거 모델을 제시하였다. 이는 광대역 능동잡음제거 모델로 한 경우보다 계산량은 줄어드는 장점이 있으나 오차경로의 전달특성을 고려하지 않아 온라인 인식이 되지 않는다는 문제점이 있다.

따라서 본 논문에서는 웨이브릿 변환 및 서브밴드 필터뱅크를 이용한 새로운 적응 능동잡음제거의 모델을 제안한다. 제안한 모델의 서브밴드 필터뱅크는 입력신호 및 오차신호를 저주파 및 고주파영역의 QMF 분해 필터뱅크로 분해하며, 각 필터뱅크에는 dyadic tree 구조를 갖는 웨이브릿 변환 필터를 사용한다. 분해된 입력신호와 오차신호는 적응필터를 사용하여 각 서브밴드의 적응 필터계수를 새롭게 갱신시킨다. 그리고 각 서브밴드의 적응필터 출력신호를 합성 필터뱅크로서 합성한 후 완전복원이 되는 광대역 적응필터 출력을 만든다. 각 서브밴드필터는 공액 직교필터(conjugate quadrature filter)를 사용한다. 또한 오차경로의 전달특성은 대부분 이득인자와 음향시간 지연 성분이므로 계산량을 줄이기 위해 이에 대한 이득인자만을 온라인 인식하여 적응필터가 안정하게 동작되도록 한다. 이득인자의 추정필터는 적응필터의 출력신호와 저주파대역 서브밴드 출력신호와의 차신호를 기준신호로 사용한다. 따라서 제안한 적응 잡음제거 모델은 계산량이 적으면서도 안정된 시스템이 되도록 제안한다.

II. 적응 잡음제거 시스템의 구성

본 논문에서는 웨이브릿 변환 및 서브밴드 필터뱅크를 이용하여 온라인 제어가 되는 안정된 적응 능

동잡음제거 시스템을 개발한다. 제안한 웨이브릿 서브밴드 필터뱅크를 이용한 적응 능동잡음제거 모델은 그림 1에서와 같으며, 웨이브릿 필터뱅크의 분해 필터뱅크 및 합성필터뱅크는 그림 2와 같다. 잡음원으로 부터 잡음을 입력 마이크로폰으로 측정하여 이를 M-채널 서브밴드 분해필터 뱅크의 입력으로 사용한다. 분해필터 뱅크에는 대역필터 및 간축으로 구성되어 있으며, 분해된 각 서브밴드의 신호는 적응필터의 입력으로 사용된다. 음향플랜트의 전달특성을 인식하는 적응필터는 filterd-X LMS 알고리즘을 사용한다.

웨이브릿 변환 서브밴드 필터뱅크의 입력신호와 오차신호에는 분해 필터뱅크를 사용하여 각 서브밴드의 적응 필터계수를 새롭게 갱신시키며, 각 서브밴드의 적응필터 출력신호를 합성 필터뱅크로서 합성한 후 완전복원된 광대역 적응필터 출력을 받는다. 이 경우 라우드스피커의 출력음은 라우드스피커 위치에서의 소음과 역상이면서 진폭이 동일하여야 한다. 그러나 이들이 서로 완전히 동일하지 못할 경우에 상쇄되지 못하고 남는 오차신호를 오차 마이크로폰으로써 감지하여 제어기로 귀환시킨다. 각 서브밴드 필터는 공액직교필터를 사용한다.

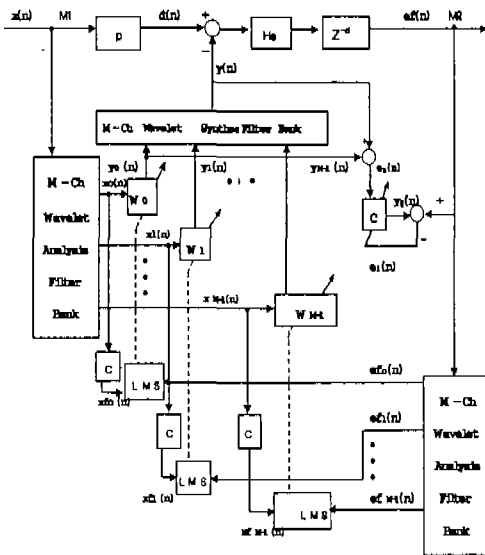


그림 1. 제안한 M-채널 QMF 필터뱅크의 적응 잡음 제거 시스템의 블록도

그림에서 H_0 는 라우드스피커의 특성이고, d 는 음향시간지연인자이며, c 는 이를 추정하는 이득인자이

다. 오차경로의 전달특성을 온라인 인식하기 위한 기준신호는 적응필터의 출력신호 $y(n)$ 과 저주파대역의 서브밴드 출력신호 $y_0(n)$ 과의 차신호 $e_c(n)$ 을 사용한다. 이의 차신호를 기준신호로 사용하는 이유는 오차신호 $e(n)$ 과 비슷한 분산값을 얻을 수 있기 때문이다. 여기서 $e_c(n)$ 은 오차신호 $e(n)$ 과 오차경로의 전달함수 H_{err} 를 컨벌루션한 출력오차이다. 추정한 이득인자 c 는 적응필터의 입력에 복제시켜 적응필터가 안정되게 동작하도록 한다.

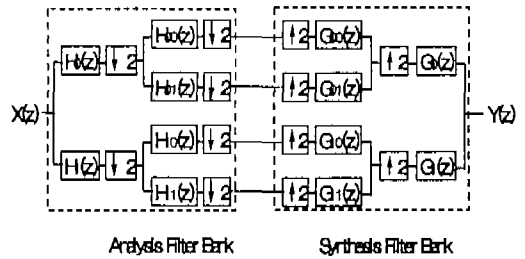


그림 2. 웨이브릿 필터의 분해 및 합성 필터뱅크

III. 웨이브릿 변환 적응 능동잡음제거 시스템

1. 웨이브릿 변환의 기본원리

웨이브릿 변환은 시간 및 주파수에 대하여 국부성을 가지며, 비정상상태의 신호를 해석하는데 유용하다. 웨이브릿 변환은 주어진 시간함수를 실수의 2차원 평면 $L^2(R)$ 에서 직교기저함수(orthogonal basis function)들의 집합을 형성하고 있는 웨이브릿 평면으로 투사하여 서로 다른 분해능을 갖는 신호들을 변환시킴으로서 주어진 시간함수의 신호를 각각 다른 분해능에서 해석할 수 있는 변환이다.

웨이브릿 함수는 소멸 모멘트(vanishing moment)를 갖게 진동하며, 평균값이 0인 유한 에너지 함수라 할 수 있다. 특정한 하나의 원형 웨이브릿 함수(mother wavelet)로부터 발생하는 웨이브릿 함수들의 집합은 임의의 함수를 근사화 하는데 사용될 수 있다. 웨이브릿은 신호분석을 다양한 시간-주파수영역의 창을 활성화 하기 위하여 주어진 원형 웨이브릿 함수를 binary dilation과 dyadic translation으로 이산화함으로 각 주어진 윈도우에서 $L^2(R)$ 공간에 있는 모든 신호를 서로 다른 분해능을 갖는 다양한 주파수를 가진 파형으로서 분해하려는 것에 목적을 두고 있다. 따라서 웨이브릿 변환은 그 공간에 있는 시간함수의 신호를 각각 다른 분해능에서 해석하기 위하여 웨이브릿 급수로 표현하는데 목적이 있다.

웨이브릿 변환에서의 기저함수들은 원형 웨이브릿을 천이(translation) 및 확장/수축(dilation)을 시킴으로써 만들어진다. 이에 대한 웨이브릿 기저함수들의 선형결합은

$$\phi_{m,n}(t) = \frac{1}{\sqrt{|a|}} \psi\left(\frac{t-b}{a}\right), \quad b \in \mathbb{R}, a \neq 0 \quad (1)$$

이다. 여기서 ψ 는 원형 웨이브릿이고, a 는 원형 웨이브릿 ψ 을 확장/수축시키는 스케일 변수이고, b 는 이동을 나타내는 천이변수이다. 어떤 신호 $f(t)$ 에 대한 웨이브릿 변환은

$$Wf(a, b) = \frac{1}{\sqrt{a}} \int_{-\infty}^{\infty} f(t) \psi\left(\frac{t-b}{a}\right) dt \quad (2)$$

로 정의된다. 여기서 매개변수 a, b 가 정수일 때 이산 웨이브릿 변환이라고 한다. 특히 $a=2^m, b=n2^m$ 일 때 정규직교기저를 구성할 수 있고, 기저함수는

$$\phi_{m,n}(t) = 2^{-m/2} \psi(2^{-m}t - n) \quad (3)$$

가 된다.

신호를 다해상도로 분할하기 위하여 그림 3과 같이 저주파 영역의 스케일 공간 V_m 을 스케일 함수 $\phi_{m,n}(t)$ 에 의해 구성되는 벡터공간이라 하면 스케일 함수 $\phi_{m,n}(t)$ 는 V_{m-1} 에서 V_m 의 직교보수(orthogonal complement) 공간인 고주파 영역의 웨이브릿 공간 W_m 의 직교기저를 이룬다.

$$V_{m-1} = V_m \oplus W_m \quad W_m \perp V_m \quad (4)$$

여기서는 스케일 함수 $\phi(t)$ 를 신축·이동하여 만들어진 정규 직교기저이다. 이때 스케일 함수 $\phi(t)$ 와 웨이브릿 함수 $\psi(t)$ 는

$$\phi(t) = \sqrt{2} \sum_n h_0(n) \phi(2t-n) \quad (5)$$

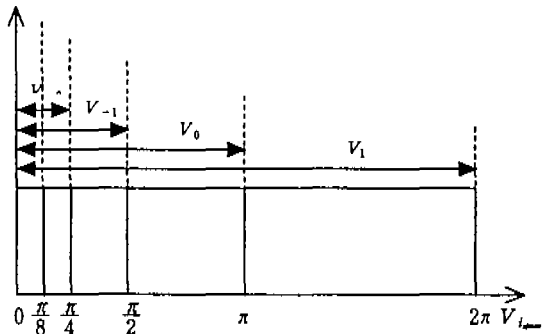
$$\psi(t) = \sqrt{2} \sum_n h_1(n) \phi(2t-n) \quad (6)$$

이다. 여기서 $h_0(n)$ 및 $h_1(n)$ 은 스케일 함수 및 웨이브릿의 필터계수이다.

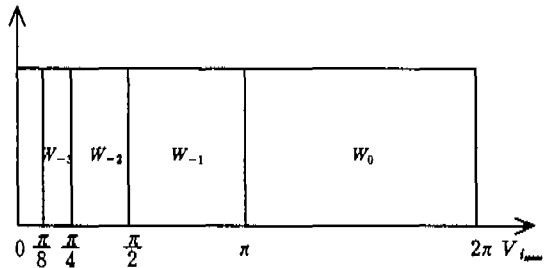
기저 웨이브릿 함수 식을 만족하는 스케일 함수 집합 $\phi_{m,n}(t)$ 가 주어진 스케일내에서 직교하기 위한 주파수영역에서의 조건은

$$|H(e^{j\omega})|^2 + |H(e^{j(\omega-\pi)})|^2 = 1 \quad (7)$$

으로서 전력상보(power complementary)이다.



(a) 스케일 함수 V_i 공간



(b) 웨이브릿 함수 W_i 공간

그림 3. 다해상도 분해의 (a) 스케일 함수 V_i 공간,

(b) 웨이브릿 함수 W_i 공간

2. 웨이브릿 변환 서브밴드 적용필터

제한한 웨이브릿 변환 적용 잡음제거 모델에서 입력신호 $x(n)$ 및 Hsd를 통과한 오차신호 $ef(n)$ 은 저주파 영역과 고주파 영역으로 나누며 Daubechies 직교 D4 웨이브릿에 의해 필터링된다. 각 채널의 수는 M이고, 적용필터의 탭수는 N이다.

입력신호 $X(n)$ 은 식 (8)과 같이 분해 필터뱅크를 통해 저주파영역과 고주파영역으로 분해된다. k -번째 채널의 적용필터의 입력신호의 벡터는

$$X_k(n) = [x_k(n), x_k(n-1), \dots, x_k(n-N+1)]^T \quad (8)$$

이고, 여기서 $k = 0, 1, \dots, M-1$ 이다. 적용필터의 계수벡터는

$$W_k(n) = [w_k(n), w_k(n-1), \dots, w_k(n-N+1)]^T \quad (9)$$

이고, 적용필터의 출력신호는

$$y_k(n) = \sum_{i=0}^{N-1} w_k(i) x_k(n-i) = W_k^T(n) X_k(n) \quad (10)$$

이다. k -번째 적응필터물 통과한 출력신호의 벡터는

$$Y_k(n) = [y_k(n), y_k(n-1), \dots, y_k(n-N+1)]^T \quad (11)$$

이고, 최종 제거된 광대역 반향성분의 오차신호는

$$\begin{aligned} e(n) &= d(n) - y_k(n) \\ &= [d(n) - W_k^T(n) X_k(n)] \end{aligned} \quad (12)$$

이다.

서브밴드 적응필터의 계수벡터 $W_k(n)$ 의 최적값을 구하기 위하여 $e_R(n)$ 을 평균자승오차법으로 최소화시킨다. 이의 평균자승오차 ξ_{\min} 은

$$\begin{aligned} \xi_{\min} &= E[e_R^2(n)] \\ &= E[(d_r(n) - y_k(n))^2] \\ &= E[(d_r(n) - W_k^T(n) X_{Rk}(n))^2] \end{aligned} \quad (13)$$

이며, 이에 대한 경사법 알고리즘을 사용한 추정기울기 벡터 $\nabla \xi_{\min}$ 은

$$\begin{aligned} \nabla \xi_{\min} &= \frac{\partial e_R^2(n)}{\partial W_k(n)} \\ &= 2e_R(n) \frac{\partial e_R(n)}{\partial W_k(n)} \\ &= -2e_R(n) X_{Rk}(n) \end{aligned} \quad (14)$$

이다. 따라서 웨이브릿 변환한 적응 잡음제거 모델에서 새롭게 조정된 서브밴드 적응필터의 계수벡터 $W_k(n+1)$ 은

$$\begin{aligned} W_k(n+1) &= W_k(n) + \mu_1(-\nabla \xi_{\min}) \\ &= W_k(n) + 2\mu_1 e_R(n) X_{Rk}(n) \end{aligned} \quad (15)$$

이다. 즉, LMS 알고리즘을 사용한 서브밴드 적응필터의 계수벡터는

$$W_k(n+1) = W_k(n) + 2\mu_1 e_R(n) X_{Rk}(n) \quad (16)$$

이다. 여기에서 μ_1 은 적응필터의 수렴인자이다.

제안한 모델에 대한 계산량을 나타내기 위하여 웨이브릿 필터의 길이 L , 서브밴드의 채널 수 M , 다운샘플링 및 업샘플링의 수 D , 적응필터의 탭수 N 으로 하였을 때 Leon 등^[14]의 서브밴드 적응필터 방법을 기초로 하여 계산한 결과는 다음과 같다. 본

웨이브릿 서브밴드 필터뱅크의 계산량은 두 개의 그룹으로 나누어 계산된다. 하나는 웨이브릿 서브밴드 필터 부분의 계산량이고, 다른 하나는 적응필터뱅크의 계산량이다. 웨이브릿 서브밴드 필터 부분의 곱셈 계산량은

$$C_{wavsab} = \frac{2ML}{D^2} + 2M \log_2 \frac{M}{2} \quad (17)$$

이고, 적응필터뱅크의 계산량은

$$C_{adapsub} = \left(\frac{2N}{D} + 1\right) \left(\frac{2M-2}{D}\right) \quad (18)$$

이다. 그러므로 총 계산량은 식(17)과 식(18)을 더한 것이다.

$$\begin{aligned} C_{wavsab} &= \frac{2MN}{D^2} + 2M \log_2 \frac{M}{2} \\ &+ \left(\frac{2N}{D} + 1\right) \left(\frac{2M-2}{D}\right) \end{aligned} \quad (19)$$

FFT에 대한 계산량은 $\frac{N}{2} \log_2 N$ 이다. 따라서 논문에서 사용한 계수로 계산량을 비교해 보면 $L=4, M=16, D=2, N=32$ (서브밴드 적응필터인 경우)의 곱셈 계산량은 623번이 되고, $N=512$ (광대역 입력신호의 한 프레임인 경우)의 FFT로 한 경우는 2304번의 곱셈 계산량이 된다. 따라서 제안한 방법의 계산량이 73% 정도 감소함을 알 수 있다. 또한 $N=512$ 인 광대역 적응필터물 사용하여 곱셈한 경우는 컨벌루션 수와 계수 갱신수를 합한 곱셈수가 40% 정도 감소함을 알 수 있다.

3. 온라인 추정 지연 LMS 알고리즘 모델

실제 음향 플랜트 시스템은 오차경로의 전달특성 중에서 음향지연 지연성분이 대부분이다. 오차경로에 대한 특성을 온라인으로 추정하는 제안한 filterd-X LMS 알고리즘 모델은 그림 1에서와 같다. 제안한 알고리즘에 사용한 이득인자 c 는 차신호 $e_2(n)$ 및 오차신호 $e(n)$ 을 사용한다.

c 의 최적값을 구하기 위한 평균자승오차 $\xi_{c_{\min}}$ 은

$$\begin{aligned} \xi_{c_{\min}} &= E[e_1^2(n)] \\ &= E[(e_f(n) - y_f(n))^2] \\ &= E[(e_f(n) - c e_2(n-d))^2] \end{aligned} \quad (20)$$

이며, c 의 최적값을 구하기 위하여 $\xi_{c_{\min}}$ 에 대한 경사

법 알고리즘을 사용한 추정 기온기 $\nabla \xi_{c_{nm}}$ 은

$$\begin{aligned} \nabla \xi_{c_{nm}} &= \frac{\partial e_1^2(n)}{\partial c} \\ &= 2 e_1(n) \frac{\partial e_1(n)}{\partial c} \quad (21) \\ &= -2 e_1(n) e_2(n-d) \end{aligned}$$

이다. 따라서 c 를 새롭게 조정하기 위한 스칼라 계수 $c(n+1)$ 은

$$\begin{aligned} c(n+1) &= c(n) + \mu_c (-\nabla \xi_{c_{nm}}) \\ &= c(n) + 2 \mu_c e_1(n) e_2(n-d) \quad (22) \end{aligned}$$

이다. 여기서 μ_c 는 c 의 수렴인자이고, d 는 음향시간 지연 인자이다.

제안한 방식의 이득인자에 대한 계수 추정은 입력 신호를 음향플랜트의 실제 소음을 사용하였을 경우 그림 4에서와 같이 30 ms 정도에서 그 이득을 추정할 수 있다.

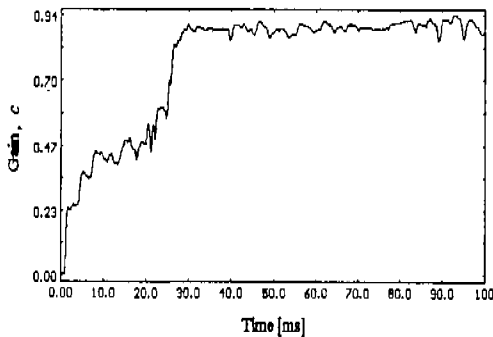


그림 4. 실제 자동차 소음에 대한 지연 LMS 알고리즘의 이득인자의 추정곡선

IV. 실험결과 및 고찰

본 논문에서 구현한 웨이브릿 변환 적용 필터를 이용한 filterd-X LMS 알고리즘의 성능을 컴퓨터 시뮬레이션으로 확인하였다. 입력신호로는 음향플랜트로 전파되는 실제의 잠음과 750 rpm에서의 공회전 및 시속 100km 속도의 중형 자동차 엔진소음을 각각 사용하였다. 이들 입력신호는 10 kHz로 표본화하여 16 비트로 A/D 변환시켜 사용하였다. 서브밴드 필터로는 dyadic tree 구조를 갖는 웨이브릿 필터를

사용하여 저주파영역과 고주파영역으로 나누었으며, 입력신호와 오차신호에는 분해 필터뱅크를, 적용필터의 출력신호에는 합성필터뱅크를 사용하였다. 분해 및 합성 대역필터는 Daubechies 직교 D4 웨이브릿 필터를 사용하였으며, 간축 및 보간은 2로 하였다. N=4에 대한 Daubechies의 스케일 함수의 계수는 $h_0 = [0.4830 \ 0.8365 \ 0.2241 \ -0.1294]$ 이고 웨이브릿 계수는 $h_1 = [0.1294 \ 0.2241 \ -0.8365 \ 0.4830]$ 을 사용하였다.

제안한 알고리즘에서 음향지연인자는 10개라고 가정하였는데, 이는 음향신호가 라우드스피커와 오차 마이크로폰 사이의 거리를 지나는 시간을 10 kHz로 표본화 하는 경우 30 cm 거리에 해당하는 지연인자 수이다. 또한 능동소음제어기에서의 하드웨어 및 소프트웨어 시스템 수행은 입력소음이 라우드스피커에 도달하기 전에 끝나야 한다.

또한 실험에서 사용한 입력신호의 한 프레임은 N=512로 하였으며, 서브밴드로 분해한 채널의 수는 M=16, 한 채널의 적용필터 맨수는 L=32개로 하였다. 음향플랜트의 전달특성을 인식하는 필터는 filterd-X LMS 적용필터를 사용하였고, 오차경로의 전달특성을 온라인 인식이 되도록 제안하였다.

본 논문에서 사용한 라우드스피커는 시판되는 일반 저음특성이며, 오차경로의 전달특성을 이득과 시간지연만을 고려하였다. 단, 일반적인 콘덴서 마이크로폰의 전달특성은 전 주파수대역에 걸쳐 평탄함으로 본 연구에서도 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 데이터물 1 프레임으로 760번 수행하여 얻은 평균자승오차는 그림 5에서와 같았다. 이 결과로부터 제안한 알고리즘은 약 80회 갱신 후부터 수렴이 됨을 확인하였으며, 광대역 filterd-X LMS 알고리즘은 약 550회부터 수렴됨을 알 수 있다. 따라서 제안한 서브밴드 웨이브릿 방법이 광대역 filterd-X LMS 적용필터 방법보다 수렴속도가 훨씬 더 빠르고 정상상태 오차도 작음을 알 수 있었다.

음향플랜트의 데이터 획득은 공조기 팬의 약 1m 앞에서 마이크로를 위치하여 데이터를 취출하였으며, 자동차의 소음데이터는 자동차 회사의 shield room에서 실차를 투입하여 물려 위에서 공회전 및 시속 100km 속도로 주행할 때 자동차의 엔진 룸의 소음 데이터를 획득하였다.

표 1은 제안한 DWT 방법 및 광대역 filterd-X LMS 알고리즘을 사용하여 음향플랜트의 소음과 자동차의 공회전 시 및 시속 100km에 대한 엔진소음을 사용하여 소음을 제거한 실험 결과이다. 실험에 사용한 데이터는 512개물 한 프레임으로 하였을 때

음향 플랜트의 덕트소음의 제거 실험에서 제안한 DWT 방법, M-채널 Raised-cosine QMF 필터뱅크의 방법, filterd-X LMS 방법의 오차신호에 대한 주파수 스펙트럼을 그림 6에 나타내었다. 그림에서 입력소음은 44.01[dB]일 때 DWT 방법으로 제거한 소음의

표 1. 소음을 제거한 오차신호의 평균 저감 주파수 스펙트럼[dB]

프레임수	음향플랜트(Duct)			공회전 상태(자동차)			시속 100km 상태(자동차)		
	Input	DWT	filterd-X	Input	DWT	filterd-X	Input	DWT	filterd-X
1~100	44.92	5.38	8.28	49.72	9.04	11.00	49.72	9.67	10.85
101~200	45.38	8.83	8.86	49.80	11.83	13.01	49.80	12.04	13.05
201~300	45.54	9.99	7.91	49.16	12.13	12.87	49.16	12.37	12.78
301~400	44.96	10.30	8.27	49.63	12.42	12.98	49.63	12.69	12.81
401~500	44.98	10.54	8.56	49.92	12.73	12.99	49.92	12.81	12.54
501~600	45.15	10.86	8.60	49.33	12.91	12.95	49.33	13.24	13.00
601~700	45.06	10.82	8.64	49.09	13.01	13.06	49.09	13.31	13.14
평균	45.14	9.53	8.45	49.52	12.01	12.69	49.52	12.30	12.60

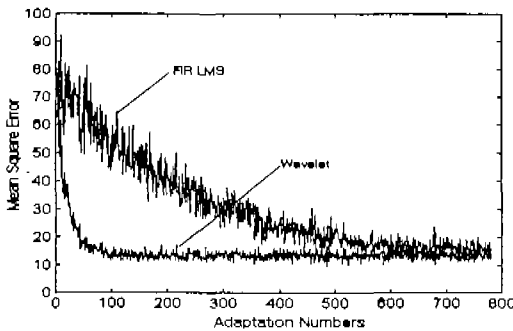


그림 5 제안 알고리즘에 대한 수렴특성 비교

100 프레임 단위로 700프레임에 대하여 35,840,000개의 소음 데이터물 사용하여 오차신호에 대한 평균 저감 주파수 스펙트럼을 [dB]로 나타낸 실험 결과이다. 표 1에서 알 수 있듯이 음향플랜트에서는 DWT 보다 광대역 filterd-X LMS 알고리즘이 우수하게 나타났으나, 자동차의 엔진소음에 대해서는 제안한 DWT가 광대역 filterd-X LMS 알고리즘보다 우수하여 700 프레임 동안 전체적으로 안정되게 동작함을 알 수 있었다.

음향 플랜트의 덕트소음과 750rpm의 공회전 상태 및 100km 속력의 중형 자동차 엔진소음을 사용하여 제안한 방식의 오차신호에 대한 2 kHz 이내의 주파수 스펙트럼을 조사하였다.

감쇠 레벨은 34.39[dB]로서 평균 9.62[dB] 감쇠하였고, Raised-cosine QMF 필터뱅크의 방법으로 제거한 소음의 감쇠 레벨은 34.00[dB]로서 평균 10.01[dB] 감쇠하였으며, filterd-X LMS 방법으로 제거한 소음의 감쇠 레벨은 34.80[dB]로서 평균 9.21[dB] 감쇠하였다. 따라서 Raised-cosine QMF 필터뱅크의 방법이 가장 많이 감쇠함을 알 수 있었다.

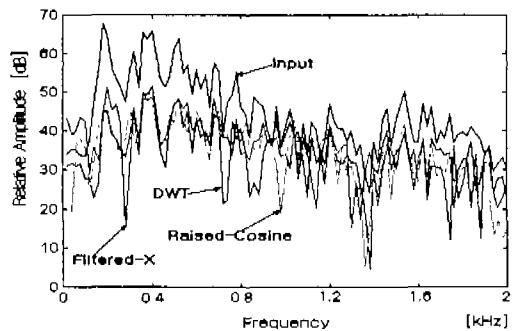


그림 6. 실제 덕트 소음에 대한 오차신호의 주파수 스펙트럼

자동차의 엔진소음제거 실험에서 750 rpm의 공회전시에 제안한 DWT 방법, Raised-cosine QMF 필터뱅크의 방법 및 filterd-X LMS 방법의 오차신호에 대한 주파수 스펙트럼을 그림 7에 나타내었다. 입력소

음이 35.75[dB]일때 DWT 방법으로 제거한 소음의 감쇠 레벨은 21.06[dB]로서 평균 14.69[dB] 감쇠 하였으며, Raised-cosine QMF 필터뱅크의 방법으로 제거한 소음의 감쇠 레벨은 21.86[dB]로서 평균 13.89[dB] 감쇠 하였으며, filterd-X LMS 방법으로 제거한 소음의 감쇠 레벨은 22.52[dB]로서 평균 13.23[dB] 감쇠 하였다. 따라서 제안한 DWT 방법이 가장 많이 감쇠함을 알 수 있었다.

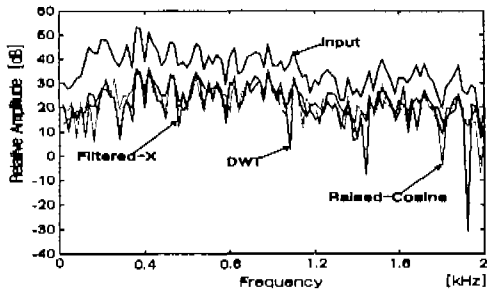


그림 7. 공회전상태의 자동차 엔진소음에 대한 오차신호의 주파수 스펙트럼

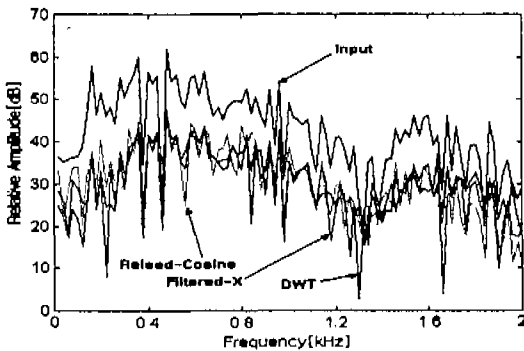


그림 8. 시속 100km의 자동차 엔진소음에 대한 오차신호의 주파수 스펙트럼

또한 시속 100km의 자동차의 엔진소음 제거 실험에서 DWT, Raised-cosine QMF 필터뱅크의 방법 및 filterd-X LMS 방법의 오차신호에 대한 주파수 스펙트럼은 그림 8에 나타내었다. 입력소음은 42.20[dB]일 때 DWT 방법으로 제거한 소음의 감쇠 레벨은 29.69[dB]로서 평균 12.51[dB] 감쇠하였고, Raised-cosine QMF 필터뱅크의 방법으로 제거한 소음의 감

쇠 레벨은 30.58[dB]로서 평균 11.62[dB] 감쇠하였으며, filterd-X LMS 방법으로 제거한 소음의 감쇠 레벨은 30.14[dB]로서 평균 12.06[dB] 감쇠하였다. 따라서 음향플랜트에 대한 소음저감은 Raised-cosine QMF 필터뱅크의 방법이 가장 우수하였고, 자동차 엔진소음에 대한 소음저감은 제안한 DWT 방법이 가장 우수한 방법임을 알 수 있었다.

VI. 결론

많은 임펄스 응답이 요구되는 광대역 능동잡음 제거는 수 백개의 적응필터 탭수를 갖는다. 이로 인하여 많은 계산량이 요구된다. 따라서 본 논문에서는 웨이브릿 변환 및 서브밴드 필터뱅크를 이용하여 온라인 제어가 되는 안전한 새로운 적응 능동잡음 제거 모델을 제안하였다. 웨이브릿 변환 필터는 dyadic tree 구조를 갖는 웨이브릿을 사용하여 저주파 및 고주파영역의 서브밴드 분해 및 합성 필터뱅크로 구현하였다. 각 서브밴드 필터는 Daubechies 직교 D4 웨이브릿을 사용한 공액직교필터를 사용하였다. 또한 오차경로의 전달특성은 대부분 스칼라 값의 이득과 음향시간 지연성분이므로 이에 대한 이득인자만을 온라인 인식하여 적응필터가 안정하게 동작되도록 하였다. 제안한 웨이브릿 적응 능동잡음제거기는 기존의 광대역 적응필터를 사용하는 방법보다 계산량이 적으면서도 안전한 시스템이 되도록 제안하였다.

웨이브릿 변환 및 서브밴드 필터뱅크를 이용하여 온라인 제어가 되는 적응 능동잡음제거 시스템은 음향플랜트의 덕트소음에 대하여 제안한 DWT 방법으로 평균 9.62[dB] 감쇠하였고, Raised-cosine QMF 필터뱅크의 방법으로 평균 10.01 [dB] 감쇠하였으며, filterd-X LMS 방법으로 평균 9.21[dB] 감쇠하였다. 자동차의 엔진소음에 대하여 750 rpm의 공회전 상태에서 DWT 방법으로 제거한 소음레벨은 평균 14.69[dB] 감쇠하였고, Raised-cosine QMF 방법의 방법으로 제거한 소음레벨은 평균 13.89[dB] 감쇠하였으며, filterd-X LMS 방법으로 제거한 소음레벨은 평균 13.23[dB] 감쇠하였다. 또한 시속 100km의 엔진소음에 대하여 DWT 방법으로 제거한 소음레벨은 평균 12.51[dB] 감쇠하였고, Raised-cosine QMF 필터뱅크의 방법으로 제거한 소음레벨은 평균 11.62[dB] 감쇠하였으며, filterd-X LMS 방법으로 제거한 소음레벨은 평균 12.06[dB] 감쇠하였다.

참고문헌

[1] L. J. Eriksson and M. C. Allie, "Use of random noise for on-line transducer modeling in an adaptive active attenuation system," Jour. of Acous. Soc. of Amer., vol. 85, no. 2, pp. 797-802, Feb. 1989.

[2] 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," Jour. of Sound and Vibration, vol. 141, no. 3, pp. 409-424, 1990.

[3] N. J. Fliege, Multirate digital signal processing, John Wiley & Sons, 1994.

[4] T. Q. Nguyen, "Near-perfect reconstruction pseudo-QMF banks," IEEE Trans. on Signal Processing, vol. 42, no. 1, pp. 65-76, Jan. 1994.

[5] R. E. Crochiere and L. R. Rabiner, Multirate digital signal processing, Englewood Cliffs: Prentice-Hall, 1983.

[6] P. P. Vaidyanathan "Multirate digital filters, filter banks, polyphase networks, and applications : A tutorial," IEEE Proc., vol. 78, pp. 56-93, Jan. 1990.

[7] R. D. Koilpillai, and P. P. Vaidyanathan "A spectral factorization approach to pseudo-QMF design Near-perfect-reconstruction pseudo-QMF banks," IEEE Trans. on Signal Processing, vol. 41, no. 1, pp. 82-92, Jan. 1993.

[8] M. Vetterli and C. Herley, "Wavelets and filter banks : theory and design," IEEE Trans. on Signal Processing, vol. 40, no. 9, pp. 2207-2232, Sep. 1992.

[9] J. Morlet, G. Arens, I. Fourge, and D. Giarg, "Wave propagation and sampling theory I, II," Geophysics, vol. 47, no. 2, pp. 203-236, 1982.

[10] I. Daubechies, "Orthonormal basis of compactly supported wavelets," Comm, Pure Applied Math, vol. 41, no. 7, pp. 909-996, 1988.

[11] S. G. Mallat, "A theory for multiresolution

signal decomposition : the wavelets representation," IEEE Trans. on Pattern Analysis and Machine Intelligence, vol. 11, no. 7, pp. 674-693, July 1989.

[12] N. Drdol and F. Basbug, "Wavelet transform based adaptive filtering," Signal Processing Theories and Applications, pp. 1117-1120, 1992.

[13] 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.

[14] P. L. De Leon and D. M. Etter, "Acoustic echo cancellation using subband adaptive filtering," Subband and Wavelets Transforms, ch11, 1996.

허영대(Yeong-dae Heo)



1987년 2월 : 숭실대학교 전자계산학과 졸업
 1989년 12월 : 국방대학원 전자계산학과 석사
 1998년 2월 부경대학교 대학원 전자공학과 박사수료

1979년 9월~1993년 3월 육군전산장교
 1996년 3월~현재 : 포항1대학 전산정보처리과 전임강사
 <주관심 분야> 웨이브릿 변환, 적응신호처리, 능동잡음제거

권기룡(Ki-ryong Kwon)



1986년 2월 : 경북대학교 전자공학과 졸업
 1990년 2월 : 경북대학교 대학원 전자공학과 석사
 1994년 8월 : 경북대학교 전자공학과 박사

1996년 3월~현재 : 부산외국어 대학교 전자·컴퓨터공학부 조교수
 <주관심 분야> 웨이브릿 변환, 적응신호처리, 능동잡음제거, 멀티미디어 통신

문 광 석(Kwang-seok Moon)



1979년 2월 : 경북대학교 전자공
학과 졸업

1981년 2월 경북대학교 대학원
전자공학과 석사

1989년 2월 경북대학교 대학원
전자공학과 박사

1988년 1월~12월 : 일본 동경대학교 공학부 연구원

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

1990년 3월~현재 : 부경대학교 전자정보통신
공학부 부교수

<주관심 분야> 영상신호처리, 적응신호처리, 멀티미디어 통신 등