

# 서브밴드 적응신호처리를 이용한 음향 에코제거기의 모델링

## Modeling of Acoustic Echo Canceller Using Subband Adaptive Signal Processing

김 천 덕\*, 심 동 연\*, 정 호 문\*\*, 이 준 구\*\*\*, 차 경 환\*\*\*\*  
(Chun-Duck Kim\*, Dong-Youn Sim\*, Ho-Moon Chung\*\*, Jun-Ku Lee\*\*\*,  
Kyung-Hwan Cha\*\*\*\*)

### 요 약

TV회의 시스템 또는 화상회의 시스템에 응용되는 반향제거기에 있어서, 긴 잔향시간을 갖는 실내 공간에서는 환경변화에 따른 필터계수의 갱신에 많은 시간이 필요하며 실시간 처리에 장애요인이 되고 있다.

따라서 본 논문에서는 MPEG 오디오 시스템에서 이용하고 있는 폴리페이즈 필터뱅크를 사용한 서브밴드 적응 신호처리법을 제안한다. 이 방법은 입력과 출력의 스펙트럼을 몇 개의 주파수 밴드로 분할하여, 각 밴드를 ES-NLMS 알고리즘을 이용하여 적응처리하는 것이다. 계산기상의 시뮬레이션을 통하여 최적의 서브밴드 수를 구하였으며, 기존의 풀밴드 방식에 대하여 수렴속도 및 제특성이 약 2dB 정도 작을때 서브밴드로 분할하는 방법이 연산량에 있어서 약 88% 정도 감소하여 풀밴드보다 우수한 것으로 나타났다.

### ABSTRACT

Generally, echo cancelers of a TV conference system or a audio conference system are not able to carry out a real time processing in the case of the closed room having long reverberation time because the system requires much time to modify filter coefficients to environmental changes. Therefore this paper proposes a new subband adaptive filtering method using polyphase filter banks of MPEG(Moving Picture Experts Group) audio system to solve the problems. This method divides signal spectra of input and output into several frequency bands, and each band is adaptively filtered by using ES-NLMS (Exponential Step-Normalized Least Mean Square) algorithm.

The optimal number of subband is determined by computational simulations. According to the results of simulation, ERLE of the subband model is 2dB smaller than general full band, calculation rate's of the subband model is decreased about 88%.

### I. 서 론

반향신호 제거에 관한 연구는 1970년 초까지는 아날로그 기술에 의해 처리되었으나 아날로그 신호처리의 잡음 특성과 소장의 정밀성에 의해 에코의 제거량이 충분하지 못하여 통화품질이 열화하였다. 그후 디지털 신호처리 기술의 발전에 따라 1970년도 후반부터 통화전송계의 임펄스응답을 측정하여 그 값을 필터계수로 한 고정계수형 반향신호 제거기가 개발되었다. 그러나 음향 환경변화 때마다 음향전달계의 임펄스 응답을 측정해야 하는 번거

러움등으로 실용화에는 문제점으로 제기되었다[1][2].

음향전달계의 환경변화에 능동적으로 필터계수를 적응시켜 반향신호를 제거할 수 있는 적응 알고리즘이 개발되어 반향신호 제거기에 다수 응용하게 되었다[3]. 그러나 긴 잔향시간을 갖는 음향전달계에 있어서는 반향신호의 제거에 많은 필터 탭수가 필요하다. 필터 탭수가 증가하므로 연산장치의 증가와 연산량의 증가로 인하여 장치의 규모가 크게 되는 등 실시간 처리에 장애가 되었다. 이와 같은 문제점을 해결하기 위해 본 논문에서는, ISO/IEC 11172-3 MPEG(Moving Picture Experts Group) 오디오(이하 MPEG라고 함)에서 응용되고 있는 폴리페이즈(polyphase) 필터뱅크(filter bank)를 이용한 적응처리 방법을 제안한다[4]. 이 방법의 장점은 첫째 서브샘플링(Sub-sampling)에 의해 연산량이 감소하며, 둘째 일반적인 서브밴드 방법에 있어서 문제시 되는 앨리어징(aliasing)

\*부경대학교 전기공학과  
\*\*부경대학교 대학원 전자공학과  
\*\*\*부경대학교 대학원 음향전송공학과  
\*\*\*\*동서대학교 전자기계공학부

접수일자: 1997년 3월 19일

을 배제할 수 있으며, 셋째 인간의 청각 특성을 고려한 부호화 방식으로 고품질의 통화를 가능하게 한다[5]. 방법적인 측면에서, 본 연구는 각 입·출력 신호의 주파수 대역을 몇개의 서브밴드로 분할하고 각각의 주파수 대역에 대하여 ES-NLMS(Exponential Step-Normalized Least Mean Square) 적응처리를 행하는 것이다[6].

### II. 반향신호 제거기의 원리

통화회의 시스템의 경우, 그림 1과 같이 실내의 잔향특성과 반사파의 영향으로 발생하는 반향신호에 의해 통화품질이 열화된다. 특히 통화 선로상의 루프 이득이 1 이상이고 동위상일 때, 하울링 현상이 일어나 통화불능 등으로 인하여 반향신호 제거기에 관한 연구는 대단히 중요하다.

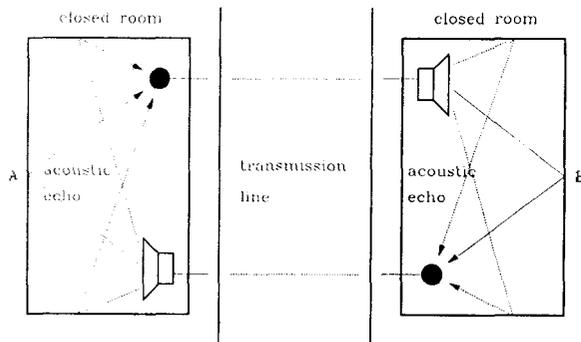


그림 1. 음성통화 시스템의 개략도  
Fig. 1 Block diagram of Configuration of Teleconference system.

반향신호 제거의 원리는 음향전달계의 임펄스 응답을 추정한 후, 그 임펄스 응답 신호들의 각 시간값을 필터계수로 설정하여 입력신호와 콘볼루션한 신호에 의해 실제 실내를 통하여 마이크로폰에서 수음된 신호의 반향성분을 제거하는 것이다. 적응 알고리즘을 이용한 반향신호 제거기는 음향전달계의 임펄스 응답의 잔향시간이 길어질 경우 적응필터는 많은 필터 탭수를 필요로 한다. 특히 임펄스 응답 신호의 저주파수 시간대에 실내의 잔향성분이 길고, 고주파수에 잔향성분이 짧다. 실내의 임펄스 응답 중 이 저주파수 성분의 영향에 의해 적응 필터의 계수가 길어져 전체의 연산량이 증가하게 되어 실시간 구현이 어려운 문제점이 있다. 적응 연산량의 감소와 실시간 처리 및 통화품질 향상을 위해서는 주파수 대역별로 각각 구분하여 처리하는 서브밴드 반향신호 제거기의 연구가 중요하다[7][8][9].

그림 2는 적응필터를 이용한 반향신호 제거기의 전체 구성도이다. 스피커 입력신호  $x(n)$ 은 실내음장계에 방사되어 외부입력신호  $v(n)$ 과 함께 마이크로폰으로 수음된다. 스피커로 입력되는  $x(n)$  신호와 마이크로폰으로 출력

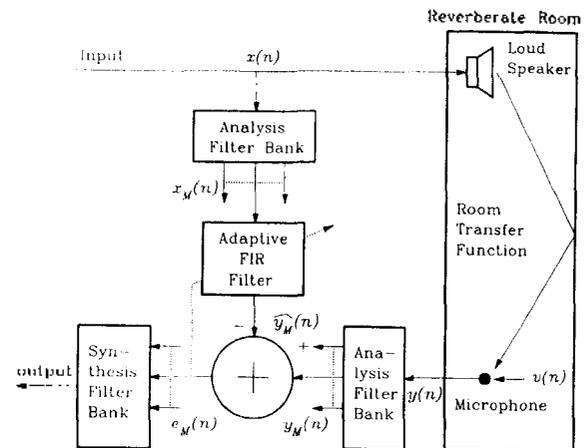


그림 2. 적응필터를 이용한 반향신호 제거기의 구성  
Fig. 2 Configuration of echo canceller using adaptive filter.

되는  $y(n)$  신호를 대역분할 필터를 이용하여  $M$ 개의 주파수 대역으로 분할한다. 대역분할 방법으로 이 연구에서는 MPEG 폴리페이즈 필터뱅크의 대역분할 필터를 이용하였다. 대역분할된 신호는 그림 2에서  $x_M(n)$ 과  $y_M(n)$ 이다.

마이크로폰에 수음된 반향신호를 대역별로 제거하기 위한 적응 알고리즘은 ES-NLMS 알고리즘을 이용하였다. ES-NLMS 알고리즘은 스텝 파라미터를 지수적으로 감소시키는 방법으로 고정형 스텝 파라미터를 가지는 NLMS 알고리즘에 비하여 빠른 수렴특성을 가진다. 마이크로폰의 출력신호  $y_M(n)$ 과 적응필터에 의한 추정신호  $\hat{y}_M(n)$ 의 차인 대역별 오차신호  $e_M(n)$ 은 합성필터로 재합성되어 상대편 스피커로 출력된다.

### III. MPEG 폴리페이즈 필터뱅크를 이용한 서브밴드 처리과정

MPEG 오디오를 기준으로 한 서브밴드 처리과정에서 이용한 분석 및 합성필터는 식 (1)과 식 (2)에 제시되고, 밴드수 32인 경우 분석필터의 주파수에 따른 잔폭특성은 그림 3에 나타내었다. 여기서  $L$ 은 분석필터의 길이이고,  $M$ 은 서브밴드수이다.

$$h_{k,l} = \cos[(2l+1)(k-M/2)\pi/L] \tag{1}$$

$$f_{k,l} = \cos[(M/2+k)(2l+1)\pi/L] \tag{2}$$

$$k=0, 1, \dots, L-1$$

$$l=0, 1, \dots, M-1$$

입력된 신호가 식 (1)의 분석필터를 통하여  $M$ 개의 서브밴드로 분할되어 출력되는 연산과정은 다음과 같다. 먼저 입력된  $M$ 개의 데이터를 윈도우 길이와 동일한  $W$

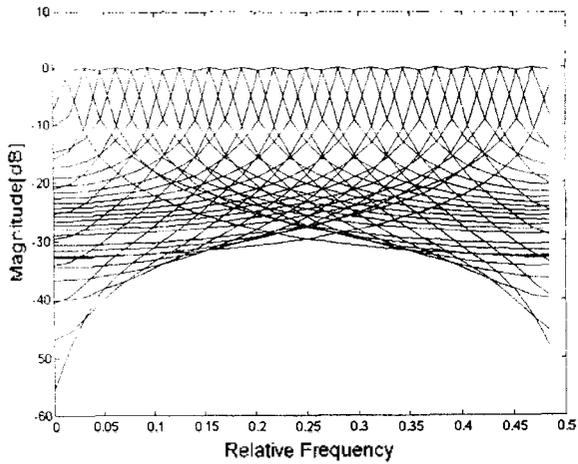


그림 3. 폴리페이스 32밴드 분석필터의 정규화된 파워 스펙트럼  
Fig. 3 Normalized power spectra of polyphase 32 bands analysis filter.

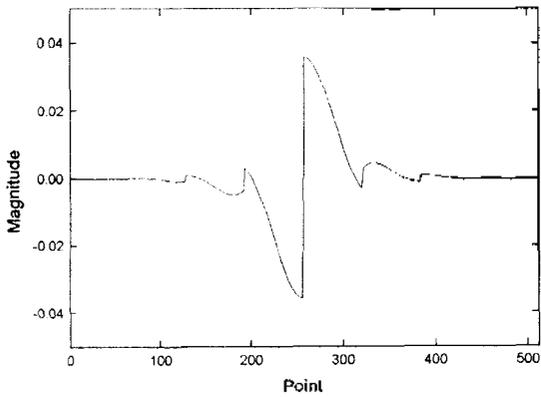


그림 4. MPEG 오디오에서 사용하고 있는 폴리페이스 필터뱅크에 대한 분석 윈도우  
Fig. 4 Analysis window

개의 원소를 갖는 벡터로 형성하고, 그림 4에 나타난 바와 같이 길이 512인 윈도우  $c$ 를 식 (3)과 같이 곱한다.

$$z_l = c_l \times x_l, \quad l = 0, \dots, W-1 \quad (3)$$

새롭게 생성된  $W$ 개의 샘플  $z_l$ 를 일정 간격에 따라 8개씩 더해 분석필터 계수의 길이인  $L$ 개의 원소를 가진 새로운 벡터  $y$ 를 식 (4)와 같이 형성한다.

$$y_k = \sum_{j=0}^7 z_{k+Lj}, \quad k=0, \dots, L-1 \quad (4)$$

벡터  $y$ 를 식 (1)의 분석필터  $h_{l,k}$ 로 필터링한 후, 서브밴드 샘플  $s$ 를 형성한다.  $s$ 의  $M$ 밴드 출력은 식 (5)와 같다.

$$s_l = \sum_{k=0}^{L-1} h_{l,k} \times y_k, \quad l=0, \dots, M-1 \quad (5)$$

신호의 합성과정은 식 (2)의 합성필터를 이용하여 각 밴드에서 적응처리된  $M$ 개의 오차신호를 합성하여 출력으로 보낸다.

#### IV. 서브밴드를 이용한 적응 알고리즘

식 (1)의 분석필터  $h_{l,k}(n)$ 을 이용하여  $M$ 개의 밴드로 대역분할하고  $D$ 로 다운 샘플링(Down Sampling)한 입력 신호와 회망신호의 각 대역별 적응처리 과정을 도식적으로 나타내면 그림 5와 같다. 제  $i$ 밴드의 적응계수 갱신은 회망신호  $y_i(n)$ 과 적응필터에 의해 추정된 신호  $\hat{y}_i(n)$ 과의 차, 즉 오차신호  $e_i(n)$ 의 자승기대값  $E[e_i^2(n)]$ 가 0으로 수렴하기 위해서 필터계수를 적응화한다. 적응필터에 의해 추정된 신호  $\hat{y}_i(n)$ 의 출력은 식 (6)과 같다.

$$\hat{y}_i(n) = \mathbf{b}_i^T(n) x_i(n) \quad (6)$$

여기서  $x_i(n)$ 은 제  $i$ 밴드를 통과한 입력신호이고,  $\mathbf{b}_i(n)$ 는 제  $i$ 밴드의 적응필터 계수이다. 단, 적응필터의 탭수는 각 밴드에 대해서  $q$ 로 동일하다. 각 밴드의 오차신호  $e_i(n)$ 는 식 (7)과 같고 회망신호  $y_i(n)$ 과 추정신호  $\hat{y}_i(n)$ 의 차로 주어진다. 오차신호의 순시 2승값을 갖는  $E[e_i^2(n)]$ 을 근사하면, 식(8)과 같이 LMS 알고리즘으로 계수벡터  $\mathbf{b}_i$ 를 갱신한다.

$$\begin{aligned} e_i(n) &= y_i(n) - \hat{y}_i(n) \\ &= y_i(n) - \mathbf{b}_i^T(n) x_i(n) \end{aligned} \quad (7)$$

$$\begin{aligned} \mathbf{b}_i(n+1) &= \mathbf{b}_i(n) - \mu \frac{\partial e_i^2(n)}{\partial \mathbf{b}_i(n)} \\ &= \mathbf{b}_i(n) + 2\mu e_i(n) x_i(n) \end{aligned} \quad (8)$$

$\mu$ 는 LMS 알고리즘의 스텝 파라미터이고, 식 (9)의 조건을 만족해야 한다. 단  $\sigma^2$ 은 입력 신호의 평균파워이고 감쇄요소  $\rho$ 를 이용해서 식 (10)과 같이 구할 수 있다.

$$0 < \mu < 1/(q \sigma^2) \quad (9)$$

$$\sigma^2(n) = \rho x_i^2(n) + (1 - \rho) \sigma^2(n-1) \quad (10)$$

여기서 새로운 스텝 파라미터  $\alpha$ 를 다음 식 (11)과 같이 정의하면, 식 (8)의 LMS 알고리즘으로부터 식 (12)와 같이 표현되는 NLMS 알고리즘을 재구성할 수 있다.

$$\alpha = 2\mu q \sigma^2 \quad (11)$$

$$\mathbf{b}_i(n+1) = \mathbf{b}_i(n) + \alpha e_i(n) x_i(n) / (q \sigma^2) \quad (12)$$

많은 필터 탭수를 필요로 할 경우에는 NLMS 알고리즘은 수렴속도가 느려지는 문제점이 있다. 또한 반향신호 제거기와 같은 응용분야에서는 많은 수의 필터 탭수

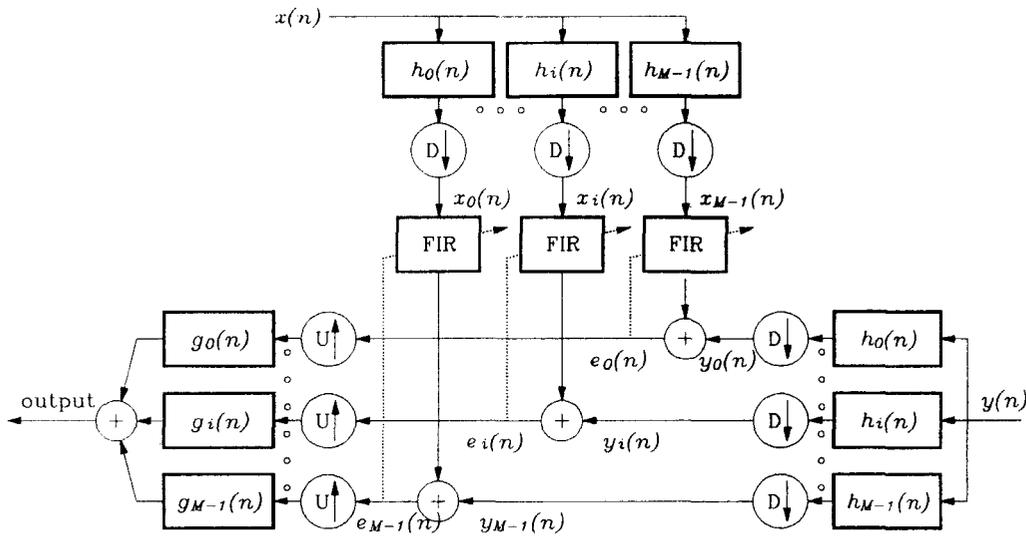


그림 5. 폴리페이즈 필터뱅크를 이용한 M-밴드 적응 필터 과정  
Fig. 5 M-band adaptive filtering using polyphase filter banks.

가 요구되므로 수렴속도가 빠른 알고리즘이 요구된다. 따라서 이 연구에서는 ES-NLMS 알고리즘을 이용한다. ES-NLMS 알고리즘은 실내음향계의 임펄스 응답이 지수적으로 감소하는 특성을 이용하여 식 (12)의 스텝 파라미터  $\alpha$ 가 지수적으로 감소하도록 개선한 알고리즘으로 식 (13)과 같다.

$$b_i(n+1) = b_i(n) + \alpha_i e_i(n) x_i(n) / (q \sigma^2) \tag{13}$$

$$\alpha_i = \text{diag}[\alpha_{1i}, \alpha_{2i}, \dots, \alpha_{qi}] \tag{14}$$

$$\alpha_j(j) = \alpha_0 \tau, j = 1, 2, \dots, q \tag{15}$$

$$\tau = \exp(-13.8(j-1)T_s/T_r), j = 1, 2, \dots, q \tag{16}$$

$T_s$ : 샘플링 시간

$T_r$ : 잔향시간

식 (13)으로부터 ES-NLMS 알고리즘의 스텝 파라미터는 식 (15)와 같다. NLMS 알고리즘의 스텝 파라미터가 상수인데 반해서, 식 (13)의 ES-NLMS 알고리즘의 스텝 파라미터  $\alpha_j$ 는 임펄스 응답과 같이 지수적으로 감쇄하는 대각행렬이다. 여기서  $\alpha_0$ 는 임의의 고정 스텝파라미터값이고,  $\tau$ 는 지수감쇄율이며, 식 (16)과 같이 표현된다.

### V. 시뮬레이션 및 연산량 검토

실음장을 대상으로 한 시뮬레이션은 이 연구에서 제안하는 서브밴드 방식을 응용한 ES-NLMS 적응모델과 기존의 풀밴드 모델 및 NLMS 적응모델 등을 비교·검토하였다. 시뮬레이션에 이용한 실내전달함수는 98m<sup>3</sup>의 체적을 가지는 일반 개인 연구실에서 측정하였으며, 마이크로폰과 스피커간의 거리는 2m로 하였다. 백색잡음 신호

를 실음장에 방사하여 디지털 오디오 테이프 레코드 (DAT)로 수음한 후, 신호처리 전용보드인 DSP-16(TMS320 C25)를 사용하여 A/D 변환하였고 샘플링 주파수는 10kHz이다. 측정시 관측신호에 대한 신호대 잡음비는 약 10dB이다. 실내전달 함수의 측정은 1024포인트의 해밍 윈도우를 이용하여 크로스스펙트럼법에 의해 130회 평균하여 구하였다. 측정된 실내음장의 전달함수는 그림 6(a)와 같은 잔향특성 곡선은 그림 6(b)에 나타낸다.

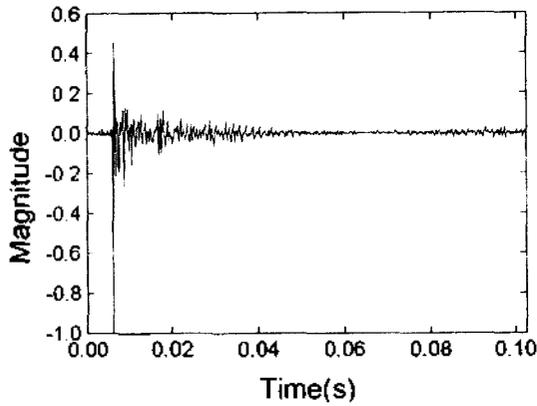
수렴특성의 평가식은 식 (17)에 나타낸 ERLE(Echo Return Loss Enhancement)로 평가하였다. 수렴특성의 평균 횟수는 500회로 하였다. 수렴후의 최대 ERLE값은 식 (18)에 의해 결정된다.

$$ERLE = 10 \log_{10} \frac{E\{y(n)^2\}}{E\{e(n)^2\}} \tag{17}$$

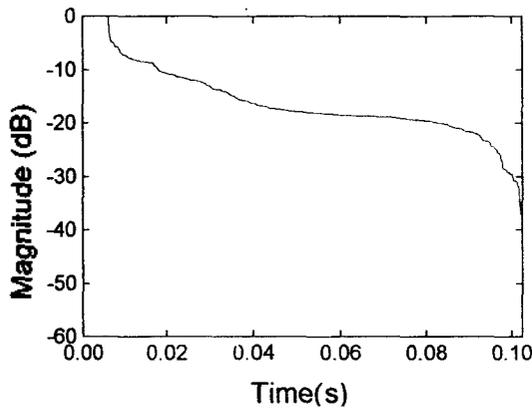
$$ERLE_{max} = SNR + 10 \log_{10} (2/\mu - 1) \tag{18}$$

MPEG 폴리페이즈 필터뱅크의 밴드수를 8, 16, 32로 하여 수렴특성을 시뮬레이션 하였다. 적응필터의 탭수는 전체적으로 1024로 해서, 8밴드는 각 밴드당 128(1024/8), 16밴드는 64(1024/16), 32밴드는 32(1024/32)이다. 그 수렴특성을 그림 7에 나타내었다. 그림 7에서 32밴드가 8밴드와 16밴드에 비하여 수렴속도에 있어서는 S/N비에 해당하는 10dB를 기준으로 약 1.5배, 수렴특성에 있어서는 약 1~2dB 정도 향상된 결과를 나타내었다.

다음으로 MPEG 폴리페이즈 필터뱅크의 32밴드와 풀밴드의 수렴특성을 비교하였다. 적응 필터의 탭수는 전체적으로 1024로 하여, 그 수렴특성의 결과를 그림 8에 나타내었다. 그림에서, 32밴드 MPEG 폴리페이즈 필터



(a) 측정된 임펄스 응답  
(a) Measured impulse response in a closed room.



(b) 잔향시간 특성 곡선  
(b) Reverberation time of the measured impulse response.

그림 6. 실음장의 실내전달함수  
Fig. 6 Transfer function in a closed room.

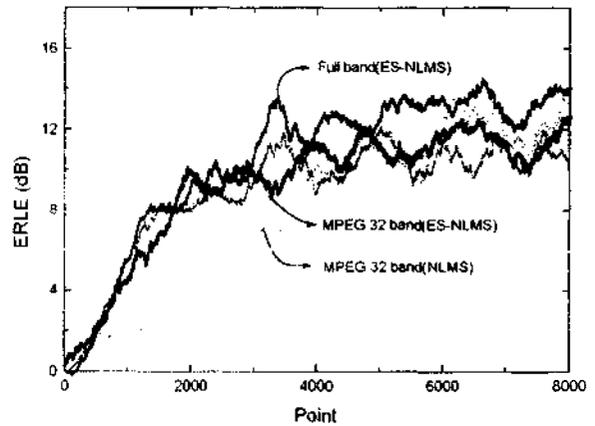


그림 7. 폴리페이즈 필터뱅크에서 밴드의 수에 따른 ERLE의 비교

Fig. 7 ERLE comparison according to the number of bands in polyphase filter banks.

뱅크의 ES-NLMS 알고리즘이 NLMS 알고리즘에 비하여 10dB 지점에 도달하는데 약 2배정도 수렴속도가 빠른 것을 알 수 있다. ES-NLMS 알고리즘을 이용한 32밴드 MPEG 폴리페이즈 필터뱅크와 풀밴드 ES-NLMS 알고리즘과의 비교에서는 약 2dB정도 떨어지는 결과를 보이고 있다.

다음으로, 연산량의 검토에 대하여 표 1에 풀밴드 모델과 본 논문에서 이용한 MPEG 폴리페이즈 필터뱅크 방법에 대하여 각각 그 계산과정을 식으로 나타내었다. 풀밴드 모델로 적응처리를 할 경우 필터탭수를  $N$ 이라 하면, 한 샘플의 신호를 적응처리하여 출력하는데  $4N + 4$ 회의 승산과  $2N + 1$ 회의 가산량이 필요하다. 그러므로 반향신호 제거기의 실시간 처리를 구현하기 위해서는 대폭적으로 연산량의 감소가 필요하다. 따라서 제안하는 MPEG의 폴리페이즈 필터뱅크 방법과 풀밴드 방법을 비교하고 그 정당성을 검증한다.

표 1. 풀밴드 모델과 MPEG 폴리페이즈 필터뱅크에서 연산량 계산식  
Table 1. Comparison of calculating equations for full band and MPEG subband model.

구분	항목	승산량	가산량
Full Band 이용시	Filter 출력 생성	$N$	$N - 1$
	Error 값 생성 및 계수 갱신	$3N + 4$	$N + 2$
	계	$4N + 4$	$2N + 1$
MPEG Polyphase Filter Bank 이용시	대역분할	$(L \times M + W) / M$	$(W + L \times M - M - L) / M$
	대역합성	$(L \times M + W) / M$	$(W + L \times M - M - L) / M$
	Filter 출력 생성	$N / M$	$N / M - 1$
	Error 값 생성 및 계수 갱신	$3N / M + 4$	$N / M + 2$
	계	$3(L \times M + W) / M + 4(N + M) / M$	$3(L \times M + W) / M + 2(N - M) / M$

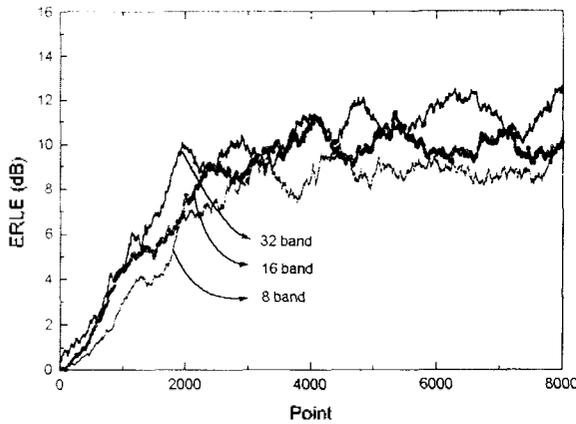


그림 8. MPEG 폴리페이즈 필터뱅크와 풀밴드의 ERLE 비교  
Fig. 8 ERLE comparison of MPEG polyphase filter bank and full band.

MPEG 폴리페이즈 필터뱅크의 적응필터 과정에서 전체 적응필터 탭수는  $N$ , 밴드수  $M$ , 분석·합성필터 계수의 길이를  $L$ , 창함수의 길이를  $W$ , 업·다운 샘플링률을  $D$ 로 할 경우, 각 밴드당 적응필터의 탭수는  $N/M$ 이 된다. 하나의 밴드에 대해서 한 샘플의 출력신호를 만들어 내는 것에 승산량은  $4N/M + 4$ 회, 가산량은  $2N/M + 1$ 회이다. 전체적으로  $M$ 개의 밴드이며, 동시에  $M$ 개의 데이터가 처리되므로, 적응처리 과정에서 사용된 전 밴드에 대한 승산과 가산량은  $(4N/M + 4) \times M/M$ 과  $(2N/M + 1) \times M/M$ 이 된다. 분석필터 과정은  $M$ 밴드의  $L$ 차 코사인 폴리페이즈 필터를 이용하기 때문에, 한 샘플의 입력 및 출력신호를 처리하는데  $L \times M/M$ 회의 승산량과  $(W/L - 1) \times L/M + (L - 1) \times M/M$ 회의 가산량이 요구되고, 윈도우를 걸기 위해  $W/M$ 회의 승산량을 필요로 한다. 합성필터 과정의 연산량은 분석필터 과정과 동일하다.

이 연구에서는 2개의 분석필터부와 1개의 합성필터부를 이용하고 있으므로 분석·합성 필터부의 전체 연산량은 승산량이  $3(L \times M + W)/M$ 회, 가산량이  $3(W + L \times M - M - L)/M$ 회이다. 시뮬레이션을 통하여 제안한 방법의 우수성을 검증하기 위해, 풀밴드에 대하여 감소된 연산량을  $N=1024$ 일 경우에 대하여 표 2에 비교하였다. 본 논문에서 제안하는 방법은 연산량에 있어서 牧野昭二 등이 제안하는 일반적 대역분할 방법에 따르면, 풀 밴드에 비하여 전체 연산량은 약 90% 감소한다는 점에서 거의

표 2 연산량 감소의 비교( $N=1024$ 일 때)  
Table 2. Comparison of calculation rate's reduction(when  $N=1024$ )

	승산량	가산량
8밴드 Polyphase 필터뱅크	78.0%	68.8%
16밴드 Polyphase 필터뱅크	86.6%	79.8%
32밴드 Polyphase 필터뱅크	90.9%	85.3%

유사한 결과를 나타내지만, 일반적인 서브밴드 방법에서 문제시 되는 에어리이징을 배제할 수 있고 인간의 청각 특성을 고려한 부호화 방식으로 고품질의 통화를 가능케 한다는 것이 특징이다[5][7].

### VI. 결 론

본 연구에서는 반향신호 제거기의 실시간 구현을 위하여 MPEG의 폴리페이즈 필터뱅크 방법을 이용하여 서브밴드 적응 신호처리를 제안한다. MPEG의 폴리페이즈 필터뱅크의 밴드수를 기존의 MPEG에서 사용하는 32밴드로부터 8밴드와 16밴드로 축소하여 연산량과 수렴특성을 비교·검토하였다.

연산량의 비교에 있어서 풀밴드에 비하여 8밴드는 약 74%, 16밴드는 약 83%, 32밴드는 약 88% 정도의 연산량을 감소시킬 수 있는 것으로 나타났다. 수렴특성의 비교에서 8밴드와 16밴드에 비하여 32밴드가 수렴속도에서는 약 1.5배, 수렴특성에 있어서는 약 1~2dB 정도 향상된 결과를 나타내었다.

또한 32밴드 MPEG 폴리페이즈 필터뱅크의 ES-NLMS 알고리즘이 NLMS 알고리즘에 비하여 10dB 저점에서 약 2배 정도 수렴속도가 빠르게 나타났다. 동일한 ES-NLMS 알고리즘을 이용한 32밴드 MPEG 폴리페이즈 필터뱅크와 풀밴드 ES-NLMS 알고리즘과의 비교에서는 약 2dB 정도 떨어지는 결과를 보이고 있다. 그러나 연산량의 검토에서 제안하는 MPEG 폴리페이즈 필터뱅크의 방법이 풀밴드의 약 88%를 감소시킬 수 있으므로, 반향신호 제거기의 실시간 반향 제거기의 구현적 측면에서 고려한다면, 32밴드 MPEG 폴리페이즈 필터뱅크 방법이 실용성이 높다.

### 참 고 문 헌

1. D. Mitchell et al, "General Transmission Considerations in Telephone Conference Systems", IEEE Trans. on Communications Technology, Vol. 16, No. 1, pp. 163, 1968.
2. 김천덕, "음향전달계의 임펄스 레스폰스를 사용한 실내 환경변화에 대한 반향신호 제거에 관한 연구", 한국음향학회, Vol. 7, No. 5, 1988.
3. Shoji Makino et al, "Exponentially Weighted Stepsize NLMS Adaptive Filter Based on the Statistics of a Room Impulse Response", IEEE Trans. Speech and Audio Processing, Vol. 1, No. 1, pp. 101~108, 1993.
4. ISO/IEC 11172-3: "Information Technology-Coding Moving Pictures and Associated Audio for Digital Storage Media at up to about 1.5 Mbit/s", International Standard, 1993.
5. 차경환, "지각 부호화를 이용한 오디오 코덱기술 구현 및 음질 평가", 부경대학교 공학박사 학위논문, 1996.
6. Tsuyoshi USAGAWA, Hideki MATSUO, Yuji MORITA, and Masanao EBATA, "A New Adaptive Algorithm Fo-

cused on the Convergence Characteristics by Colored Input Signal: Variable Tap Length LMS", IEICE Trans. Fundamentals, Vol. E75-A, No. 11 NOVEMBER 1992.

- 7. 牧野昭二, "音響エコーキャンセラのための適応信号処理の研究", 研究論文
- 8. 김천덕, 安倍正人, 城戸健, "DFT를 이용한 잔향이 긴 음향 전달계의 임펄스 레스폰스 추정에 관한 연구", 한국음향학회, Vol. 7, No. 2, 1988.
- 9. Ho Moon Chung, Tsuyoshi USAGAWA, Chun Duck Kim, Masanao EBATA, "サブバンドARMAモデルを用いた室内の傳達関数モデリング", Technical Report IEICE, EA96-35, 8, 1996.

▲김 천 덕(Chun-Duck Kim)

1997년 3월~현재: 부경대학교 전기공학과 교수  
(한국음향학회지 15권 3E호 참조)

▲차 경 환(Kyung-Hwan Cha)

1997년 3월~현재: 동서대학교 전자기계공학부 정보통신공학전공 전임강사  
(한국음향학회지 15권 5호 참조)

▲심 동 연(Dong-Youn Sim) 1964년 7월 18일생



1989년 2월: 부산수산대학교 전자통신공학과(공학사)  
1991년 2월: 부산수산대학교 전자통신공학과(공학석사, 디지털신호처리 전공)  
1996년 3월: 일본 동북대학교 기계전자공학과(공학박사, 정밀공학 전공)

1991년 6월~1993년 6월: 일본 Eagle 주식회사 주임연구원  
1997년 3월~현재: 부경대학교 전기공학과 시간강사  
※주관심분야: 반도체 진동센서, 마이크로 머신, 수중음향 변환기, 실내음향 및 음원추정

▲정 호 문(Ho-Moon Chung) 1969년 11월 30일생

1994년 2월: 부산수산대학교 전자공학과(공학사)  
1997년 2월: 부경대학교 전자공학과 (공학석사)  
1995년 10월~1996년 9월: 일본 쿠마모토대학 전기정보공학과 신호처리연구실 연구생

▲이 준 구(Jun-Ku Lee) 1971년 1월 13일생

1996년 2월: 부산수산대학교 전자공학과(공학사)  
1997년 3월~현재: 부경대학교 음향진동공학과 석사과정 2학년