

論文99-36S-4-10

중첩가산방식의 SSB 필터뱅크와 QMF 필터뱅크를 이용한 서브밴드 음향 반향 신호 제거기에 관한 연구

(A Study on the Subband Acoustic Echo Canceller Using Weighted Overlap-Add SSB and QMF Filter Banks)

車 垆 煥 * , 沈 東 演 ** , 金 千 德 ***

(Kyung-Hwan Cha, Dong-Youn Sim, and Chun-Duck Kim)

요 약

확성회의 시스템에서 응용되는 반향신호 제거기는 긴 잔향시간을 갖는 실내 공간의 환경변화에 따라 필터 계수의 갱신에 많은 시간이 요구되어 실시간 처리에 문제점으로 지적되고 있다. 본 논문에서는 연산량 저감을 통한 실시간 처리를 위하여 중첩가산방식의 SSB(Single Side Band) 필터뱅크를 사용한 서브밴드 적응 신호처리법을 제안한다. 이 방법은 입력과 출력의 스펙트럼을 몇 개의 주파수 밴드로 분할하여, 각 밴드를 ES-NLMS(Exponential Step-Normalized Least Mean Square) 알고리즘을 이용하여 적응 처리하는 것이다. 시뮬레이션 결과 중첩가산방식의 SSB 필터뱅크가 풀밴드 보다 ERLE(Echo Return Loss Enhancement)가 1~2dB 정도 작을때 연산량이 풀밴드 보다 약 95%, QMF(Quadrature Mirror Filter) 필터뱅크보다 약 50% 정도 감소하여 우수한 것으로 나타났다.

Abstract

The acoustic echo cancellers in a telecommunication 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 update filter coefficients to environmental changes. This paper proposes a new subband adaptive filtering method using weighted overlap-add SSB filter banks to solve the problem. This method divides the signal spectra of the input into several frequency bands, and each band is adaptively filtered by using ES-NLMS(Exponential Step-Normalized Least Mean Square) algorithm. The simulation results show that ERLE of the subband is 1~2dB smaller than general full band, the computational burden of the proposed approach decreased by about 95% then that of fullband and about 50% then QMF filter banks.

* 正會員, 東西大學校 電子機械工學部

(Faculty of Electronics and Mechanics Eng., Dongseo Univ.)

** 正會員, 日本東北大學校 電氣通信研究所

(Tohoku University, Japan)

*** 正會員, 釜慶大學校 電氣工學科

(Dept. Electronical Eng., Pukyong National Univ.)

接受日:1998年4月16日, 수정완료일:1998年11月2日

I. 서론

반향신호 제거에 관한 연구로는 1970년 초까지는 아날로그 기술로 처리하였으나 제거량이 충분하지 못하여 통화품질이 열화하였다. 그후 디지털 신호처리 기술의 발전에 따라 1980년도에는 통화전송계의 임펄스응답을 측정하여 그 값을 필터계수로 한 고정계수형 반향신호 제거기가 개발되었다. 그러나 음장 환경이 변할때마다 음향전달계의 임펄스 응답을 측정해야 하

는 번거러움등으로 실용화에는 문제점으로 제기되었다 [1,2].

음향전달계의 환경변화에 능동적으로 필터계수를 적응시켜 반향신호를 제거할 수 있는 적응 알고리즘이 개발되어 반향신호 제거기에 응용하게 되었다^[3]. 그러나 긴 잔향시간을 갖는 음향전달계에 있어서는 반향신호의 제거에 많은 필터 탭수가 필요하기 때문에 단위 시간당 연산량이 증가하고, 실시간 처리가 어렵게 된다. 이와 같은 문제점을 해결하기 위해 본 논문에서는 MPEG(Moving Picture Experts Group) 오디오에서 응용되고 있는 중첩가산방식의 SSB 필터뱅크를 이용한 적응처리 방법을 제안한다^[4]. 이 방법의 장점은 첫째 서브샘플링에 의해 연산량이 감소하며, 둘째 일반적인 서브밴드 방법에 있어서 문제시 되는 에일리어싱(aliasing)을 배제할 수 있으며, 셋째 인간의 청각 특성을 고려한 부호화 방식으로 고품질의 통화를 가능하게 한다^[5]. 방법적인 측면에서, 본 연구에서는 입력과 출력의 주파수 대역을 8, 16, 32 서브밴드로 분할하여 수렴특성과 연산량에 대한 최적의 조건을 찾는다. 그리고 현재 음성이나 오디오 부호화 효율을 향상시키는데 응용되고 있는 QMF (Quadrature Mirror Filter)필터뱅크를 이용한 방법에 대해서도 비교 검토하였다.

II. 반향신호 제거기의 원리

확성통화 시스템의 경우, 그림 1과 같이 실내의 잔향특성과 반사파의 영향으로 발생하는 반향신호에 의해 통화품질이 열화된다. 특히 통화 선로상의 루프 이득이 1이상이고 동위상일 때, 하울링 현상이 일어나 통화 불능의 상태를 초래하므로 반향신호 제거기에 관한 연구는 중요하다.

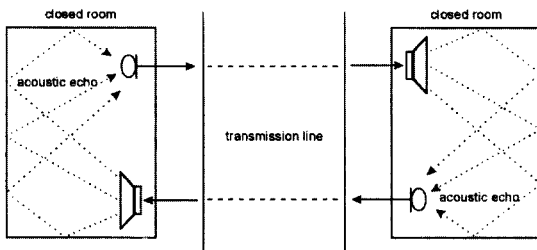


그림 1. 확성회의 시스템의 개략도
Fig. 1. Block diagram of configuration of tele-conference system.

반향신호 제거의 원리는 음향전달계의 임펄스 응답을 추정한 후, 모의 반향신호를 발생시켜 마이크로폰에서 수음된 신호의 반향성분을 제거하는 것이다. 적응 알고리즘을 이용한 반향신호 제거기는 음향전달계의 임펄스 응답의 잔향시간이 길어질 경우 적응필터는 많은 필터 탭수를 필요로 한다. 또한 적응필터의 계수를 추정함에 있어서 연산량이 증가하여 실시간 구현이 어려운 문제점이 있다. 적응 연산량의 감소와 실시간 처리 및 통화품질 향상을 위해서는 서브밴드 반향신호 제거기의 연구가 중요하다^[6,7,8].

그림 2는 적응필터를 이용한 서브밴드 반향신호 제거기의 전체 구성도이다. 스피커 입력신호 $x(n)$ 은 실내음장계에 방사되어 외부입력신호 $v(n)$ 과 함께 마이크로폰으로 수음된다. 스피커로 입력되는 $x(n)$ 신호와 마이크로폰으로 출력되는 $y(n)$ 신호를 대역분할 필터를 이용하여 M 개의 주파수 대역으로 분할한다. 대역분할 방법으로 이 연구에서는 MPEG의 SSB 필터뱅크와 QMF 필터뱅크의 대역분할 필터를 이용하였다. 대역분할된 신호는 그림 2에서 $x_M(n)$ 과 $y_M(n)$ 이다.

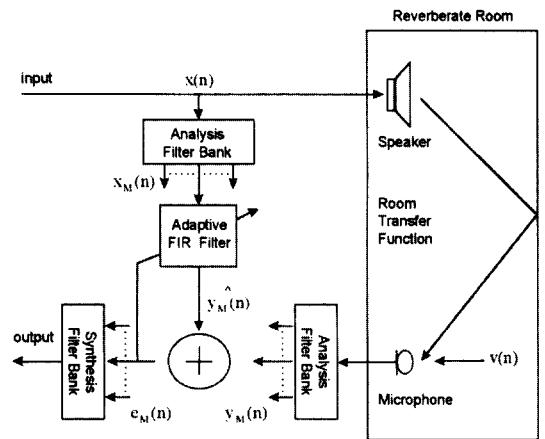


그림 2. 적응필터를 이용한 서브밴드 반향신호 제거기의 구성
Fig. 2. Configuration of subband echo canceller using adaptive filter.

마이크로폰에 수음된 반향신호를 대역별로 제거하기 위한 적응 알고리즘은 ES-NLMS(Exponential Step-normalized Least Mean Square) 알고리즘을 이용하였다. ES-NLMS 알고리즘은 스텝 파라미터를 지수적으로 감소시키는 방법으로 고정형 스텝 파라미터를 가지는 NLMS 알고리즘에 비하여 빠른 수렴특성

을 가진다. 마이크론의 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.

1. 중첩가산방식의 SSB 필터뱅크를 이용한 서브밴드 처리과정

MPEG 오디오를 기준으로 한 서브밴드 처리과정에 서 이용한 분석 및 합성필터는 식 (1)과 식 (2)와 같다. 여기서, M 은 서브밴드수이고 L 은 $2 * M$ 이다.

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

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

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

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

입력된 신호가 식 (1)의 분석필터를 통하여 M 개의 서브밴드로 분할되어 출력되는 연산과정은 다음과 같다. 먼저 입력된 M 개의 데이터를 윈도우 길이와 동일한 W 개의 원소를 갖는 벡터로 형성하고, 길이가 512인 윈도우 c 를 식 (3)과 같이 곱한다.

$$z_l = c_l \times x_l, \quad l=0, \dots, W-1 \tag{3}$$

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

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

벡터 y 를 식 (1)의 분석필터 h 로 필터링한 후, 서브밴드 샘플 s 를 형성한다. s 의 M 밴드 출력은 식 (5)와 같다.

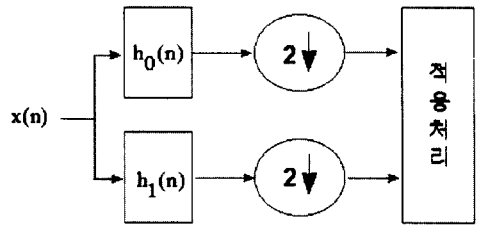
$$s_l = \sum_{k=0}^{L-1} h_{l,k} \times y_k \quad l=0, \dots, M-1 \tag{5}$$

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

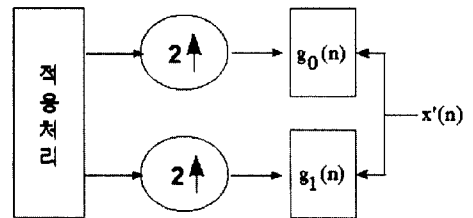
2. QMF 필터뱅크를 이용한 서브밴드 처리과정

QMF 필터뱅크의 2밴드 처리과정을 그림 3에 나타내었다. 분석필터 과정은 입력신호에 대하여 주파수 대역을 고주파와 저주파의 2개 대역으로 분할하고, 각 분할된 신호를 2로 다운 샘플링한다. 합성필터 과정은

적응처리된 각 밴드의 신호를 2로 업 샘플링하고 합성필터를 통하여 재합성한다. 분석필터의 계수의 길이를 P 로 할 경우, 분석필터와 합성필터와의 관계는 식 (6)과 같다^[9]. h_0 는 분석필터의 저주파 대역통과 필터이고 h_1 은 고주파 대역통과 필터이다. g_0 와 g_1 은 합성필터의 저주파 대역통과 필터와 고주파 대역통과 필터이다.



(a) Analysis filter bank

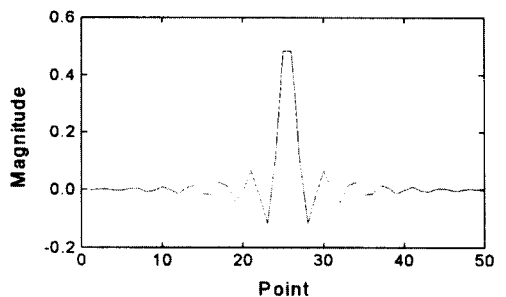


(b) Synthesis filter bank

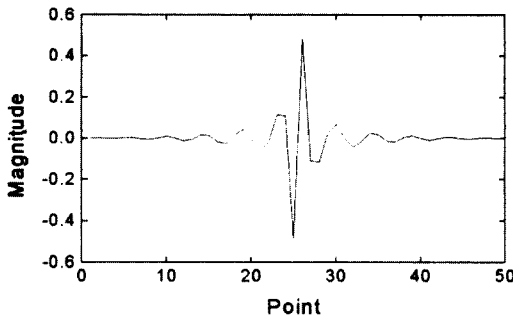
그림 3. QMF 필터뱅크의 2밴드 처리과정

Fig. 3. Configuration of two-band QMF filter banks.

$$\begin{aligned} h_{1(n)} &= (-1)^{(P-1-n)} h_0(P-1-n) \\ g_{0(n)} &= 2h_0(P-1-n) \\ g_{1(n)} &= 2(-1)^n h_0(n) \\ n &= 0, \dots, P-1 \end{aligned} \tag{6}$$



(a) h_0 의 임펄스 응답



(b) h_i 의 임펄스 응답

그림 4. QMF 분석필터의 임펄스 응답(P=50)

(a) h_0 의 임펄스 응답 (b) h_i 의 임펄스 응답

Fig. 4. Impulse response of QMF analysis filter(P=50).

(a) Impulse response of h_0 (b) Impulse response of h_i

그림 4에 QMF 필터뱅크 분석필터(P=50)의 시간응답을 나타내었다.

IV. 서브밴드를 이용한 적응 알고리즘

식 (1)의 분석필터 $h_{l,k}(n)$ 을 이용하여 M 개의 밴드로 대역분할하고 D 로 다운 샘플링한 입력신호와 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 $E[e_i^2(n)]$ 를 최소화하도록 필터계수를 적응화한다. 적응필터에 의해 추정된 신호 $\hat{y}_i(n)$ 의 출력은 식 (7)과 같다.

$$\hat{y}_i(n) = \mathbf{b}_i^T(n) \mathbf{x}_i(n) \tag{7}$$

여기서 $\mathbf{x}_i(n)$ 은 제 i 밴드를 통과한 입력신호이고, $\mathbf{b}_i(n)$ 은 제 i 밴드의 적응필터 계수이다. 단, 적응필터의 탭수는 각 밴드에 대해서 q 로 동일하다. 각 밴드의 오차신호 $e_i(n)$ 는 식 (8)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(9)와같이 LMS 알고리즘으로 계수벡터 \mathbf{b}_i 를 갱신한다.

$$e_i(n) = y_i(n) - \hat{y}_i(n)$$

$$= y_i(n) - \mathbf{b}_i^T(n) \mathbf{x}_i(n) \tag{8}$$

$$\mathbf{b}_i(n+1) = \mathbf{b}_i(n) - \mu \frac{\partial e_i^2(n)}{\partial \mathbf{b}_i(n)}$$

$$= \mathbf{b}_i(n) + 2\mu e_i(n) \mathbf{x}_i(n) \tag{9}$$

μ 는 LMS 알고리즘의 스텝 파라미터이고, 수렴을 위한 근사적인 μ 의 범위는 식 (10)과 같다. 단, σ^2 은 입력신호의 평균파워이고 감쇄요소 ρ 를 이용해서 식 (11)과 같이 구할 수 있다.

$$0 < \mu < 1/(q\sigma^2) \tag{10}$$

$$\sigma^2(n) = \rho x_i^2(n) + (1-\rho)\sigma^2(n-1) \tag{11}$$

여기서 새로운 스텝 파라미터 α 를 다음 식 (12)과 같이 정의하면, 식 (8)의 LMS 알고리즘으로 부터 식 (12)와 같이 표현되는 NLMS 알고리즘을 재구성할 수 있다.

$$\alpha = 2\mu q\sigma^2 \tag{12}$$

$$\mathbf{b}_i(n+1) = \mathbf{b}_i(n) + \alpha e_i(n) \mathbf{x}_i(n) / (q\sigma^2) \tag{13}$$

많은 필터 탭수를 필요로 할 경우에는 NLMS 알고리즘은 수렴속도가 느려지는 문제점이 있다. 또한 반향신호 제거기와 같은 응용분야에서는 많은 수의 필터 탭수가 요구되므로 수렴속도가 빠른 알고리즘이 요구된다. 따라서 이 연구에서는 ES-NLMS 알고리즘을 이용한다. ES-NLMS 알고리즘은 실내음향계의 임펄스 응답이 지수적으로 감소하는 특성을 이용하여 식 (13)의 스텝 파라미터 α 가 지수적으로 감소하도록 개선한 알고리즘으로 식 (14)와 같다.

$$\mathbf{b}_i(n+1) = \mathbf{b}_i(n) + \alpha_i e_i(n) \mathbf{x}_i(n) / (q\sigma^2) \tag{14}$$

$$\alpha_i = \text{diag}[a_{1i}, a_{2i}, \dots, a_{qi}], \tag{15}$$

$$\alpha_i(j) = a_0 \tau, \quad j=1, 2, \dots, q \tag{16}$$

$$\tau = \exp(-13.8(j-1)T_s / T_r), \quad j=1, 2, \dots, q \tag{17}$$

T_s : 샘플링 시간

T_r : 잔향시간

식 (14)로 부터 ES-NLMS 알고리즘의 스텝 파라미터는 식 (16)와 같다. NLMS 알고리즘의 스텝 파라미터가 상수인데 반해서, 식 (14)의 ES-NLMS 알고리즘의 스텝 파라미터 α_i 는 임펄스 응답과 같이 지

수적으로 감쇄하는 대각행렬이다. 여기서 α_0 는 임의 고정 스텝파라미터값이고, τ 는 지수감쇄율이며, 식 (17)과 같이 표현된다. 실내음장의 잔향시간 추정은 일반적으로 임펄스 응답의 최대값에서 -60dB로 감쇄될 때까지의 시간으로 한다. 이 연구에서는 신호대 잡음비가 10dB인 실내음장을 대상으로 하므로 잔향신호의 제거비가 -10dB 감소할 때 까지의 감쇄율을 가지면 된다. 그러므로 식 (18)에 의해 식 (17)의 감쇄율을 결정하는 -13.8을 구할 수 있다.

$$\ln 10^{-60/(S/Nrate)} = \ln 10^{-6} = -13.8 \quad (18)$$

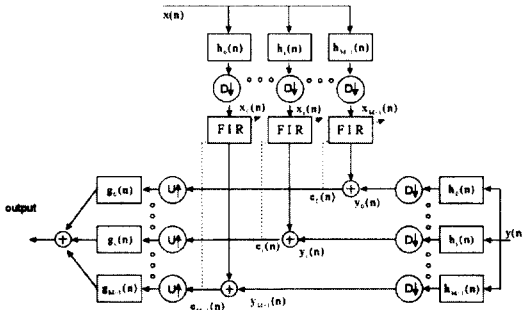


그림 5. 중첩가산방식의 SSB 필터뱅크를 이용한 M밴드 적응 필터 과정
Fig. 5. M-band adaptive filtering using weighted overlap-add SSB filter banks.

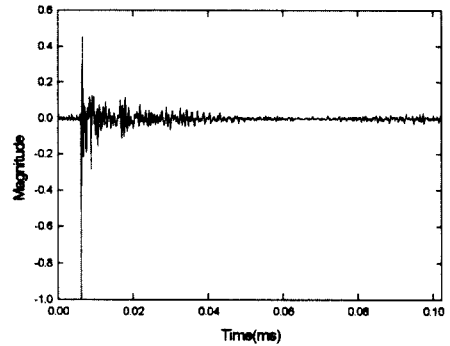
V. 시뮬레이션 및 연산량 검토

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 98m³의 체적을 가지는 일반 개인 연구실에서 측정하였으며, 마이크로폰과 스피커간의 거리는 2m로 하였다. 백색잡음 신호를 실음장에 방사하여 DAT(Digital Audio Tape Recorder)로 수음한 후, 샘플링 주파수 10kHz로 A/D 변환하였다. 측정시 관측신호에 대한 신호대 잡음비는 약 10dB이다. 실내전달 함수의 측정은 1024포인트의 해밍 윈도우를 이용하여 크로스 스펙트럼법에 의해 130회 평균하여 구하였다. 측정된 실내음장의 전달함수는 그림 6과 같다.

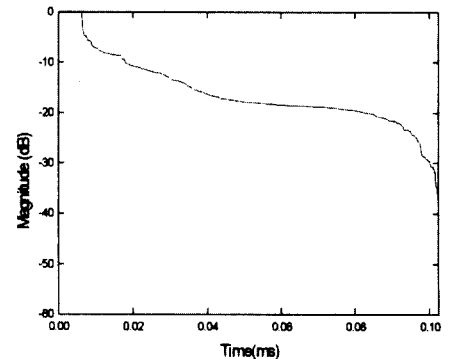
수렴특성의 평가식은 식 (19)에 나타낸 ERLE (Echo Return Loss Enhancement)로 평가하였다. 수렴특성의 평균횟수는 500회로 하였다.

$$ERLE = 10 \log_{10} \frac{E[y(n)^2]}{E[e(n)^2]} \quad (19)$$

SSB 필터뱅크는 8, 16, 32 밴드로 하여 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. QMF 필터뱅크는 2밴드와 4밴드로 시뮬레이션 하였다. 적응필터의 탭수는 전체적으로 1024로 해서, 2밴드는 각 밴드당 512(1024/2)탭, 4밴드는 256(1024/4)탭이다. 그 수렴특성을 그림 8에 나타내었다. 2밴드쪽이 4밴드보다 수렴속도는 약2배, 수렴특성은 약 4dB 정도 향상된 결과를 보였다.



(a) 측정된 임펄스 응답



(b) 잔향시간 특성 곡선

그림 6. 실음장의 실내전달함수
(a) 측정된 임펄스 응답 (b) 잔향시간 특성 곡선
Fig. 6. Transfer function in a closed room.
(a) Measured impulse response (b) Reverberation time of measured impulse response

다음으로 MPEG의 32밴드 SSB 필터뱅크와 풀밴드의 수렴특성을 그림 9에 나타내었다. 32밴드 SSB 필터뱅크의 ES-NLMS 알고리즘이 NLMS 알고리즘에 비하여 10dB 지점에 도달하는데 약 2배정도 수렴속도가 빠른 것을 알 수 있다. 풀밴드 ES-NLMS 알고리즘과의 비교에서는 약 2dB정도 떨어지는 결과를 보이고 있다.

풀밴드 모델로 적응처리를 할 경우 필터탭수를 N이라 하면, 한 샘플의 신호를 적응처리하여 출력하는데 $3N+4$ 회의 승산과 $2N$ 회의 가산량이 필요하다. 그러므로 반향신호 제거기의 실시간 처리를 구현하기 위해서는 대폭적으로 연산량의 감소가 필요하다. 따라서 제안하는 중첩가산방식의 SSB 필터뱅크 방법과 풀밴드 방법 등을 비교하고 그 정당성을 검증한다.

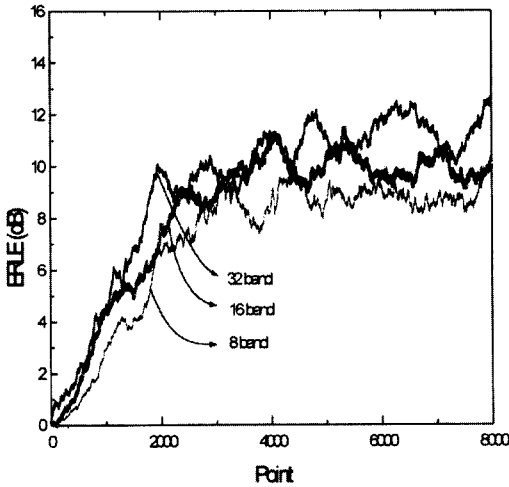


그림 7. 중첩가산방식의 SSB 필터뱅크의 밴드 수에 따른 ERLE 비교
Fig. 7. ERLE comparison according to the number of bands in SSB filter banks.

SSB 필터뱅크의 적응필터 과정에서 전체 적응필터 탭수는 N , 밴드수 M , 분석·합성필터 계수의 길이를 L , 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 $3N/M+4$ 회, 가산량은 $2N/M$ 회이다. 전체적으로 M 개의 밴드이므로, 적응처리 과정에서 사용된 전 밴드에 대한 승산과 가산량은 $(3N/M+4) \times M/M$ 과 $(2N/M) \times M/M$ 이 된다. 분석필터 과정은 M 밴드의 L 차 코사인 폴리케이즈 필터를 사용하기 때문에, 한 샘플의 입

력 및 출력신호를 처리하는데 L/M 회의 승산량과 $(L-1)/M$ 회의 가산량이 요구되고, 윈도우를 걸기 위해 $16M/M$ 회의 승산량과 $(16M-1)/M$ 회의 가산량을 필요로 한다. 합성필터 과정의 연산량은 분석필터 과정과 동일하다. 이 연구에서는 2개의 분석필터부와 1개의 합성필터부를 이용하고 있으므로 분석·합성필터부의 전체 연산량은 승산량이 $3(L+16M)/M$ 회, 가산량이 $3(16M+D+L-2)/M$ 회이다.

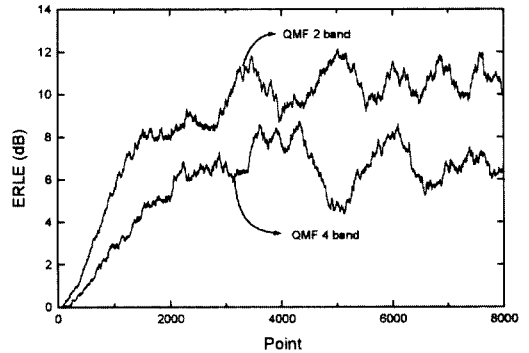


그림 8. QMF 필터뱅크에서 밴드 수에 따른 ERLE 비교
Fig. 8. ERLE comparison according to the number of bands in QMF filter banks.

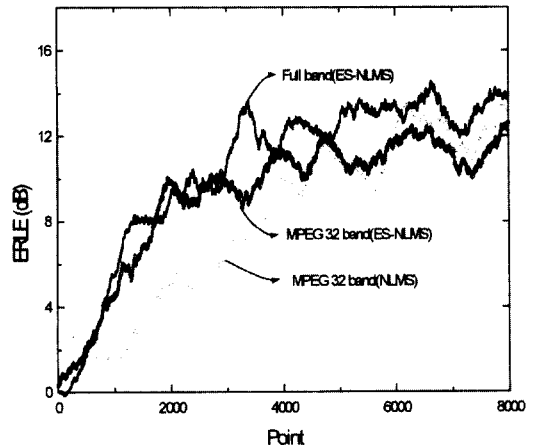


그림 9. SSB 필터뱅크와 풀밴드의 ERLE 비교
Fig. 9. ERLE comparison of SSB filter banks and full band.

QMF 필터뱅크의 적응필터 과정에서 전체 적응필터 탭수는 N , 밴드수 M' , 분석·합성필터계수의 길이를 P , 업·다운 샘플링률을 D' 로 할 경우, 각 밴드당 적응필터의 탭수는 N/M' 이 된다. QMF 필터뱅크의

적용필터 과정은 MPEG 필터뱅크의 적용필터 과정과 동일한 $(3N/M'+4) \times M'/M'$ 회의 승산량과 $(2N/M') \times M'/M'$ 회의 가산량이 된다. 분석·합성 필터뱅크 전체에 대한 연산량은 $3P/M'$ 회의 승산량 및 $3(D'+P-1)/M'$ 회의 가산량을 필요로 한다. 표 1에는 풀밴드와 본 논문에서 이용한 SSB 필터뱅크 방법에 대하여 각각 그 계산과정을 나타내었다. 표 2는 $N=1024$ 일 때 감소된 연산량을 나타내었다.

표 1. 풀밴드와 SSB 필터뱅크에서 연산량 계산식

Table 1. Comparison of calculating equations for full band and SSB filter banks.

구분	항목	승산량	가산량
풀밴드	Filter 출력	N	N-1
	Error 값 및 계수 갱신	3N+4	N-2
	계	4N+4	2N+1
SSB 필터뱅크	대역분할	$(L \times M + W)/W$	$(W+L \times M - M - L)/M$
	대역합성	$(L \times M + W)/M$	$(W+L \times M - M - L)/M$
	Filter 출력	NM	NM-1
	Error 값 및 계수 갱신	3NM+4	NM-2
	계	$3(L \times M + W)/M + 4(N+M)/M$	$3(L \times M + W)/M + 2(N-M)/M$

표 2. 풀밴드의 연산량을 기준으로 한 연산량 저감비교($N=1024$)

Table 2. Comparison of calculation rate's reduction (when $N=1024$).

구분	승산량	가산량
2밴드 QMF 필터뱅크	47.5%	46%
4밴드 QMF 필터뱅크	73.7%	73.1%
8밴드 SSB 필터뱅크	85.6%	84.6%
16밴드 SSB 필터뱅크	91.2%	90%
32밴드 SSB 필터뱅크	95%	94.1%

VI. 결 론

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

연산량의 비교에 있어서 풀밴드에 비하여 8밴드는

85%, 16밴드는 약 91%, 32밴드는 약 95% 정도의 연산량을 감소 시킬 수 있는 것으로 나타났다. 수렴특성의 비교에서 8밴드와 16밴드에 비하여 32밴드가 수렴속도에서는 약 1.5배, 수렴특성에 있어서는 약 1~2dB 정도 향상된 결과를 나타내었다. QMF 필터뱅크는 2밴드와 4밴드로 하여 비교 평가한 결과 연산량에서 2밴드가 4밴드에 비하여 많은 연산량을 필요로 하지만, 수렴특성 결과에서 4밴드에 비하여 약 3dB 정도의 수렴특성이 향상됨을 알 수 있다.

또한 32밴드 SSB 필터뱅크의 ES-NLMS 알고리즘이 NLMS 알고리즘에 비하여 10dB 지점에서 약 2배 정도 수렴속도가 빠른 것을 알 수 있다. 동일한 ES-NLMS 알고리즘을 이용한 32밴드 SSB 필터뱅크와 QMF 필터뱅크는 비슷한 수렴특성의 결과를 보이고 있고, 풀밴드 ES-NLMS 알고리즘과의 비교에서는 ERLE 약 1~2dB 정도 떨어지는 단점을 보이고 있다. 그러나 연산량의 검토에서 제안하는 SSB 필터뱅크의 방법이 풀밴드 보다 약 95%, QMF 필터뱅크보다 약 50%를 감소 시킬 수 있으므로, 반향신호 제거기의 실시간 구현적 측면에서 고려하면, 중첩가산방식의 32밴드 SSB 필터뱅크 방법이 실용성이 높다.

본 논문에서는 단일 채널의 신호만 처리하였지만 향후 다채널 신호에 확장하여 멀티채널에 의한 고품질 음향에 대한 반향신호제거기의 실시간 처리에 대한 연구가 진행되어야 할 것이다.

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 Step Size 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 Tecnolo-

- gy-Coding Moving Pictures and Associated Audio for Digital Storage Media at up to about 1.5 Mbit /s,” International Standard, 1993.
- [5] Tsuyoshi USAGAWA, Hideki MATSUO, Yuji MORITA ,and Masanao EBATA, “A New Adaptive Algorithm Focused on the Converged Characteristics by Colored Input Signal : Variable Tap Length LMS,” *IEICE Trans. Fundamentals*, vol. E75-A, no. 11 NOVEMBER 1992.
- [6] 牧野昭二, “音響エコーキャンセラのための適應信號處理の研究”, 研究論文
- [7] 김천덕, 安信定人, 城戸健一, “DFT를 이용한 잔향이 긴 음향 전달계의 임펄스 레스폰스 추정에 관한 연구,” 한국음향학회, vol. 7, no. 2, 1988
- [8] 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關數モデリング,” *Technical Report IEICE. EA96-35*, 8, 1996.
- [9] Tsuyosi USAGAWA, Hideki MATSUO, Yuji MORITA and EBATA, “A New Adaptive Algorithm Focused on the Converged Characteristics by Colored Input Signal : Variable Tap Length LMS,” *IEICE Trans. Fundamentals*, vol. E75-A, no. 11 November 1992.

 저 자 소 개

車 炯 煥(正會員) 第 33卷 B編 第 4號 參照

동성대학교 전자기계공학부 조교수

沈 東 演(正會員)

1964년 7월 18일생. 1989년 부경대학교 전자통신공학과(공학사). 1991년 부경대학교 전자통신공학과(공학석사). 1996년 일본동북대학교 기계전자공학과(공학박사). 1991년 ~ 1993년 일본 Eagle 주식회사 주임연구원. 1997년 ~ 현재 일본동북대학 전기통신연구소 객원연구원

金 千 德(正會員) 第 33卷 B編 第 4號 參照

부경대학교 전기공학과 교수