

# 가중 Overlap-Add 기법을 적용한 서브밴드 반향 제거기와 새로운 동시 통화 검출기

고 충기, 이 원철  
승실대학교 정보통신전자공학부

## Subband Acoustic Echo Canceller with Double-Talk Detector using Weighted Overlap-add method

Chung ki ko, Won Cheol Lee  
School of Electronic Engineering Soongsil University  
E-mail. fabre@orgio.net

### 요약

본 논문은 부밴드별 반향제거 필터 뱅크를 구현하기 위한 가중 Overlap-add 적응필터를 이용한 단일 채널 음향 반향 제거기를 제안한다. 기준 입력 신호의 고유치 분포율에 의존하여 수렴 특성이 결정되는 NLMS 알고리즘을 사용하여 전대역 처리 과정에서 발생하는 수렴 성능의 저하를 방지하고, 효율적인 블록별 병렬 처리가 가능한 부밴드 처리기법인 가중 Overlap-add 방식을 적용한 적응 반향제거기의 성능을 고찰한다. 또한 본 논문에서는 동시 통화 검출을 위한 전용 필터와 에너지 비교 방법을 동시에 사용하는 새로운 형태의 동시통화 검출 기법을 제안한다.

### I. 서론

현재 대부분의 원거리 회의 시스템은 하나의 전이중 오디오 채널만을 이용하여 통신을 하고 있다. 음향 반향 신호는 수신된 상대방의 신호가 스피커와 통화자가 위치한 실내공간을 거쳐 다시 마이크로폰으로 입력되는 경우를 말하며 이로 인해 원단화자는 자기가 한 말을 통화 왕복 시간 뒤에 듣게 되어 통화에 지장을 주게 된다. 이때 수신실의 스피커와 마이크로폰 사이에 발생하는 상호 커플링 현상에 의해 반향 신호가 발생하며, 이를 제거하기 위하여 음향 반향 제거기가 사용된다. 이와 같은 음향 반향 신호를 통화에 지장을 주지 않고 적응 필터를 사용하여 효과적으로 제거하기 위한 단일 채널 음향 반향 제거기에 대한 많은 연구가 진행되고 있다[1][2]. 기존의 LMS 알고리즘을 이용한 반향 제거기는 단순한 구조와 적은 계산량이란 장점이 있으나 탭수의 증가에 따른 계산량 증가와 수렴속도가 입력신호의 통계적 특성에 의존하므로 음성신호와 같이 큰 고유치

분포율을 갖는 신호에 대해서 수렴속도가 제안을 받게 된다[3][4]. 일반적인 동시 통화 검출 기법은 에너지 비교법과 추정된 신호와 마이크로폰 입력신호의 상관계수에 의한 방법[5]이 있으나 작은 근단 화자 신호에 대해 검출지연이 발생하게 된다. 본 논문에서는 단일 채널 원격회의 시스템에서 블록처리가 가능하고 대역별로 입력된 신호를 분리하여 수렴속도를 향상 시켜 높은 ERLE를 유지하는 가중 Overlap-add 기법의 구조에 NLMS(Normalize LMS)알고리즘을 이용한 음향 반향 제거기를 제안하며, 동시 통화 검출 방법에서는 근단 화자 신호를 짧은 지연 시간 내에 구분하고 적응 필터의 수렴 여부에 무관한 검출 방법을 위해 두 개의 적응 필터를 사용한다.

II장에서는 제안한 가중 Overlap-Add 기법[6]과 전용 필터를 이용한 동시 통화 검출 방법에 대해 설명을 하고 III장에서 폴리페이즈 서브밴드 반향제거기와 제안한 적응 반향 제거기의 ERLE를 비교 평가하고, 실제 음성 신호를 사용하여 기존의 동시 통화 검출기와 제안한 동시 통화 검출 방법을 비교하였다. 그리고 IV장에서 결론을 맺는다.

### II. 제안한 적응 반향 제거기

#### 1. 가중 Overlap-add 구조

부밴드별 적응 필터를 이용한 반향 제거기는 입력신호를 각 대역별로 나누어 NLMS를 사용한 음향 반향 적응 필터로 반향 신호를 각 밴드별로 제거함으로써 수렴속도를 증가시킬 수 있다. 기존의 부밴드는 폴리페이즈 필터 뱅크를 구성하여 부밴드별로 대역분할을 수행하며, 이때 입력 신호가 필터뱅크와 콘벌루션 수행으로

복잡도가 증가하게 된다. 본 논문에서 음향 반향 제거 알고리즘으로 사용되는 가중 Overlap-add 방식은 데이터를 블록별 변환으로 처리를 하고 블록의 신호를 DFT 필터뱅크를 통해 각 대역별로 분할을 한다. 이 구조는 DFT 필터뱅크를 기본으로 블록별 관점에서 신호를 분석하고(합성)한다. 가중 Overlap-add 구조는 입력신호를 블록 단위로 대역을 분할하는 분석단과 각 부밴드별 NLMS적용 필터를 사용하여 각 밴드의 반향 신호를 제거한다. 또한 일반적으로 분리된 부밴드간의 Cross-Talk 현상을 방지하기 위하여, 과표본화를 적용하기 위해 부밴드수  $K$ 와 간축비  $M$ 을 서로 다르게 ( $K > M$ ) 설정한다. 이 때 폴리페이즈 필터방식은 부밴드수  $K$ 가 간축비의 정수배가 되어야 한다는 조건이 있으나 가중 Overlap-add 구조는 이러한 정수배의 조건을 만족시킬 필요가 없으며 부밴드수가 간축비의 임의의 실수배가 되어도 상관이 없다는 장점을 지닌다.[7] 그림 1은  $K$  번째 부밴드 신호를 생성하기 위한 Overlap-add 분석구조를 나타낸다.

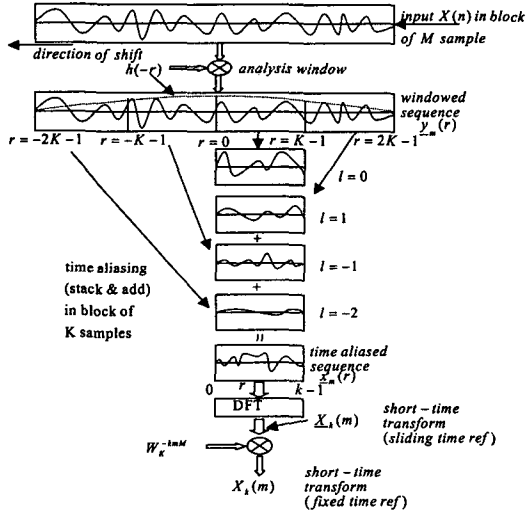


그림 1. 가중 overlap-add analysis 구조에 의한  $K$  번째 부밴드 신호 생성과정

$X_k(m)$ 의 신호는  $K$  샘플수의 블록으로 블록타임  $m$ 에 따라 순차적으로 부밴드 반향 제거의 입력신호가 된다. 근단 화자 신호를 포함한 마이크로폰 입력  $d(n)$ 의 경우도 슬라이딩 타임 프레임 FIR  $K$ 계수와 창함수를 통해서 에일리어징 되고 FFT를 수행한 후  $W_K^{-kmM}$ 에 의해서 고정 타임 프레임으로 변환한다. 반향신호와 기준신호가 부밴드 수만큼의 샘플수로 구성되는 각 블록들이 적응 필터의 입력들로 사용되며 이에 대한 반향 신호 제거 오차 성분도 각 밴드별로  $K$ 개 만큼씩 생성된다.  $\hat{y}(n)$ 은 각 부밴드에서 적응 필터를 통한 추정된 반향 신호이며 다음과 같이 표현된다.

$$\hat{y}(n) = \text{diag}(\hat{W}(n))^T X(n) \quad (1)$$

여기서  $T$ 는 전치행렬, 탭수- $L$ 인 적응 필터의 계수와 입력 신호를 다음과 같이 나타낼 수 있다.

$$\hat{W}(n) = [w_1(n), w_2(n), \dots, w_K(n)] \quad (2)$$

$$w_i(n) = [w_{i1}(n), w_{i2}(n), \dots, w_{iL}(n)]^T, i=1 \rightarrow K \quad (3)$$

$$\hat{X}(n) = [x_1(n), x_2(n), \dots, x_K(n)] \quad (4)$$

$$x_i(n) = [x_i(n), x_i(n-1), \dots, x_i(n-L+1)]^T, i=1 \rightarrow K \quad (5)$$

적용 필터는 부밴드별 수만큼 필요하게 되고 기준 입력 신호 역시 밴드별 블록 단위로 처리한다.  $i$ 번째의 부밴드 처리 과정에서 생성되는 잔여 반향 에러 신호는 다음과 같이 나타낼 수 있다.

$$e(n) = [e_1(n), e_2(n), \dots, e_K(n)] \quad (6)$$

$$e(n) = y(n) - \hat{y}(n) = y(n) - \text{diag}(W^T(n)) X(n) \quad (7)$$

이때,  $K$ 밴드별 적응 필터의 계수 업데이트 식은 다음과 같다.

$$W^T(n) = \begin{bmatrix} w_1^T(n) \\ w_2^T(n) \\ \vdots \\ w_K^T(n) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} w_1^T(n-1) + \mu e_1(n) x_1^T(n) / Z_1 \\ w_2^T(n-1) + \mu e_2(n) x_2^T(n) / Z_2 \\ \vdots \\ w_K^T(n-1) + \mu e_K(n) x_K^T(n) / Z_K \end{bmatrix} \quad (8)$$

$Z_i$ 는  $i$ 번째 부밴드 입력신호 블록에 대한 이득을 나타낸다.

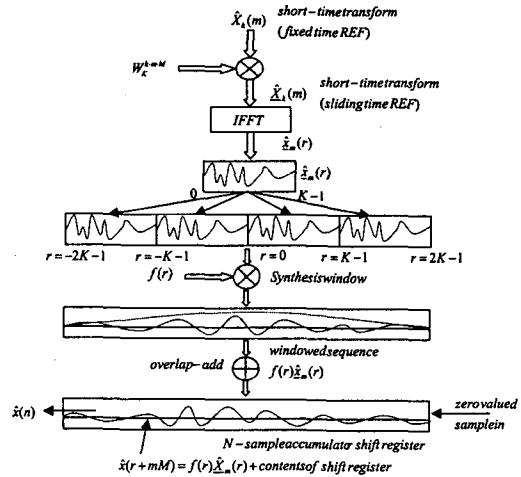


그림 2. 블록 타임  $m$ 에 따른 합성 과정

그림 2는 블록 타임  $m$ 에서 DFT 필터뱅크 합성단에 대한 가중 Overlap-add 구조의 합성과정이다. 분석구조의 경우와 같이 합성구조 역시 필터의 구성에 따라 채널을 나누고 IFFT 알고리즘을 이용하여 변조하는 DFT 필터뱅크의 합성을 효과적으로 실행한다. 출력  $\hat{x}_m(n)$

은 유한한 블록의 합으로 완전해진다. 블록타임  $m$ 에 따라  $M$ 샘플씩 이동한 자리엔 zero를 오른쪽에 넣어 주며, 블록타임  $m$ 에서 새로운 terms  $f(r)\hat{x}_m(r)$ 은 병렬 형태로 이동 레지스터 성분들을 더한다.

## 2. 근단 화자 검출 방법

제안한 동시 통화 검출 방법은 두 개의 적응 필터를 사용하였다. 전 단의 적응 필터는 반향 신호만을 제거하기 위한 전용 필터로서 후 단의 근단 화자 전용 필터에서 근단 화자 신호를 검출하면 즉시, 전단의 적응 필터의 계수 업데이트를 중단시켜 근단 화자 신호의 손실이 없도록 하였다.

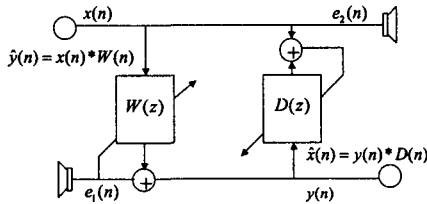


그림 3. 근단 화자 검출을 위한 단일 채널 적응 전용 필터

근단 화자 신호를 검출하는 방법은 근단 화자 전용 필터  $D(n)$ 를 사용하여 근단 화자 신호의 유무를 판단하여 전단의 적응 필터  $W(n)$ 의 계수 적응을 방지한다. 그림 3은 가중 overlap-add 구조에서 근단 화자 검출을 위한 동시 통화 검출기를 나타낸다.  $x(n)$ 은 원단 화자 신호이며,  $y(n)$ 은 마이크로폰 입력 신호이다. 전단 필터  $W(n)$ 의 경우 반향 경로를 따라서 반향신호를 추정하게 되고, 후단의 필터  $D(n)$ 는 근단 화자의 문턱치를 결정하기 위해서 마이크로폰의 입력 신호를 추정한다.

$$\hat{x}(n) = \text{diag}(D^T(n)) Y(n) \quad (9)$$

근단 화자 전용 필터  $D(n)$ 에서 입력신호를 추정한 신호이며 필터에 따른 에러를 구해보면 다음과 같다.

$$e(n) = x(n) - \hat{x}(n) = x(n) - \text{diag}(D^T(n)) Y(n) \quad (10)$$

근단 화자의 검출은 상호 상관 계수 값을 이용하여 다음과 같이 One-Loop LPF(Low Pass Filter)[5]를 사용한 순환식으로 추정할 수 있다. 본 논문에서는 반향 제거용 필터  $W(n)$ 과 동시 통화 검출용 필터  $D(n)$ 의 추정 신호들로 표현된 다음의 식들에 의해 구해진다.

$$P_x(n) = \lambda P_x(n-1) + (1-\lambda) x^2(n) \quad (11)$$

$$P_{y_e}(n) = \lambda P_{y_e}(n-1) + (1-\lambda) y^2(n) \quad (12)$$

$$P_{\hat{y}e_1}(n) = \lambda P_{\hat{y}e_1}(n-1) + (1-\lambda) \hat{y}(n) e_1(n) \quad (13)$$

$$P_{\hat{x}e_2}(n) = \lambda P_{\hat{x}e_2}(n-1) + (1-\lambda) \hat{x}(n) e_2(n) \quad (14)$$

여기서,  $\lambda$ 는  $0.9 < \lambda < 1$ 이다. 식(11)~(14)에서  $P_x(n)$ 은 적응 필터 원단화자 신호에 대한 전력 값이며,  $P_{y_e}(n)$ 은 마이크로폰 입력신호 대한 전력 값이고,  $P_{\hat{y}e_1}$ 은  $W(n)$ 에서 추정된 신호와 에러의 상관 전력 값이며,  $P_{\hat{x}e_2}$ 는  $D(n)$ 에서 추정된 신호와 에러의 상관 전력 값이다. 식(15)는 문턱치를 설정하기 위한 순환 추정치  $R$ 은 검출 파라미터를 나타낸다.

$$R = - \left[ \frac{P_{\hat{y}e_1}}{P_y} \right] \cdot \left[ \frac{P_{\hat{x}e_2}}{P_x} \right] \quad (15)$$

본 논문에서는 이러한 상호 상관 계수의 변화량으로 근단 화자 신호의 시작점을 검출하고, 에너지 비교 검출 방법으로 근단 화자 신호의 끝점을 검출한다.

## III. 모의 실험

본 절에서는 제안한 가중 overlap-add 적응 반향 제거기의 성능 향상을 보이기 위해 ERLE 곡선을 이용하였다.

$$ERLE(n) = 10 \log_{10} \frac{\hat{\sigma}_e^2(n)}{\sigma_e^2(n)} [dB] \quad (16)$$

모의 실험에서 반향 신호를 만드는데 사용한 임펄스 응답은 그림4(a)이며, 그림4(b)는 음성 스펙트럼 특성과 유사한 AR 필터에 통과 시켜 만든 유색잡음 신호이다. 또한 음성신호는 8Khz로 샘플링된 신호를 사용하였다. 그림5는 유색잡음 신호에 대해서 기존의 폴리페이즈 필터 뱅크와 제안한 가중 Overlap-add 기법을 적용한 서브밴드의 ERLE를 나타낸다. 이때 적응 필터는 NLMS를 사용하였으며, 적응 필터의 탭수는 512 이다. 제안한 방법이 기존의 서브밴드보다 ERLE가 향상되었음을 알 수 있다.

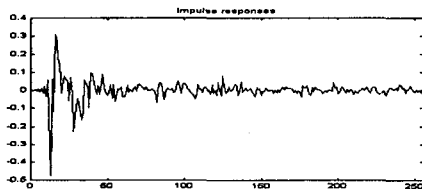
그림6은 제안한 방법의 근단 화자 신호 검출능력을 살펴보았다. 동시 통화 구간은 약 16650~26350 샘플이며 제안한 방법에서 사용한 상호 상관 계수는 -0.1이다. 근단 화자 신호 시작 부분에서 상호 상관계수 값이 설정한 문턱치 보다 작은 값으로 변화함을 알 수 있다. 동시 통화 구간의 시작점은 전용필터를 사용한 상호 상관 계수를 이용하였으며, 끝점은 에너지 비교에 의한 검출 방법[5]을 이용하였다.

## IV. 결론

본 논문은 부밴드별 반향제거 필터 뱅크를 구현하기 위한 가중 Overlap-add 적응필터를 이용한 단일 채널 음향 반향 제거기와 전용 필터를 이용한 동시 통화 검출기에 대해서 제안하였다. 이는 NLMS 알고리즘과 서브밴드 알고리즘을 결합한 형태로 각 밴드별로 필터 계수의 갱신을 수행한 후 이 필터 계수로 반향 신호를 추정하여 반향 신호를 제거하는 형태로 되어 있다. 이 필터 계수들은 특정 대역내의 시간 영역에서의 값들이므로 FFT를 수행하여 주파수 영역으로 변환한 후 동작 대역에 해당하는 위치에 주파수를 재배치한다. 또한 근단 화자 전용 필터를 사용하여 반향 경로를 추정한 필터와 독립적으로 동작을 하여 근단 화자 신호를 검출지연 없이 검출함을 보였다.

### 참 고 문 헌

1. S.H.Jensen, "Acoustic Echo Canceller for Hands-Free Mobile Radio telephony" proc.EUSIPCO,Belgium, pp. 1629-1632,1992
2. K. Murano, S. Unagami and F. Amano, "Echo Cancellation and Applications", IEEE Comm.Mag.pp.49-55, Jan. 1990.
3. S.Minami and T.Kawasaki, "A Double Talk Detection Method for an Echo canceller"proc.IEEE inf.conf .communi,vol3,PP. 1492-1497,1985
4. S.Haykin, Adaptive Filter Theory,Prentice-Hall Inc.,1986
5. 김남선, 임용훈, 유재하, 차일환, 윤대회, "향상된 수렴 속도와 근단 화자 신호 검출능력을 갖는 적응 반향 제거기"신호처리학술대회,vol.5.no.1.pp159-163 sep. 1992
6. Ronald E.crochiere, Lawrence R.Rabiner, Multirate Digital Signal Processing, Prentice-Hall.inc.



(a)

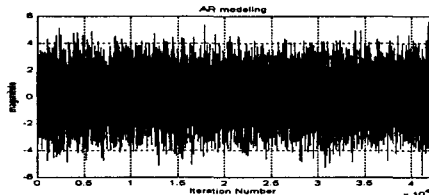


그림 4. 모의 실험에서 사용한 임펄스 응답과 유색잡음

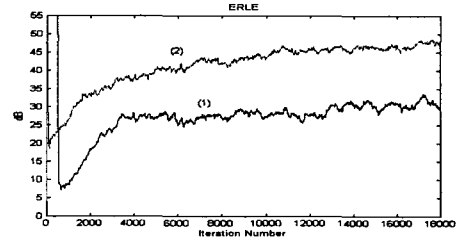
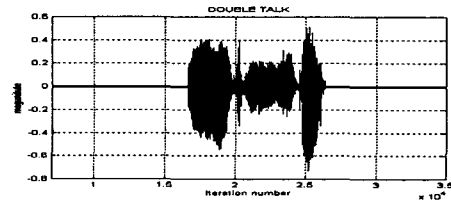
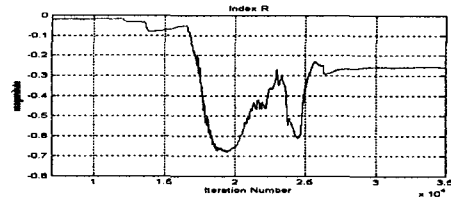


그림 5. ERLE 비교

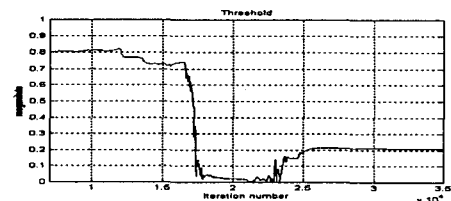
(1) 폴리페이즈 서브밴드 (2) 가중 Overlap-add 기법



(a)



(b)



(c)

그림 6. 문턱치 비교

(a) 근단 화자 신호 (b) 제안한 동시 통화 검출기  
(c) 단일 필터의 동시 통화 검출기