

論文98-35S-11-20

멀티미디어 PC상에 구현된 실시간 음향 반향제거기

(A real-time acoustic echo canceller implemented on the multimedia PC)

車胤轍*, 柳在河**, 尹大熙**

(Youn Cheul Cha, Jae Ha Yoo, and Dae Hee Youn)

요 약

본 논문에서는 별도의 디지털신호처리 칩을 사용하지 않고 PC의 주연산장치만을 사용하여 음향반향제거기를 실시간으로 구현하였다. 적응필터는 실시간처리가 가능하고 적절한 반향제거율을 갖도록 설계되었으며, 동시통화검출기는 적은 계산량, 빠른 검출성능과 안정된 동작을 보장할 수 있는 방법이 제안되었다. 실시간 반향제거기는 166MHz 펜티엄 PC와 양방향 사운드카드로 구성되며 10% 이하의 주연산장치 시간을 필요로 한다.

Abstract

In this paper, a real-time acoustic echo canceller is implemented using only PC's CPU without extra help from a DSP chip. The adaptive digital filter is designed efficiently so that it can be implemented in real-time and has a proper cancellation performance. It is proposed that a new double talk detector consumes a small computational complexity and guarantees the fast detection and robust operation. The real-time acoustic echo canceller consists of the full-duplex sound card and 166 MHz Pentium PC, and requires less than 10% CPU time.

I. 서 론

원격회의 시스템은 같은 장소에 모여 회의가 불가능한 원격지간에 공중망이나 사설망을 통해 음성, 영상, 데이터등을 실시간으로 주고 받는 것을 가능하게 한다^[1]. 탁상용 원격회의 시스템은 회의실을 기반으로 하는 시스템에 비해 자리 이동이 없기 때문에 신속하고 편안하게 회의가 이루어질 수 있다. 90년대 들어서는 음성 및 영상신호 압축 기술이 비약적으로 발전하였으며 고성능 PC를 낮은 가격으로 구입할 수 있게

되어 일반인들이 멀티미디어 PC를 사용하여 가정에서 멀티미디어 원격회의를 하는 것에 대한 관심이 고조되고 있다. 그 결과 1995년 ITU(International Telecommunication Union)에서는 일반공중전화망을 통하여 음성, 영상 및 데이터를 동시에 주고 받을 수 있는 멀티미디어 원격회의 시스템에 관한 권고안으로서 H.324과 LAN (Local Area Network)을 기반으로 하는 H.323에 관한 권고안을 발표하였다^[2].

원격회의를 하는 경우 통화자의 편리성을 위해 핸드프리(hand-free) 통화 방식이 일반적이다. 그러나 이 경우 필연적으로 음향 반향(acoustic echo)이 발생한다. 이는 수신된 상대방 화자의 음성신호(이하 원단화자 신호)가 다시 원단으로 전달되는 현상으로 원단화자는 자기가 한 말을 통화 왕복 지연 시간 뒤에 듣게 되어 통화에 불편함을 느끼게 된다. 이를 해결할 수 있는 방법은 반향 제거(echo cancellation) 방법이

* 正會員, LG電子 미디어통신 研究所
(LG Electronics Inc. Media Communication Research Lab.)

** 正會員, 延世大學校 電子工學科
(Yonsei Univ., Dept. of Electronic Engineering)
接受日字: 1997年9月25日, 수정완료일: 1998年8月6日

다^[3]. 이 방법은 원단화자 신호를 참고신호로 삼아 추정 반향 신호를 만든 뒤 마이크로폰 입력신호로부터 빼줌으로써 PC 사용자의 음성신호(이하 근단화자 신호)만이 전달되도록 한다.

음향반향은 입력신호가 샘플간 상관 관계가 큰 음성신호이고 대상 시스템의 임펄스응답이 길어 많은 계산량을 필요로 하기 때문에 실시간 구현을 위해서는 디지털 신호처리를 별도로 사용하여야만 한다. 또한 음성신호의 입출력을 위한 별도의 장치가 필요하다. 이러한 부가적인 장치들은 원격회의 시스템의 비용을 상승시키는 주요 원인이다. 그러나 최근들어서는 PC의 성능이 급격히 향상되어 PC의 주변장치만을 사용한 실시간 음향반향제거를 기대할 수 있게 되었으며 양방향(full-duplex) 사운드카드는 입출력 장치를 대체할 수 있게 되었다.

본 연구는 양방향 사운드카드를 사용하여 입출력을 수행하며 별도의 디지털신호처리 장치를 사용하지 않고 PC의 주변장치만을 사용하여 음향반향제거를 수행할 수 있게 하는 것이다. 일반적인 원격회의 시스템에서 음성 및 영상 신호의 압축 및 복원을 위한 연산 시간이 필요하므로 음향반향제거기는 166MHz 펜티엄 PC의 15% 이내에서 동작할 수 있도록 최적화 하여야 한다.

근단화자의 음성 신호와 근단의 주변 잡음을 나타내며 $d(n)$, $\hat{d}(n)$, $e(n)$ 은 각각 근단 신호, 추정 반향 신호, 잔여 반향 신호를 나타낸다.

음향반향제거기는 적응 디지털 필터를 이용하여 시간에 따라 변화하는 반향 경로를 추정하고 반향신호를 빼주는 적응 반향제거기, 통화 상태에 따라 적응 필터의 계수적응을 제어하는 동시 통화 검출기 및 기타 신호처리부로 이루어진다^[4].

2장과 3장에서는 각각 실시간 처리가 가능하고 적절한 반향제거율을 갖는 적응반향제거기의 설계와 빠른 검출 성능과 강인한 동작특성을 갖는 동시통화 검출기에 대해 기술한다. 4장에서는 구현된 음향 반향제거기를 사용한 실시간 실험 결과에 대해 기술하고 5장에서 결론을 맺는다.

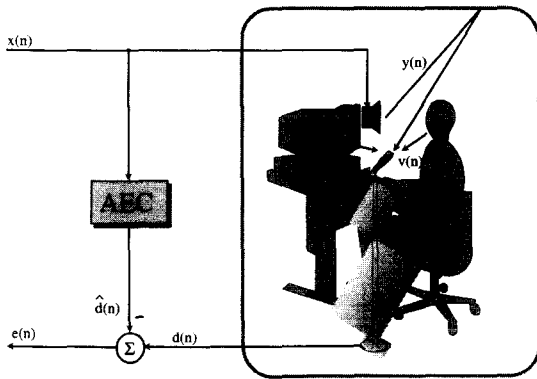
II. 적응 반향제거기

적응 반향제거기에서는 실제 반향 제거가 이루어진다. 적응 반향제거기의 필터 구조와 적응 알고리즘은 실시간 구현이 가능하도록 적은 계산량과 시스템이 동작되면 빨리 반향경로를 추정할 수 있는 수렴 성능과 스피커 볼륨의 변화, 회의자의 움직임 등에 의한 반향 경로의 변화를 추정할 수 있는 추적 성능이 요구된다.

1. 서브밴드 적응필터

본 논문의 목적은 반향제거 시스템의 실시간 구현에 있기 때문에 적응 반향제거기는 적은 계산량을 필요로 하여야만 한다. 서브밴드 적응필터는 계산량과 수렴속도 측면에서 매우 우수한 성능을 가진다. 그러나 정상상태에서의 오차신호가 크며 분석 및 합성필터에 의해 시간 지연이 발생한다^[5]. 정상상태에서의 오차신호를 줄이기 위해 여러 가지 방법들이 제안되었으나 수렴속도의 저하 및 계산량 증가를 유발하게 된다^{[5][6]}. [7]에서는 시간 지연을 없애기 위해 필터링은 시간 영역에서 계수 적응은 서브밴드 영역에서 수행하는 방법을 제안하였으나 필터링이 시간 영역에서 이루어지게 되므로 일반적인 LMS(Least Mean Square) 알고리즘을 사용하는 트랜스버설 필터의 50% 이하로 계산량을 줄일 수 없어 실시간 구현이 불가능하다.

본 논문에서는 그림 2와 같이 변형된 형태를 갖는 서브밴드 적응필터를 사용하였다. 그림 2에서 switch



AEC : 음향 반향 제거기

그림 1. 반향의 경로

Fig. 1. Acoustic echo path.

그림 1은 탁상용 원격회의시 발생하는 반향의 경로와 반향제거기의 위치를 나타내고 있다. 여기서 $x(n)$ 은 PC스피커 입력 신호로서 원단화자의 음성 신호이고 $y(n)$ 은 반향 신호를 나타낸다. $v(n)$ 과 $\xi(n)$ 은 각각

의 위치는 표 1과 같이 통화 상태에 따라 바뀐다^[8]

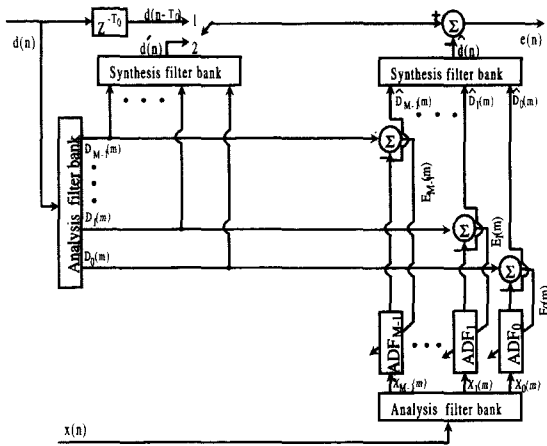


그림 2. 변형된 형태의 서브밴드 적응필터
Fig. 2. Modified sub-band adaptive filter.

표 1. 통화 상태에 따른 switch의 위치

Table 1. Switch setting according to the conversational state.

통화 상태	원단 화자 신호	근단 화자 신호	switch위치
비활성	無	無	1
근단활성	無	有	1
원단활성	有	無	2
동시통화	有	有	1

일반적인 서브밴드 적응필터는 통화상태에 관계없이 스위치를 2의 위치에 두는 것이며 이 경우 근단화자 신호가 있는 경우 에일리어징이 발생하게 되어 신호에 왜곡이 발생한다. 이를 방지하기 위해 스위치를 1에 두는 경우에는 통화상태가 원단활성인 경우 효과적인 반향제거를 기대할 수 없다^[8]. 그러므로 원단활성인 경우에만 스위치를 2의 위치에 두므로써 가장 좋은 성능을 개대할 수 있다.

2. 분석/합성 필터뱅크 설계

일반적인 서브밴드 적응필터를 구현할 때 각 밴드 별로 대역통과(band-pass) 필터를 거쳐야만 한다. 이 필터를 일반적인 FIR (Finite Impulse Response) 구조로 만들면 밴드 수가 많아지거나 좋은 차단 특성이 요구될수록 필터 계수가 증가하게 되어서 분석필터와 합성필터를 거치는데 많은 계산량이 필요하게 된다. 따라서 실시간 구현에는 문제가 된다. 이런 문제점은

polyphase 형태의 필터를 사용하면 해결할 수 있다^[9]. 이 방법은 프로토타입(prototype) 저역통과 필터에 의한 출력값을 다른 밴드들에서 공유하는 형태로 되어 있다. 본 논문에서는 이 방식의 필터를 사용하였다. 그림 3은 16 서브밴드 필터뱅크의 주파수 응답 곡선을 보여주고 있다.

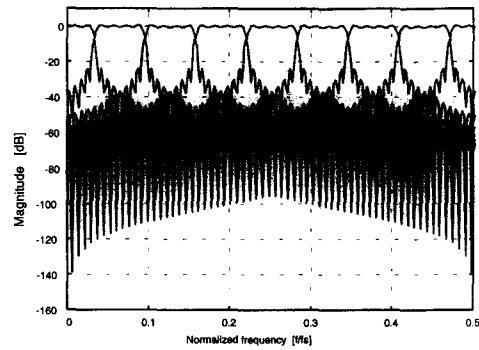


그림 3. 16 서브밴드 필터뱅크의 주파수 응답 곡선
Fig. 3. Frequency response of 16 sub-band filter bank.

위의 주파수 응답 곡선을 얻기 위한 프로토타입 저역통과 필터는 cut-off 특성이 좋은 raised-cosine 함수를 사용하여 f_s 의 샘플링 주파수를 사용할 경우 차단 주파수가 $f_s/32$ 이고 128개의 탭 수를 갖도록 하였다. raised cosine 함수를 이용한 저역통과 필터의 설계 과정은 다음과 같다.

M밴드 필터뱅크를 설계하고자 할 때 샘플링 주파수 f_s 와 저역통과 필터의 차단 주파수 f_c 의 관계는 다음과 같다.

$$f_c = \frac{f_s}{2M} \tag{1}$$

$$\omega_c = 2\pi f_c \tag{2}$$

(1)과 (2)로부터 다음과 같은 주파수 특성을 갖는 저역통과 필터를 raised cosine 함수로 만든다.

$$H(j\omega) = \begin{cases} 1 & \text{for } \frac{|\omega|}{\omega_c} \leq 1-r, \\ \frac{1}{2} \left(1 + \cos \left[\frac{\pi}{2r} \left(\frac{\omega}{\omega_c} - (1-r) \right) \right] \right) & \text{for } 1-r \leq \frac{|\omega|}{\omega_c} \leq 1+r, \\ 0 & \text{for } \frac{|\omega|}{\omega_c} \geq 1+r \end{cases} \tag{3}$$

여기서 r은 $0 < r < 1$ 의 범위를 가지며 차단주파수 특성을 좌우한다. r이 0에 가까울수록 이상적인 저역통과 필터가 된다. (3)의 주파수 특성을 갖는 필터

계수는 아래와 같다.

$$h(n) = \frac{1}{M} \cdot \frac{\sin(\pi n/M)}{\pi n/M} \cdot \frac{\cos(\pi n/M)}{1 - (2n/M)^2} \quad (4)$$

그림 4와 그림 5는 샘플링 주파수가 8000, 밴드수가 16인 128탭 프로토타입 저역통과 필터의 시간 영역과 주파수 영역에서의 특성이다.

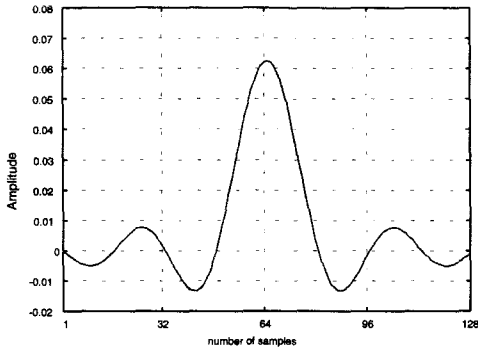


그림 4. 프로토타입 저역통과 필터의 시간영역 특성
Fig. 4. Time domain characteristics of the proto-type low pass filter.

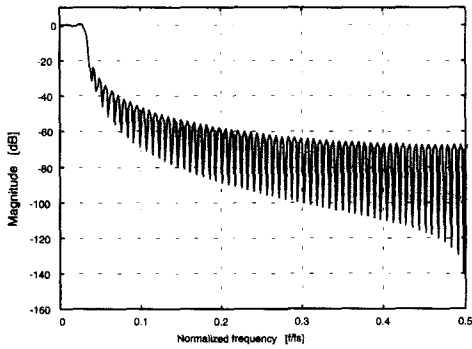


그림 5. 프로토타입 저역통과 필터의 주파수영역 특성
Fig. 5. Frequency domain characteristics of the proto-type low pass filter.

그림 6은 신호를 대역별로 분리한 후 간축(decimation)하는 과정을 나타내고 있다.

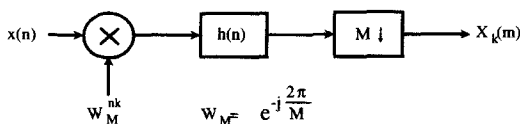


그림 6. 신호의 대역별 분리
Fig. 6. Band splitting of signal.

신호 $x(n)$ 에 W_M^{nk} 를 곱하여 k 번째 밴드의 신호를 기저밴드(base band)로 옮긴 후 $f_s/2M$ 의 차단 주파수를 갖는 저역통과 필터 $h(n)$ 을 통과시키고 샘플링 주파수를 M 배 간축한다. 이와 같은 과정을 통해 각 밴드로 나누는 과정을 합치면 polyphase FFT 분석 필터 뱅크와 등가인 system이 완성되며 이의 polyphase 형태는 다음과 같이 유도된다.

그림 6에서

$$\begin{aligned} X_k(m) &= \sum_{n=-\infty}^{\infty} h(mM-n)x(n)W_M^{nk} \\ &= \sum_{n=-\infty}^{\infty} h(n)x(mM-n)W_M^{-nk} \end{aligned} \quad (5)$$

윗 식에서 $n = rM + \rho$ 로 놓으면,

$$X_k(m) = \sum_{\rho=0}^{M-1} \sum_{r=-\infty}^{\infty} h(rM+\rho)x((m-r)M-\rho)W_M^{-k\rho} \quad (6)$$

이 되고, (6)에서

$$x_\rho(m) = x(mM - \rho), \quad \bar{P}_\rho(m) = h(mM + \rho) \quad (7)$$

로 놓으면,

$$X_k(m) = \sum_{\rho=0}^{M-1} \left\{ \sum_{r=-\infty}^{\infty} \bar{P}_\rho(r)x_\rho(m-r) \right\} W_M^{-k\rho} \quad (8)$$

이 된다. 윗 식에서

$$y_\rho(m) = \sum_{r=-\infty}^{\infty} \bar{P}_\rho(r)x_\rho(m-r) = \bar{P}_\rho(m) * x_\rho(m) \quad (9)$$

로 놓으면,

$$X_k(m) = \sum_{\rho=0}^{M-1} y_\rho(m)W_M^{-k\rho} = \text{FFT}^* \{ y_\rho(m) \} \quad (10)$$

이 된다. $\text{FFT}^* \{ \cdot \}$ 는 FFT한 결과의 공역복소수(complex conjugate)를 나타낸다.

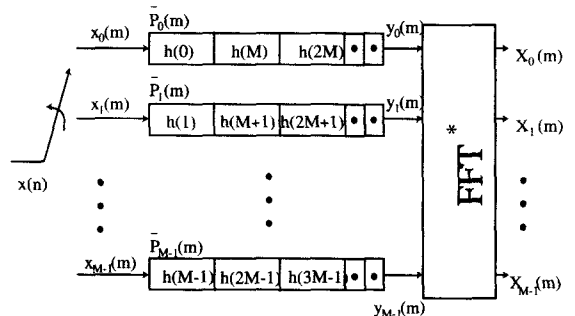


그림 7. Polyphase FFT를 이용한 분석 필터뱅크
Fig. 7. Analysis filter bank using polyphase FFT.

(7)의 $x_\rho(m)$ 는 입력신호 $x(n)$ 을 M 배 간축한 신호로서 그림 7과 같이 반시계 방향의 트랜스멀티플렉서(trans-multiplexer)로 부터 얻어지며 $\overline{P}_\rho(m)$ 은 저역 통과 필터계수 $h(n)$ 을 M 배 간축시킨 필터계수이다. (9)의 $y_\rho(m)$ 은 $x_\rho(m)$ 과 $\overline{P}_\rho(m)$ 의 컨벌루션으로 구해진다.

그림 8은 대역별로 분리된 신호를 합성하여 원신호를 만드는 과정을 보이고 있다

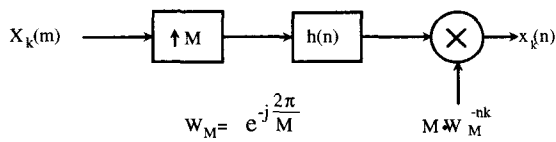


그림 8. 원신호의 복원
Fig. 8. Reconstruction of original signal.

기저밴드에 위치한 k 번째 밴드 신호를 보간(interpolation)한 후에 $f_s/2M$ 의 차단 주파수를 갖는 저역통과 필터 $h(n)$ 을 통과시키고 W_M^{-nk} 를 곱하면 k 번째 밴드의 밴드패스 신호가 만들어진다. 이 밴드패스 신호들을 합치면 원신호가 복원된다. polyphase FFT 합성 필터 बैं크를 만들기 위한 과정은 다음과 같다.

그림 8에서 원신호 $x(n)$ 은 각 밴드패스 신호를 합친 것으로 아래와 같이 나타난다.

$$x(n) = \sum_{k=0}^{M-1} x_k(n) \quad (11)$$

$$\begin{aligned} x_k(n) &= M \cdot \sum_{m=-\infty}^{\infty} h(n-m) X_k\left(\frac{m}{M}\right) W_M^{-nk} \\ &= M \cdot \sum_{m=-\infty}^{\infty} h(n-mM) X_k(m) W_M^{-nk} \end{aligned} \quad (12)$$

이므로 (12)을 (11)에 대입하면,

$$x(n) = M \cdot \sum_{k=0}^{M-1} \sum_{m=-\infty}^{\infty} h(n-mM) X_k(m) W_M^{-nk} \quad (13)$$

이 된다.

여기서 $n = rM + \rho$ 로 놓으면,

$$\begin{aligned} x(rM + \rho) &= M \cdot \sum_{k=0}^{M-1} \sum_{m=-\infty}^{\infty} h((r-m)M + \rho) X_k(m) W_M^{-k\rho} \\ &= M \cdot \sum_{m=-\infty}^{\infty} h((r-m)M + \rho) \sum_{k=0}^{M-1} X_k(m) W_M^{-k\rho} \end{aligned} \quad (14)$$

이 되고

$$y_\rho(r) = \text{FFT}^*\{X_k(m)\}, \quad \overline{P}_\rho(r) = h(rM + \rho) \quad (15)$$

로 놓으면,

$$x(rM + \rho) = M \cdot \sum_{m=-\infty}^{\infty} \overline{P}_\rho(r-m) y_\rho(r) = M \cdot \overline{P}_\rho(r) * y_\rho(r) \quad (16)$$

이 된다.

그림 9는 위의 과정을 나타낸 합성 필터 बैं크의 블록다이어그램이다.

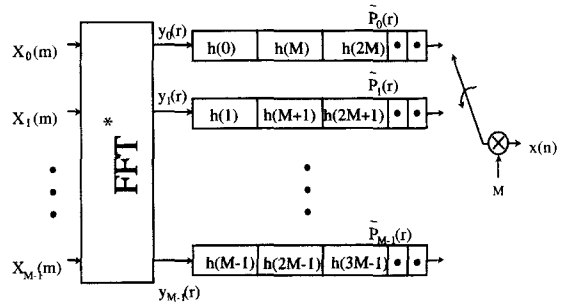


그림 9. Polyphase FFT를 이용한 합성 필터 बैं크
Fig. 9. Synthesis filter bank using polyphase FFT.

$x(n)$ 은 $y_\rho(r)$ 과 $\overline{P}_\rho(m)$ 의 컨벌루션으로써 얻어진 신호를 반시계 방향의 트랜스멀티플렉서를 통과시켜 얻어진다.

위와 같은 polyphase FFT 필터 बैं크로 구현된 서브밴드 적응 필터의 필터링과 계수 적응은 아래와 같이 수행된다. (17), (18)과 (19)는 각각 밴드별 추정 반향 신호, 잔여 반향 신호, 계수 적응식을 나타내고 있다. (20)의 $\sigma_{kk}(m)$ 는 k 번째 밴드의 원단화자 신호의 파워 추정값을 나타낸다.

$$\widehat{D}_k(m) = X_k(m) * W_k(m) \quad (17)$$

$$E_k(m) = D_k(m) - \widehat{D}_k(m) \quad (18)$$

$$W_k(m+1) = W_k(m) + \frac{\mu}{\sigma_{kk}(m)} \cdot E_k^*(m) \cdot X_k(m) \quad (19)$$

$$\sigma_{kk}(m) = \lambda \cdot \sigma_{kk}(m-1) + (1-\lambda) \cdot X_k^2(m-1) \quad (20)$$

최종 잔여 반향 신호는 표 1에서와 같이 원단 화자만이 존재하는 경우 (21)에 의해 구해지고 그외의 경우에는 식 (22)에 의해 구해진다.

$$e(n) = d'(n) - \hat{d}(n) \quad (21)$$

$$e(n) = d(n - T_0) - \hat{d}(n) \quad (22)$$

3. 계산량 비교

표 2와 표 3은 일반적인 서브밴드 적응필터와 Polyphase FFT 필터뱅크를 사용한 경우의 한 샘플 당 수행되는 곱셈과 덧셈수를 나타낸다.

표 2. 일반적인 서브밴드 적응 필터의 연산량

Table 2. Computational complexity of a general sub-band adaptive filter.

작업 \ 연산	곱셈	덧셈
밴드패스 필터링	4L	4L
계수 적응	8N/K	8N/K

N : 광역필터 탭 수, K : 밴드 수,
L : 저역통과 필터 탭 수

표 3. Polyphase FFT 필터뱅크의 연산량

Table 3. Computational complexity of polyphase FFT.

작업 \ 연산	곱셈	덧셈
밴드패스 필터링	4L/K+4log ₂ K	4L/K+4log ₂ K
계수 적응	8N/K	8N/K

N : 광역필터 탭 수, K : 밴드 수,
L : 저역통과 필터 탭 수

일반적인 서브밴드 적응 필터는 FIR구조의 저역 통과 필터링을 거쳐야 하기 때문에 계산량 감소에 한계가 있다. 반면 polyphase 필터뱅크를 사용하는 경우 저역 통과 필터링을 각 밴드에서 공유할 수 있기 때문에 효율적으로 계산량을 감소시킬 수 있다. 표 4는 일반적인 서브밴드 적응필터 구조와 polyphase 필터뱅크 구조간의 계산량 비교이다. 밴드 수가 많아질수록 계산량의 감소가 더 커지는 것을 알 수 있다. 하지만 밴드 수가 많아지면 에일리어징 역시 커지기 때문에 적절한 밴드 수를 선택하여야 한다.

표 4. 계산량 비교

Table 4. Comparison of the computational complexity.

	일반적인 서브밴드 적응필터		Polyphase FFT 필터뱅크	
	곱셈	덧셈	곱셈	덧셈
밴드수				
8	1024	1024	588	588
16	768	768	304	304
32	640	640	164	164
64	576	576	96	96

저역통과 필터 탭 수 L : 128,
광역필터 탭 수 N : 512

III. 동시통화 검출기

반향 제거기의 적응필터는 주입력 신호와 잔여 반향 신호를 사용하여 반향 경로의 임펄스 응답을 추정하기 때문에, 근단화자 신호가 존재하는 경우에는 추정 오차 신호에 제거되지 못한 잔여 반향 신호 이외에 통계적 특성이 매우 다른 성분이 존재하게 되어 오동작을 일으킬 수 있다. 그러므로 동시통화 검출기(double-talk detector)를 설치하여 근단화자 신호가 존재하는 동안에는 적응필터의 계수 적응을 중단하여야 한다. 동시 통화 검출기는 동시 통화를 빠르고 정확하게 검출하여야 한다. 또한 반향 경로의 변화를 동시통화 상황으로 잘못 판단하여 적응필터의 계수 적응이 필요할 때 오히려 이를 중단하는 일이 없어야 한다 [10].

본 논문에서는 동시통화와 반향 경로의 변화를 구분하기 위해 그림 10과 같이 k밴드의 추정 반향신호 $\hat{D}_k(n)$ 과 주입력신호 $D_k(n)$ 의 상호상관도 $\hat{\rho}(n)$ 을 사용하였다. $\hat{\rho}(n)$ 은 다음과 같이 구한다.

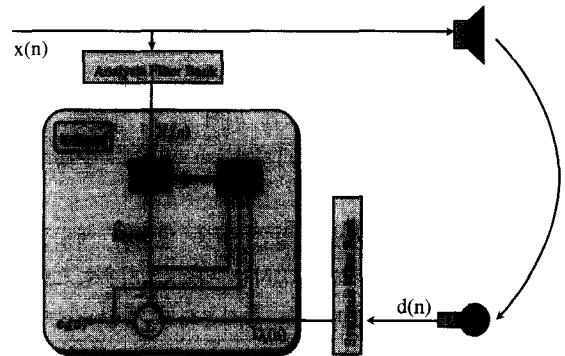


그림 10. 동시 통화 검출기
Fig. 10. Double talk detector.

$$\hat{\rho}(n) = P_{1,2}(n) / \sqrt{P_1(n)P_2(n)} \tag{23}$$

$$P_{1,2}(n) = \lambda P_{1,2}(n-1) + (1-\lambda)\hat{D}_k(n)D_k(n) \tag{24}$$

$$P_1(n) = \lambda P_1(n-1) + (1-\lambda)\hat{D}_k^2(n) \tag{25}$$

$$P_2(n) = \lambda P_2(n-1) + (1-\lambda)D_k^2(n) \tag{26}$$

여기서 $P_{1,2}(n)$ 은 k밴드의 추정 반향 신호 $\hat{D}_k(n)$ 과 주입력신호 $D_k(n)$ 의 상호상관값의 추정값이며 $P_1(n)$ 과 $P_2(n)$ 은 각각 k밴드의 추정 반향신호와 주입력신호의 파워 추정값이다.

근단화자 신호가 존재하는 경우 주입력신호 $D_k(n)$

에는 추정 반향신호 $\hat{D}_k(n)$ 과는 통계적 특성이 매우 다른 신호가 존재하게 된다. 또한 반향 신호에 비해 근단화자 신호는 큰 레벨의 을 가지기 때문에 근단화자 신호가 시작될때는 $\hat{\rho}(n)$ 이 작은 값을 갖게 된다. 반면에 반향 경로가 변한 경우에는 $\hat{\rho}(n)$ 의 값이 일시적으로 떨어지긴 하지만 주입력신호 $D_k(n)$ 의 통계적 특성이 동시 통화 상황과는 달리 크게 변하지 않기 때문에 추정 반향신호 $\hat{D}_k(n)$ 이 주입력신호 $D_k(n)$ 을 곧바로 추적하게 되어 $\hat{\rho}(n)$ 의 값이 1에 가까운 값을 회복하게 된다. 따라서 $\hat{\rho}(n)$ 으로 동시통화와 반향 경로의 변화를 구분할 수 있다.

서브밴드 적응필터는 계산량면이나 수렴속도, 수렴 성능 면에서 우수한 장점을 갖고 있지만 분석 및 합성 과정에 의한 시간 지연이 발생하여 동시통화 검출에 문제점을 발생시킨다. 본 논문에서는 분석/합성 필터뱅크의 설계시 128 탭의 프로토타입 저역 통과 필터를 사용하였기 때문에 동시통화 상태가 실제보다 64 샘플 뒤에 검출된다. 따라서 이 지연 시간 동안 적응 필터의 계수 값들이 손상되어 동시통화 구간에서 반향 제거 성능이 떨어지게 되며 동시 통화가 끝난 후에도 적응 필터의 계수 적응 여부를 판단하는 상호 상관도가 1에 가까운 값을 갖지 못하게 되어 계수 적응을 개시하지 못하게 되어 반향제거기가 제 역할을 수행하지 못하게 된다.

본 논문에서 제안된 방법은 적응 필터의 계수들을 일정 시간 간격을 두고 저장하는 방법을 사용함으로써 이 문제점을 해결하였다. 즉, 동시통화가 검출 되는 시점의 계수값들은 이미 손상된 값이므로 동시통화 검출 시점 이전의 계수를 복사해서 사용하는 것이다.

적응 필터의 계수값은 30 ms (240샘플) 간격으로 저장 여부를 결정하며 아래 조건을 만족하는 경우에 한해 저장하도록 하였다.

첫째, 이전 30ms 동안에 원단화자 신호가 존재하여야 한다.

둘째, 이전 30ms 동안 근단화자 신호가 없어서 계수 적응이 계속하여 일어나야 한다.

셋째, 이전 30ms 동안의 상호상관도가 문턱치 0.9 이상이어야 한다.

위의 조건이 만족되는 경우 이전 적응 필터의 계수 값을 먼저 저장한 후에 새로운 30ms의 데이터를 처리하도록 하였다. 위와 같은 처리 과정을 통하여 동시

통화가 검출되었을 때 적응 필터의 계수 값들을 이전의 손상되지 않은 계수 값 중 반향 경로를 가장 잘 추적한 값들로 대체시킴으로써 동시 통화 구간에서의 반향 제거 성능을 유지하게 하였고 동시 통화가 끝난 후에는 상호 상관도가 1에 가까운 값을 갖게 됨으로 적응 필터의 계수 적응을 개시할 수 있다.

IV. 실시간 실험

본 절에서는 제안된 음향반향제거기를 사용한 실시간 실험 결과에 대해 고찰한다. 모든 실험은 실제 음성신호를 사용하여 실시간으로 수행되었으며 실험 환경은 일반 사무실 환경에서 펜티엄 166MHz PC와 양방향 사운드카드를 사용하였다. 실험은 반향제거기에 의한 반향제거 성능과 동시통화 검출 성능을 수행하였다. 음향반향제거기의 프로토타입 저역 통과 필터는 128탭, 광역필터는 64ms(8kHz 샘플링시 512탭)의 반향시간을 처리할 수 있도록 설계하였으며 계산량과 정상상태에서의 반향제거 성능을 고려하여 밴드수는 16으로 정하였다.

그림 11은 실험에 사용된 원단화자신호로서 방송국 기상예보 여자아나운서의 실제 목소리를 녹음한 것이다.

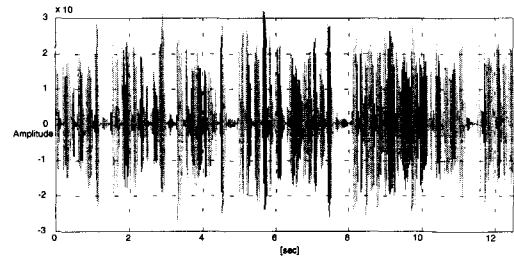


그림 11. 원단화자 신호
Fig. 11. Far end talker signal.

1. 반향 제거 성능

그림 12는 그림 11의 원단화자 신호를 사용한 경우에 마이크로폰에 입력된 반향신호를 나타낸다. 실시간 실험이므로 여기에는 근단의 배경잡음신호가 포함되어 있다. 그림 13은 그림 12에 나타난 반향신호로부터 반향 제거기에 의해 추정된 반향 신호가 제거된 후의 잔여 반향 신호를 나타낸다.

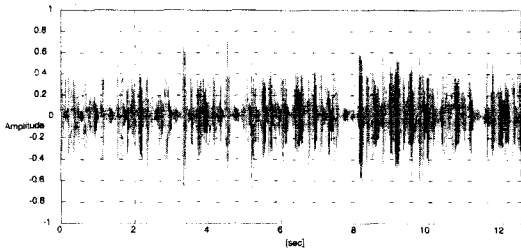


그림 12. 반향 신호
Fig. 12. Echo Signal.

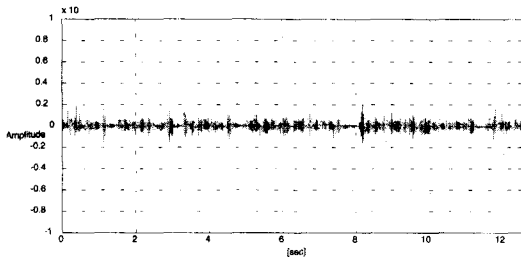


그림 13. 잔여반향 신호
Fig. 13. Residual echo signal.

그림 14는 그림 12, 13의 신호를 사용하여 ERLE (Echo Return Loss Enhancement)로 표현된 반향 제거의 성능을 나타내며 다음과 같이 정의된다.

$$ERLE(n) = 10 \log_{10} \frac{E\{d(n)^2\}}{E\{[\hat{d}(n) - d(n)]^2\}} \quad [\text{dB}] \quad (27)$$

여기서 $d(n)$ 과 $\hat{d}(n)$ 은 각각 반향신호와 근단의 배경잡음이 합해진 근단신호와 추정 반향신호를 나타낸다. 근단 신호 $d(n)$ 에는 근단의 주변 잡음이 섞여 있기 때문에 (27)은 반향 제거기의 성능을 충분히 나타내지는 못한다. 실제 성능은 이보다 큰 값을 가지며 [11] 에서와 같은 컴퓨터 모의 실험 환경에서 얻어질 수 있다. 그림 14에서 볼 수 있듯이 ERLE가 15dB 이상의 값을 가지므로 반향신호가 확실히 감소하였음을 느낄 수 있다.

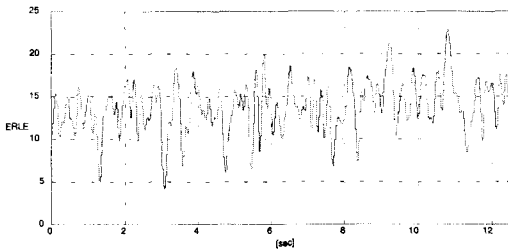


그림 14. ERLE 곡선
Fig. 14. ERLE curve.

2. 동시통화 검출 성능

그림 15는 동시통화 검출 성능을 알아보기 위한 실험에서 얻어진 근단신호로서 반향신호와 근단화자 신호가 합쳐진 신호이다. 그림 16은 반향 신호가 제거된 후의 잔여 반향 신호를 나타낸다. 그림 15와 비교해 볼 때 2~4초 구간과 5.5~8초 구간 부근에서 동시통화가 발생함을 알 수 있다. 동시통화 구간밖에서는 반향신호가 많이 줄어들었음을 알 수 있다. 동시통화 구간에서의 반향 제거 성능은 그림 16에서는 볼 수 없으며 신호를 재생시켜 들어봄으로써 근단화자 신호의 왜곡 없이 반향 신호가 제거된 것을 확인 할 수 있다.

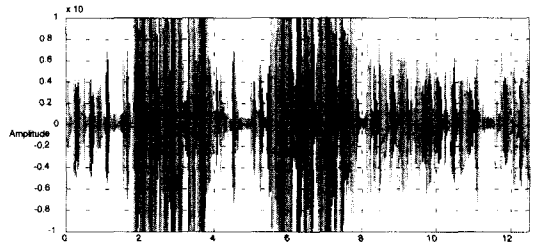


그림 15. 근단 화자 신호가 첨가된 근단 신호
Fig. 15. Near end signal. (near end talker signal included)

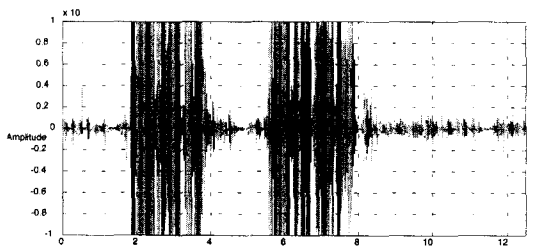


그림 16. 잔여 반향 신호
Fig. 16. Residual echo signal.

그림 17은 ERLE 곡선을 나타낸다. 동시통화 구간에서는 근단화자 신호에 의해 낮은 값을 가짐을 볼 수 있으며 동시통화가 끝난 이후에서는 동시통화 시작 이전의 값으로 빨리 회복됨을 볼 수 있다. 이는 동시통화 검출이 제대로 이루어져 적응 필터의 계수 적응을 중지하여 계수 값의 파괴를 막았기 때문이다. 만일 동시통화 구간에서 필터계수가 발산하였다면 동시통화 구간 이후에 다시 필터계수가 수렴하여야 하므로 빨리 값을 회복할 수 없으며 제거되지 않은 반향신호가 원단으로 전달되어 통화 품질을 떨어뜨린다.

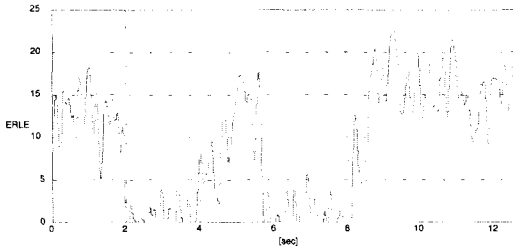


그림 17. ERLE곡선
Fig. 17. ERLE curve.

그림 18은 본 연구에서 동시통화 검출법으로 사용한 상호 상관도로서 원단 화자 신호만 존재하는 구간에서는 1에 가까운 값을 갖고 동시 통화 구간에서는 큰 폭으로 떨어져 동시통화 검출을 가능하게 함을 알 수 있다.

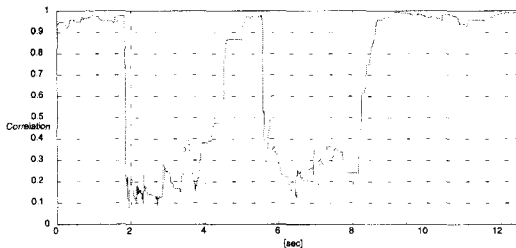


그림 18. 상호 상관도
Fig. 18. Cross correlation.

V. 결 론

본 논문에서는 디지털신호처리 칩을 사용하지 않고 멀티미디어 PC의 주연산장치만을 사용하여 실시간으로 동작되는 음향반향제거기에 대한 연구를 수행하였다. 실시간 반향제거기는 166MHz 펜티엄 PC와 양방향 사운드카드로 구성되며 10% 이하의 주연산장치 시간을 필요로 한다.

실시간 처리에 알맞는 계산량과 만족할만한 반향제거 성능을 갖기 위해서 서브밴드 적응필터 구조의 반향 제거기를 설계하였다. 분석필터와 합성필터를 polyphase FFT 필터뱅크로 설계하여 효과적으로 계산량을 감소시켰다. 동시통화 검출 방법으로는 서브밴드 영역에서 한 밴드를 선택하고 그 밴드 내에서의 주입력 신호와 추정 반향 신호의 상호상관도를 사용하였으며 검출 시간 지연으로 인한 성능 저하를 해결하기 위하여 새로운 필터계수 관리 방법을 제안하였다.

실제 음성신호를 사용한 실시간 실험 결과 구현된 음향반향제거기는 정상상태 반향제거 성능과 동시통화 검출 성능면에서 우수한 특성을 나타냄을 알 수 있었다.

참 고 문 헌

- [1] 조성호, 유재하, 윤대회, "음향반향제거기", *전자공학회지*, 제27권, 제15호, pp.541-551, 1995년 5월.
- [2] Richard Schaphorst, Videoconferencing and Videotelephony, *Artech House*, 1996.
- [3] K. Murano, S. Unagami and F. Amano, "Echo Cancellation and Applications", *IEEE Comm. Magazine*, pp. 49-55, Jan. 1990.
- [4] W. Armbrüster, "Wideband Acoustic Echo Canceller with Two Filter Structure," *Proc. EUSIPCO*, pp. 1611~1614, 1992.
- [5] A. Gilloire and M. Vetterli, "Adaptive Filtering in Subbands with Critical Sampling: Analysis, Experiments, and Applications to Acoustic Echo Cancellation," *IEEE Trans. on Signal Processing*, vol. 40, no. 8, pp. 1862~1875, August 1992.
- [6] P. L. De Leon, II and D. M. Etter, "Experimental Results with Increased Bandwidth Analysis Filters in Oversampled, Subband Acoustic Echo Cancellers", *IEEE Signal Processing Letters*, vol. 2, no. 1, pp. 1~3, Jan 1995.
- [7] Dennis R. Morgan, James C. Thi, "A Delayless Subband Adaptive Filter Architecture", *IEEE Trans. on signal Processing*, vol. 43, no. 8, pp. 1819-1830, Aug 1995.
- [8] Fumio amano, Hector Perez, "A Multirate Acoustic Echo Canceller Structure", *IEEE Trans. on Comm*, vol. 43, no. 7, pp. 2172-2176, July. 1995.
- [9] P. P. Vaidyanathan, Multirate systems and Filter Banks, *Prentice-Hall*, 1993.
- [10] 유재하, 윤대회, 조성호, "효율적인 동시 통화 검출을 위한 새로운 알고리즘", *한국통신학회 논문지* 제20권 제7호, pp. 1814~1821, 1995.

[11] 유재하, 조성호, 윤대회, 차일환, "축소격자필터 구조를 사용한 음향반향제거기", 전자공학회 논문지, 제32권 B편 제11호, pp. 1473~1480, 1995.

문지, 제32권 B편 제11호, pp. 1473~1480, 1995.

저 자 소 개

車胤轍(正會員)

1971년 1월 1일생. 1994년 2월 : 연세대학교 전자공학과 졸업(공학사). 1997년 2월 : 연세대학교 대학원 전자공학과 졸업(공학석사). 1997년 1월 ~ 현재 : LG전자 미디어통신 연구소 연구원. 관심분야 : 적응디지털필터 응용, 화상 통신, 음질 개선

柳在河(正會員)

1966년 11월 21일생. 1990년 2월 : 연세대학교 전자공학과 졸업(공학사). 1992년 2월 : 연세대학교 대학원 전자공학과 졸업(공학석사). 1996년 2월 : 연세대학교 대학원 전자공학과 졸업(공학박사). 1996년 1월 ~ 현재 : LG전자 미디어통신 연구소 선임연구원. 관심분야 : 적응디지털필터 응용, 화상 통신, 음성 부호화, 음질 개선

尹大熙(正會員) 第 32卷 B편 第 11號
연세대학교 전자공학과 교수