

다채널 디지털 보청기를 위한 적응 궤환 제거 알고리즘 개발

이상민¹, 김상완², 권세윤¹, 박영철³, 김인영¹, 김선일¹

¹한양대학교 의공학교실, ²LG전자 디지털 AV사업부, ³연세대학교 정보기술학부

Development of Adaptive Feedback Cancellation Algorithm for Multi-channel Digital Hearing Aids

Sang Min Lee¹, Sang Wan Kim², See Yoon Kwon¹,
Young Cheol Park³, In Young Kim¹, Sun I. Kim¹
(2004년 2월 26일 접수, 2004년 7월 26일 채택)

¹Department of Biomedical Engineering, Hanyang University, Seoul, Korea

²DAV Product Engineering Dept., LG Electronics Inc., Pyeongtaek, Korea

³Division of Information Technology, Yonsei University, Wonju, Korea

(Received February 26, 2004. Accepted July 26, 2004)

요약 : 본 연구에서는 다채널 디지털 보청기에서 적용될 수 있는 적응 궤환 제거 알고리즘을 제안하였다. 제안된 적응궤환 제거기는 궤환 검출을 위한 적응 노치 필터와 궤환 제거를 위한 NLMS (normalized least mean square) 적응필터로 구성되어 있다. 제안된 적응 궤환 제거 알고리즘을 다채널 보청 알고리즘과 결합하였다. 다채널 보청 알고리즘은 MDCT(modified discrete cosine transform) 필터뱅크를 이용하여 주파수 대역별 청력 손실을 보상하도록 구성하였다. 제안된 알고리즘을 포함한 완성된 보청 알고리즘의 성능을 컴퓨터 시뮬레이션을 통해 평가하였으며 상용 DSP보드를 이용하여 실시간 구현을 확인하였다.

Abstract : In this study, we proposed an adaptive feedback cancellation algorithm for multi-band digital hearing aids. The adaptive feedback canceller (AFC) is composed of an adaptive notch filter (ANF) for feedback detection and an NLMS (normalized least mean square) adaptive filter for feedback cancellation. The proposed feedback cancellation algorithm is combined with a multi-band hearing aid algorithm which employs the MDCT (modified discrete cosine transform) filter bank for the frequency-dependent compensation of hearing losses. The proposed algorithm together with the MDCT-based multi-channel hearing aid algorithm has been evaluated via computer simulations and it has also been implemented on a commercialized DSP board for real-time verifications.

Key word : Feedback, Adaptive feedback cancellation, Digital hearing aid, MDCT

서 론

일반적으로 보청기는 입력신호를 증폭하고 난청인의 높아진 청력역치(hearing threshold)를 보상하고 증폭된 소리를 압축(compression)하여 난청인의 좁아진 청력범위에 소리를 적합(fitting)시키는 역할을 한다. 귀속형 보청기의 경우 고증폭 과정에서 하울링(howling)이라 불리는 음향의 궤환(feedback) 현상이 발생된다. 음향 궤환은 보청기 리시버의 출력이 마이크로폰으로 다시 입력되어 증폭됨으로써 발생하는데 보청기 착용자들에게 심한 불편감을 일으킬 뿐만 아니라 보청기의 최대 이득을 제한하는 요인이 된다. 이 음향 궤환을 제거함으로써 보청기의 최대 이득을 높여 주는 것이 청력 손실이 심한 고도 난청인에게는 매우 중요한 관건이 된다[1][2].

궤환 신호 제거 방법을 위하여 적응필터(adaptive filter)를 사용하는데 적응필터의 계수 적응 방법에 따라 불연속 필터 계수 적응 방법과 연속 필터 계수 적응 방법으로 나뉜다. 불연속 필터 계수 적응 방법은 Kates[3] 등에 의해 제안되었고, 궤환이 발생했을 때 입력신호의 경로를 차단시키고 입력신호 대신에 미리 설정된 잡음을 인가하면서 적응 필터 계수를 갱신하는 방법이다. 이 방법은 주파수 상에서 임계치를 넘어서는 스펙트럼의 최대치를 검색하여 감쇄시키기 위하여 노치 필터의 중심주파수를 최대치에 항상 대응되도록 한다. 궤환 시 필터계수 갱신을 위하여 백색잡음을 사용하는데 이 백색잡음으로 인하여 신호 대 잡음비가 낮아지는 경향이 있으므로 잡음의 영향을 상대적으로 덜 받는 고도 난청에서만 효과적이다[1]. 이 방법은 음향 궤환을 제거하는 것이 아니라 궤환 검출을 목적으로 사용되기 때문에 이상적인 필터계수에 정확하게 도달하는 것보다 궤환 검출을 빠르게 하도록 필터가 설계되는 특징을 가진다. 이에 반해 Bustamante, Estermann과 Kaelin등에 의해 제안된 연속 필터계수 적응 방법은 난청인에게 입력신호를 증폭하여 전달함과 동시에 연속적으로 적응 필터 계수를 갱신하는 방법이다[4]. 이 방법은 잡음을 인가하지

본 연구는 보건복지부 보건의료기술 진흥사업의 지원에 의하여 이루어졌음. (고유번호 : 02-PJ3-PG6-EV10-0001)

통신저자 : 김인영, 서울시 성동구 성동우체국 사서함 55호

한양대학교 의공학교실

Tel. (02)2291-1713 Fax. (02)2296-5943

않고도 궤환 제거가 가능하며, 입력신호의 레벨이 낮거나 피드백이 검출되는 경우에 대해서만 필터 계수의 갱신을 제한하지 않고 입력신호에 따라서 필터계수를 연속적으로 적용시킨다. 그러나 이 방법은 입력신호와 출력신호가 가지는 상관성(correlation)을 완벽하게 제거하지 못하는 단점이 있어서 입력신호와 출력신호 사이에 시간적 지연(delay)을 삽입함으로써 상호간의 상관성을 없애기 위한 연구들 [5~7]이 진행 중이다.

본 논문에서는 위의 두 가지 방법을 혼합하여 궤환 검출이 빠르고 상관성 제거 성능이 우수한 궤환 제거 알고리즘을 개발하였다. 또한 궤환 제거 알고리즘을 다채널 보청 알고리즘과 결합하여 보청 환경 하에서 궤환 제거 알고리즘의 성능을 평가하였다. 다채널 신호처리 및 이득보상을 위해 MDCT(modified discrete cosine transform)라는 고해상도 변환 방법을 사용하였다. 필터뱅크를 이용한 다채널 보청알고리즘은 보통의 IIR필터 기반의 알고리즘들이 가지는 밴드간의 스펙트럼 왜곡(spectral distortion)이 커지게 되고 스펙트럼 자체가 전체적으로 평평해지는 현상을 극복할 수 있다[8][9].

제안한 적응 궤환 제거 알고리즘 및 다채널 디지털 이득보상

본 논문에서 제안된 적응 궤환 제거 알고리즘은 궤환 탐지부와 궤환 제거부로 구성되었다. 음향 궤환의 탐지는 적응 노치 필터(adaptive notch filter, ANF)를 이용하였다. 검출된 음향 궤환은 NLMS(normalized least mean square) 알고리즘을 이용한 궤환 제거용 적응 필터(adaptive filter)의 계수를 자동 조정함으로써 제거하였다. 연속 필터계수 적응 방법의 사용으로 인해 발생될 수 있는 입력신호와 출력신호 사이의 상관성을 줄이기 위해 출력단에 시간적 지연을 주었다. 소리 증폭 경로에 64개로 주파수 밴드분할이 가능한 MDCT를 사용함으로써 주파수 영역 상에서 유연한 대역분할이 가능한 구조를 가질 수 있도록 하였다. 주파수 범위에 따라 변화가 큰 청각 특성을 갖는 환자의 경우, 많은 대역분할을 통해 주파수 영역 상에서의 해상도를 높여주는 것이 바람직하므로 64개의 많은 주파수 밴드로 분할하고 심리음향학에서의 임계 대역(critical band)의 개념과 일치하도록 주파수 영역을 분할하였다.

본 논문에서 다채널 이득보상은 MDCT 알고리즘을 이용하여 주파수 대역을 64 밴드 필터뱅크로 분할한 후, 입력신호의 크기를 구하기 위해 포락선(envelope)을 추정한다. 이 과정은 갑자기 큰 입력 신호가 들어올 경우 attack time(AT)을 적용하고 작은 신호가 들어올 경우는 release time(RT)을 적용시킨다. 포락선을 추정하는 과정을 거친 뒤 64개의 밴드를 심리 음향 이론에 기반한 8개의 임계 대역으로 구분하여 난청인의 청력손실에 적합한 이득 보상을 수행하도록 하였다. 청력손실에 대한 보상은 일반적으로 사용하는 방법인 라우드니스 보상함수(loudness compensation function, LCF) 표를 구성하여 이득을 산출하였다[10]. 난청인은 정상인에 비해 소리의 크기를 들을 수 있는 범위인 가청 영역이 훨씬 좁기 때문에 정상인의 가청 영역을 난청인의 가청영역으로 대응시키는 압축(compression)이 필요하다. 특히 감음 신경성 난청의 경우 선형적인 증폭 특성을 갖는 보청기를 사용하게 되면 대화 소리는 크게 들리더라도 대화 내용은 불

명확하거나 왜곡되어 들릴 수 있게 된다. 본 논문에서는 입력신호의 레벨에 따라 증폭도를 달리하는 기술인 WDRC(wide dynamic range compression)를 이용하여 LCF 표를 비선형적으로 구성하였다. 제안된 알고리즘은 그림 1에 나타난 바와 같이 AFC, MDCT, WDRC를 통한 증폭, IMDCT(inverse MDCT), 출력 압축으로 구성되어 있다.

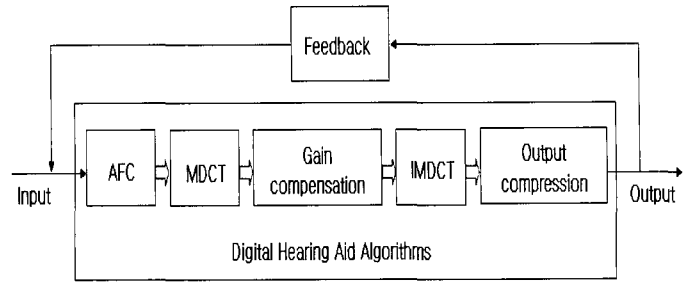


그림 1. 제안한 디지털 보청기 알고리즘.
Fig. 1. Proposed digital hearing aid algorithm.

1. 적응 궤환 제거 알고리즘 (adaptive feedback cancellation algorithm)

보청기에서 대부분의 음향 궤환은 보청기 리시버로부터 나온 증폭된 출력에서 감쇠가 적은 공진 주파수에 해당하는 신호가 보청기의 통풍구(vent)를 통해 마이크로폰으로 입력되어 발생한다. 궤환되는 신호는 보통 40~50dB가 감쇠되지만 주로 고주파수 대역에서는 약 20dB 이하의 적은 감쇠가 일어나는데 보청기의 증폭 이득이 감쇠보다 크게 되면 마이크로폰으로 들어가는 궤환된 음향신호는 하울링을 일으키는 신호가 된다. 이러한 음향 궤환 신호는 높은 이득을 필요로 하는 난청인에 있어서 최대 안정 이득에 제한을 주는 요인이 된다. 제안한 연속 적응 궤환 제거 알고리즘은 그림 2의 흐름도에서 보듯이 ANF에 의해 음향 궤환을 검출하는 궤환 검출부(feedback detection part)와 궤환제거용 적응필터(adaptive filter)에 의해 검출된 음향 궤환을 제거하는 궤환 제거부(feedback cancellation part)로 이루어져 있다.

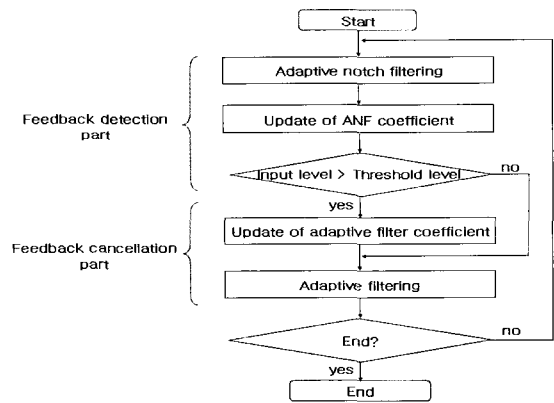


그림 2. 적응 궤환 제거 알고리즘의 흐름도
Fig. 2. Flowchart of adaptive feedback cancellation algorithm

1) 케환 검출부(feedback detection part)

케환 검출부는 N-LMS 알고리즘을 이용한 ANF를 사용하였는데 Kates[3]에 의해 제안된 구조를 기반으로 하였다. 그림 2에 나타내었듯이 케환 검출부에서는 마이크로폰 신호의 성분 중 가장 큰 신호의 크기를 시험에 의해 설정된 실험적 역치값과 비교함으로써 케환을 검출한다. N차 ANF의 전달함수의 일반식은 아래와 같다.

$$H(z) = \frac{1 - \sum_{i=1}^N a_i z^{-i}}{1 - \sum_{i=1}^N a_i \rho^i z^{-i}} = \frac{1 - A(z)}{1 - A(\frac{z}{\rho})} \quad (1)$$

위 식에서 a_i 는 고차 z 계수(higher-order z coefficient), ρ 는 0에서 1사이의 값을 갖는 극반경(pole radius)이다.

NLMS 갱신 필터는 IIR 필터의 출력 파워를 최소화하는 IIR 필터계수를 찾음으로써 공진주파수를 추적하는 예측 오차 필터이다. Bellanger[6]는 ANF의 수렴속도를 빠르게 하기 위해 FLS(fast least square)알고리즘을 제안하였으나, 본 논문에서는 음향 케환의 문제에서는 ANF의 케환 성분을 검출하는 수렴 속도보다는 빠른 계산이 중요하기 때문에 NLMS알고리즘을 사용하였다. 본 논문에서는 다음 식과 같은 2차의 ANF를 사용하였다.

$$q[n] = s[n] + \rho a[n-1]q[n-1] - \rho^2 q[n-2] \quad (2)$$

$$r[n] = q[n] - a[n]q[n-1] + q[n-2] \quad (3)$$

$$a[n+1] = a[n] + 2\mu q[n-1]r[n] \quad (4)$$

$$d[n] = \beta d[n-1] + (1 - \beta)(|s[n]| - |r[n]|) \quad (5)$$

위 식에서 $s[n]$ 은 ANF의 입력, $r[n]$ 은 ANF의 출력, $a[n]$ 은 노치 필터 주파수 계수, $d[n]$ 은 측정된 공진 주파수의 파워, μ 는 수렴 변수, ρ 는 극반경이다. 식 (2), (3)은 2차 IIR 노치필터의 입출력 차분방정식이고, 식 (4)는 노치 주파수 파라메타의 NLMS 갱신식이며, 식 (5)는 마이크로폰으로 들어온 음향 케환 신호 성분의 파워를 단일극(single-pole)필터에 의해 저역 통과 필터링한 것으로 상수 $0 < \beta < 1$ 는 스무딩 파라메타이다. IIR 필터계수는 적응 필터 주파수 계수에 해당하는 단일변수 $a[n]$ 으로 표현될 수 있다. 결과적으로 ANF는 각 샘플마다 6번의 곱셈과 5번의 덧셈으로 구현 될 수 있다. 여기서 적응 시간 상수인 수렴 인자 μ 는 알고리즘의 수렴속도 및 안정도를 결정한다. 또한 발산을 방지하기 위해 $a[n]$ 은 -2와 2사이로 제한하였다[3][5].

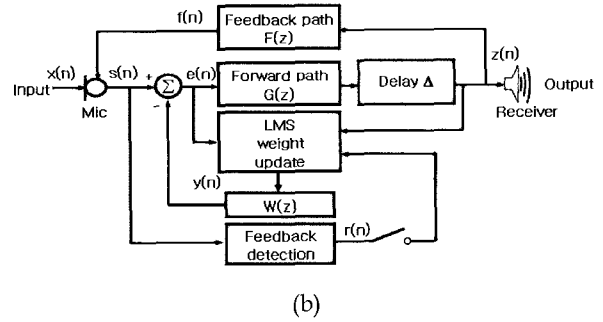
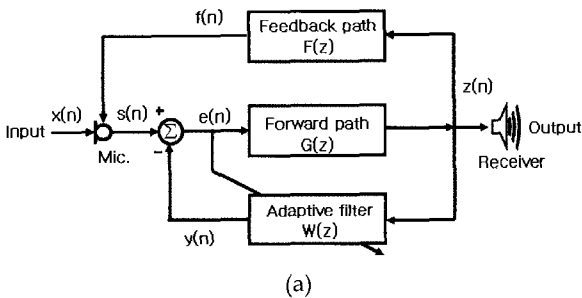


그림 3. AFC 알고리즘 비교 (a) 일반적인 AFC, (b) 제안된 AFC
Fig. 3. Comparison of general AFC and proposed AFC algorithm: (a) conventional AFC, (b) proposed AFC

2) 케환 제거부(feedback cancellation part)

케환 제거부는 케환 신호의 크기를 줄임으로써 보청기에서 하울링을 제거한다. 이것은 적응 선형 필터를 보청기의 케환 경로 추정에 적용한 것이다. 케환 경로를 추정하는 동안 적응 필터는 케환 경로의 출력과 적응 필터의 출력 사이의 차를 최소화하도록 계수를 갱신한다. 케환 경로의 추정치, 즉 적응 필터 계수를 구한 후에는 보청기의 출력과 적응 필터링을 하고 이를 보청기 입력 $s(n)$ 에서 감산함으로써 케환 신호가 제거되어 진다. 이러한 시스템의 일반적인 형태는 그림 3의 (a)와 같다. 여기서 $F(z)$ 는 케환 경로, $G(z)$ 는 보청기의 증폭 이득, $W(z)$ 는 적응 필터를 나타낸다.

본 논문에서 제안한 AFC는 일반적인 AFC와는 달리 이득 계산 시 발생하는 시간 지연을 감안하여 그림 3의 (b)와 같이 $G(z)$ 경로에 시간 지연, Δ 를 주었다. 이는 입력신호와 동위상인 케환 신호의 상관도를 줄이기 위함이다. 시간 지연을 주는 방법에는 $W(z)$ 경로에 시간 지연을 주는 경우와 $G(z)$ 경로에 시간 지연을 주는 두 가지의 방법이 있는데 본 논문에서는 상관성 단락을 더 효과적이라고 알려진 $G(z)$ 경로에 시간지연을 주었다. 시간 지연은 수렴속도와 반비례하는데 효과적인 시간 지연 수치를 결정하는 것이 중요하다. Siqueira[1]는 입력신호와 출력신호의 상관성을 줄이는데 효과적인 가장 짧은 시간 지연은 1.25msec라고 제안했다. 하지만 실험적으로 필터 계수의 misalignment를 줄이기 위해서는 1.25msec보다 긴 시간 지연이 필요하다[7]. 본 논문에서는 시스템에 맞는 시간 지연 Δ 를 16kHz의 표본화율(sampling rate)에서 64샘플(4msec)로 주었다.

케환 신호 $f(n)$ 은 보청기의 수신기로부터 나오는 출력신호 $z(n)$ 과 케환 경로 $F(z)$ 의 전달 함수와의 필터링을 통해 구해진다. 즉 케환 신호는 실제 보청기 착용 중에 발생하는 케환과 유사한 특징의 신호로 모델링 하였으며, 본 논문에서 사용한 케환 경로의 임펄스 응답은 그림 4와 같다.

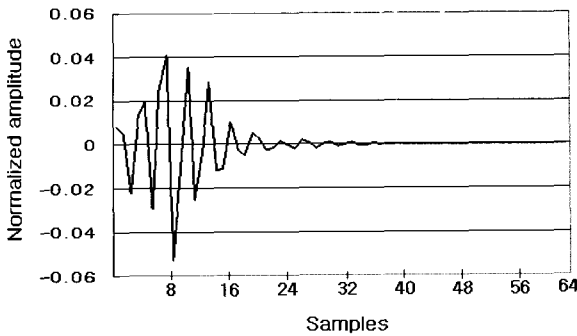


그림 4. 시뮬레이션에 사용한 폐환경로의 임펄스 응답
Fig. 4. Impulse response of the simulated feedback path.

일반적으로 적응 필터 계수는 적응 폐환 경로를 추정하는 동안 적응된 수렴 변수를 적용하여 식 (7)과 같이 구할 수 있다. 여기서 $y(n)$ 은 보청기 출력 $z(n)$ 과 적응 필터 계수 $w(n)$ 과의 적응 필터링 된 값으로 식 (8)과 같이 나타낼 수 있다. 식 (9)는 폐환 경로에서의 출력과 적응필터에서의 출력의 차이를 에러함수로 나타낸다. 본 논문에서는 다음과 같은 M차 NLMS 적응 필터를 사용하였다.

$$w(n+1) = w(n) + \frac{\mu}{\|z(n-\Delta)\|^2 + \delta} e(n) z(n-\Delta) \tag{7}$$

$$e(n) = s(n) - w^T(n) z(n-\Delta) \tag{8}$$

$$w(n) = [w_0(n), w_1(n), \dots, w_{M-1}(n)]^T,$$

$$z(n-\Delta) = [z(n-\Delta), z(n-\Delta-1), \dots, z(n-\Delta-M+1)]^T \tag{9}$$

2. MDCT/IMDCT (modified discrete cosine transform/inverse MDCT)

본 논문에서는 다채널의 압축 시스템을 갖는 보청기 알고리즘을 개발하기 위해 MDCT알고리즘을 보청기에 적용하였다. 입력 신호는 16kHz로 표본화되고 128개의 입력 데이터로부터 125Hz간격을 갖는 64밴드로 분할된다. 64밴드로 나누어진 입력신호는 인간의 심리 음향을 고려하여 8개의 채널로 재구성하였다. 주파수 밴드의 중심 주파수는 각각 250, 500, 1000, 1500, 2000, 3000, 4000, 8000Hz이다. 각 채널은 독립적으로 신호의 이득뿐만 아니라 압축 비율 및 압축 시작점(knee-point)을 조절할 수 있도록 하였다. 주파수 대역 분할은 다위상 필터 बैं크를 이용하는데 오디오 부호화에서 사용하는 MDCT를 이용하였다. MDCT는 TDAC(time domain aliasing cancellation)에 기초한 변환 방식으로 시간영역에서 50% 중첩한 데이터의 변환 후 샘플의 수가 변환하기 전의 샘플수와 같은 표본화를 보장하며 알고리즘으로의 구현이 가능하다[11][12]. 기본적인 MDCT는 식 (10)과 같이 나타낼 수 있으며, IMDCT는 식 (11)과 같이 나타낼 수 있다.

$$X(k) = \sum_{n=0}^{N-1} x(n)f(n) \cos \left[\frac{\pi}{2N} \left(2n+1 + \frac{N}{2} \right) (2k+1) \right] , k = 0, 1, \dots, N/2-1 \tag{10}$$

$$x(n) = f(n) \sum_{k=0}^{N/2-1} X(k) \cos \left[\frac{\pi}{2N} \left(2n+1 + \frac{N}{2} \right) (2k+1) \right] , n = 0, 1, \dots, N-1 \tag{11}$$

본 논문에서는 다음과 같은 sine 창(window)함수를 $f(n)$ 으로 사용하였다.

$$f(n) = \sin \left(\pi \frac{x}{N} \right) \tag{12}$$

보통 N개의 데이터를 변환하기 위해서는 odd 변환을 하는 FFT는 2N개의 연산량이 필요하지만, MDCT는 식 (10)과 (11)를 기본으로 하여 odd-time odd-frequency 이산 푸리에 변환(O_2DFT)으로 식(13)과 같이 정리하면 MDCT의 구현이 가능하다. 그러므로 식 (13) 시그마 이후 N/4개의 FFT연산과 pre-DFT, post-DFT 복소수 곱셈만으로도 MDCT를 구현할 수가 있다.

$$P_k = 2e^{-j\frac{2\pi}{N}\left(k+\frac{1}{8}\right)} \sum_{r=0}^{N/4-1} \left(\left(x(2r) - ix\left(\frac{n}{2}+2r\right) \right) e^{-j\frac{2\pi}{N}\left(r+\frac{1}{8}\right)} e^{-j\frac{2\pi}{N/4}rk} \right) \tag{13}$$

본 논문에서 제안한 MDCT 기반의 난청 보상 알고리즘의 흐름도는 그림 5의 과정과 같다. 먼저 N(=128)개의 입력 샘플 데이터에 sine 창함수를 씌우고 인터리빙(interleaving)과정을 수행한 후 pre-DFT 복소수 곱셈 연산과정, N/4(=32)개 FFT, post-DFT 복소수 곱셈 연산과정을 거치는 순으로 구현하였다. 이때 시간축 창함수간의 중첩에 의해 필터 बैं크의 분석단에서 발생하는 에일리어싱은 TDAC방법을 사용하여 제거함으로써 신호를 복원하였다. MDCT과정 이후에는 난청 환자의 특성에 맞게 주파수 영역의 8개 밴드에서 이득을 보상시켜 준다. 이득 보상 과정을 거친 후, 다시 시간영역으로 되돌리는 IMDCT과정을 거치게 되며, 최종 출력은 50% 중첩시켜서 보내주게 된다.

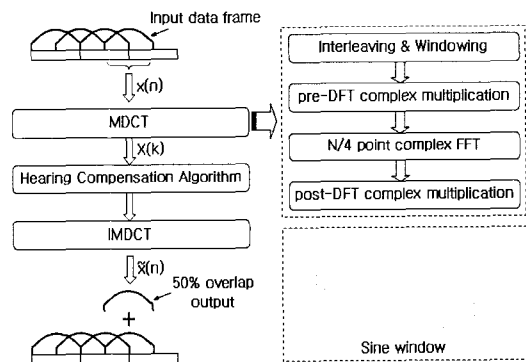


그림 5. 다위상 필터 बैं크(MDCT/IMDCT)의 블록선도
Fig. 5. Block diagram of poly-phase filter bank(MDCT/IMDCT)

본 논문에서 사용한 MDCT 기반의 대역 분할 방법은 기존의 IIR 필터 기반의 대역 분할법에 비해 계산량면에서 효율적인 방법이다. 표 1에 IIR 필터 기반의 방법과 MDCT 기반의 방법 간의 계산량 비교를 하였다. 계산량은 전체 곱셈과 덧셈의 수를 측정하였다. 8대역 분할 보청기를 가정하였으며, 식 (1)과 유사한 전달함수를 갖는 N차 IIR 필터뱅크를 구성하는 경우와 128 포인트 MDCT를 사용하여 8대역을 구성하는 경우를 비교하였다. IIR 필터뱅크는 매 샘플마다 필터링이 일어나며, MDCT 필터뱅크는 64샘플마다 한번의 분석과 합성 과정을 거친다. MDCT의 경우 2가 곱해진 이유는 분석과 합성과정에서 두 번의 변환과정을 거치기 때문이다. 만약 5차의 IIR 필터뱅크를 사용한다면 (N=5) 두 방법 간의 계산량 차이는 10752:1792 정도로 MDCT 방법이 약 1/6 정도의 계산량으로 구현됨을 알 수 있다.

표 1. 기존 IIR 필터뱅크와 MDCT 기반 필터뱅크 간의 연산량 비교.

Table 1. Comparison of computational operation between IIR filter bank and MDCT based filter bank

Operations	8-band IIR filter bank (per sample)	128-point MDCT filter (per 64 samples)[13]
real multiplications	$8 \times (2N + 1)$	$2 \times 128 \times (\log_2(128) + 1) / 4$
real additions	$8 \times 2N$	$2 \times 128 \times (3 \log_2(128) - 1) / 4$
total	$8 \times (4N + 1)$	$2 \times 128 \times \log_2(128)$

실험 방법

실험에 사용한 음성 데이터는 16비트 분해능과 16kHz 표본화율로 녹음된 "안녕하세요 한양대학교 의공학교실입니다."라는 내용의 한국어 음성이다. 또한 입력 음성 신호의 레벨을 측정하기 위해 소음측정기(CESVA SC-30, sound level meter)를 사용했다. 실험에 사용된 정상인과 난청인의 청력 데이터는 그림 6과 같다. 가로축은 주파수축을 의미하며 세로축은 청력범위를 나타낸다. 본 논문에서는 불쾌역치(uncomfortable level)를 100(dB SPL)로 설정하였다.

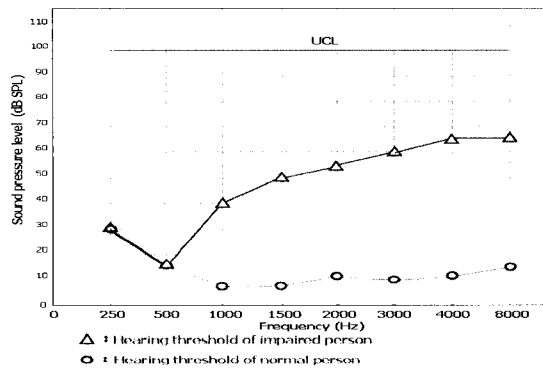


그림 6. 정상인과 난청인의 가청범위
Fig. 6. Dynamic range of normal and the impaired person

제안된 알고리즘을 컴퓨터 시뮬레이션을 통하여 알고리즘의 유용성을 평가하였고 실시간 동작의 구현은 TI사의 범용 프로세서인 TMS320C6711DSP가 내장된 DSK(DSP Starter Kit)를 이용하였다. 실시간 구현에 사용된 장비는 TMS320C6711DSK보드, 보청기용 마이크폰(Knowles사, EM3345), 스피커, 도터카드(daughter card)이다. 도터카드는 스테레오 오디오 코덱 칩인 PCM3003을 사용하여 16kHz의 AD/DA가 가능한 TI사의 TMDX326040A를 사용하였다. 그림 7에 도터카드 및 사용한 DSK의 연결 및 내

부 블록도를 나타내었다. 입력 신호가 마이크폰을 통해서 도터 카드의 입력단자로 들어오면 PCM3003 코덱의 아날로그-디지털 변환부(ADC)에서 16kHz로 표본화된다. ADC에서 표본화 된 데이터는 MCBSP(multi-channel buffered serial port)를 통해서 DSP프로세서 내부 메모리인 EDMA(enhanced direct memory access)에 저장된다. EDMA에서는 double buffering이라는 방법으로 CPU스케줄링을 통한 빠른 연산작업이 가능하여 본 논문에서 제안한 알고리즘의 실시간 구현이 가능하였다. Double buffering을 통한 알고리즘 연산 과정을 거친 후 다시 EDMA에서 MCBSP를 통해 데이터를 전송하고, 전송된 데이터는 PCM3003 코덱의 디지털-아날로그 변환부(DAC)를 통해 아날로그 신호로 바뀌고 그 신호는 스피커를 통해 출력된다.

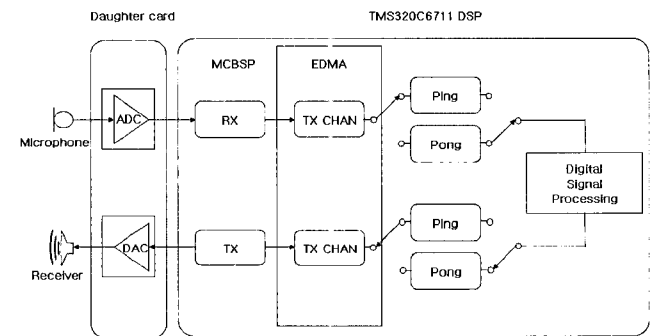


그림 7. 메인보드와 도터카드의 연결 및 신호처리 블록도.
Fig. 7. Block diagram of connecting and signal processing of main board and daughter card.

실험 결과

제안된 AFC 알고리즘의 성능 평가는 두 가지 방법을 통해 이루어졌다. 첫 번째로는 청력보상의 기준이 되는 LCF표를 바탕으로 평가하였다. 이 방법은 그림 6에 기준

한 실제 난청인의 청력검사 자료를 바탕으로 각 주파수별 이득을 인가하고 케환 발생시 AFC알고리즘을 평가한 것이다. 둘째, 주파수별 이득을 모두 일정하게 정하고 케환 제거 알고리즘을 평가하였는데 이 방법은 일정한 이득에 따른 케환 신호의 발생 정도와 제거 정도를 평가한 것이다.

첫 번째 평가방법은 그림 6을 기준으로 LCF표에 의거해 필요한 증폭율을 적용한 신호에 AFC 알고리즘을 적용하지 않은 출력과 적용하여 케환을 제거한 출력을 시간영역과 주파수 영역에서 분석하였다. 그림 8과 9에 결과를 나타내었다. 그림 8의 (a)는 입력한 음성 신호를 나타내며 (b)는 AFC알고리즘을 적용하지 않아서 케환이 발생한 출력이며 (c)는 AFC 알고리즘을 적용하여 케환을 제거한 그래프이다. 그림 (b)에서 보듯이 높은 증폭율로 인하여 매우 낮은 신호에도 하울링이 발생됨을 알 수 있다. 그림 (c)의 경우는 초기에 하울링이 발생되는 듯한 현상을 보이다 하울링이 제거되면서 소리가 증폭됨을 알 수 있다. 그림 9에서 가로축은 주파수 축이고 세로축은 입력신호의 크기를 정규화하여 데시벨(dB) 단위로 표현한 것으로 입력신호의 동적범위의 최대 크기를 0dB로 기준을 정했다. 그림 9(a)는 하울링이 발생하지 않은 신호를 주파수영역으로 분석한 것이고, 그림 9(b) 그래프는 AFC를 적용하지 않은 결과로써 5KHz 대역에서 하울링이 발생한 것이다. 5KHz 대역에서 케환 신호 레벨이 -13dB를 나타내지만 그림 9(c)그래프는 AFC를 적용하였을 때의 결과로 케환 신호 레벨이 -64dB가 되어 적응 케환 제거 알고리즘을 통해 약 51dB가 제거됨을 알 수 있었다.

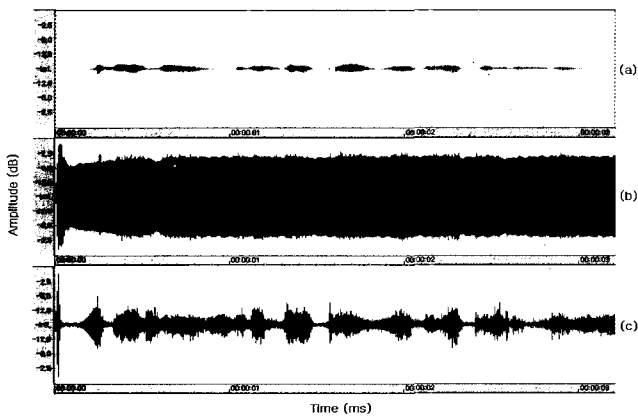


그림 8. 케환 제거의 시간 영역 분석 (a) 입력 신호, (b) AFC 없는 출력 신호, (c) AFC 있는 출력 신호
Fig. 8. Time domain analysis of feedback cancellation (a) Input signal,

(b) Output signal without AFC, (c) Output signal with AFC

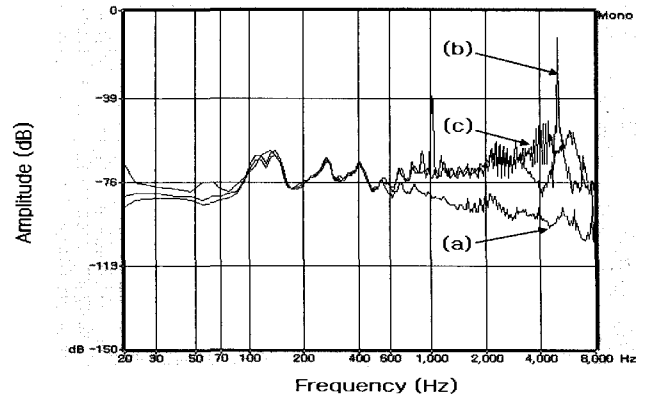


그림 9. 케환 제거의 주파수 영역 분석 (a) 입력 신호, (b) AFC 없는 출력 신호, (c) AFC 있는 출력 신호
Fig. 9. Frequency domain analysis of feedback cancellation (a) Input signal, (b) Output signal without AFC, (c) Output signal with AFC

두 번째 평가 결과로서 증폭율을 높여줌에 따라 제거된 케환 신호의 크기는 표 1에 나타내었다. 표 1은 입력신호의 모든 주파수영역에 대해서 10dB에서 90dB까지 동일한 이득을 주면서 AFC알고리즘을 실험한 결과를 보여준다. 결과값에서 볼 수 있듯이 이득을 높여줄수록 케환 신호 또한 커짐을 알 수 있다. 20dB에서 60dB의 이득까지는 발생된 케환에 비례해서 케환신호를 줄일 수 있었고, 60dB 이상의 이득에서는 약 40dB정도의 케환 신호 레벨이 줄어들었다.

Kates의 케환 제거 알고리즘[3]에서는 LMS 적응 필터와 Wiener 필터를 사용하였다. 입력신호는 80dB 가우시안 잡음을 사용했을 때 Kates의 LMS와 Wiener필터 각각 3dB, 12dB의 케환 성분이 제거됨을 볼 수 있지만 본 논문에서 제안된 AFC는 36dB의 케환 성분이 제거되었다. 수치적 자료만으로 볼 때 본 논문의 알고리즘이 Kates의 제거 알고리즘보다 24dB이상의 우수한 성능을 발휘했다. 본 논문에서 제안한 AFC 알고리즘과 기존의 케환 제거 알고리즘의 비교 결과는 실험 환경이나 방법의 차이가 있으므로 수치적 성능 비교만으로 본 연구의 알고리즘의 우수성을 결론 내리기는 무리가 될 수 있다. 하지만 본 논문에서 제안한 알고리즘이 우수한 성능을 보였으며, 보청기에 실제 적용했을 경우도 좋은 성능을 보일 수 있는 가능성을 제시한 것에 의의를 두고자 한다.

표 2. 제거된 케환 신호의 크기[dB SPL]
Table 2. Level of feedback cancelled signal[dB SPL]

Gain[dB]	0	10	20	30	40	50	60	70	80	90
발생한 케환 신호 레벨[dB]	-102	-96	-88	-64	-41	-20	-14	-10	-10	-10
AFC 있는 케환 신호 레벨[dB]	-102	-96	-89	-77	-77	-76	-73	-57	-52	-51
제거된 케환 신호 레벨[dB]	0	0	1	13	36	56	59	47	42	41

결론 및 고찰

디지털 보청기의 등장으로 아날로그 보청기에 비해 난청인의 청력에 맞는 효과적인 보청기 적합(fitting)이 가능해졌고, 디지털 신호 처리 이론을 바탕으로 보청기 착용시 발생할 수 있는 궤환 신호의 제거나 잡음 성분 제거와 같은 복잡한 알고리즘 개발이 가능하게 되었다. 본 논문에서는 고증폭으로 인한 궤환 신호의 발생시 야기되는 최대 안정 이득의 제한을 해결하기 위해 적응 필터 이론을 적용하여 궤환 신호를 제거하였다. 적응 궤환 제거 알고리즘의 성능 평가는 궤환 신호의 크기와 난청인의 청각 손실 정도에 따라 실험하였고 그 결과 증폭도에 상응하는 궤환 신호를 제거할 수 있었다. 제안된 적응 궤환제거 알고리즘의 결과를 Kates의 제거 알고리즘 결과와 비교하였을 경우에도 좋은 결과로 평가되었다. 또한 비선형 증폭방식을 갖는 다채널 압축 알고리즘을 설계하여 제안한 궤환제거 알고리즘을 전체적인 보청알고리즘과 관련하여 성능을 평가하였다. 이득 계산에 앞서 부호화에 주로 쓰이는 MDCT 알고리즘을 보청기에 적용함으로써 시스템 클럭이 2MHz정도 밖에 되지 않는 귀걸이형이나 귀속형 보청기에 효율적으로 사용될 수 있는 보청기 구조를 제안하였다. 또한 제안된 보청기 알고리즘은 32비트 부동소수점 DSP인 TMS320C671을 사용하여 실시간 구현하여 실시간 환경에서의 성능을 측정하였다.

참고 문헌

- Marcio G. Siqueira and Abeer Alwan, "Steady-State Analysis of Continuous Adaptation in Acoustic Feedback Reduction Systems for Hearing-Aids", IEEE Trans. Speech Audio Processing, Vol. 8, No. 4, July 2000
- M.G. Siqueira, R. Speece, E. Petsalis, A. Alwan, S. Soli and S. Gao, "Subband Adaptive Filtering Applied to Acoustic Feedback Reduction in Hearing Aids", Signals, Systems and Computers, Conference Record of the Thirtieth Asilomar Conference, Vol. 1, 3-6, Nov 1996
- James M. Kates, "Feedback Cancellation in Hearing Aids: Results from a Computer Simulation", IEEE Trans. Signal Processing, Vol. 39, No. 3, March 1991
- O. dyrlund and N. Bisgaard, "Acoustic feedback part III : Clinical testing of a DFS prototype", Hearing Instrum., Vol. 42, No. 12, pp. 17-18, 1991
- Joseph A. Maxwell and Patrick M. Zurek, "Reducing Acoustic Feedback in Hearing Aids", IEEE Trans. Speech Audio Processing, Vol. 3, No. 4, July 1995
- J. M. Travassos-Romano and M. Bellanger, "Fast least squares adaptive notch filtering", IEEE Trans. Acoust., Speech, Signal Processing, vol. ASSP-36, no. 9, pp.1536-1540, 1988
- Y. C. Park, I. Y. Kim, S. M. Lee, "An Efficient Adaptive Feedback Cancellation for Hearing Aids", IEEE EMBC 2003, pp.1647-1650, 2003
- R. P. Lippmann, L. D. Braidia, and N. I. Durlach, "Study of multichannel amplitude compression and linear amplification for persons with sensorineural hearing loss", Journal of the Acoustical Society of America, vol.69, pp.524-534, Feb. 1981
- Brian C. J. Moore, "Design and Evaluation of a two-channel compression hearing aid", Journal of Rehabilitation Research and Development, vol. 24, no 4, pp181-192, 1987
- D. W. Kim, Y. C. Park, I. Y. Kim, W. K. Kim, D. H. Youn, S. H. Hong, "Modeling of Sensorineural Hearing Loss for the Evaluation of Digital Hearing Aid Algorithms", J. of KOSOMBE, Vol. 19, No. 1, 59-68, 1998
- K. Sayood, Introduction to Data Compression, Morgan Kaufmann Publishers, 1996
- Shina. D. and Tewfik A. H., "Low Bit Rate Transparent Audio Compression Using Adaptive Wavelets", IEEE Trans. on Sign. Proc., Vol. 41, No. 12, Dec 1993
- P. Duhamel, Y. Mahieux, J. P. Petit, "A fast algorithm for the implementation of filter banks based on time domain aliasing cancellation", ICASSP, International Conference, pp2209-2212, 1991