

적응 궤환 제거가 강조된 보청기 알고리즘과 하드웨어 모듈 개발

정선용¹, 지윤상², 김인영², 박영철³, 김남균⁴, 이상민⁵

¹전북대학교 공과대학 의용생체공학과, ²한양대학교 의공학교실

³연세대학교 컴퓨터정보통신공학부, ⁴전북대학교 공과대학 생체정보공학부

⁵인하대학교 공과대학 전자전기공학부

(Received August 14, 2006. September 20, 2006)

Developments of A Hearing Aid Algorithm with Emphasis on Adaptive Feedback Cancellation and A Hardware Module

Sun-yong Jung¹, Yun-sang Ji², In-young Kim², Young-cheol Park³, Nam-gyun Kim⁴, Sangmin Lee⁵

¹Department of Biomedical Engineering, Chonbuk National University.

²Department of Biomedical Engineering, Hanyang University.

³Division of Computer and Telecommunications Engineering, Yonsei University.

⁴Division of Bionics and Bioinformatics, Chonbuk National University.

⁵School of Electric Engineering, INHA University.

Abstract

We have developed a multi band digital hearing aid algorithm emphasizing feedback cancellation and a hardware module to evaluate the performance of our algorithm. The hearing aids should be able to compensate for individual hearing loss characteristics of hearing impaired person. Thus hearing aids need the function of multi-bands amplification and the capabilities of feedback cancellation that can remove howling caused by acoustic feedback. In this paper, we proposed a digital hearing aid algorithm which has multi-bands compensation using modified discrete cosine transform (MDCT) and can efficiently remove acoustic feedbacks. Moreover, we have developed digital hearing aid hardware module, which can evaluate hearing aid algorithms in real time operation. The developed algorithm and hardware module were verified through computer simulation and clinical tests. Through operational experiments, good performances in real time operation environment and an efficient howling cancellation were also observed. The developed hardware module can operate in stable condition and it is expected to become a good hardware platform for developing hearing aid algorithms.

Key words : hearing aid, multiband, adaptive feedback cancellation, hardware platform

1. 서 론

인간의 청력은 중이염 같은 청각기관에 발생하는 질병, 소음환경에서의 장시간 노출, 각종 사고의 후유증, 그리고 노환 등의 여러 가지 이유로 손상을 입게 되어 난청현상이 발생한다. 난청은 원인에 따라서 크게 전음성(conductive)과 감각신경성(sensorineural) 난청으로 나뉘는데, 전음성 난청은 일반적인 아날로그 방식의 보

청기로 청력보상을 어느 정도 해 줄 수 있지만 감각신경성 난청의 경우는 주파수 대역마다 그 손상도가 달라서 일반적인 아날로그 방식의 보청기로는 해결이 어렵다[1]. 이러한 문제를 해결하기 위해서 요즘의 디지털 보청기는 입력신호를 여러 주파수 밴드로 나누어 각 주파수 밴드별로 이득을 조절해 난청인의 좁아진 청력범위(dynamic range)를 정상인의 청력범위에 가깝게 보상해 주는 방식을 이용한다. 이런 다중밴드(multi band)방식은 막대한 계산량이 요구되기 때문에 실시간 신호처리를 위해서는 필터뱅크(filter bank)구조를 사용하게 된다.

또한 보청기의 높은 소리 증폭, 구조상의 제약 등으로 인해 보청기 리시버의 출력 신호 중 일부분이 다시 마이크로폰에 입력되는 음향궤환(acoustic feedback)이 발생하며 이로 인해 하울링(howling)

이 논문은 보건복지부 보건의료기술개발사업 지원 (고유번호:02-PJ3-PC6-EV10-0001)과 2006년 정부(교육인적자원부)의 재원으로 한국학술진흥재단의 지원(KRF-2006-331-D00724)을 받아 수행된 연구임

Corresponding Author : 이 상 민

인천시 남구 용연동 253, 인하대학교 공과대학 전자전기공학부

Tel : 032-860-7420 / Fax : 032-868-3654

E-mail : sanglee@inha.ac.kr

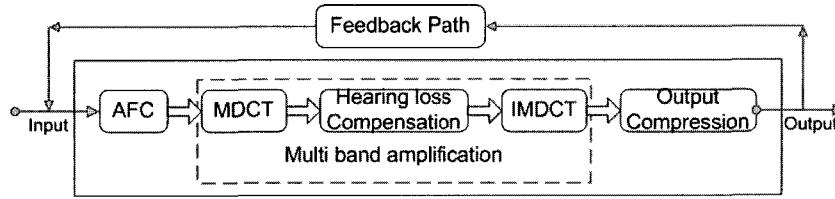


그림 1. 제안한 디지털 보청기 알고리즘 블록도.
Fig. 1. Block diagram of proposed digital hearing aid algorithm.

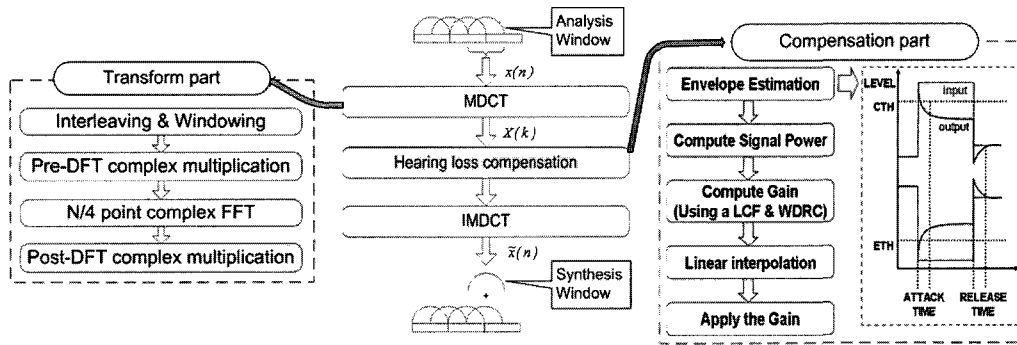


그림 2. 다중밴드 증폭 알고리즘 흐름도.
Fig. 2. Flow chart of multi band amplification.

이 발생하게 된다. 하울링은 보청기를 착용하는 난청인들에게 심한 불쾌감을 일으킬 뿐만 아니라 보청기의 최대 보상 이득(maximum usable gain)을 제한하여 보청기의 성능을 저하시키는 원인이 되기도 한다. 그러므로 음향쇄환을 제거하여 최대 보상 이득을 높이는 일이 청력 손실이 심한 고도 난청인들에게는 중요한 문제이다[2][3]. 음향쇄환을 효과적으로 제거하기 위해서 폐환 경로(feedback path)를 추정하여 폐환 신호를 제거하는 적응 폐환 제거(adaptive feedback cancellation, AFC) 방법들이 보청기에 적용된다. 적응 폐환 제거 방법은 불연속(non-continuous)필터계수 (filter coefficient) 적용방법[4][5]과 연속(continuous) 필터계수 적용방법[5][6]이 있다. 불연속 필터계수 적용방법은 백색잡음(white noise)같은 미리 설정된 음을 이용하여 필터계수를 갱신하는데 이로 인해 신호대 잡음비 (signal to noise, SNR)가 낮아지고 제한된 상황에서만 성능을 발휘하기도 한다[7]. 이에 반해, 연속 필터계수 적용방법은 입력신호에 의해 연속적으로 필터계수를 적응 시키는 방법으로 잡음을 인가하지 않고도 폐환 제거가 가능하다. 하지만 이 방법도 입력신호와 폐환 신호의 강한 상관관계(correlation)에 의해서 완벽한 폐환 제거 성능을 발휘하지는 못한다. 상관관계를 없애기 위한 방법 중에 시간지연(time delay)을 이용하는 방법이 있다. 이 방법은 시간지연을 폐환경로에 두는 방법[5]과 출력경로에 두는 방법[6]이 있는데 출력경로에 시간지연을 두는게 좀더 효과적이라 알려져 있다[7]. 하지만 이런 시간지연은 적응 필터의 수렴을 느리게 하는 단점이 있기도 하다.

본 논문에서는 실시간 다중밴드 신호처리를 위해 MDCT(modified discrete cosine transform)라는 고해상도 변환방법을 사용함으로

써 심리 음향 모델에 사용되는 임계대역(critical band)에 따른 주파수 분할까지도 가능한 유연한 구조의 알고리즘을 제안하였다. 또한, 폐환 신호의 제거를 위해 안정성과 구현이 용이한 NLMS(normalized least mean square) 방식의 적응 폐환 제거 필터를 사용하였고, 폐환 신호와 입력신호의 상관관계를 없애기 위해 출력경로에 반-상관관계(de-correlation)필터를 사용하였다. 반-상관관계 필터는 시간지연과 함께 2차 전 대역 통과 필터(second order all-pass filter, APF)로 구성되었다. 제안된 알고리즘의 성능을 입증하기 위해선 실제 보청기에 알고리즘을 삽입하여 실험해 보는 방법이 가장 믿을 수 있는 성능 입증이라 할 수 있다. 하지만 현재 상용으로 판매되는 보청기에 개발된 알고리즘을 삽입하는 것은 불가능하다. 그래서 범용 DSP를 사용하여 보청기 알고리즘의 실시간 구현이 가능한 디지털 보청기용 모듈을 개발하고 제안한 알고리즘을 실시간 동작 환경에서 평가하였다.

II. 다중밴드 디지털 보청기 알고리즘

본 연구에서 제안한 다중밴드 디지털 보청기 알고리즘은 크게 다중밴드 증폭(multi band amplification)부분과 적응 폐환 제거(adaptive feedback cancellation)부분으로 나눌 수 있다. 마이크를 통해 들어오는 입력신호는 다중밴드 증폭 알고리즘을 통해 난청인의 청력 손실에 따라 알맞게 보상되어 출력되고, 이때 발생하는 음향쇄환은 적응 폐환 제거 알고리즘을 통해 제거된다. 그림 1에 제안한 알고리즘의 블록도를 나타내었다.

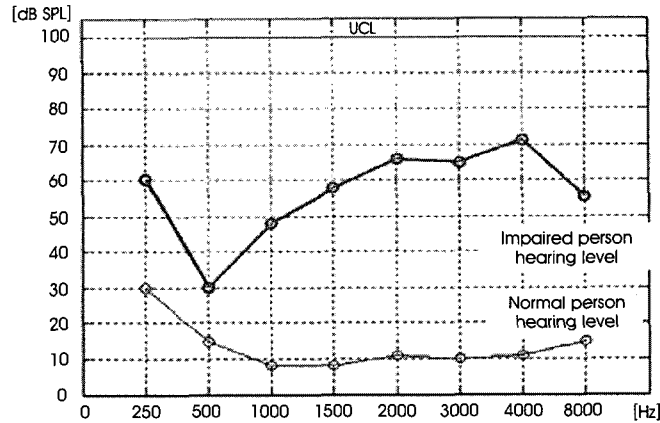


그림 3. 정상인과 난청인의 청력손실특성 예.
Fig. 3. Hearing loss characteristic of normal and impaired person.

A. 다중밴드 증폭 알고리즘

그림 2처럼 다중밴드 증폭 알고리즘은 입력신호를 변환하는 변환부분(transform part)과 보상이 이루어지는 보상부분(compensation part)으로 나누어진다. 그림 3에서 나타내었듯이 정상인의 경우는 주파수별 청력변화가 크지 않지만 난청인의 경우는 주파수별 청력 변화가 크기 때문에 주파수별 보상이 잘 이루어져야 한다. 즉 난청인은 들을 수 있는 소리의 역치(threshold)값이 주파수 별로 매우 다른 경우가 많다. 이를 보상해주기 위해선 마이크로부터 들어오는 입력신호를 주파수 별로 구분할 필요가 있다. 원활한 주파수 변환을 위해 TDAC(time domain aliasing cancellation)에 기초한 변환 방식의 MDCT(modified discrete cosine transform)방법을 이용하였다. MDCT는 시간영역에서 50% 중첩한 데이터의 변환 전 샘플수와 변환 후 샘플수가 같다[8][9]. 식(1)은 일반적인 MDCT식이 고 식(2)는 IMDCT(inverse MDCT)식이다.

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

$$k = 0, 1, \dots, N/2 - 1 \tag{1}$$

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

$$n = 0, 1, \dots, N-1 \tag{2}$$

식(1)의 $X(k)$ 는 입력신호가 MDCT를 통해 주파수축으로 변환된 신호이고, $\tilde{x}(n)$ 은 IMDCT를 통해 시간축으로 되돌아온 신호이다. N 은 데이터 블록(data block)의 길이이고, $f(n)$ 은 사인 창함수(window)로 식(3)과 같다.

$$f(n) = \sin \left(\pi \frac{x}{N} \right) \tag{3}$$

위의 식을 기수-시간 기수 주파수 이산 푸리에 변환(odd-time odd-frequency discrete Fourier transform, O^2DFT)을 이용하여 변환하면 식(4)와 같이 정리할 수 있고,

$$X(k) = O^2DFT \left(\text{odd} \left(f \left(n - \frac{N}{4} \right) x \left(n - \frac{N}{4} \right) \right) \right) = W \tag{4}$$

변형 값 W 는 다음과 같다.

$$W_{2n} = \Re(P_n), \quad W_{N/2+2n} = \Im(P_n), \quad W_{2n+1} = -W_{n-2(N+1)} \tag{5}$$

여기서, P_n 은 식(6)과 같이 정리되는데, 시그마 이후의 $N/4$ 개의 FFT연산과 pre-DFT, post-DFT 복소수 곱셈만으로도 MDCT 연산을 수행할 수 있다.

$$P_k = 2e^{-j\frac{2\pi}{n}\left(\frac{k+1}{8}\right)} \sum_{r=0}^{n-1} \left(\left(x(2r) - jax \left(\frac{n}{2} + 2r \right) \right) e^{-j\frac{2\pi}{n}\left(\frac{r+1}{8}\right)} \right) e^{-j\frac{2\pi}{n}rk} \tag{6}$$

식(6)에 따른 신호 변환을 그림 2의 신호변환부분에 나타내었다. 먼저 N 개의 입력 데이터는 식(3)의 창함수(windowing)를 씌우고 인터리빙(interleaving)과정을 거친다. 그 다음 pre-DFT복소수 곱셈 연산과정 후에 식(6)의 $N/4$ point FFT와 post-DFT복소수 곱셈 연산을 하게 된다. 이 과정을 거친 입력신호는 64개의 밴드로 구분되고, 다시 인간의 심리 음향을 고려하여 8개의 채널로 재구성 된다. 8채널의 중심주파수는 각각 250, 500, 1000, 1500, 2000, 3000, 4000, 8000Hz이다. 앞에서 주파수 영역의 신호로 바뀐 신호는 그림 2의 보상 부분과정을 거치게 된다. 보상 부분에서는 제일 먼저 입력 신호의 크기를 구하기 위한 포락선 추정(envelope estimation)을 거치게 되는데, 여기서 추정된 신호의 크기에 따라 AGC(automatic gain control)을 하게 된다. AGC는 갑자기 큰 입력 신호가 들어올 경우 attack 시간, 갑자기 작아질 경

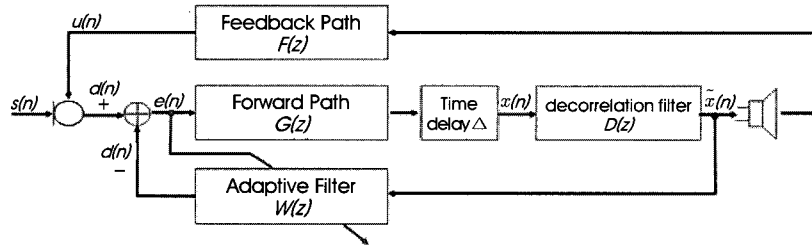


그림 4. 적응 궤환 제거 알고리즘 블록도.
Fig. 4. Block diagram of adaptive feedback cancellation algorithm.

우에는 release 시간을 적용하여 이득을 조절하는 일을 한다. 신호의 포락선 추정을 거친 후에는 각각의 신호의 세기를 측정하여 입력신호의 세기에 따라 증폭도를 달리하는 기술인 WDRC(wide dynamic range compression)와 난청인의 라우드니스 보상함수(loudness compensation function, LCF) 표를 구성하여 난청인의 좁아진 청력범위에 맞는 압축과 이득을 적용하게 된다. 이득 보상 과정을 거친 신호는 IMDCT를 통해 다시 시간영역으로 바뀌게 되며, 최종 출력은 50% 중첩시켜서 내보낸다. 여기서 N차 IIR필터와 128 포인트 MDCT를 사용한 8대역 증폭간의 계산량을 비교해보면, IIR필터기반의 분할법이 $8 \cdot (4N+1)$ 의 연산량을 가지는데 비해서 본 논문에서 사용한 MDCT기반의 대역분할 방법은 $2 \cdot 128 \cdot \log_2(128)$ 의 계산량을 가진다. 만약 5차의 IIR필터뱅크를 사용하였다면(즉, $N=5$), 두 방법간 계산량의 차이는 10752:1792 정도로 MDCT 방법 계산량이 약 1/6 정도로 작게 된다.

B. 적응 궤환 제거 알고리즘

궤환 신호의 효과적인 제거를 위해 제안한, 적응 궤환 제거 알고리즘은 그림 4에서 보듯이 궤환 제거에 많이 사용되는 NLMS(normalized least mean square)알고리즘을 이용한 적응 필터와

출력 경로에 시간 지연과 함께 반-상관관계 필터로 구성된다. 궤환 신호의 제거는 적응 필터의 계수 $W(z)$ 를 궤환 경로의 계수 $F(z)$ 와 서로 최대한 같아지도록 갱신한 후 입력신호 $s(n)$ 과 궤환 신호 $u(n)$ 이 합쳐진 신호 $d(n)$ 에 반대 위상의 신호를 더하여 궤환 신호를 제거하게 된다. NLMS 알고리즘의 필터 계수 갱신의 식은 다음과 같다.

$$w_{\Delta}(n+1) = w_{\Delta}(n) + \frac{\mu}{G_0 \|e(n-\Delta)\|^2 + \delta} e(n)e(n-\Delta) \quad (7)$$

여기서 μ 는 수렴(convergence) 인자(parameter)이고 Δ 는 시변환(time varying)을 나타낸다. 하지만 NLMS 계수 갱신에 있어서 입력신호 $s(n)$ 와 궤환 신호 $u(n)$ 의 강한 상관관계에 의해 정확한 $F(z)$ 의 계수를 추정(estimate)하는 것은 어려운 일이다. 이 문제를 해결하기 위해 우리는 그림 4의 $D(z)$ 와 같은 반-상관관계 필터를 사용하였다. 이와 같은 반-상관관계 방법은 여러 가지가 있다 [10][11][12]. 이 중 전대역 통과 필터(all-pass filter, APF)를 이용한 방법이 있는데 아주 간단하면서도 효과적이다. 이 방법은 1차 전대역 통과필터와 함께 시변환 인자를 사용하는데 식은 다음과 같다.

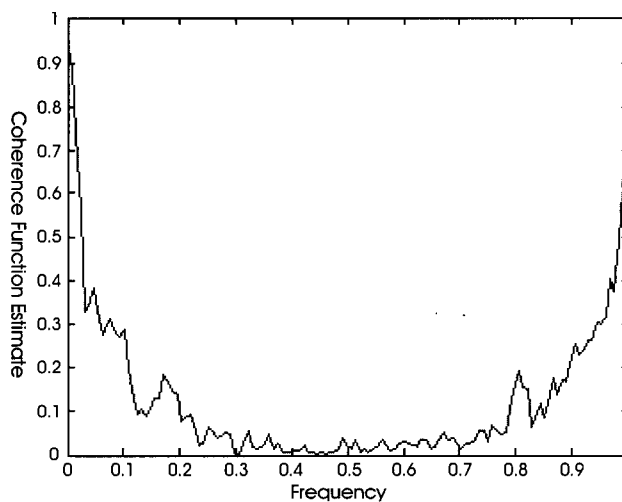


그림 5. 입,출력 신호의 상관성 스펙트럼.
Fig. 5. Coherence spectra of the input and output signal.

$$A_1(z, n) = \frac{z^{-1} + c(n)}{1 + c(n)z^{-1}}, \quad c(n) = \frac{\tan[\pi f_a(n)] - 1}{\tan[\pi f_a(n)] + 1} \quad (8)$$

여기서 $c(n)$ 은 n 시간의 위상 응답(phase response)을 조절하는 시변환 인자이다. 하지만 1차 전대역 통과 필터를 사용한 반-상관 관계 방법은 낮은(low) 와 높은(high) 주파수에 한해서만 적용할 수 있다[15]. 그래서 우리는 식(9)의 2차 전대역 통과 필터를 사용하였다.

$$A_2(z, n) = \frac{-\beta + d(n)(1 - \beta)z^{-1} + z^{-2}}{1 + d(n)(1 - \beta)z^{-1} - \beta z^{-2}}$$

$$\beta = \frac{\tan[\pi f_b] - 1}{\tan[\pi f_b] + 1}, \quad d(n) = -\cos[2\pi f_a(n)] \quad (9)$$

여기서, 인자 $d(n)$ 의 $f_a(n)$ 은 최대 위상변화(maximum phase change)가 일어날 때의 주파수이고, 인자 β 의 f_b 는 $f_a(n)$ 에서의 위상천이폭(with of phase transition)을 결정한다. $f_a(n)$ 과 f_b 인자의 변화에 의해 각 주파수에서의 위상이 변하는데, 최대 지연을 갖는 주파수는 $f_a(n)$ 에 의해 선택되고 $f_a(n)$ 의 지연의 총량은 f_b 에 의해 정해진다. $f_a(n)$ 의 갱신은 다음 식을 사용하였다.

$$f_a(n) = A \cos(2\pi n \phi) + B \quad (10)$$

여기서 A 와 B 는 $f_a(n)$ 의 폭을 결정하는 상수이고 ϕ 는 변조 주파수이다. 이때 변조 주파수 ϕ 는 $0.0002 * f_s$ (샘플링 주파수)보다 낮아야 한다. 또 2차 전대역 통과 필터의 최대 반-상관관계를 이끌어 낼 수 있는 $f_a(n)$ 과 f_b 는 그림 5와 같은 백색 가우시안 잡음을 이용한 실험적 방법을 통하여 $\phi=0.0001 * f_s$, $A=0.48$, $B=0.52$, $f_b=0.3$ 의

값을 구하였다. 여기서 일치성(coherence)은 적응 귀환 제거기의 가중벡터(weight vector)추정의 미스얼라이먼트 (mis-alignment) 결정에 관여한다. 그리고 전 주파수에 걸친 낮은 결합력은 미스얼라이먼트를 최소화 시키고 반-상관관계 필터의 성능의 향상을 이끌어 낸다.

III. 디지털 보청기 모듈

컴퓨터 시뮬레이션 등을 통해 성능을 입증한 디지털 보청기 알고리즘들은 실제 보청기 환경에서도 구현이 가능한지를 알아보는 것이 매우 중요하다. 가장 좋은 방법은 상용으로 판매되는 디지털 보청기에 개발한 알고리즘을 장착하여 실험해 보는 것이다. 그러나 현재 판매되는 보청기들은 제조사에서 장착해 놓은 알고리즘 이외에 새로운 알고리즘을 삽입할 여지를 남겨놓지 않고 있다. 우리는 개발된 알고리즘의 보청기 유사 환경에서의 실시간 동작을 검증하기 위하여 범용 DSP를 이용하여 디지털 보청기용 하드웨어 모듈을 제작하였다. 개발, 제작된 보청기 모듈의 전체적인 외관과 블록도는 그림 6의 (a), (b)와 같다. 각각의 구성에 대해 자세히 살펴보면 먼저 JTAG와 그림 6의 (c)와 같은 시리얼 컨트롤러(Zilog Z85230 Serial controller chip)를 같이 두어 알고리즘의 다운로드와 디버깅, 에뮬레이션 등이 편리하게 하였고, 플래시 메모리(AM29LV04OB, 512Kbyte)의 상위 섹터에 부트 프로그램을 저장함으로써 실시간 구동 디버깅을 가능하게 하여 알고리즘의 개발을 더욱 편리하게 구성 하였다. 향후 용량이 큰 알고리즘도 시험할 수 있는 환경을 고려하여 8Mbyte의 SDRAM (4Mbyte x 2)을 장착하였다. 음성신호의 아날로그/디지털 변환과 그 반대의 변환을 위해 코덱(codec, 모델 TLV210AIC23)을 사용하였는데 이 코덱은 샘플링 주파수를 8kHz 에서 96kHz까지 설정할 수 있고, 스테레오 구성이 가능하다. 전원부는 배터리와 5V DC 전원

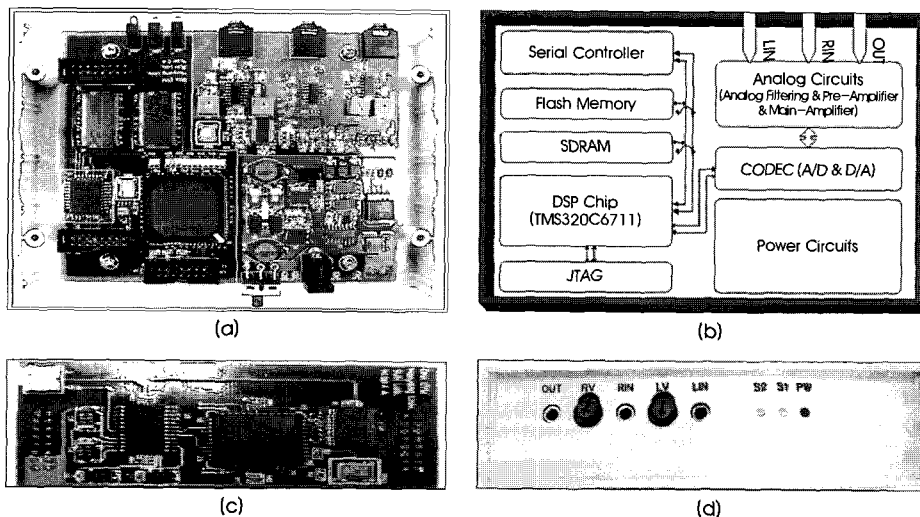


그림 6. 보청기 하드웨어 모듈 (a) 하드웨어 모듈 보드, (b) 모듈의 블록도, (c) 직렬 인터페이스보드, (d) 모듈의 전면부.
 Fig. 6. Hearing aid hardware module (a) hardware module board, (b) block diagram of module, (c) serial interface board, (d) front of module.

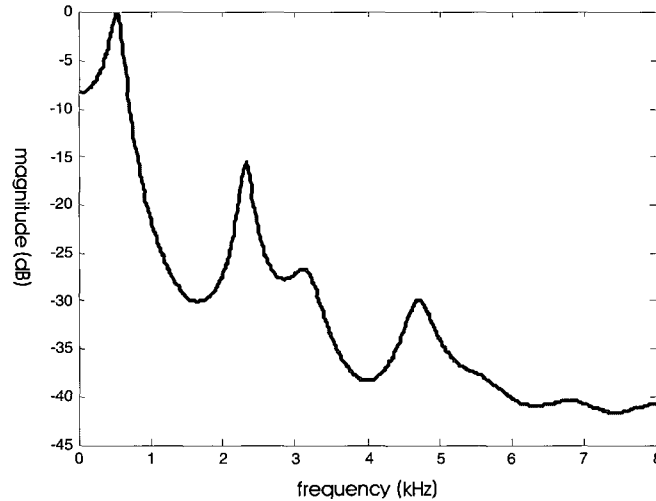


그림 7. 16차 AR 필터의 전달함수.
Fig. 7. Transfer function of the 16th order AR filter.

을 같이 사용할 수 있도록 전원 승압회로를 구성하였고, 입출력 되는 음성의 전 처리를 위해 아날로그 필터, 전치 증폭기, 주 증폭기를 구성하였다. 주 증폭기는 이득 값을 조절할 수 있어서 그림 6의 (d)에서 보이듯 볼륨 조절 장치로 사용할 수 있다. DSP 칩은 TI사의 TMS320C6711을 사용하였다. 디지털 보청기 모듈의 작동 원리는 마이크로부터아날로그 음성 신호가 들어오게 되면, 코덱을 통해 디지털 신호로 바뀌게 된다. 이 신호는 MCBSP(multi channel buffered serial port)를 통해 EDMA(enhanced direct memory access)라는 DSP프로세서의 내부 메모리에 저장된다. EDMA는 더블 버퍼링(double buffering)구조를 사용한 CPU 스케줄링을 통해 빠른 연산 작업이 가능하여 본 논문에서 제안한 알고리즘의 실시간 구현이 가능하였다. DSP에서의 보청기 알고리즘 연산 과정을 거친 디지털 신호는 다시 EDMA, MCBSP, 코덱

을 통해 아날로그 신호로 바뀌고 그 신호는 헤드셋을 통해 출력된다.

IV. 실험 및 결과

제안된 디지털 보청기 알고리즘은 2가지 방법으로 성능을 입증하였다. 첫째, 컴퓨터 시뮬레이션을 통하여 성능을 시험하였고 둘째, 피험자에게 알고리즘의 신호처리를 받은 신호를 들려주고 평가하도록 하여 점수를 매기는 주관적 평가를 수행하였다.

A. 컴퓨터 시뮬레이션

제안한 알고리즘의 성능을 입증하기 위해 컴퓨터와 하드웨어 모듈을 이용한 시뮬레이션을 하였다. 실험에 사용된 데이터는

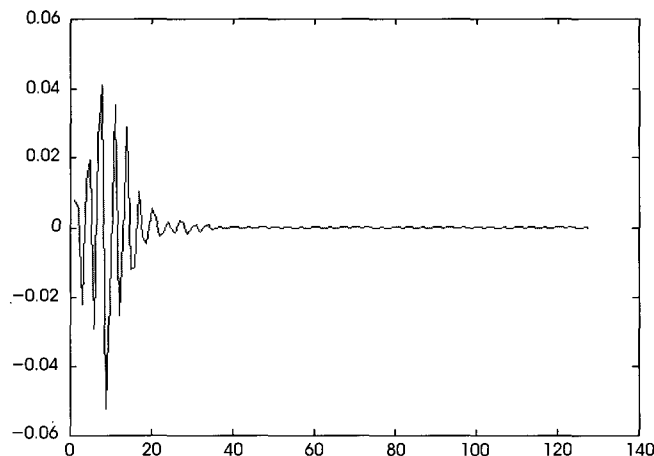


그림 8. 궤환경로의 임펄스 응답.
Fig. 8. Impulse response of the feedback path.

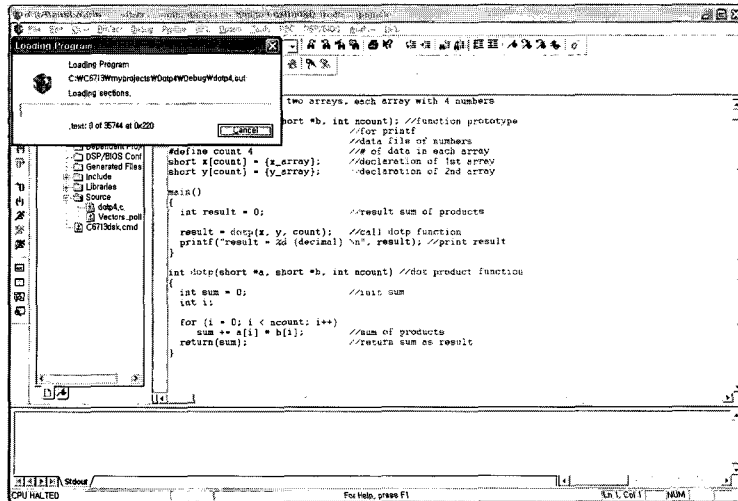


그림 9. CCS를 통한 알고리즘 다운로드 화면.
Fig. 9. Algorithm downloading scene through CCS.

16kHz로 샘플된 한국인 남성의 음성과 함께 가우시안 백색 잡음을 그림 7과 같은 16극(pole) AR 필터를 통과시켜 음성의 모양특성을 나타내도록 한 음성모양 잡음(speech shaped noise)을 사용하였다. 또한 개발된 보청기 모듈은 실제 보청기와 같은 궤환 경로가 생길 수 없기 때문에, 그림 8과 같은 임펄스 응답을 사용하여 궤환 경로를 모델링 하였다. 실험 진행 중 그림 9와 같은 TI사에서 제공하는 CCS(code composer studio) 프로그램을 통해 알고리즘과 데이터의 상태를 모니터링 하였다. 실험에 참가한 보통의 청력을 가진 피험자들에게는 제안된 알고리즘의 밴드별로 이득을 달리 한 청력 보상 알고리즘은 오히려 불편감을 줄 수 있기 때문에 40dB의 동일한 증폭을 사용한 후 궤환의 제거를 살펴 보았다. 궤환의 제거는 NLMS 알고리즘의 계수가 궤환 경로의 계수를 얼마나 잘 추

정했는지를 보면 되는데, 이는 식(11)로 정의 되는 미스얼라이먼트를 보면 알 수 있다.

$$\epsilon_{\Delta} = \frac{\|f - w_{\Delta}(\infty)\|}{\|f\|} \quad (11)$$

여기서 f 는 모델링된 궤환 경로 계수이고 w 는 NLMS 알고리즘 계수이다. 출력경로의 시간지연을 변화해 가며 시뮬레이션 하였고, 결과를 그림 10에 나타내었다. 결과를 보면 반-상관계 필터가 없는 적응 필터(가는 실선)와 1차 전대역 통과 필터(일점쇄선) 그리고 비선형 처리 (nonlinear processing) 필터(굵은 점선)는 큰 미스얼라이먼트를 보이는 반면 2차 전대역 통과 필터를 적용한 적응 필터(굵은 실선)에서는 미스얼라이먼트가 눈에 띄게 줄어들었

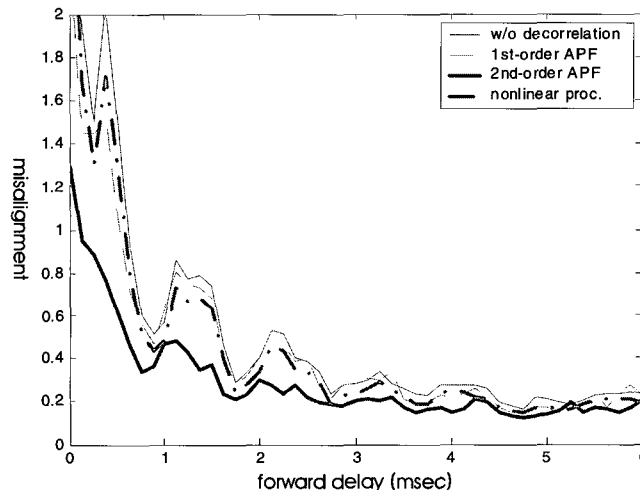


그림 10. Misalignment 측정 실험 결과
Fig 10. Experimental result of misalignment measure

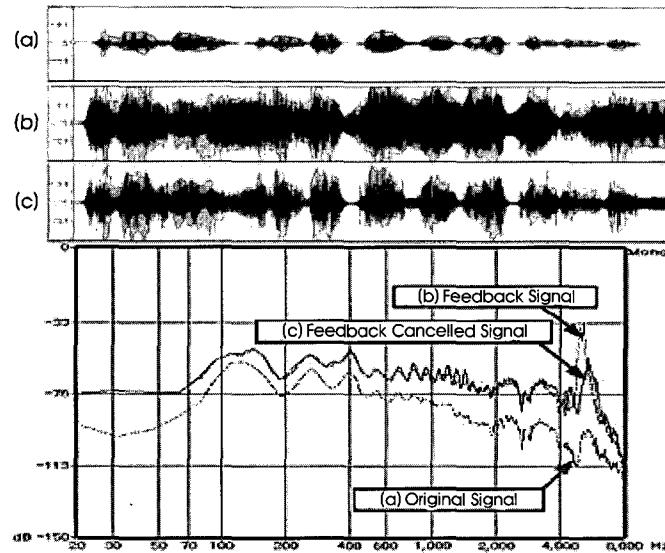


그림 11. 시간 및 주파수축에서의 왜한 제거 결과.

Fig. 11. Experimental result of feedback cancellation at Time and frequency domain.

음을 볼 수 있으며 상관성이 제거되는 시간도 가장 빠르다는 것을 알 수 있다. 즉 NLMS 알고리즘의 왜한 경로 계수 추정이 빠르게 잘 이루어 졌음을 의미한다. 1차 전대역 통과 필터나 비선형 처리를 적용한 결과는 왜한제거 성능의 향상을 거의 볼 수 없다. 또한 그림 11에 왜한 제거 알고리즘의 적용전과 적용후의 시뮬레이션 결과를 시간축과 주파수축으로 나타내었다. 이 결과에서 5kHz부근에서 나타난 -39dB의 왜한 신호 레벨이 알고리즘을 통해 -63dB로 약24dB가 제거 되는 모습을 볼 수 있다. 표 1에 보청기모듈의 증폭율을 증가함에 따라 하울링이 제거되는 특성을 요약하였다. 증폭율이 증가함에 따라 하울링이 발생되며 하울링제거 기능도 잘 동작함을 알 수 있다. 이 결과는 Wiener필터를 사용한 Kates의 왜한제거 알고리즘[4]이 최대 24dB 왜한성분 제거를 보이는 것과 비교하여 더 우수한 결과임을 알 수 있다.

표 1. 제거된 왜한신호의 크기[dB]

Table 1. Level of feedback cancelled signal [dB]

| 증폭율[dB] 조건 | 0 | 30 | 50 | 70 | 90 |
|--------------|------|-----|-----|-----|-----|
| 최대 출력신호레벨 | -102 | -64 | -20 | -10 | -10 |
| 왜한제거된 최대출력레벨 | -102 | -77 | -76 | -57 | -51 |
| 제거된 왜한신호 레벨 | 0 | 13 | 56 | 47 | 41 |

B. 주관적 음질 평가

컴퓨터 시뮬레이션과 같은 조건에서 정상 청력을 가진 5명의 피험자들을 대상으로 왜한이 전혀없는 신호는 5점, 왜한이 일어난 신호는 1점의 점수를 기준으로 하고, 알고리즘을 통해 왜한이 제거되는 신호에 대해 점수를 매기는 MOS (mean opinion score) 실험을 하였다. 결과는 평균 4.2점 정도의 만족할 만한 결과를 보였다. 실험을 하는 장면을 그림 12에 나타내었다.



그림 12. 오디오부스에서 MOS(mean opinion score) 실험 중인 장면.

Fig. 12. A scene of MOS test in audiobooth.

V. 결 론

본 논문에서는 MDCT를 이용한 다중밴드 분할과 밴드별 보상을 해주는 보청기 알고리즘과 2차 전대역 통과 필터와 딜레이를 이용한 효과적인 왜한 제거 알고리즘을 갖는 디지털 보청기 알고리즘을 제안하였고, 이와 더불어 디지털 보청기 알고리즘을 실시간 구현 및 평가할 수 있는 디지털 보청기용 모듈을 개발 하였다. 제안된 알고리즘은 개발된 하드웨어 모듈에 탑재되어 효과적으로 동작함을 확인 하였다.

하지만 제작된 모듈은 실제 보청기의 벤트, 튜브, 몰드 등에서 일어나는 음향적 특성이나, 공진특성 등을 고려하지 않았기에 이에 대한 고려가 있어야 할 것이고, 주관적인 평가에 있어서 실제 난청인에 대한 임상평가도 이루어야 할 과제로 남아있다.

참고문헌

- [1] J. C. Rutledge and M. A. Clements, "Compensation for recruitment of loudness in sensorineural hearing impairments using a sinusoidal model of speech," *ASSP, ICASSP-91*, vol. 5, pp. 3641-3644, 1991.
- [2] M. G. Siqueira and A. Alwan, "Steady-State analysis of continuous adaptation system in hearing aids," in *Proc. IEEE workshop on Audio and Electroacoustics*, Mohonk, October, 1997.
- [3] 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, 1996 Conference Record of the Thirtieth Asilomar Conference on*, vol. 1, pp.3-6, 1996.
- [4] J. M. Kates, "Feedback cancellation in hearing aids: Results from a computer simulation," *IEEE Trans. Signal Processing*, vol. 39, no. 9, pp. 553-562, 1991.
- [5] D. K. Bustamante, T. L. Worrall and M. J. Williamson, "Measurement and adaptive suppression of acoustic feedback in hearing aids," in *Proc. ICASSP-89*, pp. 2017-2020, 1989.
- [6] J. A. Maxwell and P. M. Zurek, "Reducing acoustic feedback in hearing aids," *IEEE Trans. Speech Audio Processing*, vol. 3, no. 4, pp. 3043-313, 1995.
- [7] M. G. Siqueira and A. Alwan, "Steady-state analysis of continuous adaptation in acoustic feedback reduction systems for hearing-aids," *IEEE Trans. Speech Audio Processing*, vol. 8, no. 4, pp. 4434-453, 2000.
- [8] K. Sayood, *Introduction to Data Compression*, Morgan Kaufmann Publishers, 1966.
- [9] D. Shina and A. H. Tewfik, "Low bit rate transparent audio compression using adaptive wavelets," *IEEE Trans. on Sign. Proc.*, vol. 41, no. 12, 1993.
- [10] M. M. Sondhi, D. R. Morgan, and J. L. Hall, "Stereophonic acoustic echo cancellation An overview of the fundamental problem," *IEEE Signal Proc. Letter*, vol. 2, no. 8, pp. 148-151, 1995.
- [11] G. S. Kendall, "The decorrelation of audio signals and its impact on spatial imagery," *Computer Music Journal*, vol. 19, no. 4, pp. 72-87, 1995.
- [12] M. Ali, "Stereophonic acoustic echo cancellation system using time-varying all-pass filtering for signal decorrelation," in *Proc. ICASSP-98*, pp. 3689-3692, April 1998.
- [13] G. Long, F. Ling and J. G. Proakis, "The LMS algorithm with delayed coefficient adaptation," *IEEE Trans. Acoust., Speech, Signal Processing*, vol. 37, pp. 1397-1405, 1985.