

감음성 난청 보상을 위한 부밴드 구조 디지털 보청기 설계

A Subband Structured Digital Hearing Aid Design for Compensating Sensorineural Hearing Loss

박 조 동*, 최 훈*, 배 현 덕**
(Jo-Dong Park*, Hun Choi*, Hyeon-Deok Bae**)

*충북대학교 전자공학과, **충북대학교 전기전자컴퓨터공학부
(접수일자: 2005년 3월 25일; 수정일자: 2005년 4월 12일; 채택일자: 2005년 6월 3일)

본 논문에서는 디지털 보청기의 보상필터와 적응 궤환제거기의 부밴드 설계기법을 다룬다. 감음 신경성 난청은 주파수 대역에서 비선형 특성을 보이는 가청 한계값 (hearing thresholds)을 가지며 시변하는 궤환경로에 의해 보상이 어렵다. 그러므로 디지털 보청기는 주파수 대역별 비선형적 이득조정이 가능하며 반향을 빠르게 제거할 수 있는 보상기를 필요로 한다. 제안한 디지털 보청기에서 보상필터는 부밴드 구조에서 적응 시스템 식별기법을 이용하여 설계되며 적응 궤환제거기는 부밴드 인접투사 알고리즘을 이용하여 설계된다. 설계된 보상필터는 비선형 이득을 각 부밴드에서 조절할 수 있으므로 보다 정확한 이득보상이 가능하다. 그리고 부밴드 적응필터를 사용하는 궤환제거기는 빠른 수렴속도를 가진다. 설계된 보상필터는 주파수 대역별로 비선형적 이득보상이 가능하다. 그리고 적응 궤환제거기는 원치 않은 반향을 빠르게 제거할 수 있다. 제안한 보상필터의 성능을 컴퓨터 시뮬레이션을 통해 이전 방법의 성능과 비교하여 입증한다.

핵심용어: 감음 신경성 난청, 적응 궤환제거기, 인접투사 알고리즘, 부밴드 구조

투고분야: 생체 및 의학 음향 분야 (15.2)

In this paper, we presents subband design techniques of a compensating filter and adaptive feedback canceller for the digital hearing aid. The sensorineural hearing loss has a hearing threshold that shows a nonlinear characteristic in frequency domain, and its compensation suffers from an echo that produced by an undesired time varying feedback path. Therefore, the digital hearing aid requires the compensator that can adjust gains nonlinearly in frequency bands and eliminate the echo rapidly. In the proposed digital hearing aid, the compensating filter is designed by the adaptive system identification method in subband structure, and the adaptive feedback canceller is designed by the subband affine projection algorithm. The designed compensation filter can control the nonlinear gain in each subband respectively, therefore precise compensation is possible. And the feedback canceller using the subband adaptive filter achieves fast convergence rate. The performances of the proposed method are verified by computer simulations as comparing with the behaviors of the previous trials.

Keywords: Sensorineural Hearing Loss, Adaptive Feedback Canceller, Affine Projection Algorithm, Subband Structure.

ASK subject classification: Biological and Medical Acoustics (15.2)

I. 서론

보청기의 사용을 요하는 난청은 손상 위치에 따라 전

음성 (conductive) 난청과 감음 신경성 (sensorineural) 난청으로 분류된다. 전음성 난청은 전체적으로 소리가 감쇠되는 난청으로 선형 증폭 (linear amplification) 보청기로 효과적인 보상이 가능하다. 그러나 내이 (inner ear)의 청력 손실에 의한 감음 신경성 난청은 입력신호 전력 레벨에 따라 비선형 특성의 가청 한계값을 가지므

책임저자: 배 현 덕 (hdbae@chungbuk.ac.kr)
361-763 충북 청주시 흥덕구 개신동 12번지
충북대학교 전기전자컴퓨터공학부
(전화: (043)261-2474; 팩스: (043)263-2419)

로 보상이 어려운 단점이 있다[1]. 이러한 문제점을 해결하기 위해 입력 신호의 전력 레벨별 보상이 가능하도록 주파수 영역에서 전대역 압축방식의 보청기가 개발되었다. 전대역 압축방식은 입력된 음성신호를 난청인의 가청 대역 안으로 사상(mapping)함으로써 난청자로 하여금 정상인이 정상 가청 대역에서 듣는 것과 같게끔 한다. 그러나 감음 신경성 난청자의 가청 대역폭이 주파수에 따라 현저하게 변하기 때문에 전대역 압축방식을 이용한 보청기 사용은 적절하지 않다. 따라서 감음 신경성 난청자에게 효과적인 난청 보상을 위해서는 밴드별 입력신호를 보상하는 다중밴드 압축방식이 제안되었다. 이러한 다중밴드 압축방식에는 FFT (Fast Fourier Transform)를 이용하여 주파수별 이득을 조정하는 방법[2,3]과 필터뱅크를 이용하는 방법[4-6]이 있다. FFT를 이용하여 각각의 주파수를 보상하는 방법은 계산상의 복잡성과 구현에 있어서의 어려움이 따른다[7]. 필터뱅크를 이용하는 방법은 부밴드 필터를 사용하므로 밴드별 보상이 가능하다. 그러나 밴드내의 모든 주파수를 동일한 이득으로 보상하기 때문에 다중밴드 압축방식은 주파수 평탄화에 의한 스펙트럼 왜곡(spectral distortion)이 발생한다[5].

또한 보청기 설계에 있어 공통적인 문제인 음향 궤환은 보청기 출력 신호 중 일부가 보청기 입력으로 되돌아 오기 때문에 발생한다. 보청기에서 음향 궤환의 제거는 최대 보상 이득(maximum usable gain)을 증가시킬 수 있기 때문에 중요하다. 음향 궤환경로는 시간에 따라 변하는 주변 환경(acoustic environment)에 크게 좌우되며, 따라서 효과적인 궤환 제거를 위해서는 적응필터를 통한 궤환경로 추정이 필요하다[8]. 적응필터 알고리즘 중 NLMS (Normalized Least Mean Square) 알고리즘은 안정성과 구현이 용이하기 때문에 널리 사용되고 있다[9-11]. 그러나 NLMS형 알고리즘은 음성신호와 같이 입력신호의 상관행렬(correlation matrix)의 고유치 분포(eigenvalue spread)가 큰 경우 수렴속도가 저하되는 단점이 있다[12]. 따라서 보청기를 설계함에 있어 비선형적인 난청 특성에 적합한 보상필터 설계와 음성신호와 같이 상관도가 큰 입력신호에 대해 효과적인 적응 궤환 제거기 설계가 요구된다.

본 논문에서는 부밴드 구조에서 난청자의 비선형적 난청특성을 보상할 수 있는 보상필터를 설계 방법을 제시한다. 부밴드 구조에서 적응 시스템 시별 기법을 이용한 FIR 필터 설계방법은 각각의 부밴드에서 요구되는 설계

규격을 정확히 만족시킬 수 있으므로 효과적인 난청보상이 가능하다. 그리고 보상필터가 부밴드 구조를 가짐에 따라 동일한 부밴드 구조의 궤환제거기 설계가 요구된다. 부밴드 구조의 적응 궤환제거기는 각각의 부밴드에서 적응필터의 입력신호의 고유치 분포를 줄일 수 있으므로 빠른 궤환경로 제거가 가능하다. 음성신호와 같이 높은 상관도를 갖는 입력신호에 대해 효과적인 부밴드 인접투사(affine projection) 알고리즘의 사용은 적응 궤환제거기의 성능을 향상시킬 수 있다.

II. 감음 신경성 난청 보상을 위한 부밴드 구조의 보청기 설계

감음 신경성 난청보상을 위한 일반적인 보청기의 구조와 블록도는 그림 1과 같다[12]. $G(j\omega)$, $H(j\omega)$, 그리고 $\hat{H}(j\omega)$ 는 각각 보상기, 궤환경로, 그리고 적응 궤환제거기를 나타낸다. 보상기는 입력신호의 전력 레벨에 따라 각각의 주파수에서 요구되는 이득을 반영하도록 입력신호를 증폭하여 난청인의 청각 손실을 보상한다. 궤환경로(feedback path)는 기계적인 궤환(mechanical feedback)과 음향 궤환(acoustic feedback)으로 대표된다. 대부분의 경우, 벤트(vent)에 의해 궤환경로가 형성되며, 이러한 궤환경로는 보청기의 최대 안정 이득을 제한하고 전체적인 시스템응답을 저하시킨다[11]. 적응 궤환제거기는 시간에 따라 특성이 변화하는 궤환경로를 추정하여 제거함으로써 보상필터의 성능을 향상시킬 수 있다.

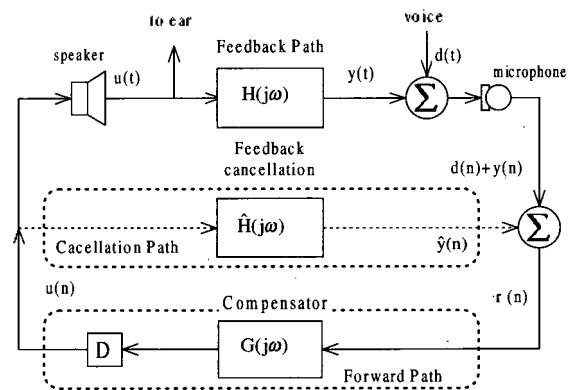


그림 1. 보청기와 궤환제거기를 갖는 보청기의 기본 구조
 Fig. 1. Basic hearing aid system with a hearing loss compensator, $G(j\omega)$ and an adaptive feedback canceller, $\hat{H}(j\omega)$.

2.1. 부밴드 보상필터 설계

그림 2는 그림 1에서 적응 귀환제거기가 생략된 기본 구조를 2-밴드 구조로 변환한 부밴드 난청 보상회로의 블록도이다. 여기서 H_0, H_1 은 분해필터, F_0, F_1 은 합성필터이며, G_0, G_1 은 부밴드에서의 보상필터이다. 보상필터는 적응 시스템 식별기법을 사용하여 주파수 대역별로 요구되는 보상이득을 정확히 반영할 수 있도록 설계한다.

2.1.1. 부밴드 분해필터

입력 신호 $d(n)$ 은, 부밴드 필터 통과 후 속음과정(decimation)을 통해 $d_0(n)$ 과 $d_1(n)$ 로 분해된다. 그림 3은 분해된 입력신호의 주파수 스펙트럼을 나타낸다. 입력 신호는 필터 뱅크를 통과하고 속음과정을 거친 후 주파수 스펙트럼이 확장된다[13]. 이때 고대역의 경우, 스펙트럼의 모양이 바뀌게 되므로 보상필터 G_0, G_1 의 설계 시 이를 고려해야 한다. 그림 4는 필터뱅크의 분해필터 $H_0(H_{low})$ 와 $H_1(H_{high})$ 의 특성을 나타내며, 각각 27차의 FIR 등리플(cquiripple)필터이다. 그림 5는 그림 4의 분해필터 쌍의 진폭왜곡특성을 나타낸다.

2.1.2 시스템 식별 기법을 이용한 부밴드 보상필터 설계

감음 신경성 난청은 노인성 난청에서 주로 나타나며 주파수별 난청정도는 난청자의 특성에 따라 다르다. 그러나 일반적으로 노인성 난청자의 경우 저주파 신호에 비해 고주파 신호의 난청정도가 심각하게 발생하게 된

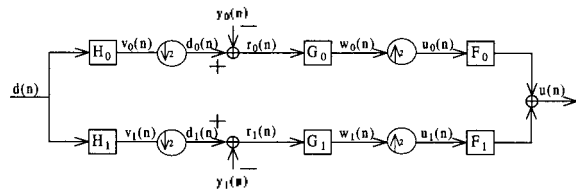


그림 2. 부밴드 구조의 보상기 블록도
Fig. 2. Block diagram of the subband structured compensator.

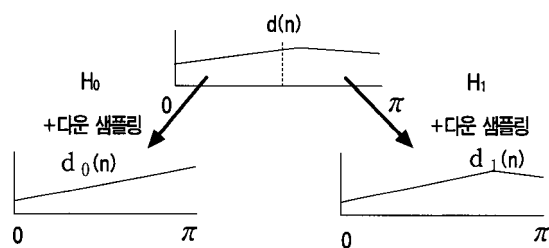


그림 3. 신호 $d_0(n)$ 과 $d_1(n)$ 스펙트럼
Fig. 3. Signal spectrum of $d_0(n)$ and $d_1(n)$.

다. 소리를 들을 수 있는 입력신호 전력의 최소값인 가청 한계값에 대해 일반인은 전대역에서 가청 한계값이 고르게 나타나지만 난청자의 경우 고주파 대역으로 갈수록 가청 한계값이 증가한다. 또한 2kHz 이하의 저주파 대역에서는 비선형 특성이 강하다. 그림 6은 보편적인 주파수별 가청 한계값을 갖는 일반인과 저주파에서 비선형 특성이 강하며 고주파 신호에 대해 심한 난청특성 보이는 노인성 난청자의 특정한 예를 보이고 있다. 그림 7은 난청자의 가청 한계값과 일반인의 가청 한계값의 차 ($f_s=8000Hz$ 이므로 $\pi/2=4000$)와 데시메이션(decimation) 후 각 부밴드별 스펙트럼을 나타낸다. 이는 난청자가 듣기 위해서는 그림 7의 주파수 이득특성을 갖는 보상필터가 필요함을 의미한다. 즉, 이 가청 한계값의 차가 보상필터 설계를 위한 규격이다. 보상필터 설계 규격의 비선형 특성이 심할 경우 각 부밴드에서 보상필터를 대역별로 나누어 설계하는 것이 설계 규격을 잘 만족시킬 수 있다. 이때 각 부밴드에서의 스펙트럼은 데시메이션에 의한 효과를 주의하여 설계하여야 한다. 디지털 필터의 주파수 특

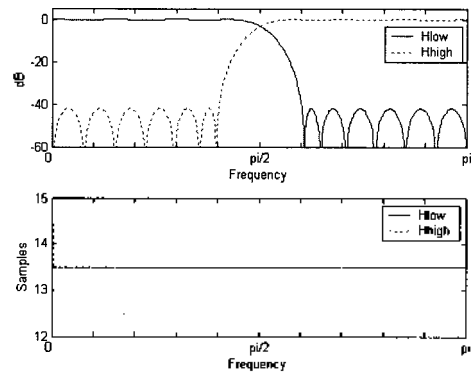


그림 4. 분해필터의 주파수 크기응답과 그룹 지연
Fig. 4. Magnitude and group delay response of analysis filters.

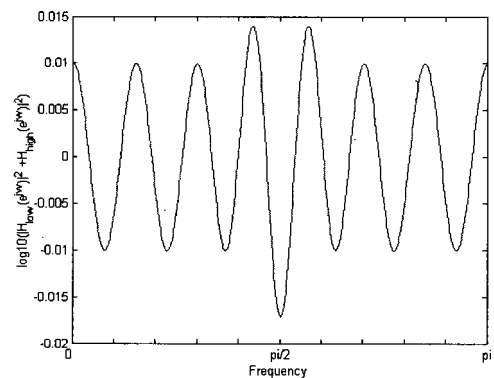


그림 5. 분해필터 쌍의 진폭왜곡특성 $(|H_{low}(e^{j\omega})|^2 + |H_{high}(e^{j\omega})|^2)$
Fig. 5. Amplitude distortion characteristics of analysis filters pair $(|H_{low}(e^{j\omega})|^2 + |H_{high}(e^{j\omega})|^2)$.

성이 대역별로 일정하지 않을 경우 필터 설계기법으로는 주파수 표본화 (frequency sampling) 기법과 적응적 설계기법이 있으며, 적응적 설계기법이 주파수 표본화 기법에 비해 주어진 설계사양을 보다 잘 만족시키는 것으로 알려져 있다[15]. 그러므로 난청자의 주파수 대역별 비선형 난청 특성의 효과적 보상이 가능하도록 그림 8과 같은 적응 시스템식별 기법[14]을 이용하여 보상필터를 설계한다.

그림 8에서 의사 필터 (pseudo filter)와 적응필터의 입력은 각 주파수의 크기와 위상에 대한 규격을 동시에 만족하도록 식 (1)과 같이 사인파의 합을 사용한다. 그리고 원하는 신호는 의사필터의 출력신호로서 설계 규격을

의해 주어진 크기와 위상 정보를 갖도록 식 (2)와 같은 사인파의 합을 사용한다[14].

$$x(t) = \sum_{i=1}^N \sin 2\pi f_i t, \tag{1}$$

$$d(t) = \sum_{i=1}^N a_i \sin(2\pi f_i t + \theta_i), \tag{2}$$

여기서 N 은 주어진 규격의 수이고, a_i 은 주파수별로 얻고자 하는 크기에 관한 규격이고, f_i 은 규격이 주어지는 주파수이며, θ_i 은 주파수별로 얻고자 하는 위상 규격을 나타낸다. 시스템 식별기법에서는 설계 사양을 식 (2)와 같이 함으로써 각 주파수 사양별로 특성조절이 가능하다. 따라서 난청 보상필터 설계에서 요구되는 비선형 특성을 정확히 만족시킬 수 있다. 그림 9와 그림 10은 시스템 식별 기법을 이용하여 설계한 임펄스 응답의 길이가 21($N=21$ 즉, 필터차수=20)인 저대역과 고대역 보상필터의 주파수 응답 및 임펄스 응답이다. 주파수 응

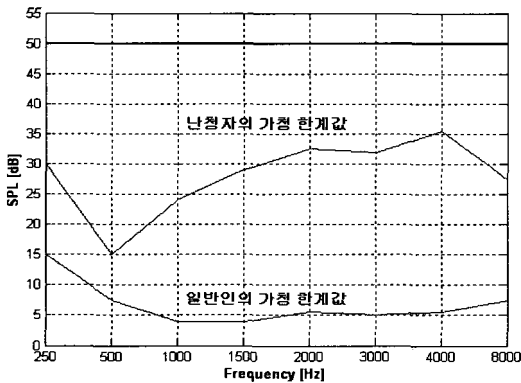


그림 6. 일반인과 난청인의 가청 한계값
Fig. 6. Normal hearing threshold and sensorineural hearing threshold.

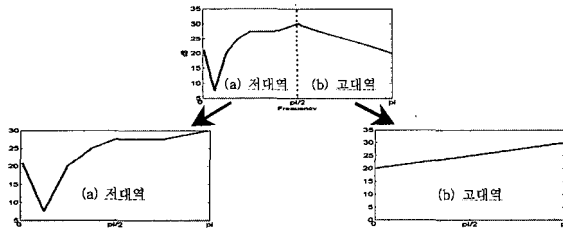


그림 7. 일반인과 난청인의 가청 한계값의 차이와 데시메이션 후 밴드별 스펙트럼
Fig. 7. Difference between threshold of normal and one of impaired hearing, and spectrum in each subband after decimation ($\pi/2 = 4000\text{Hz}$).

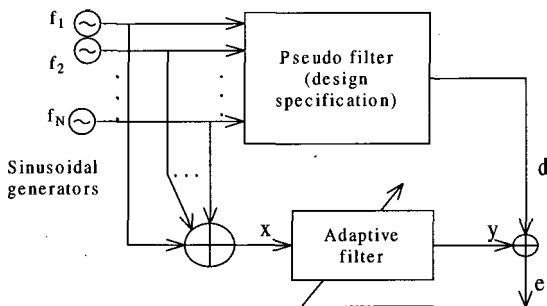


그림 8. 적응 시스템식별 기법을 이용한 디지털 FIR 필터설계
Fig. 8. Digital FIR filter design using adaptive system identification.

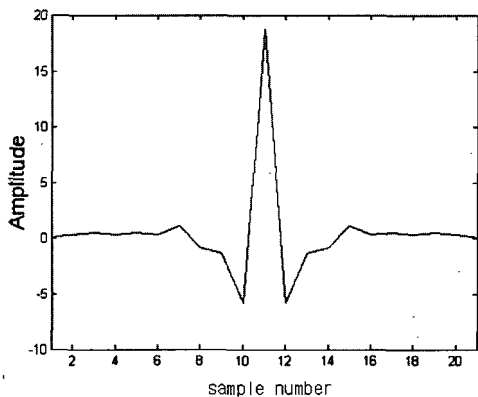
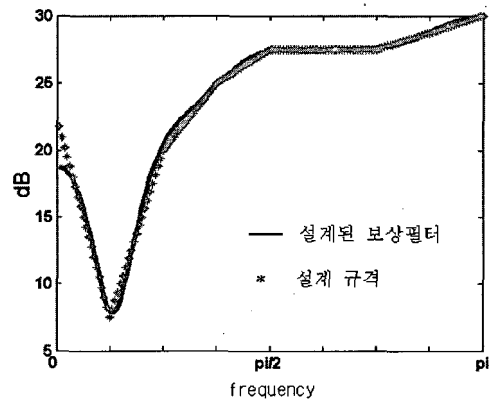


그림 9. 저대역 보상필터의 주파수 응답 및 임펄스 응답
Fig. 9. Frequency and impulse responses of the designed filter for low frequency compensation.

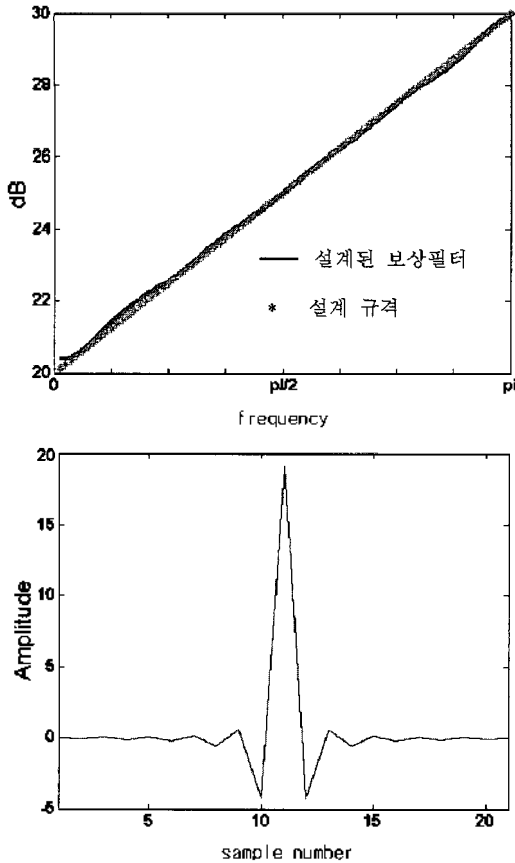


그림 10. 고대역 보상필터의 주파수 응답과 임펄스 응답
 Fig. 10. Frequency and impulse responses of the designed filter for high frequency compensation.

답으로부터 적응적으로 설계된 보상필터가 각 대역의 비선형 주파수 응답특성을 잘 만족함을 알 수 있다. 적응적 기법으로 설계된 보상필터의 성능을 주파수 표본화 기법과 비교한다면 그림 11과 같다. 그림 11로부터 동일한 설계사양에 주어진 규격이 $N=41$ 개일 때 주파수 표본화 기법은 최소 40차의 필터 계수가 필요하나 시스템 식별 기법은 20차의 필터로도 이를 만족하므로 효율적인 보상필터 설계가 가능함을 알 수 있다.

2.2. 부밴드 보상필터의 입력 전력별 이득 조정

감음 신경성 난청자는 소리가 들리기 시작하는 최저 가청 한계값과 소리가 너무 커서 불쾌하게 느끼지 시작하는 UCL (Uncomfortable Level)사이의 가청영역이 입력신호의 전력레벨에 따라서 비선형적이다. 그러므로 보상필터의 이득은 입력신호 전력레벨에 따라 다르게 주어 져야 한다. 보상필터 이득의 효과적인 조정을 위해 그림 12의 필터 혼합 구조를 사용해서 시스템 식별 기법으로 설계한 FIR필터에 가중치를 주어 야 하며 그 관계는 식

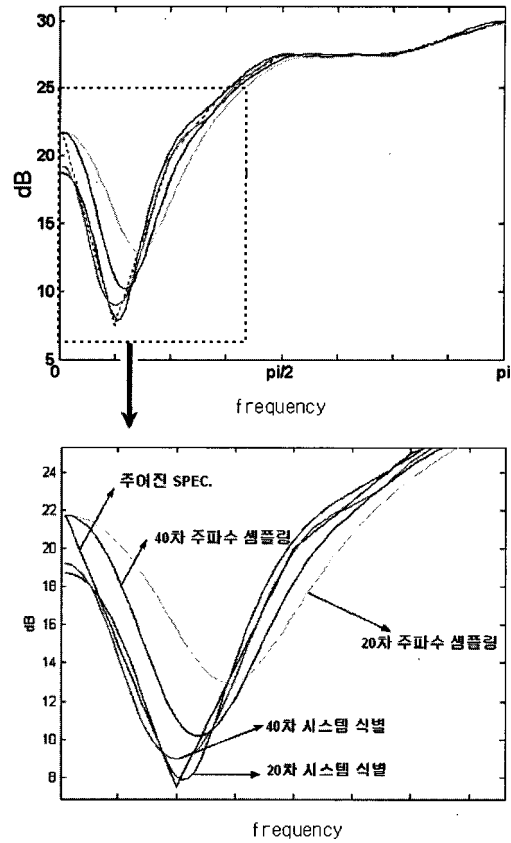


그림 11. 주파수 표본화 기법과 시스템 식별 기법을 이용하여 설계한 필터의 주파수 응답 비교
 Fig. 11. Performance comparison between filters that designed by frequency sampling method and system identification.

(3)와 같다[7]. $h_{i,max}(n)$ 은 입력신호의 전력이 난청자가 들을 수 있는 가장 작은 레벨일 경우에 사용되는 보상필터이고 $h_{i,min}(n)$ 은 입력신호의 전력이 난청자의 가청 레벨 중 불쾌 수준 근처에 있을 때 사용되는 보상필터이다. 그림 12의 혼합구조에 의해 일반인만 들을 수 있는 전력 레벨의 입력신호를 난청인이 들을 수 있는 가청레벨로 매핑 (mapping)할 수 있다.

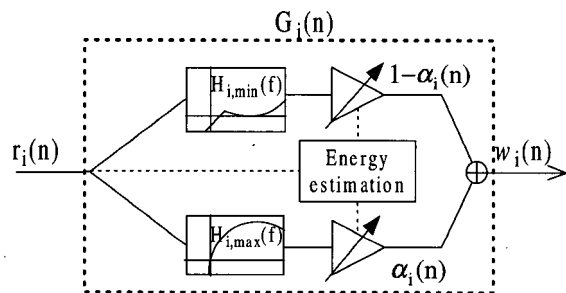


그림 12. 보청기의 이득조정을 위한 필터 혼합 구조
 Fig. 12. Filter mixture structure for adjusting the compensation gain.

표 1. 입력 레벨에 따른 $\alpha_i(n)$

Table 1. $\alpha_i(n)$ for input signal powers.

$10 \log 10(\sigma_i^2(n))$	$\alpha_i(n)$
5dB 이하	0.0000
5dB ~ 10dB	0.6719
10dB ~ 15dB	0.4063
15dB ~ 20dB	0.2500
20dB ~ 25dB	0.1484
25dB ~ 30dB	0.0938
30dB ~ 35dB	0.0547
35dB ~ 40dB	0.0313
40dB ~ 45dB	0.0234
45dB ~ 50dB	0.0126

$$w_i(n) = \alpha_i(n)(r_i(n) \times h_{i, \max}(n)) + (1 - \alpha_i(n))(r_i(n) \times h_{i, \min}(n)), \quad (3)$$

여기서 $\alpha_i(n)$ 은 그림 2의 $d_i(n)$ 과 $y_i(n)$ 의 차로부터 얻은 $r_0(n)$ 과 $r_1(n)$ 의 전력 레벨에 따라 보상필터에 부여되는 가중치이며, 각 부밴드 입력신호의 전력 레벨 $\sigma_i^2(n)$ 는 다음과 같은 방법으로 추정한다.

$$\sigma_i^2(n) = (1 - \beta) \times \sigma_i^2(n-1) + \beta \times r_i^2(n), \quad (4)$$

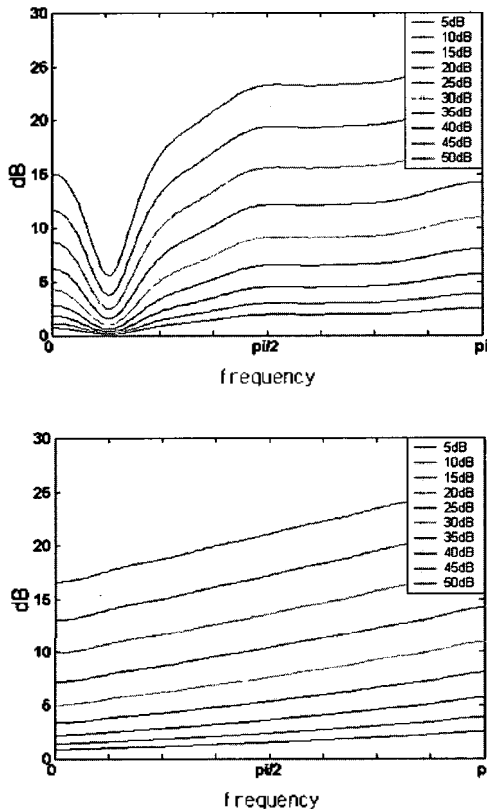


그림 13. 입력 신호레벨에 따른 보상기의 주파수 응답
Fig. 13. Frequency responses of compensator on input signal level.

여기서 $\sigma_0^2(n)$ 과 $\sigma_1^2(n)$ 에 따른 $\alpha_i(n)$ 은 표 1과 같으며 β 는 상수 (실험에서 $\beta=0.8$ 사용)이다.

입력 신호의 전력에 따라 요구되는 보상필터의 주파수 응답은 그림 13과 같다.

III. 부밴드 구조의 귀환제거기 설계

3.1. 부밴드 귀환제거기

그림 1에서 귀환경로와 보상필터를 포함하는 시스템 전달함수는 다음과 같다.

$$T(j\omega) = \frac{G(j\omega)e^{-j\omega T}}{1 - G(j\omega)H(j\omega)e^{-j\omega T}} \quad (5)$$

만약 $|G(j\omega)H(j\omega)| > 1$ 이면 전체적인 시스템은 불안정해지고 음향 되울림 (howling)이 발생하게 된다. 따라서 $|G(j\omega)H(j\omega)| < 1$ 을 만족하도록 귀환경로를 제거해야 할 필요가 있다. 그림 1의 귀환경로 제거를 위한 적응필터 $\widehat{H}(j\omega)$ 은 귀환경로를 추정함으로써 시스템 전달함수는 다음과 같이 표현 할 수 있다.

$$|T(j\omega)| = \frac{|G(j\omega)e^{-j\omega T}|}{|1 - G(j\omega)\widehat{H}(j\omega)e^{-j\omega T}|} \approx |G(j\omega)|, \quad (6)$$

여기서 $\widehat{H}_c(j\omega) = H_c(j\omega) - \widehat{H}(j\omega)$ 로 추정된 경로와 귀환경로의 계수조정오차 (coefficient misalignment)를 의미한다.

보상필터를 부밴드로 설계할 경우 귀환경로 제거도 부밴드 구조로 설계하여야 한다. 보상필터와 귀환경로를

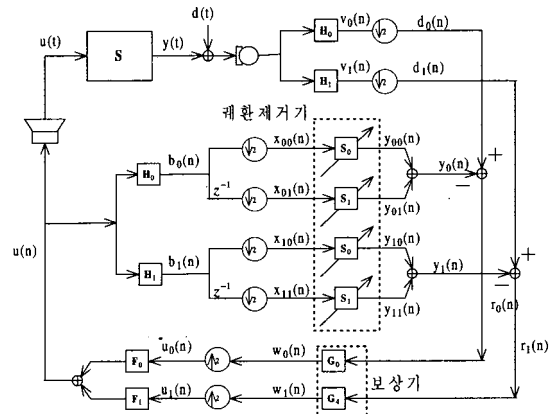


그림 14. 부밴드 구조의 보청기
Fig. 14. Subband structured hearing aid.

부밴드로 설계한 디지털 보청기 구조는 그림 14와 같다.

그림 14와 같은 부밴드 구조[16]에 적응필터를 이용하여 궤환경로를 추정하여 궤환에 의해 발생하는 신호를 제거할 수 있다. 적응 알고리즘으로 사용한 부밴드 인접 투사(subband affine projection) 알고리즘[17]의 비용함수는 식 (7)과 같다. 식 (7)의 비용함수로부터 부밴드 인접투사 적응필터를 위한 계수갱신식은 서로 다른 부밴드 입력신호의 교차항이 제거된 간단한 형태로 식 (8)과 식 (9)와 같이 유도된다.

$$J(n) = \|s_0(n+1) - s_0(n)\|^2 + \|s_1(n+1) - s_1(n)\|^2 + [d_0(n) - X_{00}^T(n)s_0(n+1) - X_{01}^T(n)s_1(n+1)]^T \lambda_0 + [d_1(n) - X_{10}^T(n)s_0(n+1) - X_{11}^T(n)s_1(n+1)]^T \lambda_1, \tag{7}$$

$$s_0(n+1) = s_0(n) + \mu X_{00}(n)[X_{00}^T(n)X_{00}(n) + X_{01}^T(n)X_{01}(n)]^{-1} e_0(n) + \mu X_{10}(n)[X_{10}^T(n)X_{10}(n) + X_{11}^T(n)X_{11}(n)]^{-1} e_1(n), \tag{8}$$

$$s_1(n+1) = s_1(n) + \mu X_{01}(n)[X_{00}^T(n)X_{00}(n) + X_{01}^T(n)X_{01}(n)]^{-1} e_0(n) + \mu X_{11}(n)[X_{10}^T(n)X_{10}(n) + X_{11}^T(n)X_{11}(n)]^{-1} e_1(n), \tag{9}$$

여기서

$$X_{ij}(n) = \begin{bmatrix} x_{ij}(n) & x_{ij}(n-1) & \dots & x_{ij}(n-P+1) \\ x_{ij}(n-1) & x_{ij}(n-2) & \dots & x_{ij}(n-P) \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ x_{ij}(n-N+1) & x_{ij}(n-N) & \dots & x_{ij}(n-N-P+2) \end{bmatrix}, \tag{10}$$

이고, i 와 j 는 0, 1의 값을 가지며, P 는 투사 차원이다.

$s_0(n)$ 과 $s_1(n)$ 은 적응필터 \mathcal{S} 의 다위상(polyphase) 성분이다[13].

IV. 실험 및 결과

컴퓨터 모의실험을 통해 설계한 보상필터의 성능과 부밴드 구조의 궤환제거기의 성능을 평가하였다. 그림 12의 응답을 갖도록 설계된 보상필터의 실제 하드웨어 구현을 위해 VHDL을 이용하여 설계한 후 ModelSim® (ver. 5.7d)으로 이득 조정 성능을 평가하였다. 그리고 궤환제거기의 성능평가를 위해 Matlab® (ver. 6.1)을 사

용하여 그림 1의 구조에 전대역 NLMS 알고리즘과 2-밴드 NLMS 알고리즘, 그리고 부밴드 인접투사 알고리즘을 적용하여 [dB]로 나타낸 시스템 계수조정오차(coefficient misalignment)를 비교한다. 적용한 입력신호는 다음과 같은 4차의 AR모형을 통과시켜 얻은 유색신호(colored signal)와 실제 음성 신호를 사용하였다.

$$y(n) = 0.95y(n-1) + 0.19y(n-2) + 0.09y(n-3) - 0.5y(n-4) + x(n), \tag{11}$$

여기서 입력 $x(n)$ 은 평균이 영(zero)이고 분산이 1인 가우시안 분포를 갖는 백색 잡음이다.

제안한 난청 이득보상필터를 실제 시스템 실험을 대비하여 구현할 때 입력 비트(bit)는 8비트로, 출력 비트는 12비트로 사용하였다. 따라서 처리할 수 있는 신호영역을 8비트에 맞추어 48[dB]로 제한하며, 샘플링 데이터는 주파수 영역에서 0~8[KHz]를 처리할 수 있도록 16[KHz]로 설정된 데이터를 사용한다. 필터 계수는 주파수 응답

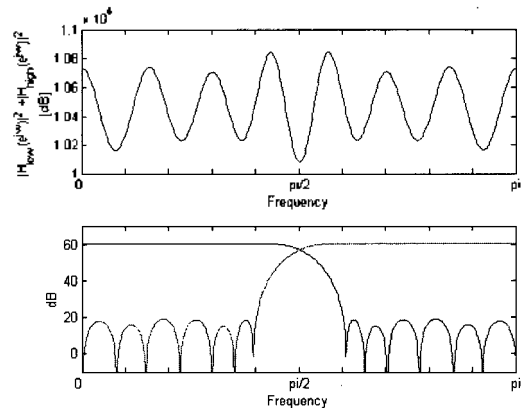


그림 15. FPGA상에 설계된 필터뱅크(10bit)의 크기응답
Fig. 15. Magnitude response of the designed filter banks(10bit) for implementation of FPGA.

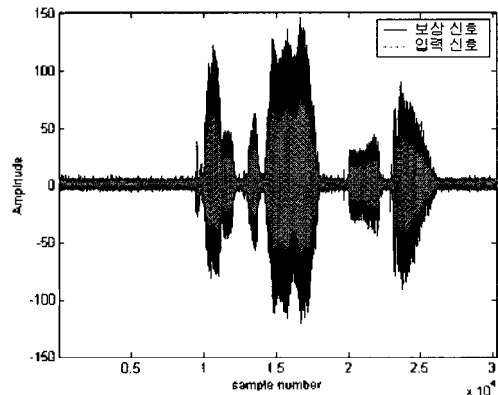


그림 16. VHDL로 설계된 제안한 보상필터의 성능(ModelSim®)
Fig. 16. Performance of the proposed compensator designed by VHDL (ModelSim®)

성능의 저하없이 시스템의 비용을 줄일 수 있도록 10비트를 사용하였다. 그림 15는 10비트를 갖도록 설계된 부밴드 분해필터의 주파수 응답이다. 그림 16은 그림 9와 그림 10에 설계한 보상필터를 VHDL로 구현하여 16(KHz)로 샘플링된 실제 음성 데이터에 대한 입·출력 신호의 ModelSim[®] 결과이다. 결과로부터 효과적인 이득 보상이 이루어진 것을 알 수 있다.

그림 17은 제안한 방법과 다중밴드 알고리즘에 의해 보상된 실제 음성신호의 주파수 스펙트럼이다. 영역 A₁에서 두 방법 모두 입력 신호의 전력 레벨에 따라 원하는 보상이 이루어졌음을 알 수 있다. 반면 영역 B₁에서 입력 신호는 최소 가청 레벨 이하의 신호이므로 보상이 이루어지지 않아야 한다. 다중 밴드 압축 방식에서는 평탄화 특성에 의해 불필요한 보상이 이루어지며 이는 주파수 왜곡을 발생시킨다. 그러나 제안한 방법은 난청자의 난청 특성을 기반으로 설계된 보상필터에 의해 이득 조절이 이루어지므로 불필요한 보상이 이루어지지 않으며 주파수 왜곡 문제를 피할 수 있다. 그림 18은 보상된 신호의 보상 정도를 나타낸다. 그림 18 (a)에서 보상이 이루어져야 하는 해당 주파수 대역에서 제안한 방법은 난청자의 비선형적 청력 감소를 효과적으로 보상한다. 그

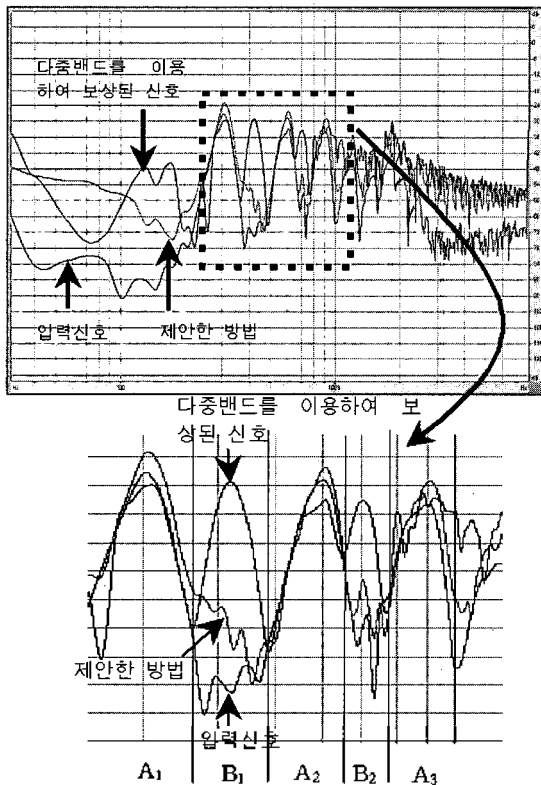
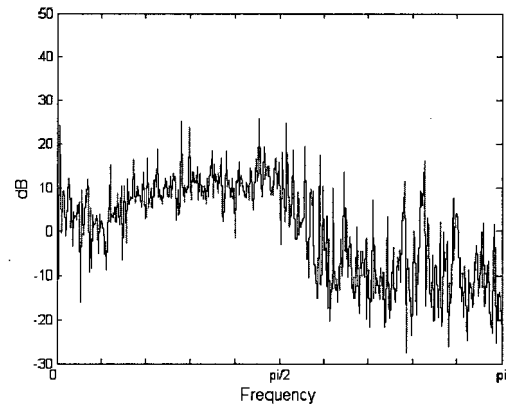


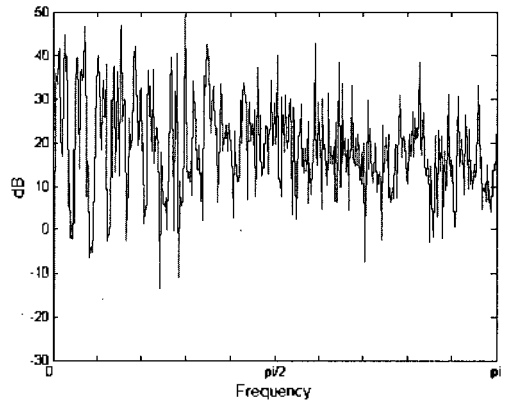
그림 17. 다중 밴드와 제안한 방법의 스펙트럼 비교(Matlab[®])
 Fig. 17. Spectral comparison of multi-band compression method and the proposed method(Matlab[®])

려나 그림 18 (b)에서 다중 밴드 압축 방식은 전대역에 걸쳐 일정한 이득을 주어 불필요한 부분까지 보상한다.

귀환경로는 일반적으로 라우드 스피커 (loud speaker) 와 마이크로폰 (microphone) 사이의 경로를 의미하며 보청기에서는 벤트 (vent)라 불리는 가는 구멍에 의해 형성된다. 귀환제거기의 성능평가를 위해 사용한 귀환경로의 임펄스 응답은 [12]에서 제공된 것을 길이 128로 사용한다. 그림 19는 사용한 귀환경로의 임펄스 응답을 보



(a)



(b)

그림 18. (a) 제안한 방법과 (b) 다중밴드 압축 방법의 보상된 양
 Fig. 18. Amount of compensation of (a) the proposed method and (b) the multi-band compression method.

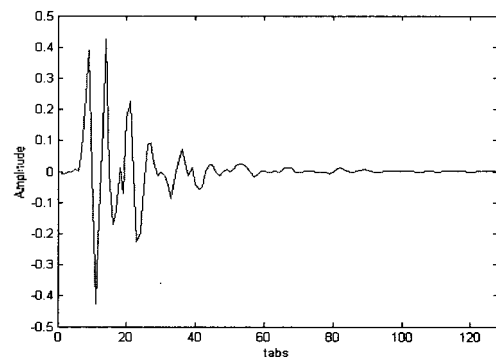


그림 19. 귀환경로의 임펄스 응답
 Fig. 19. Impulse response of feedback path.

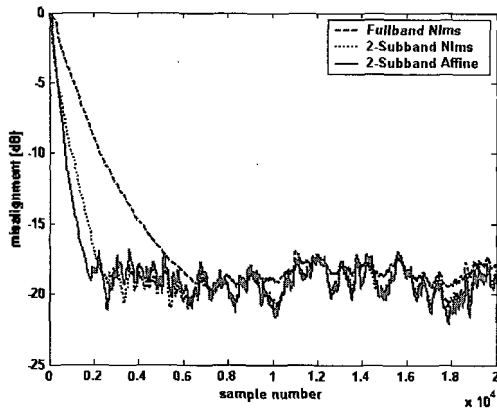


그림 20. 시스템 계수조정오차
 Fig. 20. System misalignment in AR=4 (Matlab®)
 (input : AR(4), $\mu_{NLMS}=0.01$, $\mu_{2-Subband NLMS}=0.03$,
 $\mu_{SAPAFM=2, P=2}=0.02$)

이고 있다. 왜곡 제거를 위한 적응필터는 왜곡경로와 동일한 길이의 FIR 필터를 사용하였다. 그림 20은 식 (11)의 AR (4) 프로세스를 입력으로 하여 시스템 계수조정오차 성능을 비교한 결과이다. 부밴드 구조의 왜곡제거기의 성능이 전대역 왜곡제거기에 비해 좋은 수렴성능을 나타내며, 또한 부밴드 NLMS보다 부밴드 인접투사 알고리즘($P=2$)의 수렴성능이 더 우수하다. 따라서 부밴드 구조의 인접투사 알고리즘의 사용은 난청보상에 있어 효과적임을 알 수 있다.

V. 결론

본 논문은 난청자의 청각손실 보상을 위한 보상필터 설계에 있어서, 부밴드 구조의 적응 시스템 기법을 이용하여 난청보상을 위한 주파수별 이득을 효율적으로 조정할 수 있는 FIR 보상필터를 설계방법을 제시한다. 또한 시변하는 왜곡경로에 의한 보상 이득 감소를 줄일 수 있는 부밴드 적응 왜곡제거기를 제안하였다. 이득 조정에 있어서 기존 다중 밴드 보상필터는 주파수 평탄화 문제가 제기 되었으나 제안한 방법은 부밴드에서 이득조정을 하며 난청자의 비선형적 난청 특성을 정확하게 반영하여 이를 해결할 수 있었다. 보상필터 설계에 있어서 부밴드 구조의 적용으로 동일 구조의 왜곡제거기가 필요하다. 부밴드 왜곡제거기는 음성신호에 장점을 보이는 인접투사 알고리즘을 적용하여 수렴속도가 향상됨을 보였다. 더불어 보상필터의 구현을 위해 VHDL을 이용하여 설계하고 ModelSim®을 사용하여 이득 조정성능을

평가하였다. 부밴드 구조의 제안한 왜곡경로 제거기는 왜곡경로 추정에 있어서 기존 방법에 비해 우수한 성능을 보였다.

감사의 글

이 논문은 2004년도 충북대학교 학술연구지원사업의 연구비 지원에 의하여 연구되었음.

참고 문헌

1. Janet C. Rutledge, Mark A. Clements, "Compensation for recruitment of loudness in sensorineural hearing impairments using a sinusoidal model of speech," ASSP, ICASSP-91, 5, 3641-3644, April 1991.
2. F. Asano, Y. Suzuki, T. Sone, et al, "A Digital hearing aid that compensates loudness for sensorineural impaired listeners," ASSP, ICASSP-91, 5, 3625-3628, April 1991.
3. 최원철, 이제훈, 김영주, 조경록, "다중밴드 이득 보정기능을 갖는 디지털 청력보정회로 설계," 전자공학최신문지, 41 (1) SC편, 41-54쪽, 2001년 1월.
4. David V. Anderson, et al, "Evaluation of a hearing compensation algorithm," ASSP, ICASSP-95, 5, 3531-3533, May 1995.
5. Todd Schneider and Robert Brennan, "A multichannel compression strategy for a digital hearing aid," ASSP, ICASSP-97, 1, 411-414, May 1997.
6. Robert Brennan and Todd Schneider, "A flexible filterbank structure for extensive signal manipulations in digital hearing aids," Circuits and Systems, ISCAS-98, 6, 569-572, May 1998.
7. Brian Stroppe and Abeer Alwan, "A novel structure to compensate for frequency-dependent loudness recruitment of sensorineural hearing loss," ASSP, ICASSP-95, 5, 3539-3542, May 1995.
8. Marcio G. Siqueria, and Abeer Alwan, "Steady-state analysis of continuous adaptation in acoustic feedback reduction systems for hearing-aids," IEEE Trans. Speech and Audio Processing, 8 (4), 443-453, July 2000.
9. James M. Kates, "Feedback cancellation in hearing aids: Results from a computer simulation," IEEE Trans. signal processing, 39 (3), Mar. 1991.
10. M.G. Siqueria et al, "Subband adaptive filtering applied to acoustic feedback reduction in hearing aids," Signals, Systems and Computers, 1, 788-792, Nov. 1996.
11. Y.C. Park, D. W. Kim, I. Y. Kim, "An efficient feedback cancellation for hearing aids," Conf. of the IEEE Engineering in Medicine and Biology, 20 (5), 1647-1650, Sep. 2003.
12. S. Wyrsh and A. Kaelin, "Adaptive feedback cancelling in subbands for hearing aids," ASSP,

- ICASSP-99, 2, 921-924, Mar. 1999.
13. P.P. Vaidyanathan, *Multirate System and Filter Banks*, (Englewood Cliffs, NJ, Prentice-Hall, 1998.)
 14. Bernard Widrow, Samuel D. Stearns, *Adaptive Signal Processing*, (Prentice-Hall, Englewood Cliffs, New Jersey USA, 1985.)
 15. Alsaka, Y.A., McLean, B., "Spectral shaping for the hearing impaired," Proc. IEEE, Southeastcon-96, 103-106, April 1996.
 16. S. Sandeep Pradhan and V. U. Reddy, "A new approach to subband adaptive filtering," IEEE Trans. Signal Processing, 47 (3), 655-664, Mar. 1999.
 17. 최 훈, 배현덕, "부밴드 인접투사 알고리즘," 한국 음향학회지, 23 (3), 221~227쪽, 2001년 4월.

저자 약력

• 박 조 동 (Jo-Dong Park)



2002년 2월: 충북대학교 전기전자컴퓨터 공학부(공학사)
2005년 2월: 충북대학교 전자공학과(공학석사)
2001년 12월~2003년 2월: 한솔전자(주)
2005년 2월~현재: (주)LS산전
* 주관심분야: 적응신호처리, 음향신호처리, 멀티레이트 시스템, 신호처리 알고리즘 실현

• 최 훈 (Hun Choi)

한국음향학회 제23권 제3호 참조

• 배 현 덕 (Hyeon-Deok Bae)

한국음향학회 제23권 제3호 참조