

주파수 대역에서의 피드백 제거 알고리즘의 보청기 응용

Hearing aid application of feedback cancellation algorithm in frequency domain

장순석[†]

(Soon-Suck Jarng[†])

조선대학교 전자공학과

(Received April 21, 2016; accepted May 24, 2016)

초 록: 본 논문은 보청기의 피드백 제거 알고리즘을 실시간으로 실현한 내용을 다루었다. 기존의 시간 영역에서의 최소 평균 자승 기법을 주파수 영역으로 변환하여 처리함으로써 계산상의 부하를 최소화하였다. 적응 필터 알고리즘의 확인은 Matlab(Matrix laboratory) 기반으로 수행하였고, 이를 CSR 8675 블루투스 DSP IC(Digital Signal Processor Integrated Circuit) 칩 펌웨어로 실현하고 검증해보았다. 스마트폰으로의 원격 무선 제어 기능이 포함된 스마트 보청기는 사용자 접근 편의성이 강화된다.

핵심용어: 스마트 보청기, 피드백 제거, 주파수 영역 적응 필터, 정규 최소 평균 자승 기법, 스마트폰 원격 제어

ABSTRACT: In this paper, the realization of a hearing aid adaptively cancelling feedback noise was considered. Conventional least mean square method in time domain was transformed into frequency domain in order to minimize computational burden. The adaptive filter algorithm was evaluated by Matlab (Matrix laboratory), and it was confirmed by CSR 8675 Bluetooth DSP IC (Digital Signal Processor Integrated Circuit) chip firmware realization. Some remote control features by a smart phone was added to the smart hearing aid for user interface easiness.

Keywords: Smart hearing aid, Feedback cancellation, Frequency domain adaptive filter, Normalized least mean square method, Smart phone remote control

PACS numbers: 43.50.Ki, 43.60.Mn, 43.60.Qv

1. 서 론

디지털 보청기에서 발생하는 소음은 피드백 소음과 주변소음으로 분류할 수 있다. 대부분의 디지털 보청기에서는 피드백 소음 제거와 주변 소음 소거 알고리즘이 각각 분리되어 처리되고 있는데, 본 연구에서는 최소평균자승기법(Least Mean Square, LMS)이라는 동일한 적응신호 처리 기법에 의해 위의 두 가지 소음을 모두 제거하는 알고리즘을 연구하였다. 피드백 소음은 보청기 리시버에서 출력한 발생음이

다시 보청기 마이크로폰으로 피드백되어 발생하는 소음이어서 소음원이 단순하고 일반적으로 시간영역 LMS 적응 신호 처리 기법을 적용한다. 반면에 보청기에 유입되는 주변 소음은 소음원이 다양하여 완전한 소거가 쉽지 않다. 보청기의 주변소음 소거를 위해서 보청기와 유사한 디지털 헤드셋의 주변소음 소거 알고리즘을 검토해보았다. 헤드셋 안으로 유입되는 외부 소음을 능동적으로 제거하기 위한 능동 소음 제거(Active Noise Cancellation, ANC) 기술은 지난 10년 간 아날로그에서 디지털 시스템으로 계속 진화되었고, Bose(미국), Sennheiser(독일), Sony(일본)와 같은 글로벌 헤드셋 전문 회사에서 제품화로 성공한 실용화 기술로 자리 잡아가고 있다.^[1] 기술보고에 의하면, 아날로그 피드백 제어 회로에 의해 백

[†]Corresponding author: Soon-Suck Jarng (ssjarng@chosun.ac.kr)
Dept. of Electronics Engineering, Faculty of Electronics and Information Engineering, 309 Pilmoon-daero, Dong-gu, Gwangju 61452, Republic of Korea
(Tel: 82-62-230-7107, Fax: 82-62-226-3211)

색 잡음 기준으로 15 dB SNR(신호대 잡음비: Signal-to-Noise Ratio) 향상에 이어, 시간 영역에서의 디지털 적응 필터에 의해 19 dB SNR 향상이 보고된다. 하지만 핑크 잡음의 경우에는 디지털 적응 필터에 의해 16 dB SNR로 낮은 결과가 보고되는데, 이는 주변 소음의 스펙트럼 변화에 적응 필터가 효과적으로 수렴 대응하지 못한 결과로 파악된다.^[2] 이는 적응 소음 제거 알고리즘의 DSPIC 칩 구현과정에서 외부 소음의 변화를 실시간으로 반영해줄 수 있어야 함을 제시한다. 헤드셋의 주변소음소거에 적용되는 적응소음제거를 위한 적응신호처리방법이 수학적 표현으로는 피드백 소음 제거를 위한 적응 신호처리방법과 거의 유사하다.

본 논문에서는 기존의 헤드셋 소음 소거에 적용되던 주파수 영역에서의 적응 필터 알고리즘^[3]으로 피드백 소음을 제거하는 스마트 보청기를 실현해 보았다.^[4] 블루투스(Bluetooth) 무선 기능에 의해 스마트폰으로 원격 제어가 가능토록 하여, 사용자 위주의 최적의 능동 피드백 제거 기능을 가진 스마트 보청기를 실현시켰다. 논문의 전개는 보청기 외부 소음 제거 알고리즘을 설명한 후에, 이를 응용하여 보청기 피드백 소음 제거 알고리즘으로 변환한 과정을 설명한다. 1차적으로 LMS 적응 신호 처리에 의한 주변 소음을 소거하는 알고리즘을 보청기에 적용한 후에, 이어서 동일한 적응신호처리 알고리즘을 활용하여 피드백 소음을 소거하는 알고리즘으로도 응용해 보였다.

Fig. 1은 헤드셋으로 유입되는 외부 소음의 경로 일례를 보여준다. 외부소음, N은 헤드셋으로 소음이 유입되는 통로(G 채널)에 따라 주파수 특성이 변화되고, 헤드셋 내부의 스피커로부터 출력되는 신호음에 더해져서 잡음이 섞인 신호음으로 귀에 들린다. G는 외부 소음을 입력, N으로 하고 내부로 유입된 소음을 출력, N'으로 하는 전달함수이다. N은 수시로 변화하며, 능동 소음 제거의 목표는 N'을 효과적으로 제거하는 것이다.

Fig. 2는 전형적인 헤드셋의 외부 음향 소음 감쇄를 보여주는 G 전달함수 진폭 응답 곡선이다.^[5] 200 Hz 이상에서 감쇄율이 12 dB/oct로 급격히 하강하는 저대역통과 필터 특성을 가진다. 이는 헤드셋을 착

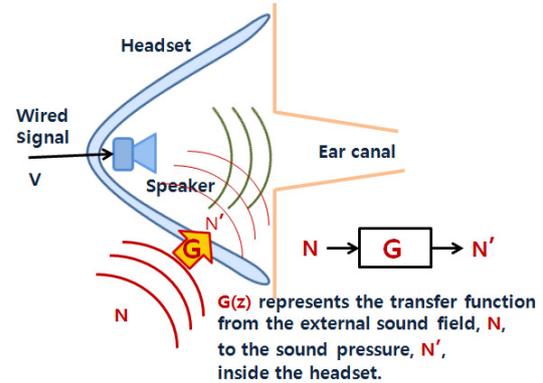


Fig. 1. While speaker generates purely wired signal, V, external noise, N, is induced into the headset.

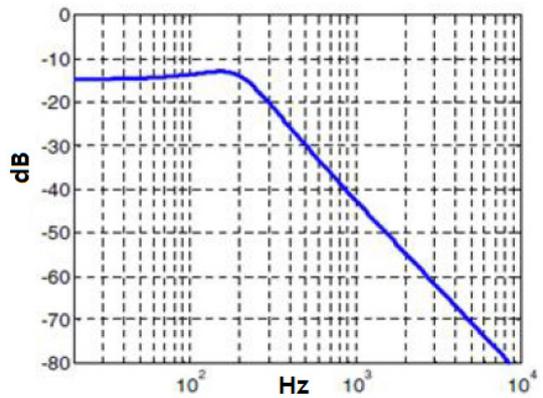


Fig. 2. Typical magnitude response of G in a headset.^[5]

용하게 되면 주요 외부 소음은 저주파수 대역의 소음으로 들려짐을 보여준다.

II. 적응 소음 소거

적응 소음 소거 알고리즘을 적용하기 위한 스마트 ANC 헤드셋의 구성도를 Fig. 3에서 보여준다. Fig. 3에서 V는 청취하고자 하는 음신호, D(z)은 스피커의 전달함수, M(z)은 마이크로폰의 전달함수, I(z)은 스피커 보정을 위한 이퀄라이저 전달함수, W(z)은 적응 필터의 전달함수를 각각 가리킨다. 가산기에서 V로부터 적응 필터 출력, Y가 감산된 후에, 헤드셋의 스피커에 의해 음으로 출력되면, 외부로부터 유입된 소음, N'이 더해져서 마이크로폰으로 수집된다. 여기서 편의상 아날로그와 디지털 사이의 AD-DA 변환기는 생략하였다. 헤드셋 외부에 도출된 기준 마이크

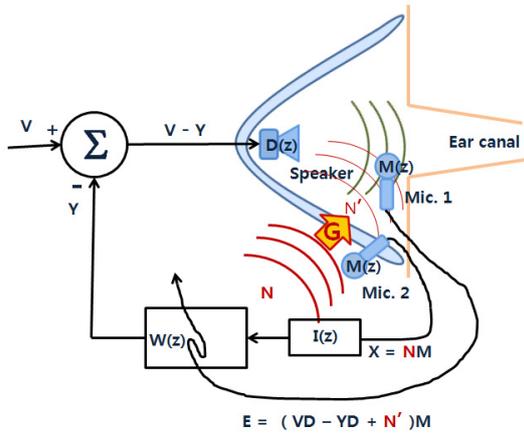


Fig. 3. Smart ANC headset layout.

로폰2에 의해 수집되는 외부 소음, N 은 이퀄라이저를 거친 후 적응 필터에 입력되고, 마이크로폰1에서 수집된 신호 E 는 적응 필터의 필터 계수를 능동적으로 변화시키는 데 사용된다. E 는 $(VD - YD + N')M$ 으로 요약되며, 본 적응 소음 제거 알고리즘의 목표는 YD 가 N' 에 수렴토록 적응 필터의 계수가 시간에 따라 적응적으로 변화되도록 하는 데 있다.

III. 정규 최소 평균 자승법

적응 필터, W 가 L 차식의 FIR(Finite Impulse Response) 필터라고 하고, 매 샘플링 시간 정수, k 마다 W 가 업데이트 된다고 하면, 이를 다음과 같이 수식화할 수 있다.^[6,7]

$$W_{k+1} = W_k + 2\mu \cdot E_k \cdot X_k, \quad (1)$$

여기서 μ 가 작을수록 W 의 시간에 따른 변화가 작아지기 때문에, μ 를 수렴상수라고 한다. W_k 는 L 차의 벡터인데 반해, E_k 와 X_k 는 k 시간 정수상의 스칼라이다.

LMS로는 μ 의 범위가

$$0 < \mu < \frac{1}{(L+1)\sigma_x^2} \quad (2)$$

내에서 상수로 고정시킨다. 여기서 σ_x^2 은 X 의 평균 전력이다. 본 논문에서는 $\mu = 0.025$ 를 입력하였다.

정규최소평균자승법(Normalized Least Mean Square, NLMS)으로는

$$\mu = \frac{0.25}{0.01 + \hat{\sigma}_k^2} \quad (3)$$

으로 μ 를 계속 변동시킨다. 여기서, $\hat{\sigma}_k^2$ 는 시간정수 k 에 따라 변하는 X 의 평균 전력으로써,

$$\hat{\sigma}_k^2 = (1 - \alpha) \sum_{i=0}^k \alpha^i X_{k-i}^2 \quad (4)$$

본 논문에서는 $\alpha = 0.99$ 를 입력하였다.

NLMS를 적용하는 적응 필터의 장점은 $G(z)$ 라는 헤드폰의 소음 유입 채널에 대한 특성을 별도로 규명할 필요가 없다는 점이다. 마찬가지로 $I(z)$ 라는 이퀄라이저를 사용하여 헤드폰 스피커 특성을 역보정해줄 필요도 없어진다. 이는 마이크로폰1에서 수집하는 에리 신호, E 가 최종적으로 V 에 근접하도록 적응 필터를 계속 최적하게 변화시켜주기 때문이다. 하지만 적응 필터의 수렴 속도가 너무 늦으면 E 가 왜곡될 수 있기 때문에 수렴 속도를 높이기 위해 필요한 최적화기능을 추가하게 된다. 예를 들어, Eq.(3)에서 분자상수 0.25, 분모 상수 0.01을 사용자가 변경시킬 수 있으면 주변 소음 상황에 따라, 수렴의 방향과 속도를 임의로 조절해 볼 수 있는데, 이를 위해서 스마트폰으로부터 원격으로 제어 파라미터를 송수신할 수 있도록 BT 기능을 갖춘 CSR8675 DSP IC 칩을 사용하였다. 이렇게 하여, 스마트 헤드셋 자체 외에도 스마트폰에 주변 상황별 소음에 대한 적응 필터 계수 및 수렴 상수들을 미리 저장해 두고, 소음 상황에 따라 스마트폰 앱으로 스마트 헤드셋의 작동 파라미터들을 원격 제어하는 편리함을 가지게 된다.

외부 소음을 제거하는 정도를 실시간으로 평가하기 위한 파라미터로서 소음 대비 신호음 비율을 실시간으로도 계산하였다.

$$SNR = 10 \cdot \log \left[\frac{\sigma_v^2}{\sigma_e^2} \right], \tag{5}$$

$$\text{여기서 } \sigma_v^2 = \frac{1}{N} \sum_{k=0}^{N-1} V_k^2, \tag{6}$$

$$\sigma_e^2 = \frac{1}{N} \sum_{k=0}^{N-1} E_k^2. \tag{7}$$

N 은 128로 하고 매 N 번째 시간 정수마다 SNR를 업데이트하였다.

IV. 주파수 영역 NLMS

NLMS시간 영역에서의 연산은 매 k 샘플링 시간 정수마다 FIR 필터, W_k 의 L 차 계수를 업데이트하여야 하기 때문에 많은 시간 소모로 CPU(Central Process Unit) 부하가 많이 걸리는 문제점이 있었다. 특히 L

차수가 증가하면 계산량이 급격하게 증가하여 실시간 신호 처리를 어렵게 하고 연산 결과의 수렴에도 부정적이었다.

Pohilg^[8]에 의해 W_k 의 L 차 계수를 단일 k 단위가 아닌 블록 단위로 계산토록 하는 블록 단위 최소평균자승법으로 실시간 처리 문제가 다소 해결되었고, 이어서 Shynk^[9]에 의해 시간 영역에서의 최소평균자승법을 주파수 영역에서 처리함으로써 Pohilg에 의해 제안된 블록 단위의 최소평균자승법 연산 처리 속도를 높아질 수 있었다.

Fig. 4는 주파수 영역에서의 NLMS 알고리즘의 전체적인 연산 흐름도를 보여준다. Fig. 3을 참고하면, 헤드셋 외부의 소음, N 을 마이크로폰2로 수집하고, 헤드셋 내부까지 침습된 외부소음, N' 은 마이크로폰 1으로 수집된다. k 는 현재의 시간 정수이고 k 부터 $k+N-1$ 개까지 N 개의 샘플링된 데이터들로 각각의 블록 데이터군이 생성된다. 마이크로폰1으로 수집된 소음 데이터는 $N(k:k+N-1)$ 의 블록을 생성하고, 마이

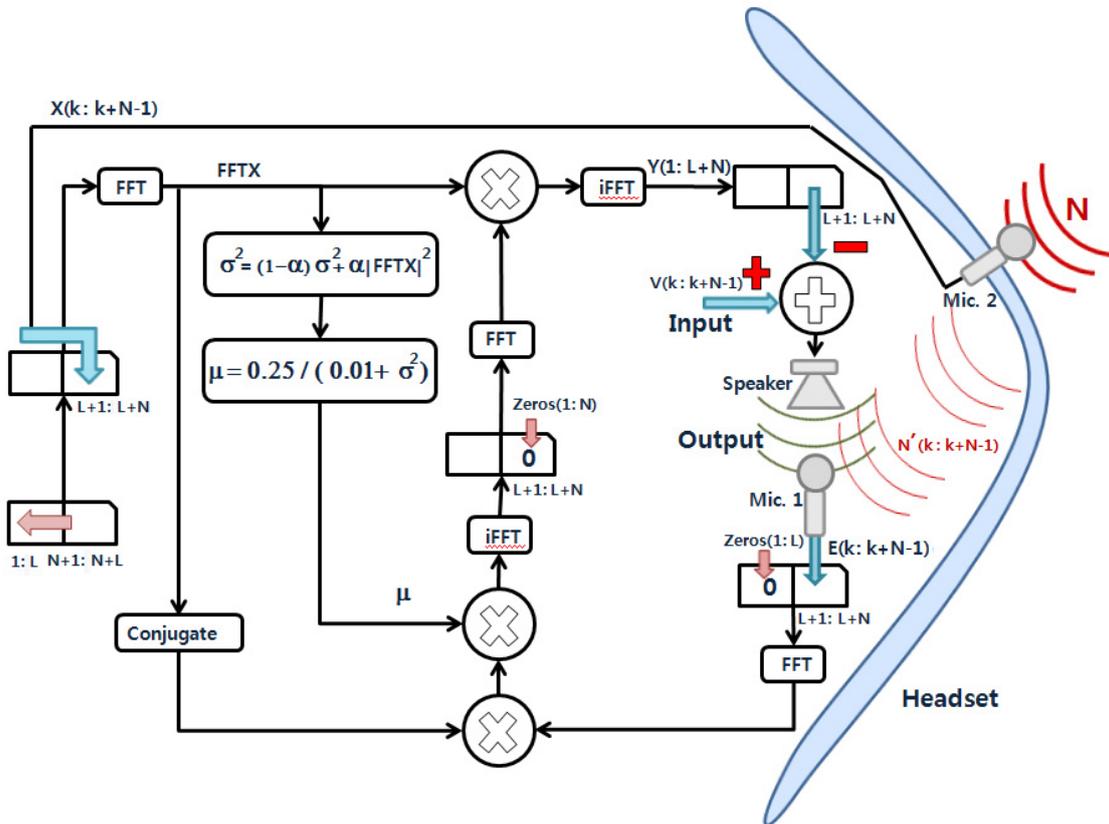


Fig. 4. Frequency domain NLMS flowchart for headset.

크로폰2로 수집된 소음 데이터는 $X(k; k+N-1)$ 의 블록을 생성한다. 청취하고 자 하는 음원 신호들로부터 $V(k; k+N-1)$ 의 블록이 생성되고, 스피커 출력음과 N' 소음의 중첩음을 마이크로폰으로 수집하여 $E(k; k+N-1)$ 의 에리신호 블록을 생성한다. 스피커 출력음과 N' 소음의 중첩음이 실제로 청취되는 최종 출력음이며, 스피커 출력음에는 원래 청취하려던 원음과 $Y(k; k+N-1)$ 가 중첩되어 있으며, 최소평균자승법에 의해 $Y(k; k+N-1)$ 는 $N'(k; k+N-1)$ 과 상호 상쇄되어 최종 청취음은 원음, V 에 근사화된다. Fig. 4는 Shynk가 제안한 주파수 영역 적응 필터(Frequency Domain Adaptive Filtering, FDAF)의 Overlap-Save(중첩-저장) 알고리즘을 외부 소음 제거용 스마트 헤드셋의 용도에 맞춰 수정하였으며, μ 수렴상수[Eqs.(3)과 (4)참고]가 블록 시간 단위로 업데이트되도록 하였다. FFT(Fast Fourier Transformation)는 고속 프리에변환을 iFFT(inverse Fast Fourier Transformation)는 고속프리에 역변환을 가리키며, iFFT 결과는 실수로, FFT 결과는 복소수로 저장되며, 연산처리 하였다. 그러므로 X, Y, V, E 는 모두 실수값이며, 주파수 영역에서의 곱셈은 시간 영역에서의 컨볼루션을 반영한다. 본 연구에서는 $L=20, N=64$ 를 사용하였다.

V. 결 과

Fig. 5는 주파수 영역에서의 LMS의 결과를 보여준다. 수렴 상수 $\mu = 0.025$ 로 일정하고, Fig. 5(a)는 헤드

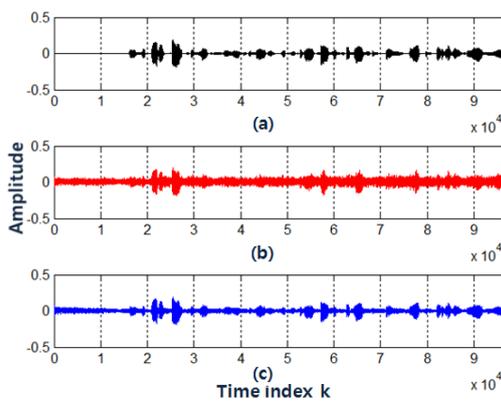


Fig. 5. Frequency domain LMS result. (a) original speech V , (b) Noise induced speech sound $V+N'$, (c) Adaptively noise cancelled output E . $\mu = 0.025$ constant.

셋으로 청취하고 자 하는 원음 V 를, Fig. 5(b)는 카페와 같이 많은 사람들의 소음이 헤드셋 내부로 침습해왔을 때 마이크로폰으로 수집된 원음과 소음이 중첩된 $V+N'$ 을, 그리고 Fig. 5(c)는 주파수 영역에서의 LMS에 의해 소음이 소거된 결과를 각각 보여준다.

Fig. 6은 주파수 영역에서의 LMS로 얻어진 Fig. 5 결과에 대한 SNR을 블록 시간 단위로 보여준다. 점선은 마이크로폰으로 수집된 원음과 소음이 중첩된 $V+N'$ 대비 원음 V 에 대한 SNR을 보여주고, 굵은 실선은 마이크로폰으로 수집된 원음과 소음의 중첩에 적응 필터 결과 Y 를 더하여 연산된 $V+N'-Y=E$ 대비 원음 V 에 대한 SNR을 보여준다. LMS로 SNR이 향상되었지만 수렴상수가 일정하면 SNR 향상이 두드러지지 않음을 보여준다.

Fig. 7은 주파수 영역에서의 NLMS의 결과를 보여준다. 수렴 상수 μ 는 Eqs.(3)과 (4)에 의해 블록 시간 단위로 계속 업데이트되었다. Fig. 7(a)는 헤드셋으로 청취하고 자 하는 원음 V 를, Fig. 7(b)는 카페와 같

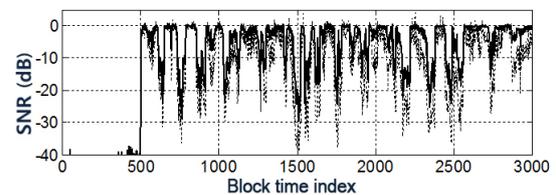


Fig. 6. Frequency domain LMS result. SNR of noise induced speech sound $V+N'$ to speech V (thin dotted line). SNR of noise reduced speech sound E to speech V (thick continuous line).

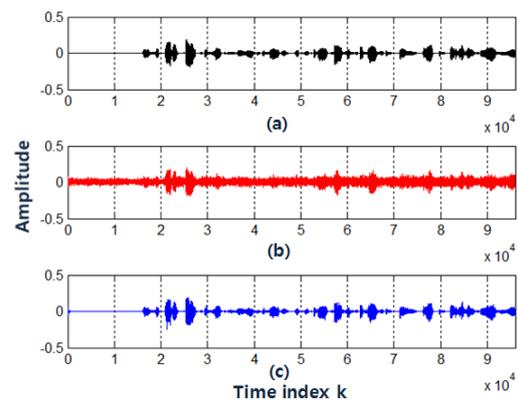


Fig. 7. Frequency domain NLMS result. (a) original speech V , (b) Noise induced speech sound $V+N'$, (c) Adaptively noise cancelled output E . μ is varied as shown in (3) and (4).

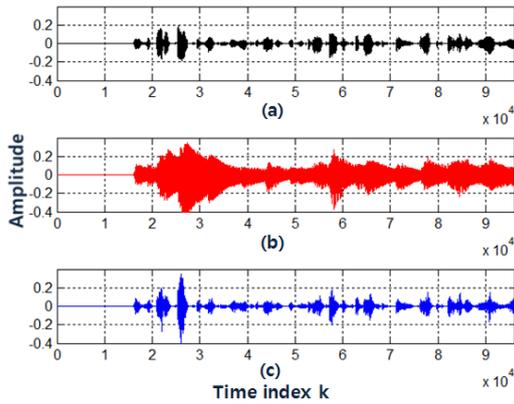


Fig. 10. Frequency domain NLMS result. (a) original speech V , (b) Feedback noise uncanceled output E , (c) Adaptively feedback noise cancelled output E . μ is varied as shown in (3) and (4) and in Fig. 9.

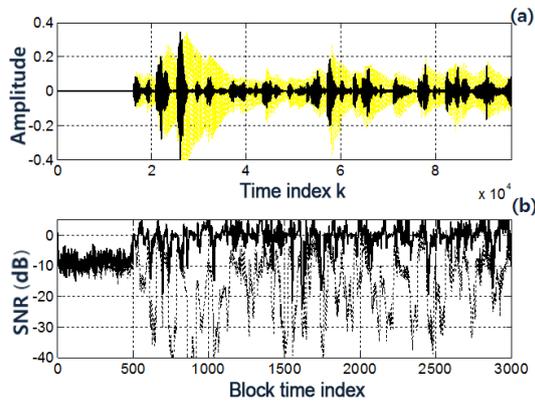


Fig. 11. Frequency domain NLMS result. (a) Fig. 10 (b) (dotted yellow line) and Fig. 10 (c) (thick continuous line) are drawn again for comparison. (b) SNR of feedback noise induced hearing aid output E without frequency NLMS solution (thin dotted line) and with frequency NLMS solution (thick continuous line).

백 소음 제거의 결과를 보여준다. 수렴 상수 μ 는 Eqs.(3)과 (4) 그리고 Fig. 10에 보여주듯이 블록 시간 단위로 계속 업데이트되었다. Fig. 10(a)는 화자에 의해 발생된 음성을 마이크로폰으로 수집한 원음 V 를, Fig. 10(b)는 보청기 스피커에서 출력된 증폭된 원음이 다시 시간 지연과 함께 보청기 마이크로폰으로 귀환된 후, 마이크로폰으로 수집되는 가장 최근 음성과 중첩된 $V+N$ 이 NLMS 처리 없이 다시 스피커로 출력되는 출력음을, 그리고 Fig. 10(c)는 Fig. 10(b)와 달리 주파수 영역에서의 NLMS 처리를 거친 후에 출력된 스피커 출력음을 각각 보여준다. Fig. 10은 주파

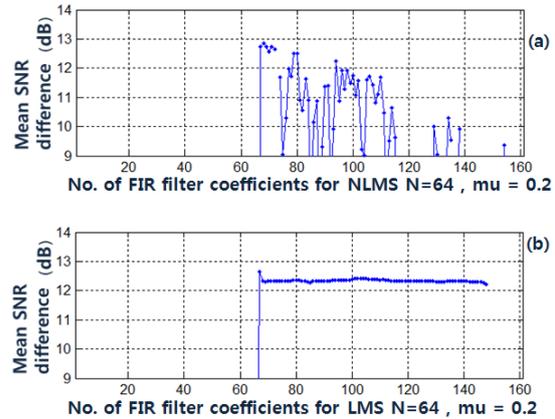


Fig. 12. (a) Mean SNR difference between Fig. 11(b) with frequency NLMS (thick line in Fig. 11(b)) and Fig. 11(b) without frequency NLMS (dotted line in Fig. 11(b)). $N=64$. μ in (3) is constant. (b) with the same condition as (a) except for LMS.

수 영역에서의 NLMS가 피드백 에코를 분명하게 감소시켜주고 있음을 보여준다.

Fig. 11(a)는 Fig. 10(b)와 Fig. 10(c)를 각각 노란색(점선)과 흑색(실선)으로 동일 화면에 보여줌으로써 주파수 영역에서의 NLMS에 의한 피드백 소음 제거 효과를 비교하여 보여준다. Fig. 11(b)는 주파수 영역에서의 NLMS를 적용하지 않을 경우(점선)와 적용한 경우(실선)의 차이점에 대해 SNR을 블록 시간 단위로 보여준다. NLMS로 SNR이 매우 향상되었음을 보여준다.

Fig. 12에서는 Fig. 11(b)의 NLMS를 적용하였을 경우(실선)와 NLMS를 배제하였을 경우(점선)의 SNR dB 차이를 FIR 필터 계수의 개수의 함수로 보여주고 있다. Fig. 12(a)에서는 Eq.(3)의 수렴 상수를 0.2로 일정하게 하고 NLMS를 적용하였고, Fig. 12(b)에서는 $\mu=0.2$ 로 고정시키고 LMS를 적용하였다. L FIR 적응 필터 계수 개수에 따라 SNR dB 차이가 NLMS에서는 현저하게 달라지는데 반해, LMS에서는 변화가 적었다. 이는 수렴상수를 변화시켜도 유사하였다. 이는 적응 필터에 의한 피드백 소음 제거의 경우에는 LMS가 NLMS보다 더 안정적임을 가리킨다. 적응 필터에 의한 외부 소음이나 피드백 소음의 제거는 적응 시스템 사용 환경에 따라 최적화된 필터 계수 개수와 수렴 상수가 필요할 수 있기 때문에, 스마트 보청기를 스마트폰에 의한 블루투스 무선 제어로 최적

한 파라미터들을 주변 소음 상황에 맞춰 달리 적용하도록 보청기 시스템에 전송해 주어야 좋겠다.^[11]

VI. 결 론

본 연구에서는 주파수 영역에서의 NLMS를 사용하여 피드백 소음을 제거하는 스마트 보청기에 관한 프로그램을 검증하고 CSR8675 블루투스 IC 칩을 활용하여 제품으로 실현시켰다. 1차적으로 LMS 적응 신호 처리에 의한 주변 소음을 소거하는 알고리즘을 보청기에 적용한 후에, 이어서 동일한 적응신호처리 알고리즘을 활용하여 피드백 소음을 소거하는 알고리즘으로도 응용해 보였다. 외부 소음 제거의 경우에는 LMS에 비해 NLMS가 더 수렴이 잘 되어 안정적인 결과를 가져옴에 반해, 피드백 소음 제거의 경우에는 반대로 NLMS에 비해 LMS가 더 수렴이 안정적인 결과를 가져옴을 확인하였다. 이는 제거하려는 소음의 기준 신호, X가 원음, V에 유사한 피드백 소음 제거의 경우에는 LMS이 더 안정적인 반면에, X와 V가 달라질수록 NLMS가 LMS보다 더 수렴 속도가 빠름을 보여준다. 아울러 NLMS 기법의 적용에 있어서 수렴 상수, Eq.(3)과 FIR 필터의 계수 개수 L이 최적화 되어야 소음 제거가 효율적으로 수렴됨도 확인하였다.

스마트 보청기의 경우 기구 사이즈의 제한으로 인해 여러 개의 마이크로폰을 사용하는데 공간적인 제약이 있어 한 개의 기준 마이크로폰을 사용하게 되었지만, 공간 제약이 적은 경우에는 여러 개의 기준 마이크로폰들을 사용하여 수렴 속도를 더 높일 수 있겠다.^[6,7]

감사의 글

본 연구는 산업통상자원부 2015년도 핵심의료기 기제품화기술개발사업[음성의 신호대 잡음비(SNR)를 6dB 이상 개선한 스마트폰 제어 64채널 디지털보청기: 과제번호 10054678]의 연구비 지원에 의해 연구되었습니다.

References

1. D. Gauger and R. Sapijewski, "The bose headset system: background, description and applications," Bose Co., Massachusetts, (1989).
2. P. Rubak, L.G. Johansen, and K. Hermansen, "Adaptive noise cancelling in headsets," Proc. of Nordic Acoustical Meeting, NAM'96, Helsinki, Finland, 99-104 (1996).
3. S. Haykin, *Adaptive Filter Theory* (Prentice-Hall, NewYork, 1991), pp. 231-312.
4. Bose, Amar, *Headphoning*, Patent: US4,455,675 (1984).
5. C. Moy, *Active Noise Reduction Headphone Systems*, http://headwize.com/tech/anr_tech.htm, 2001.
6. O. S. Kwon, "Enhanced multi-channel adaptive noise control compensating nonlinear distortions" (in Korean), J. Acoust. Soc. Kr. **34**, 46-51 (2015).
7. S. W. Kim, J. H. Seo, Y. W. Ryu, Y. C. Park and D. H. Youn, "A robust frequency-domain multi-reference narrowband adaptive noise canceller" (in Korean), J. Acoust. Soc. Kr. **34**, 163-170 (2015).
8. S. C. Pohlig, "A filter bank structure for adaptive nulling", in Proc. 21st Asilomar Conf. Signals, Systems, Computers, Pacific Grove, California, 458-462 (1987).
9. J. J. Shynk, "Frequency-domain and multirate adaptive filtering," IEEE Signal Process. Magazine **9**, 14-37 (1992).
10. S. W. Lee and H. C. Park, "Echo canceller with improved performance in noisy environments" (in Korean), J. Acoust. Soc. Kr. **22**, 261-268 (2003).
11. S. S. Jarng, "Acoustic wireless communication from smart phone to hearing aid" (in Korean), J. Acoust. Soc. Kr. **34**, 91-97 (2015).

저자 약력

▶ 장 순 석 (Soon-Suck Jarng)



1984년 2월: 한양대학교 전자공학 학사
 1985년 9월: 영국 헐대학교 전자공학석사
 1988년 9월: 영국 버밍엄대학교 의과대학 생리학과 석사
 1991년 12월: 영국 버밍엄대학교 전기 전자공학 박사
 2006년 3월 ~ 2014년 3월: (주)알고코리아 대표이사
 1992년 3월 ~ 현재: 조선대학교 전자공학과 교수