

디지털 필터를 사용한 귓속형 보청기의 지향성 실현

Directional realization of in the ear hearing aid using digital filters

장순석,^{1†} 권유정²

(Soon-Suck Jarng^{1†} and You-Jung Kwon²)

¹조선대학교 전자공학과, ²알고코리아 기업부설연구소
(Received February 17, 2017; accepted March 29, 2017)

초 록: 본 논문은 보청기의 지향성 알고리즘을 실시간으로 실현한 내용을 다루었다. 기존의 시간 영역에서의 시간 지연 기법에 의한 지향성 실현을 디지털 필터 방식으로 처리함으로써 시간 지연 적용이 불가능한 일반 DSP(Digital Signal Processing) 칩으로도 유사한 지향성 패턴을 가능하게 하였다. 시간 지연 기법과 디지털 필터 기법을 각각 Matlab(Matrix laboratory) 기반으로 비교 검증한 후에, 이를 CSR 8675 블루투스 DSP IC(Digital Signal Processing Integrated Circuit) 칩 펌웨어로 실현하고 검증해보았다. 스마트폰으로의 원격 무선 제어 기능으로 스마트 지향성 보청기의 사용자 접근 편의성을 강화시켰다.

핵심용어: 스마트 보청기, 지향성, 주파수 영역 디지털 필터 기법, 시간 지연 기법, 스마트폰 원격 제어

ABSTRACT: In this paper, the realization of a directional digital hearing aid was considered. Conventional time domain time delay method was replaced with digital filters in order to make any general-purposed DSP (Digital Signal Processing) chip to produce the similar directivity pattern. Both the time delay algorithm and the digital filter algorithm were initially evaluated by Matlab (Matrix laboratory) for comparison, and it was confirmed by CSR 8675 Bluetooth DSP IC (Digital Signal Processing 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, Directionality, Digital filtering in frequency domain, Time delay method, Smart phone remote control

PACS numbers: 43.60.Jn, 43.60.Fg, 43.60.Gk

1. 서 론

디지털 보청기의 주요 기능으로 지향성을 꼽을 수 있는데, 이는 특정 방향에서 들려오는 소리를 다른 방향에서 들려오는 소리보다 더 크게 듣도록 하는 기능이다. 그러므로 지향성 보청기는 다른 방향에서 들려올 수 있는 소음 대비 발화자가 위치한 특정 방향에서 들려오는 어음의 강도를 상대적으로 높일 수 있어 소음 소거 기능도 가진다. 지향성 보청기를 실현하는 방법으로 지향성 마이크로폰을 장착하거나,

두 개 이상의 전방향 마이크로폰들의 배열 기법을 사용한다.^[1] 지향성 마이크로폰은 지향성이 고정되는 이유로 대량 생산이 가능한 귀걸이형 디지털 보청기에 적용하곤 하는데, 귀걸이형 보청기가 사용자의 귀에 착용되는 상태에 따라 지향성의 방향이 변하는 문제점을 가진다. 두 개의 전방향성 마이크로폰 배열에 의한 지향성은 두 개의 마이크로폰 수신 감도가 동일해야 한다는 제약을 가지지만, 디지털 보청기내에서의 마이크로폰 개별 보정에 의해 극복이 가능해졌다.^[2,3] 마이크로폰 배열에 의한 지향성 구현은 예를 들어 두 개 마이크로폰 사이의 출력 신호에 시간 지연을 준 뒤, 상호 신호를 감산하는 시간 지연 기법을 주로 사용하는데 이를 위해 디지털 보

†Corresponding author: Soon-Suck Jarng (ssjarng@chosun.ac.kr)
Department of Electronics Engineering, Faculty of Electronics and Information Engineering, Chosun University, Seoseok-dong, 309 Pilmoon-dae-ro, Dong-gu, Gwangju 61452, Republic of Korea
(Tel: 82-62-230-7107, Fax: 82-62-226-3211)

청기에는 두 개 채널의 입력 신호 사이에 시간 지연 파라미터를 줄 수 있는 기능을 갖춘 채 생산된다.^[4] 마이크로폰 배열에 의한 2개 이상의 마이크로폰들을 사용할 수도 있으나, 저주파수 대역으로 갈수록 이득이 마이크로폰 개당 -6 dB/oct 배수로 현저하게 낮아지기 때문에 보통 2개 마이크로폰만 사용한다. 그런데 본 논문에서와 같이 기존의 디지털 보청기용 DSP IC(Digital Signal Processing Integrated Circuit) 칩이 아닌 일반 블루투스 IC 칩을 사용해서 스마트 보청기를 구현하는 경우에는 두 개 입력 신호 채널 간의 시간 지연을 마이크로초 단위로 세밀하게 주는 기능을 갖추고 있지 않아 지향성 보청기를 실현하기 어렵다.^[5]

본 논문에서는 기존의 시간 지연 기법이 아닌 디지털 필터 방식에 의해 디지털 보청기의 지향성을 실현하였다. 또한 기존의 지향성 특화된 DSP IC 칩이 아닌 일반 블루투스 칩을 사용하여 지향성을 구현하면서 아울러 저주파수 대역으로 갈수록 -6 dB/oct 씩 이득이 낮아지는 문제 역시 디지털 필터 고유 특성에 의해 보완하였다.

II. 디지털 필터에 의한 위상 지연

본 논문에서 사용한 블루투스 IC 칩은 CSR8675(켈컴사)^[6]였으며 샘플링 주파수는 16 kHz이다. Fig. 1은 지향성 특화된 Ezairo7110(온세미컨덕터사)^[4]의 지향성 보청기 적용 예를 보여준다.

2개 마이크로폰은 전방향 마이크로폰과 후방향 마이크로폰으로 구분되며 두 마이크로폰 음입구 사

이의 거리를 D 로 정의한다. 전방향과 후방향 마이크로폰 각각으로 입력된 음압 신호에서, 먼저 후방향 마이크로폰의 출력 신호를 T 시간만큼 지연시킨 후, 전방향 마이크로폰 출력 신호에서부터 감산(Σ)한 뒤, 아날로그 디지털 변환기에 의해 디지털 신호 $x[n]$ 가 만들어진다. $x[n]$ 은 계속해서 보청기의 음질 성능 향상을 위한 디지털 신호 처리 과정을 거친다. Ezairo7110과 같은 지향성 특화된 DSP IC 칩은 T 만큼 시간 지연을 줄 수 있도록 하드웨어적으로 설계되어 있다. 하지만 일반 DSP IC 칩은 이러한 특화 기능이 설계되어 있지 않다.

Fig. 2는 본 논문에서 제안하는 2개의 디지털 필터 (DF1, DF2)들을 사용하여 지향성을 구현하는 방법을 도식화하여 보여준다. $x_1(t)$ 는 전방향 마이크로폰의 출력 아날로그 신호를, $x_2(t)$ 는 후방향 마이크로폰의 출력 아날로그 신호를 각각 가리킨다. $x_1(t)$ 과 $x_2(t)$ 는 각각 아날로그 디지털 변환기를 거쳐 디지털 양자화된 $\{x_1[n], x_2[n]\}$. $x_1[n]$ 와 $x_2[n]$ 를 각각의 디지털 필터, DF1, DF2,를 거치도록 하면 그 결과는 $y_1[n], y_2[n]$ 으로 각각 처리, 저장된다. $y_2[n]$ 을 $y_1[n]$ 으로부터 디지털 감산(Σ)하여 수집한 $y[n]$ 을 출력으로 산출하였다. 필요시, $y[n]$ 을 다시 세 번째 추가적인 디지털 필터, DF3를 거치도록 하여 $z[n]$ 출력을 산출할 수도 있다. Fig. 2의 $y[n]$ 가 Fig. 1의 $x[n]$ 과 동일한 결과가 나오도록 DF1과 DF2 디지털 필터를 최적 설계하고, 계속해서 필요시, DF3 디지털 필터를 최적 설계하여 저주파수 대역에서의 -6 dB/oct.의 감쇄를 최소화할 수 있으나, 본 논문에서는 DF3 디지털 필터를 사용하지

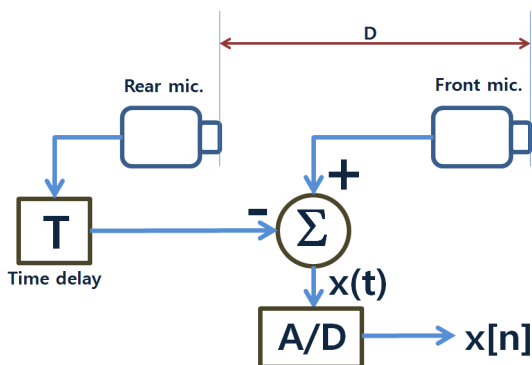


Fig. 1. Directionality by conventional time delay method.

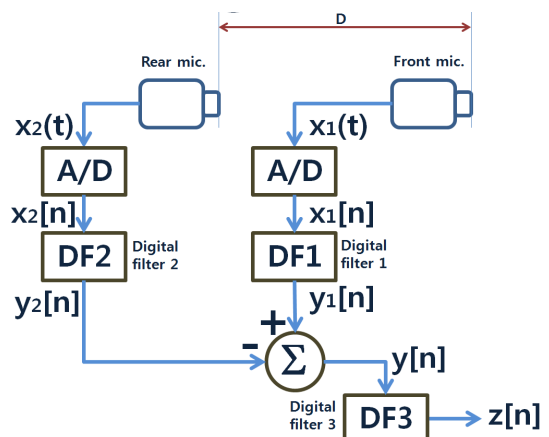


Fig. 2. Directionality by suggested digital filter method.

않았다. 결과 Fig. 6에서 볼 수 있듯이 지향성 보청기를 실현하는 과정에서 저주파수 대역은 -6dB/oct.의 감쇄 영역을 가지게 된다.

III. Nelder-Mead 최적화 기법

두 개 마이크론 사이의 간격은 귓속형 보청기의 사이즈 제한을 고려하여 $D = 9(\text{mm})$ 로 하였고 상온 20°C 에서의 소리 전파 속도는 343 m/s 로 설정하였다.

Fig. 3은 IIR(Infinite Impulse Response) 디지털 필터 구조를 보여주며 이를 식으로 정리하면 다음과 같다.

$$y[n] = -a_1y[n-1] - a_2y[n-2] + b_0x[n] + b_1x[n-1] + b_2x[n-2]. \quad (1)$$

Eq. (1)에서 a_k 와 b_k 는 각각 필터 계수를 가리킨다.

앞에서 언급한 Fig. 1의 시간 지연, T,는 Fig. 2의 두 개 디지털 필터, DF1과 DF2의 위상의 차이와 사실상 동일한 기능을 하게 되므로 최적한 IIR 디지털 필터 계수들을 산출하되 두 개 디지털 필터의 위상 차이가 일정한 시간 지연이 되도록 하였다.

Eq. (1)의 2차 IIR 필터 계수 5개씩 2 개의 디지털 필터 계수 전체 10개의 수치를 최적하게 산출하는 근사적인 방법으로 Nelder-Mead Simplex 기법을 적용하였다.^[7-9] 다음은 Nelder-Mead Simplex 기법을 설명한다. 본 연구의 일례처럼 10개 변수의 경우 $10+1=11$ 꼭지점($X_n, n=1 \sim 11$)을 갖는 다각형에서 각각의 꼭지점에 지정된 10개의 변수($a^1, a^2, b^1, b^2, a^1, a^2, b^1, b^2, b^1, b^2$)를 필터의 계수로 입력하는 비용 함수의 최소값으로 수렴하는 기법으로 요약된다. 비용 함수의 최소값으로의 수렴 정도에 비례하여 다각형 꼭지

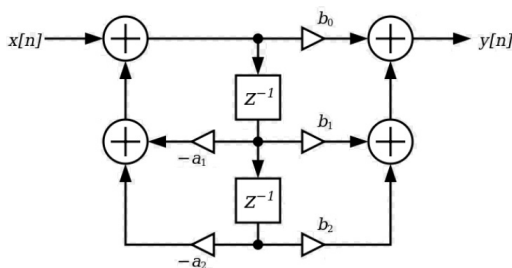


Fig. 3. IIR digital filter layout.

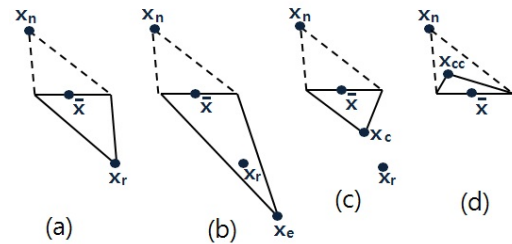


Fig. 4. Nelder-Mead simplices after (a) reflection (b) expansion (c) contraction (d) inside contraction.

점의 다차원 위치 변경이 이뤄지는데, 단계적으로 꼭지점에서의 비용 함수 크기에 따라 반사(reflection ρ), 팽창(expansion χ), 축소(contraction γ), 수축(shrinkage σ)을 하면서 꼭지점의 위치를 변경하며 점진적으로 최적한 변수를 찾게 된다(Fig. 4). 논문에서는 $\rho=1, \chi=2, \gamma=0.5, \sigma=0.5$ 로 하였다. Nelder-Mead 최적화 기법은 다음 5단계를 반복하며 최종 수렴하게 된다.

단계 1: 11개 꼭지점에서 산출한 비용 함수의 절대 값에 따라 크기 순서대로 꼭지점 순서를 재배열한다 ($f(X_1) \leq f(X_2) \leq f(X_3) \leq \dots \leq f(X_n) \leq f(X_{n+1})$). 여기서 최대값이 나오는 꼭지점을 X_{n+1} 이라 하고, X_{n+1} 을 제외한 나머지 꼭지점들의 중점을 X_{mean} 이라고 하면,

$$X_r = X_{mean} + \rho(X_{mean} - X_{n+1}), \quad (2)$$

여기서 $X_{mean} = (\sum_{i=1}^n X_i) / n$.

Eq. (2)의 X_r 를 적용한 비용 함수 $f(X_r)$ 가 $f(X_1) \leq f(X_r) < f(X_n)$ 조건 하에서, X_{n+1} 을 대체할 새로운 꼭지점 1 차 가능성은 X_r 이 되며, 이는 꼭지점 X_r 의 반사라고 정의한다. $f(X_1)$ 은 11개 꼭지점에서 현재까지 비용 함수가 가장 낮은 꼭지점이며, $f(X_n)$ 은 $f(X_{n+1})$ 다음으로 비용 함수가 가장 큰 꼭지점이다.

$$X_c = X_{mean} + \chi(X_r - X_{mean}). \quad (3)$$

단계 2: 만약 $f(X_r) < f(X_1)$ 조건이 발생하면, Eq. (3)을 적용한 비용 함수 $f(X_c)$ 가 $f(X_c) > f(X_r)$ 이면 X_{n+1} 을 대체할 새로운 꼭지점은 X_r 으로 수정되며, 반대로 $f(X_c) < f(X_r)$ 이면, X_c 으로 다시 수정된다.

$$X_c = X_{mean} + \gamma(X_r - X_{mean}). \quad (4)$$

단계3: 만약 $f(X_n) \leq f(X_r) < f(X_{n+1})$ 조건이 발생하면, Eq. (4)에서 X_c 를 계산한 뒤, $f(X_c) \leq f(X_r)$ 이면, X_{n+1} 은 X_c 으로 다시 바뀐다.

$$X_{cc} = X_{mean} - \gamma(X_{mean} - X_{n+1}). \quad (5)$$

단계4: 만약 $f(X_{n+1}) \leq f(X_r)$ 조건이 발생하면, Eq. (5)에서 X_{cc} 를 계산한 뒤, $f(X_{cc}) < f(X_{n+1})$ 이면, X_{cc} 으로 다시 바뀐다.

$$X_i^{new} = X_i + \sigma(X_i - X_1). \quad (6)$$

단계5: 앞서 4개 단계에서 아무런 꼭지점 위치 변화가 발생하지 않으면 수축을 하도록 한다. 즉, $i=2 \sim n+1$ 에 대해 Eq. (6)의 X_i 를 제외한 새로운 X_i^{new} 에 대한 비용 함수들을 산출한 뒤 최종 수렴 조건에 이를 때까지 앞의 5 단계를 반복한다.

IV. 결 과

보청기의 방향성으로 일반적으로 심장형(cardioid, $\beta = 1$) 방향성^[10]을 주로 선호하므로 본 논문에서는 심장형 방향성을 우선 구현하도록 하였다. 방향성 패턴을 바꾸려면 디지털 필터의 계수만 수정하면 된다. 최적한 디지털 필터를 산출한 결과, a_k 와 b_k 는 각각 다음과 같다. 심장형 방향성을 위한 T값은 26.239 μsec 이며 이는 두 개 마이크로폰 사이의 간격, $D(= 0.009 \text{ m})$,를 소리 전파 속도($= 343 \text{ m/s}$)로 나눈 값에 β 만큼의 가중치를 준다. β 값에 따라 방향성 패턴이 달라진다. 본 연구에서는 모든 적용 주파수에서 두 개 디지털 필터의 이득은 각각 1이면서 위상 차이가 $2\pi fT$ 가 되도록 필터 계수를 최적화하였다.

DF1 필터 계수 $\beta = 1(\text{cardioid})$:

$$a_0 = 1.0000, a_1 = 1.2962, a_2 = 0.3496, \\ b_0 = -0.3496, b_1 = -1.2962, b_2 = -1.0000$$

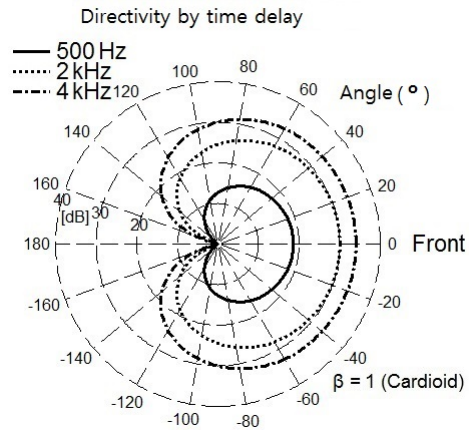


Fig. 5. Directivity of time delay method, $\beta = 1$ (cardioid).

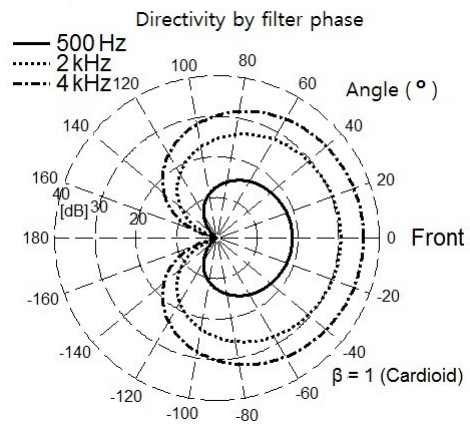


Fig. 6. Directivity of digital filters method, $\beta = 1$ (cardioid).

DF2 필터 계수 $\beta = 1(\text{cardioid})$:

$$a_0 = 1.0000, a_1 = 0.8770, a_2 = 0.1012, \\ b_0 = -0.1012, b_1 = -0.8770, b_2 = -1.0000$$

Figs. 5와 6은 각각 시간 지연 기법과 디지털 필터 기법에 의한 지향성을 3개 주파수별(500Hz 실선, 2kHz 점선, 4kHz 일점쇄선)로 보여준다. 그림의 원주 좌표는 $0^\circ \sim 180^\circ$ 혹은 $0^\circ \sim -180^\circ$ 각도에 대해, 0~40 [dB]의 진폭을 보여주며, 0° 는 앞쪽 마이크로폰 방향을 가리킨다. 지향성 패턴은 심장형 형태를 보여줌으로 전방향성에 비해 후방향성으로의 음압은 현저하게 낮아지게 되어 지향성 효과가 나타남을 알 수 있다. 저주파수에 비해 고주파수로 주파수가 높아질수록 수신 감도가 점점 커지고 있는데, 그림의 전방향을 가리키는 각도 0° 에 해당하는 최대 수신 감도를 기준으로 주파수 대역별로 수신감도의 변화를 보여주는

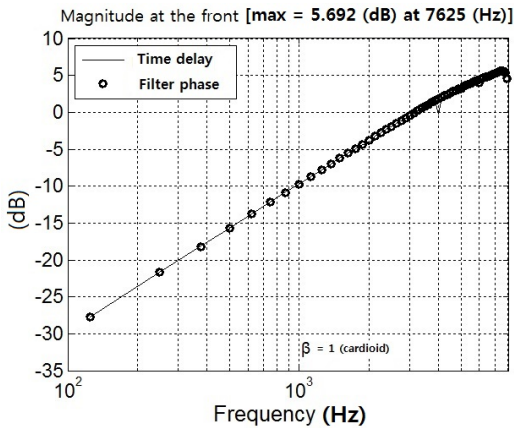


Fig. 7. Frequency response of maximum sensitivity, $\beta = 1$ (cardioid).

그림이 Fig. 7이다. Fig. 7에서 디지털 필터 기법 결과는 시간 지연 기법 결과와 거의 유사하게 나타나는데, 저주파수 대역에서 더 낮은 수신 감도를 보여준다. 시간 지연 기법에서는 주파수가 상승 할수록 진폭도 6 dB/Oct.로 꾸준히 증가하는데 반해,^[11] 디지털 필터 기법에서는 7625 Hz에서 최대 수신감도 5.692(dB)를 가리키고 다시 하강 곡선을 보여준다.

DF1과 DF2의 최적화된 필터 계수를 각각 비교해 보면, $a_0 = -b_2 = 1, a_1 = -b_1, a_2 = -b_0$ 의 특징이 있음을 알 수 있는데, 이는 10개의 필터 계수 최적화를 다시 4개의 필터 계수 최적화로 간소화시킬 수 있음을 보여준다.

방향성 패턴을 수퍼심장형으로 바꾸기 위해서는 2개 필터의 계수를 다시 최적화하여 다음과 같이 산출하였다.

DF1 필터 계수 $\beta = 0.57$ (super cardioid):

$$a_0 = 1.0000, a_1 = 1.2005, a_2 = 0.2810, \\ b_0 = -0.2810, b_1 = -1.2005, b_2 = -1.0000$$

DF2 필터 계수 $\beta = 0.57$ (super cardioid):

$$a_0 = 1.0000, a_1 = 0.9621, a_2 = 0.1407, \\ b_0 = -0.1407, b_1 = -0.9621, b_2 = -1.0000$$

계속해서 방향성 패턴을 하이퍼심장형으로 바꾸

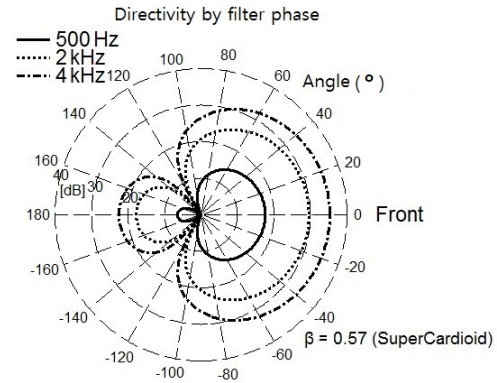


Fig. 8. Directivity of digital filters method, $\beta = 0.57$ (super cardioid).

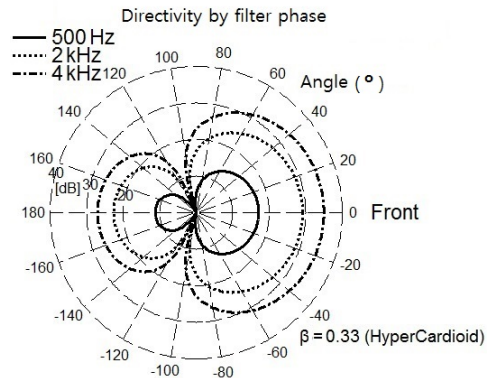


Fig. 9. Directivity of digital filters method, $\beta = 0.33$ (hyper cardioid).

기 위해서는 2개 필터의 계수를 다시 최적화하여 다음과 같이 산출하였다.

DF1 필터 계수 $\beta = 0.33$ (hyper cardioid):

$$a_0 = 1.0000, a_1 = 1.1760, a_2 = 0.2656, \\ b_0 = -0.2656, b_1 = -1.1760, b_2 = -1.0000$$

DF2 필터 계수 $\beta = 0.33$ (hyper cardioid):

$$a_0 = 1.0000, a_1 = 1.0380, a_2 = 0.1805, \\ b_0 = -0.1805, b_1 = -1.0380, b_2 = -1.0000$$

Figs. 8과 9는 각각 수퍼심장형과 하이퍼심장형 지향성 패턴을 디지털 필터 기법에 의해 산출한 뒤 보여준다.

그림에서 디지털 필터 기법의 결과는 시간 지연

기법의 결과와 지향성 패턴이나 주파수 진폭 응답 곡선이 매우 근사함을 확인할 수 있다.

DF1과 DF2의 최적화된 필터 계수는 $a_0 = -b_2 = 1$, $a_1 = -b_1$, $a_2 = -b_0$ 의 특징을 가지므로, 4개의 필터 계수($a^1[1]$, $a^1[2]$, $a^2[1]$, $a^2[2]$)로 다시 압축시킬 수 있다. Fig. 9는 두 개 마이크로폰 사이의 거리에 따른 4개 필터 계수 수치의 변화를 보여주는데, DF1의 $a[1]$ (사각형)과 $a[2]$ (원형)는 일정한 기울기로 증가하는 반면에, DF2의 $a[1]$ (삼각형)과 $a[2]$ (다이아몬드형)는 같은 기울기로 감소하는 것을 알 수 있다. 이로부터 두 개 마이크로폰 사이의 거리를 알면, 별도의 계수 최적화 계산 없이도 Fig. 10으로부터 두 개 필터의 계수를 곧바로 적용해 볼 수 있다. Fig. 10은 모든 거리에 대해 심장형($\beta = 1$) 방향성 패턴이 나오는 경우이며, 다른 방향성 패턴에 대해서도 유사한 방법으로 산출할 수 있다.

앞서 Fig. 6에서 방향성 패턴의 수신 감도는 전방향(0°)에서 가장 크게 나타났다. 최적한 심장형 방향성 패턴의 전방향 수신감도를 두 개 마이크로폰 사이를 달리하면서 비교해 보았다(Figs. 11과 12).

Fig. 11을 보면 마이크로폰 간격이 작아질수록 수신 감도가 급격히 낮아지고, 그 간격이 11(mm)에서부터는 일정하게 나타남을 볼 수 있다.

Fig. 12에서 마이크로폰 간격이 11(mm)에 이를 때까지는 전방향 최대 수신 감도에 해당하는 주파수가 7500 Hz로 유지되다가 12(mm)에서부터는 급격히 낮아짐을 볼 수 있다. Figs. 11과 12로부터 최적한 마이

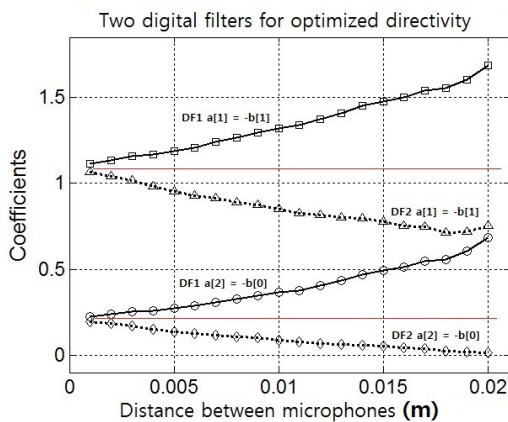


Fig. 10. Optimized digital filter coefficients as a function of the distance between two microphones, $\beta = 1$ (cardioid).

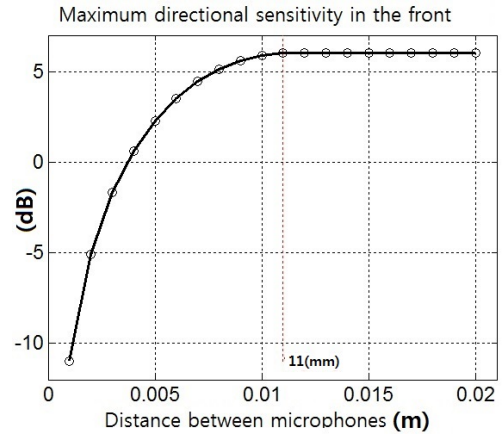


Fig. 11. Maximum directional sensitivity of optimized digital filter method as a function of the distance between two microphones, $\beta = 1$ (cardioid).

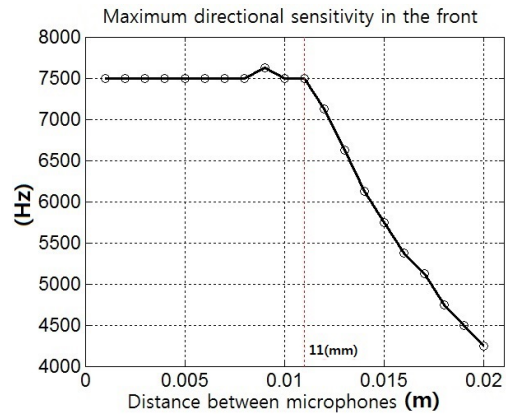


Fig. 12. Corresponding frequency for the maximum directional sensitivity of optimized digital filter method as a function of the distance between two microphones, $\beta = 1$ (cardioid).

크로폰 간격은 11(mm)임을 확인할 수 있다. 귓속형 보청기의 경우 전방향과 후방향 마이크로폰의 간격을 11(mm)로 맞추기는 쉽지 않으므로, 본 연구에서는 실제적으로 적용하는 9(mm) 간격을 적용하였다.

V. 결론

본 연구의 모티브는 기존의 보청기 전용 DSP IC 칩이 아닌 일반 DSP IC 칩의 경우에 샘플링 시간보다 더 작은 시간 지연을 물리적으로 줄 수 있는 기능이 없으므로 이를 대체하기 위해 디지털 필터의 위상 차이를 이용하고자 함이었다. 이를 위해서는 최적

설계에 의해 가장 최적한 디지털 필터 계수를 산출할 수 있어야한다. 수 마이크로 단위의 시간 지연 기능을 갖추지 못한 일반 DSP IC 칩에서 시간 지연 기법을 대체하여 2개의 디지털 필터만을 사용하고도, 필터 계수의 최적화에 의해 지향성을 구현할 수 있었으며, 그 결과는 시간 지연 기법의 결과와 매우 유사함을 확인할 수 있었다.

본 연구 결과 귓속형 보청기의 물리적인 사이즈 제한을 고려할 때, 2개 보청기 마이크론의 간격으로 11(mm)이 가장 최적한 간격이지만 보편적으로 사용하는 9(mm)간격도 최적한 수신감도에 준하는 결과를 가져옴을 확인할 수 있었다. 기존에는 귓속형 보청기의 경우에 지향성 마이크로폰 부품을 사용하여야 했으나, 본 논문에 의거하여 2개의 초소형 마이크로폰을 사용하여 지향성을 가지는 보청기를 제작할 수 있게 되었다.

감사의 글

본 연구는 산업통상자원부 2015년도 핵심의료기 기제품화기술개발사업[음성의 신호대 잡음비(SNR)를 6 dB 이상 개선한 스마트 폰 제어 64채널 디지털 보청기: 과제번호 10054678]의 연구비 지원에 의해 연구되었음.

References

1. Y. J. Kwon and S. S. Jarng, "Directivity pattern simulation of the ear with hearing aid microphones by BEM" (in Korean), J. Acoust. Soc. Kr. Suppl.1(s) **23**, 361-366 (2004).
2. S. S. Jarng and J. H. Ko, "Automatic control of experimental apparatus for sound's directivity measurement direction acoustic wave" (in Korean), J. Acoust. Soc. Kr. Suppl.2(s) **23**, 231-234 (2004).
3. Y. J. Kwon, J. H. Lee, and S. S. Jarng, "Directivity modeling of the ears with hearing aids by BEM" (in Korean), J. Acoust. Soc. Kr. Suppl.2(s) **23**, 175-178 (2004).
4. *EZAIRO 7110 HYBRID*, <http://onsemi.com>, Semiconductor Components Industries, LLC, Publication Order Number: E7110/D, 2013.
5. S. S. Jarng, "Acoustic wireless communication from smartphone to hearing aid" (in Korean), J. Acoust.

- Soc. Kr. **34**, 91-97 (2015).
6. *BlueCore® CSR8675 BGA*, Qualcomm Technologies International, Ltd., CS-333028-PS, http://www.csr.com/sites/default/files/csr8675_bga.pdf, 2015.
7. J. A. Nelder and R. Mead, "A simplex method for function minimization," *Computer Journal* **7**, 308-313, (1965).
8. W. H. Press, B. P. Flannery, S. A. Teukolsky, and W. T. Vetterling, *Numerical Recipes in C* (Cambridge University Press, Cambridge, 1988), pp. 432-436.
9. *Find minimum of unconstrained multivariable function using derivative-free method*, <https://kr.mathworks.com/help/matlab/ref/fminsearch.html>, 2017.
10. S. S. Jarng, Y. J. Kwon, and J. H. Lee, "Binaural directivity pattern simulation of the KEMAR head model with two twin hearing aid microphones by boundary element method," *J. Acoust. Soc. Kr.* **24**, 115-122 (2005).
11. S. S. Jarng, Y. J. Kwon, and J. H. Lee, "Binaural directivity pattern measurements of the KEMAR head model with two twin hearing aid microphones," *J. Acoust. Soc. Kr.* **25**, 25-31 (2006).

저자 약력

▶ 장 순 석 (Soon-Suck Jarng)



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

▶ 권 유 정 (You-Jung Kwon)



1987년 2월: 연세대학교 식생활학사
 2005년 2월: 조선대학교 제어계측공학석사
 2007년 2월: 조선대학교 제어계측공학과 박사
 2007년 3월 ~ 2014년 3월: (주)알고코리아 기업부설연구소 책임연구원
 2014년 4월 ~ 현재: (주)알고코리아 대표이사