

Pole-zero Dewarping을 이용한 효율적인 Crosstalk 제거 알고리즘

An Efficient Crosstalk Cancellation Algorithm Using Pole-zero Dewarping

정재웅*, 이준호*, 박영철**, 윤대희*
(Jae-woong Jeong*, Junho Lee*, Young-cheol Park**, Dae-hee Youn*)

*연세대학교 전기전자공학과, **연세대학교 원주캠퍼스 정보기술학부
(접수일자: 2004년 9월 8일; 채택일자: 2005년 1월 7일)

스테레오 채널 오디오 재생 시스템에서 사용되는 간섭제거기 (crosstalk canceller)는 원치 않는 crosstalk을 제거함으로써, 청취자의 귀 주변에서 녹음된 원음장을 완벽하게 재생하는 것을 목적으로 한다. 그러나, 일반적으로 crosstalk 제거기는 물리적인 한계로 저주파 대역에서 나쁜 성능을 갖게 된다. 이를 개선하기 위한 방법으로 주파수를 warping하여 저주파 대역의 해상도를 높여 보다 효율적으로 필터를 설계하는 기술이 있으나, 많은 연산량을 필요로 한다. 본 논문에서는 이를 보다 효율적으로 구현하기 위해 pole-zero dewarping을 이용하여 필터를 구성하는 기술을 제안하였다. 이 기술을 통하여 구현된 crosstalk 제거기는 종래의 warping 기술로 구현된 crosstalk 제거기에 대하여 적은 연산량으로 유사한 성능을 제공하였으며, 모의 실험을 통하여 이를 검증하였다.

핵심용어: 간섭제거기, 머리전달함수, 워핑, 극점-영점 디워핑

투고분야: 음향 신호처리 분야 (1.2)

Crosstalk canceller in stereo channel audio reproduction system has the purpose to deliver desired signals exactly at the listener's ear. Generally, it has a poor performance in low frequency bands. Frequency-warped filters are used to provide improved performance in crosstalk canceller for these problems. However, such filters are more complex to implement than conventional filters. This paper presents an efficient method for low-order IIR approximation of frequency warped crosstalk cancellation filters using pole-zero dewarping. The method preserves the advantages of frequency warping, but has a computational complexity that is similar to the conventional method. This paper also presents a series of experiments that validate the method of crosstalk canceller.

Keywords: Crosstalk canceller, HRTF, Warping, Pole-zero dewarping

ASK subject classification: Acoustic Signal Processing (i.2)

I. 서론

스테레오 채널을 갖는 오디오 재생 시스템은 청취자의 귀 주변에서 녹음된 원래의 음장을 스피커 혹은 헤드폰을 통하여 완벽하게 재생하는 것을 목적으로 한다. 헤드폰을 이용할 때에는 양쪽 채널의 신호가 청취자의 양쪽 귀에 각각 전달되지만, 스피커를 이용할 때에는 양쪽 채널의 신호가 동일 방향 (ipsilateral)의 귀에만 전달되는 것이 아니라, 반대 방향 (contralateral)의 귀에도 전달되는 간섭 현상인 crosstalk이 발생한다. 이를 제거하여 양쪽 채널의 신호가 동일 방향에만 전달될 수 있도록 하기 위해 crosstalk 제거기를 사용하며, 이것은 스피커에 의한 왜곡과 청취 공간의 음향적인 특성에 의한 변형을 보상하는 일종의 역 필터가 된다. 녹음된 신호를 그대로 스피커를 통해 내보내는 것이 아니라, crosstalk 제거기를 통과한 신호를 스피커를 통해 내보냄으로써 녹음된 원래의 음장을 청취자의 귀 주변에서 완벽하게 재생할 수 있

는 것이다. 본 논문에서는 이를 보다 효율적으로 구현하기 위해 pole-zero dewarping을 이용하여 필터를 구성하는 기술을 제안하였다. 이 기술을 통하여 구현된 crosstalk 제거기는 종래의 warping 기술로 구현된 crosstalk 제거기에 대하여 적은 연산량으로 유사한 성능을 제공하였으며, 모의 실험을 통하여 이를 검증하였다.

게 된다. crosstalk 제거기는 Atal과 Schroeder[1]에 의해 처음으로 고안되었으며, 후에 Cooper와 Bauck[2]에 의해 최적화되었다.

crosstalk 제거기의 성능은 일반적으로 한 쪽 채널에서 신호가 발생할 때 동일 방향의 귀에 전달되는 신호의 세기에 대하여 다른 방향의 귀에 전달되는 신호의 세기가 어느 정도 인 지에 따라 평가된다. crosstalk 제거기는 음향 경로의 역 필터를 구성하는 것이므로 역 필터를 구성하기 어려운 환경에서는 crosstalk 제거기의 성능이 저하되며, 일반적으로 저주파 대역에서 동일 방향과 다른 방향의 음향 경로의 특성이 거의 비슷하여 위와 같은 특성을 보인다. 이와 같은 문제를 해결하기 위한 것으로 warped 필터를 이용하여 crosstalk 제거기를 설계하는 방법이 있는데, warped 필터는 주파수 축을 변형하여 저주파 대역의 해상도를 높임으로써 이 주파수 대역에서 보다 효율적으로 설계된 필터이다[3,4]. 그러나 warped 필터를 설계하기 위해서는 시간 지연 소자를 전역 통과 소자로 대체하여야 하기 때문에 연산량이 상대적으로 많아지게 되는 한계를 갖는다.

본 논문에서는 위에서 소개한 단점을 보완할 수 있는 작은 차수의 warped 필터를 이용한 crosstalk 제거기를 제안한다. 제안된 방법에서는 Warped 영역에서 설계된 FIR 필터를 IIR 필터로 모델링 한 후, 극점과 영점을 독립적으로 선형 주파수 영역으로 변환하는 과정을 통하여 IIR 필터를 설계하기 때문에, 기존의 warped 필터가 갖는 저주파에서의 향상된 성능을 그대로 유지하면서도 적은 연산량으로 구현될 수 있다는 장점을 제공한다.

본 논문은 다음과 같이 구성되어 있다. II에서는 일반적인 방법인 least squares를 이용한 FIR crosstalk 제거기를 설계하는 방법을, III에서는 crosstalk 제거기의 저주파 대역의 성능을 향상시키기 위한 기존의 Warped FIR 필터를 각각 소개하고, IV에서는 pole-zero dewarping을 이용하여 적은 복잡도를 갖는 crosstalk

제거기를 설계하는 방법에 대해 기술한다. 그리고, V에서 모의실험을 통하여 이를 검증하며, VI에서 결론을 맺는다.

II. Least Squares를 이용한 Crosstalk 제거기 설계

그림 1은 Atal과 Schroeder가 제안한 crosstalk 제거기이다. 이 그림에서 $a_i^L(n)$, $i=1,2$, $n=0,1,\dots,M-1$ 은 i 번째 스피커에서 왼쪽 귀까지의 음향 경로의 임펄스 응답을 나타내며, 각각 M 개의 원소로 이루어져 있다 ($a_i^R(n)$ 도 비슷한 방법으로 정의된다.). 그리고, $h_j(n)$, $j=1,2,3,4$, $n=0,1,\dots,K-1$ 은 역 필터의 계수로써, 각각 K 개의 원소로 이루어져 있다. 또, P_L 과 P_R 은 각각 왼쪽과 오른쪽 귀에서 녹음된 원래의 음장을 나타낸다. 그림 1을 관계를 식 (1)과 같이 행렬식으로 표현할 수 있다.

$$\begin{bmatrix} A_1^L & A_2^L \\ A_1^R & A_2^R \end{bmatrix} \begin{bmatrix} h_1 & h_3 \\ h_2 & h_4 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} d_L & 0 \\ 0 & d_R \end{bmatrix} \Leftrightarrow AH = d \quad (1)$$

여기서, d_L 과 d_R 은 각각 왼쪽과 오른쪽 귀에서 재생되기 원하는 신호(desired signal)로서 modeling delay를 포함한 $(M+K-1) \times 1$ 의 벡터이며, 0은 같은 길이를 갖는 영벡터를 나타낸다. 그리고, A_i^L 는 음향 경로 a_i^L 로 구성된 $(M+K-1) \times K$ 의 행렬로서 식(2)와 같이 표현된다 (A_1^R, A_2^L, A_2^R 도 비슷하게 표현된다).

$$A_i^L = \begin{bmatrix} a_i^L(0) & & & 0 \\ \vdots & \ddots & & \vdots \\ a_i^L(M-1) & & a_i^L(0) & \\ & & \vdots & \vdots \\ 0 & & & a_i^L(M-1) \end{bmatrix} \quad (2)$$

실제 양쪽 귀에 전달되는 신호와 재생되기 원하는 신호 d 와의 오차를 최소화하기 위해, least square(LS) 방법으로 최적화하여 필터의 계수를 구하면 다음과 같다.

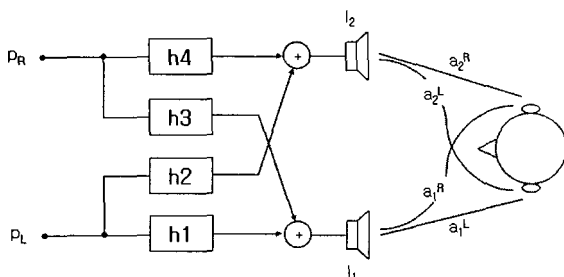


그림 1 . Atal-Schroeder crosstalk 제거기
Figure 1. Atal-Schroeder crosstalk canceller.

$$\mathbf{H}_{opr} = \mathbf{A}^{\#} \mathbf{d} \quad (3)$$

여기서, $\mathbf{A}^{\#} = (\mathbf{A}^T \mathbf{A})^{-1} \mathbf{A}^T$ 는 행렬 \mathbf{A} 의 pseudo inverse 행렬이다.

만약, 음향 경로의 임펄스 응답이 대칭적이면, 동일 방향과 다른 방향의 음향 경로 임펄스 응답의 합과 차를 이용하여 crosstalk 제거기의 필터를 더욱 간결하게 설계할 수 있다[2]. 그림 2는 기존의 Atal-Schroeder crosstalk 제거기와 대칭적인 환경에서 간결하게 설계된 crosstalk 제거기를 나타내고 있다.

이 때, 음향 경로 임펄스 응답의 행렬식은 식 (4)와 같이 나타낼 수 있으며,

$$\mathbf{A} = \begin{bmatrix} \mathbf{A}_1^L & \mathbf{A}_2^L \\ \mathbf{A}_2^L & \mathbf{A}_1^L \end{bmatrix} \quad (4)$$

이를 식 (5)와 같이 분해할 수 있다.

$$\mathbf{A} = \left(\frac{1}{2}\right) \mathbf{U} \begin{bmatrix} \Sigma & 0 \\ 0 & \Delta \end{bmatrix} \mathbf{V} \quad (5)$$

여기서 \mathbf{U} 와 \mathbf{V} 는 단위 행렬들로 이루어진 행렬로 식

(6)과 같이 표현되며,

$$\mathbf{U} = \begin{bmatrix} \mathbf{I}_{M+K-1} & \mathbf{I}_{M+K-1} \\ \mathbf{I}_{M+K-1} & -\mathbf{I}_{M+K-1} \end{bmatrix}, \quad \mathbf{V} = \begin{bmatrix} \mathbf{I}_K & \mathbf{I}_K \\ \mathbf{I}_K & -\mathbf{I}_K \end{bmatrix} \quad (6)$$

\mathbf{I}_{M+K-1} 과 \mathbf{I}_K 는 각각 $(M+K-1) \times (M+K-1)$ 과 $K \times K$ 의 단위 행렬이다. 그리고, Σ 와 Δ 는 각각 동일 방향과 다른 방향의 음향 경로 임펄스 응답의 합과 차로써, $\Sigma = \mathbf{A}_1^L + \mathbf{A}_2^L$ 이고, $\Delta = \mathbf{A}_1^L - \mathbf{A}_2^L$ 이다.

식 (5)와 같이 분해된 음향 경로 임펄스 응답의 행렬식을 가지고 least squares 방법으로 최적화하면 \mathbf{A} 의 pseudo inverse 행렬이 식 (7)과 같이 표현되며, 비대칭 환경에서의 필터 계수를 구하는 식 (3)의 pseudo inverse에 대해 보다 간단하게 표현되는 것을 확인할 수 있다.

$$\mathbf{A}^{\#} = \left(\frac{1}{2}\right) \mathbf{U} \begin{bmatrix} \Sigma^{\#} & 0 \\ 0 & \Delta^{\#} \end{bmatrix} \mathbf{V} \quad (7)$$

여기서 $\Sigma^{\#} = (\Sigma^T \Sigma)^{-1} \Sigma^T$ 와 $\Delta^{\#} = (\Delta^T \Delta)^{-1} \Delta^T$ 는 각각 Σ 와 Δ 의 pseudo inverse 행렬이다.

위와 같은 방법에 의해 crosstalk 제거기를 설계하였을 때, 기존에 4개의 필터를 이용하여 crosstalk 제거기

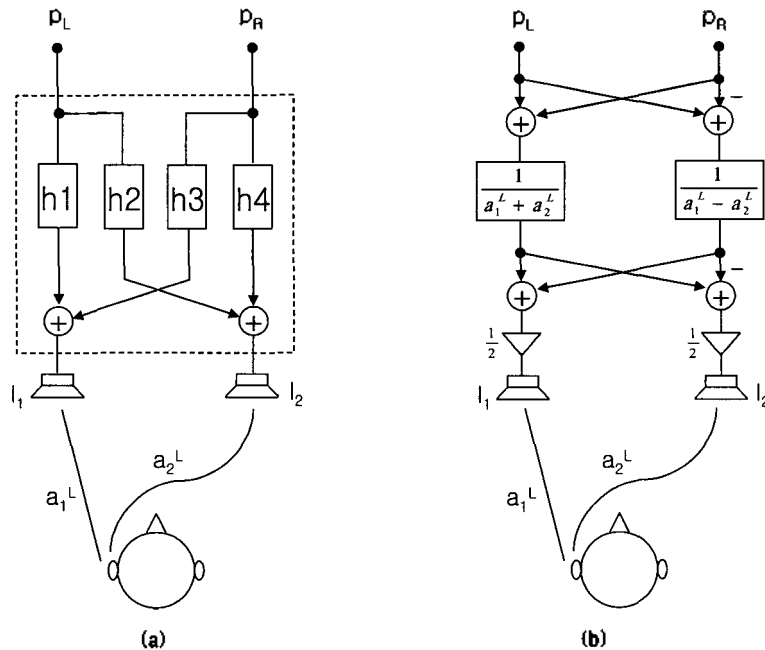


그림 2. (a) Atal-Schroeder crosstalk 제거기 (b) 대칭적인 환경에서 음향 경로 임펄스 응답의 합과 차를 이용한 crosstalk 제거기
 Figure 2. (a) Atal-Schroeder crosstalk canceller (b) crosstalk canceller using sum and difference of HRTFs in symmetrical acoustic condition.

를 설계하는 것에 비해 2개의 필터만을 이용하여 설계가 가능하며, 음향 경로 임펄스 응답의 합과 차를 이용하기 때문에 보다 효율적으로 역 필터를 설계할 수 있는 장점을 갖는다.

III. Warped FIR 필터를 이용한 Crosstalk 제거기

일반적으로 crosstalk 제거기를 설계하는 것은 음향 경로 임펄스 응답의 역 필터를 구성하는 의미를 갖는다. 그런데, 저주파 대역에서 동일 방향과 다른 방향의 음향 경로의 특성이 거의 비슷하여 그에 따른 음향 경로의 행렬식 A 가 ill-conditioned하게 된다. 이러한 문제는 저주파 대역에서의 crosstalk 제거기의 성능을 저하시킬 뿐만 아니라, 제거기를 통과하는 과정에서 저주파 대역에서의 입력에 과도한 이득을 주는 문제를 야기하게 된다[5].

이를 해결하기 위한 하나의 방법으로 저주파 대역의 주파수 해상도를 높여 보다 효율적으로 필터를 설계하는 기술이 있는데, 이것을 warped 필터라고 하며, warped 필터를 이용하여 crosstalk 제거기를 설계함으로써 저주파 대역에서 보다 향상된 성능을 획득할 수 있다.

Warped FIR (WFIR) 필터는 일반적인 선형 주파수 영

역에서의 FIR 필터의 시간 지연 소자를 식 (8)과 같은 전역 통과 소자로 대체함으로써 설계되며, 선형 주파수 영역에서의 FIR 필터와 warped 영역에서의 WFIR 필터를 그림 3의 (a)와 (b)에 각각 도시하였다.

$$D(z) = \frac{z^{-1} - \lambda}{1 - \lambda z^{-1}} \tag{8}$$

여기서 λ 는 -1과 1사이의 실수 값을 갖는 warping 매개 변수이다. λ 가 양수일 때는 저주파 대역의 주파수 해상도가 증가하며, 음수일 때는 고주파 대역의 주파수 해상도가 증가한다.

WFIR 필터를 이용한 crosstalk 제거기의 설계는 다음과 같은 순서로 이루어진다. 먼저 각각의 음향 경로 임펄스 응답을 pre-warping하게 되는데, 그림 4에 도시한 시스템에 각각의 음향 경로 임펄스 응답을 입력하면, 출력 신호로 warped 영역에서의 임펄스 응답인 $w(m)$ 이 생성된다. $w(m)$ 은 무한대의 길이를 갖기 때문에 앞부분 일부를 잘라내어 사용한다. Pre-warping 과정을 통하여 얻은 $w(m)$ 은 앞부분에 저주파 대역의 성분을 포함하며 뒷부분에 고주파 대역의 성분을 포함하므로, 앞부분의 일정 부분을 잘라서 (truncation) 사용하더라도 저주파 대역의 정보의 손실은 없게 된다. Pre-warping한 임펄스 응답 $w(m)$ 을 필요에 따라 각각 식 (1) 또는 식 (5)와 같은 행렬식으로 나타낸 후, 식 (3) 또는 식 (7)을

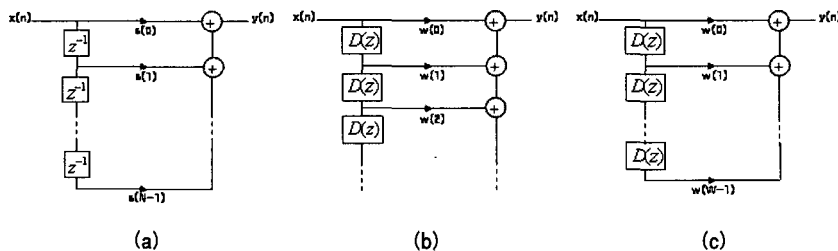


그림 3. (a) 선형 주파수 영역에서의 FIR 필터 (b) warped 영역에서의 Warped FIR 필터 (c) (b)의 일정 부분을 잘라내어 구성한 Warped FIR 필터
Figure 3. (a) FIR filter in linear domain (b) Warped FIR filter in warped domain (c) Warped FIR filter using truncated impulse response.

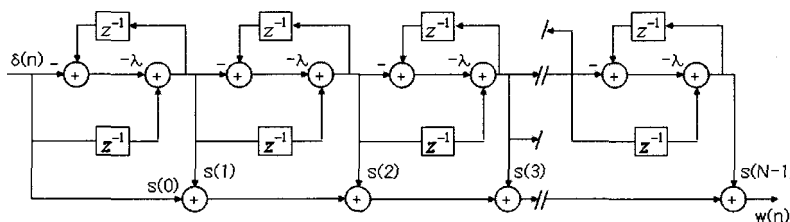


그림 4. WFIR 필터 계수를 구하는 시스템
Figure 4. System calculating WFIR filter coefficients.

이용하여 최적 필터의 계수를 계산하며, 계산된 필터 계수와 전역 통과 소자를 이용하여 그림 3의 (c)와 같이 crosstalk 제거 필터를 구성한다.

WFIR 필터를 이용하여 crosstalk 제거기를 설계하게 되면 저주파 대역의 해상도가 증가 하기 때문에, 저주파 대역에서의 crosstalk 제거 성능의 향상을 가져올 수 있다. 비록 truncation 과정을 거치면서 고주파 대역의 성분이 제거되기 때문에 이 대역에서의 성능이 다소 저하되지만, 이 기술의 목적이 저주파에서의 성능의 향상이며 또한 오디오 신호 에너지의 대부분이 저주파 대역에 분포하는 것을 감안한다면 크게 문제가 되지 않는다.

IV. Pole-zero Dewarping

WFIR 필터를 이용한 crosstalk 제거기 설계 시에는 시간 지연 소자를 전역통과 소자로 대체하여 사용하기 때문에 같은 차수의 필터라고 하여도 보다 많은 연산량을 필요로 하게 된다. 전역 통과 소자를 사용하지 않기 위해서는 최적화 된 필터 계수를 선형 주파수 영역으로 dewarping하여야 하는데, dewarping한 필터 계수는 그림 3의 시스템에 $+\lambda$ 값을 사용함으로써 획득된다. 그러나, dewarping하게 되면 필터 계수가 무한대의 길이를 가질 뿐만 아니라 저주파의 성분이 뒤로 밀려나게 되므로 성능이 크게 저하된다. 이러한 문제를 개선하기 위한 방법으로 pole-zero dewarping 방법을 제안하고자 한다.

pole-zero dewarping 방법은 warped 영역에서 최적화된 필터의 계수를 그대로 dewarping하는 것이 아니라, 이를 IIR 모델링하여 추출된 pole과 zero만을 dewarping하는 것이다. 우선 최적화된 필터 계수 각각을 필요에 따라 다양한 pole/zero 모델링 방법을 이용하여 pole 성분과 zero 성분을 각각 추출한다. Prony, Yule-Walker의 방법이나 balanced model truncation(BMT)[6] 또는 common acoustic pole/zero(CAPZ)[7] 방법 등이 다양하게 사용될 수 있다. 추출된 pole과 zero는 식 (9)에 의해 각각 선형 주파수 영역으로 dewarping 된다.

$$p'_j = \frac{\lambda + p_j^*}{1 + \lambda p_j^*}, j = 0, 1, \dots, N-1,$$

$$q'_j = \frac{\lambda + q_j^*}{1 + \lambda q_j^*}, j = 0, 1, \dots, N-1 \quad (9)$$

여기서 p'_j/q'_j 과 P'_j/Q'_j 는 각각 선형 주파수 영역과 warped 영역에서의 pole/zero를 의미한다. 변환된 pole과 zero와 시간 지연 소자를 사용하여 선형 주파수 영역에서 IIR 필터를 설계하는데, 설계된 필터는 warped 영역에서 설계된 필터의 성능과 매우 유사한 성능을 내며, 전역통과 소자 대신 시간 지연 소자를 사용하기 때문에 연산량에서 이득을 제공한다. 필터의 pole/zero의 차수인 N 은 적절하게 선택될 수 있으며, $N \leq K/2$ 일 때는 선형 주파수 영역의 FIR필터와 비슷하거나 보다 작은 연산량으로 crosstalk 제거기를 구현할 수 있다.

Warping과 dewarping 시에 pole과 zero는 단위 원을 가로 질러 움직이지 않기 때문에, 안정성 문제가 보장된다. 즉, warped 주파수 영역에서의 IIR 모델이 안정하면, pole/zero dewarping을 통해 선형 주파수 영역으로 변환된 IIR 모델도 안정하게 되므로, 안정성 문제는 앞에서 소개한 적절한 IIR 모델링 방법을 선택하여 안정하게 pole을 모델링하면 해결된다. 한 가지 문제는 pole/zero dewarping이 warping 매개 변수에 의존한다는 것인데, 매개 변수 값에 따라 pole들의 위치가 너무 가까워지게 되면, 정확도의 문제나 양자화 잡음 문제가 발생할 수 있다 [7]. 이는 필터의 차수와 warping 매개변수가 클 경우 두드러지게 나타나는데, 실험을 통하여 필터의 계수가 512차 이하일 경우, warping 매개 변수 $\lambda = 0.7$ 에 대하여 문제가 되지 않는 것을 확인하였으며, 양자화 시에 발생하는 양자화 잡음에 따른 안정성 문제는 16bit를 제공하는 프로세서에 구현할 경우 아무런 문제가 없는 것으로 확인되었다.

V. 모의 실험

본 논문에서 제안한 방법에 따라 모의 실험을 실행하였다. University of California, Davis[8]에서 제공하며 200-tap의 길이와 44.1kHz의 샘플링 주파수를 갖는 HRTF (head related transfer function)을 이용하였으며, 음원과 머리 중심과의 거리는 HRTF가 획득된 실험 환경과 동일한 0.5m로 가정하였다. 머리를 중심으로 각각 5도 간격을 갖는 대칭적인 환경을 가정하였으며, 모

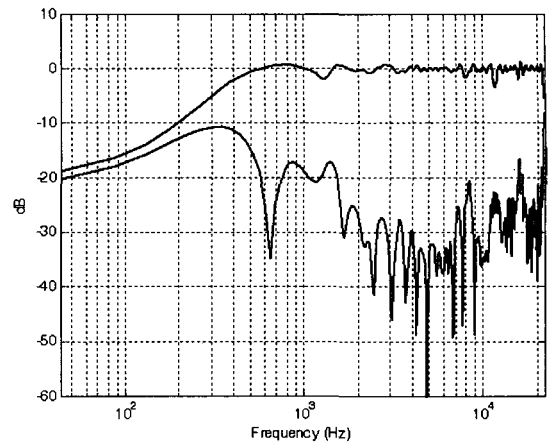
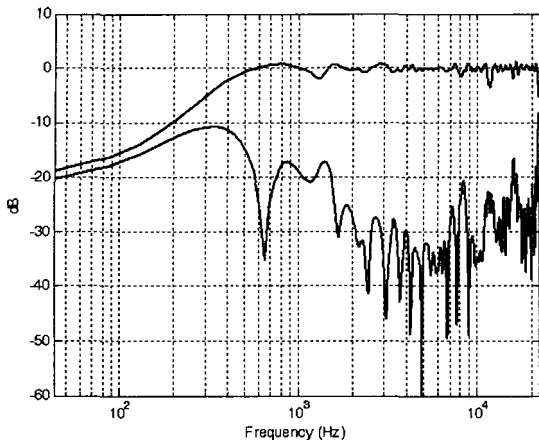


그림 5. Crosstalk 제거기의 동일 방향(상위 선)과 반대 방향(하위 선) 주파수 응답 비교 : (a) 64차 Atal-Schroeder crosstalk 제거기의 성능, (b) 음향 경로 임펄스 응답의 합과 차를 이용한 64차 crosstalk 제거기의 성능

Figure 5. Comparison of frequency responses of ipsilateral(upper lines) and contralateral(lower lines) direction : (a) Performance of 64th-order Atal-Schroeder crosstalk canceller, (b) Performance of 64th-order crosstalk canceller using sum and difference of HRTFs.

든 실험에서 warped된 필터 계수는 512-tap으로 잘라 내어 사용하였다.

그림 5에서 그림 9까지는 모의 실험 결과들로서 상위 선들은 한 쪽 신호의 입력단에서 동일 방향 귀까지의 주파수 응답을 아래 선들은 다른 방향 귀까지의 주파수 응답을 각각 나타낸다. 그리고 가로축은 log-scale의 주파수를, 세로축은 magnitude 응답 (dB)을 나타낸다. Crosstalk 제거기의 목적은 다른 방향의 신호를 제거하고 같은 방향의 신호를 그대로 전달하는 것이므로, 이상적인 경우에 상위 선들은 0dB에, 하위 선들은 -∞dB에

위치하여야 한다.

그림 5는 Atal-Schroeder의 crosstalk 제거기와 대칭적 환경에서 음향 경로 임펄스 응답의 합과 차를 이용하여 설계한 crosstalk 제거기의 성능을 비교한 것으로, 모두 64차로 설계되었고 modeling delay는 32로 하였다. 그림에서 확인할 수 있듯이 두 방법의 차이는 없는 것으로 나타났고, 이후의 모든 실험은 후자의 방법으로 설계하였다.

그림 6은 선형 주파수 영역에서 설계한 FIR crosstalk 제거기 (파선)에 대해 warping을 이용하여 warped 영역

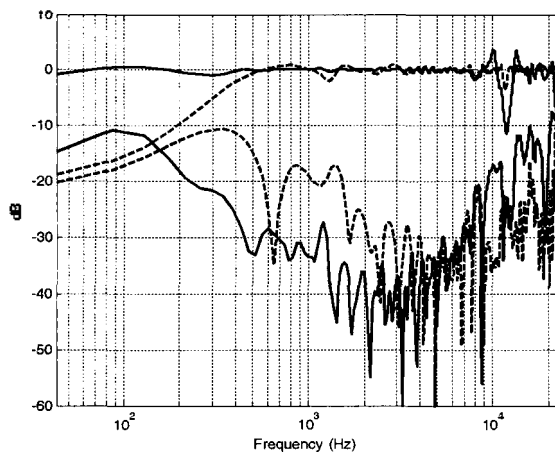


그림 6. Crosstalk 제거기의 동일 방향(상위 선)과 반대 방향(하위 선) 주파수 응답 비교 : 주파수 warping을 이용한 64차 warped FIR crosstalk 제거기의 성능(실선), 선형 64차 FIR crosstalk 제거기의 성능(파선)

Figure 6. Comparison of frequency responses of ipsilateral(upper lines) and contralateral(lower lines) direction : Performance of 64th-order warped crosstalk canceller using frequency warping(solid line), Performance of 64th-order linear crosstalk canceller(dashed line).

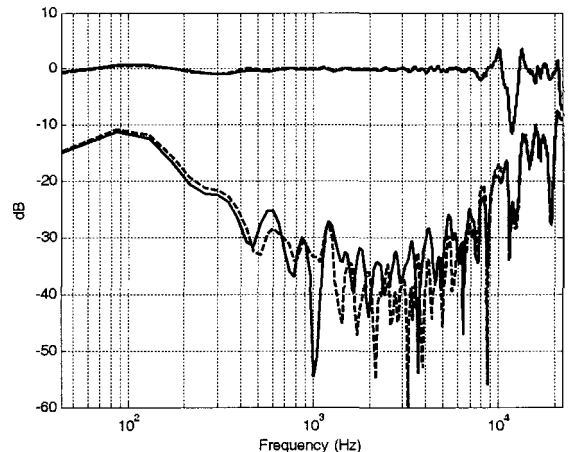


그림 7. Crosstalk 제거기의 동일 방향(상위 선)과 반대 방향(하위 선) 주파수 응답 비교 : pole-zero dewarping을 이용한 선형 주파수 영역 32차(64개의 계수) IIR crosstalk 제거기의 성능(실선), 64차 warped FIR crosstalk 제거기의 성능(파선)

Figure 7. Comparison of frequency responses of ipsilateral(upper lines) and contralateral(lower lines) direction : Performance of 32nd-order(64 coefficients) IIR crosstalk canceller using pole-zero dewarping in linear domain(solid line), Performance of 64th-order warped FIR crosstalk canceller in warped domain.

에서 설계한 FIR crosstalk 제거기 (실선)의 성능 향상을 보여주는 그림이다. 두 경우 모두 64차로 설계하였고, modeling delay는 모두 32를 사용하였다. 그리고 warping 매개 변수 λ 는 0.7로 하였다. 저주파 대역을 포함하여 수 kHz까지의 대역에서 warping을 이용한 FIR crosstalk 제거기의 성능이 향상된 것을 확인할 수 있다. 비록 8kHz이상의 고주파 대역에서의 성능은 다소 저하되지만, 앞에서 언급한 바와 같이 크게 문제가 되지는 않는다.

그림 7은 warped 영역에서 설계한 FIR crosstalk 제거기의 성능 (파선)과 pole-zero dewarping을 이용하여 선형 주파수 영역에서 설계한 IIR crosstalk 제거기의 성능 (실선)을 보여주는 그림이다. 앞의 실험과 마찬가지로 두 경우 모두 64차 (pole-zero dewarping의 경우 분모, 분자 각각 32개의 계수 이용)로 설계하였고, modeling delay는 모두 32를 사용하였다. 그리고 역시 warping 매개 변수 λ 는 0.7로 하였다. 그림에서 나타난 바와 같이 두 가지의 crosstalk 제거기의 성능이 전 대역에 걸쳐서 거의 비슷한 것을 알 수 있다. 그러나, pole-zero dewarping을 이용하여 설계한 crosstalk 제거기는 전역 통과 소자를 사용하지 않고 시간 지연 소자

를 사용하므로 보다 적은 연산량을 갖게 된다.

그림 8은 선형 주파수 영역에서 설계된 64차 FIR crosstalk 제거기 (점선)의 성능과 pole-zero dewarping을 이용한 32차 IIR crosstalk 제거기 (파선)의 성능을, pole-zero dewarping을 이용한 16차 IIR crosstalk 제거기 (실선)의 성능과 비교한 그림이다. 앞의 두 개의 crosstalk 제거기는 각각 64개의 계수를 사용하는 필터로 구성되며 그림 6과 동일한 성능을 가진다. 세 번째 16차 IIR crosstalk 제거기는 32개의 계수 (분모, 분자 각 16개)만을 사용하며, 설계시 modeling delay는 16으로 하였다. 기존의 crosstalk 제거기의 1/2에 해당하는 차수 만으로 설계되었지만, warping을 이용하지 않은 선형 주파수 영역의 FIR crosstalk 제거기보다 좋은 성능을 낼 뿐만 아니라, 32차수로 설계된 pole-zero dewarping을 이용한 IIR crosstalk 제거기와 거의 비슷한 성능을 내는 것을 확인할 수 있다.

마지막으로 그림 9는 128차로 crosstalk 제거기를 설계하는 것에 대한 모의 실험으로서, pole-zero dewarping을 각각 이용한 선형 주파수 영역 64차 IIR crosstalk 제거기 (실선), 32차 IIR crosstalk 제거기의 성능 (파선)과 종래의 선형 128차 FIR crosstalk 제거기

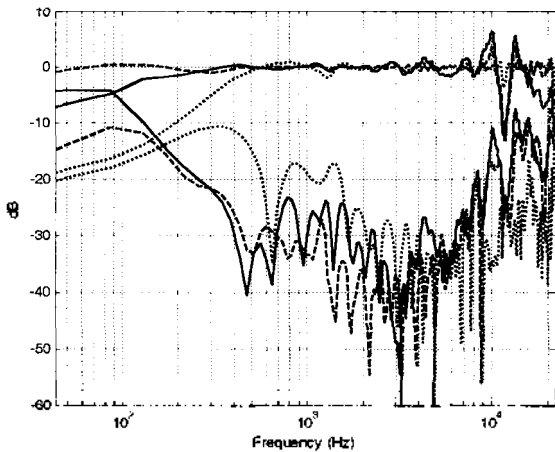


그림 8. Crosstalk 제거기의 동일 방향(상위 선)과 반대 방향(하위 선) 주파수 응답비교 : pole-zero dewarping을 이용한 16차(32개의 계수) IIR crosstalk 제거기(실선), pole-zero dewarping을 이용한 32차(64개의 계수) IIR crosstalk 제거기(파선), 선형 주파수 영역에서 설계된 64차 FIR crosstalk 제거기(점선)

Figure 8. Comparison of frequency responses of ipsilateral (upper lines) and contralateral(lower lines) direction : Performance of 16th-order(32 coefficients) IIR crosstalk canceller using pole-zero dewarping in linear domain(solid line), Performance of 32nd-order(64 coefficients) IIR crosstalk canceller using pole-zero dewarping in linear domain(dashed line), Performance of 64th-order linear crosstalk canceller (dotted line).

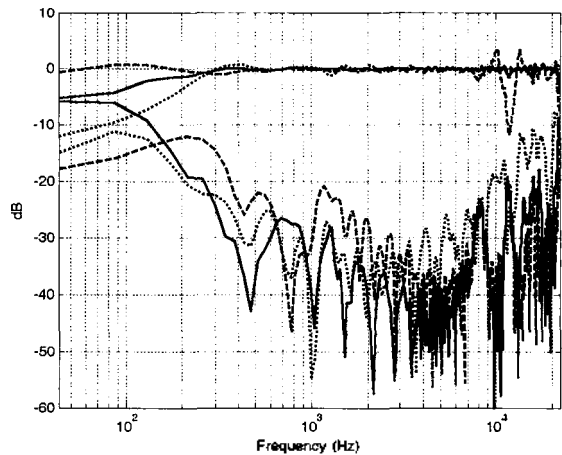


그림 9. Crosstalk 제거기의 동일 방향(상위 선)과 반대 방향(하위 선) 주파수 응답비교 : pole-zero dewarping을 이용한 선형 주파수 영역 64차(128개의 계수) IIR crosstalk 제거기의 성능 (실선 - $\lambda=5$), pole-zero dewarping을 이용한 선형 주파수 영역 32차(64개의 계수) IIR crosstalk 제거기의 성능(파선 - $\lambda=50.7$), 종래의 선형 128차 FIR crosstalk 제거기의 성능 (점선)

Figure 9. Comparison of frequency responses of ipsilateral (upper lines) and contralateral(lower lines) direction : Performance of 64th-order(128 coefficients) IIR crosstalk canceller using pole-zero dewarping in linear domain(solid line - $\lambda=0.5$), Performance of 32nd-order(64 coefficients) IIR crosstalk canceller using pole-zero dewarping in linear domain(dashed line - $\lambda=0.7$), Performance of 128th-order linear crosstalk canceller(dotted line).

의 성능 (점선)을 보여준다. pole-zero dewarping을 이용하였을 경우, 모두 선형 128차 FIR crosstalk 제거기보다 나은 성능을 보였으며, 64차의 IIR crosstalk 제거기가 32차의 경우보다 극저주파를 제외한 전대역에 걸쳐 성능이 향상 되었다. 그러나 32차로 설계할 때에 비하여 작은 warping 매개 변수 를 사용하여야 하는 특징을 보였다.

VI. 결론

본 논문에서는 pole-zero dewarping을 이용하여 보다 효율적인 crosstalk 제거기를 제안하였다. 이는 선형 주파수 영역에서 설계된 FIR crosstalk 제거기보다 오디오 신호의 대부분을 포함하고 있는 저주파 대역에서의 성능이 뛰어나며, 동일한 성능에 대하여 warped 영역에서 설계된 FIR crosstalk 제거기 보다 적은 연산량을 갖는다. 이러한 장점을 가지고 있기 때문에 보다 뛰어난 성능으로 적은 연산량을 요구하는 실시간 동작 시스템에 적용될 수 있을 것이다.

참고 문헌

1. B. S. Atal and M. R. Schroeder, "Apparent sound source translator," U.S. Patent, (3), 236-949, Feb. 1996.
2. J. Bauck and D. H. Cooper, "Generalized transaural stereo and application," J. Audio Eng. Soc., **44**, 683-705, 1996.
3. Aki Harma, Matti Karjalainen, Lauri Savioja, Vesa Valimaki, Unto K. Laine, and Jyri Huopaniemi, "Frequency-warped signal processing for audio applications," J. Audio Eng. Soc., **48** (11), 1011-1031, Nov. 2000.
4. Ole Kirkeby, Per Rubak, Lars G. Johansen, and Philip A. Nelson, "Implementation of cross-talk cancellation networks using warped FIR filters," AES 16th International Conference, 358-365
5. Ole Kirkeby, Philip A. Nelson, and H. Hamada, "Digital filter design for virtual source imaging systems," AES 104th Convention, May. 16-19, 1998.
6. J. Mackenzie, J. Huopaniemi, V. Valimaki, and I. Kale, "Low-order modeling of head-related transfer functions using balanced model truncation," IEEE Signal Processing Lett., **4**, pp. 39-41, Feb. 1997.
7. Yoichi Haneda, Shoji Makino, Yutaka Kaneda, and Nobuhiko Kitawaki, "Common-acoustical-pole and zero modeling of head related transfer functions," IEEE Trans. on Signal and Audio Processing, **7** (2), Mar. 1999.
8. http://interface.cipic.ucdavis.edu/CIL_html/CIL_HRTF_database.html

저자 약력

• 정재웅 (Jeong Jae-woong)



2003년 2월: 연세대학교 공과대학 전기전자공학과 (공학사)
 2003년 9월~현재: 연세대학교 공과대학 전기전자공학과 석사과정
 *주관심분야: 디지털 신호처리, 오디오 신호처리, 3-D 오디오

• 이준호 (Lee Junho)



2001년 2월: 숭실대학교 정보통신전자공학과 공학사
 2003년 2월: 연세대학교 전자공학과 석사
 2003년 3월~ 현재: 연세대학교 전자공학과 박사과정
 *주관심분야: 디지털 신호처리, 오디오 신호처리, 적응 신호처리, 마이크로폰 어레이

• 박영철 (Young-Cheol Park)



1986년 2월: 연세대학교 전자공학과 졸업
 1988년 2월: 연세대학교 전자공학과 석사
 1993년 2월: 연세대학교 전자공학과 박사
 현재: 연세대학교 정보기술학부 교수
 *주관심분야: 디지털 신호처리, 오디오 신호처리, 음성 신호처리, 적응 신호처리

• 윤대희 (Dae Hee Youn)



1977년 2월: 연세대학교 전자공학과 졸업
 1979년 8월: Kansas State Univ. 석사
 1982년 2월: Kansas State Univ. 박사
 현재 : 연세대학교 전기전자공학과 교수
 *주관심분야: 디지털 신호처리, 적응 신호처리, 음성 신호처리, 오디오 신호처리