

주파수 워핑된 공통 극점을 이용한 음향 간섭제거기의 설계 및 구현

Design and Implementation of Crosstalk Canceller Using Warped Common Acoustical Poles

정재웅*, 박영철**, 윤대희*, 이석필***

(Jae-woong Jeong*, Young-cheol Park**, Dae-hee Youn*, Seok-pil Lee***)

*연세대학교 전기전자공학과, **연세대학교 원주캠퍼스 컴퓨터정보통신공학부, ***전자부품연구원
(접수일자: 2010년 5월 13일; 채택일자: 2010년 6월 18일)

음향 간섭제거기는 머리 전달함수 (head-related impulse response: HRIR)의 길이에 큰 영향을 받게 되어, 일반적으로 큰 차수의 필터를 필요로 한다. 간섭제거필터의 길이를 줄이기 위한 방법으로 주파수 워핑, 공통 극점과 영점 (common acoustical pole and zero: CAPZ) 모델링 등의 방법들이 제안되었는데, 본 논문에서는 이 두 가지 방법을 결합한 방법을 제안한다. 이를 위해, 주파수 워핑 영역에서 공통 극점과 영점 모델링을 통해 필터를 설계하며, 디워핑 과정을 통해 원래의 선형 영역에서 안정된 필터를 구현한다. 제안된 방법은 주파수 워핑을 통한 간섭제거 성능 향상과 공통 극점 모델링을 통한 필터 차수 감소란 함께 제공할 수 있다. 이러한 성능을 검증하기 위해 다양한 컴퓨터 모의 실험을 진행하였다.

핵심용어: 채널 분리, 공통 극점과 영점, 간섭제거, 디워핑, 주파수 워핑

투고분야: 음향 신호처리 분야 (1,2)

For the implementation of the crosstalk canceller, the filters with large length are needed, which is because that the length of the filters greatly depends on the length of the head-related impulse responses. In order to reduce the length of the crosstalk cancellation filters, many methods such as frequency warping, common acoustical pole and zero (CAPZ) modeling have been researched. In this paper, we propose a new method combining these two methods. To accomplish this, we design the filters using the CAPZ modeling on the warped domain, and then, we implement the filters using the poles and zeros de-warped to the linear domain. The proposed method provides improved channel separation performance through the frequency warping and significant reduction of the complexity through the CAPZ modeling. These are confirmed through various computer simulations.

Keywords: channel separation, common acoustical pole and zero (CAPZ), crosstalk cancellation, de-warping, frequency warping

ASK subject classification: Acoustical Signal Processing (1,2)

I. 서론

음향 간섭제거기는 스테레오 채널의 스피커 환경의 오디오 재생 시스템에서 청취자의 귀 주변에 녹음된 원래의 음상을 완벽하게 재생하는 것을 목적으로 한다. 이것은 일종의 역필터로서 스피커에 의한 왜곡과 청취 공간의 음향적인 특성에 의한 변형을 보상하는 기능을 갖는다.

이는 Atal 등에 의해 최초로 고안되었다 [1]. 이후, 다양한 스피커 배치에 대한 음향 간섭제거기의 연구들이 진행되었으며 [2][3], 이를 기반으로 한 사운드 정위 또는 사운드 확장 시스템도 연구되고 있다 [4][5]. 또한, 청취자의 움직임이나 그 밖의 환경 변화에 대해 강인한 시스템을 구현하는 연구들이 진행되고 있다 [6][7].

본 논문에서는 저연산 고성능의 간섭제거기를 설계하고자 한다. 일반적으로 간섭제거필터의 길이는 머리전달함수의 길이와 깊은 연관성이 있다. 일반적으로, HRIR은 최소 수백 샘플의 길이를 갖기 때문에, 이것의 역함수 형

책임저자: 정재웅 (woong@dsp.yonsei.ac.kr)
서울시 서대문구 신촌동 연세대학교 DSP 연구실, 제2공학관 B601호
(전화: 02-2123-4534; 팩스: 02-364-4870)

태의 간섭제거필터도 이와 유사한 길이로 구성되어야 한다. 따라서 시스템 구현에 있어서 상당한 연산량을 필요로 하게 되어, 휴대용 기기 등의 적은 연산량을 요구하는 시스템에는 적용되기 어렵다. 또한, 일반적으로 저주파 대역에서 동일 방향과 다른 방향의 음향 경로의 특성이 거의 비슷하여 음향 경로의 역함수 형태를 갖는 간섭제거기의 성능이 현저히 떨어진다.

이러한 문제를 해결하기 위한 한 가지 방법으로 주파수 위핑을 이용한 효과적인 간섭제거필터 설계 방법이 제안되었는데 [8], 이는 주파수 축을 변형하여 저주파 대역의 해상도를 높임으로써 이 주파수 대역에서 보다 효율적으로 간섭제거필터를 설계하는 방법이다. 이 방법은 일반적인 음향 신호의 분포 정도를 고려하여, 분포가 낮은 고주파에서의 어느 정도의 성능을 감수하는 대신 적은 차수로 유사한 저주파 성능을 보장한다. 그러나, 이 방법은 필터 구현 시에 지연 소자를 전역통과 소자로 대체하여야 하기 때문에, 추가적인 연산량이 필요하게 된다. 이러한 단점을 보완하기 위해 위핑 영역에서 선계된 필터를 극점-영점 디위핑을 통해 선형 영역으로 변환한 후, 필터를 효율적으로 구현하는 방법이 제안되었다 [9].

한편, 특정한 청취 공간의 다양한 위치에서 측정된 전달 함수는 공통적인 극점을 갖고 영점은 오직 측정 위치에 영향을 받는다. 이 원리를 이용하여, 청취 공간 전달 함수를 공통 극점과 각각의 영점으로 모델링하는 공통 극점과 영점 모델링이 제안되었으며 [10]. 이후, 유사한 방법으로 머리전달함수의 공통 극점을 추출하는 방법이 제안되었다 [11]. 이 방법을 적용한 효율적인 청취공간감활 기술이 제안되기도 하였으며 [12], 마찬가지로 간섭제거기에도 이를 적용하여 효율성을 향상시킬 수 있다.

본 논문에서는 위에서 언급한 두 가지의 방법을 함께 적용하는 간섭제거기의 설계 및 구현 방법을 제안한다. 먼저 주파수 위핑 방법을 통해 위핑 영역에서 간섭제거기를 설계하며, 설계 시에 공통 극점과 영점 모델링을 재차 적용한다. 그리고, 디위핑을 통해 선형 영역에서 필터를 구현한다. 제안된 방법은 주파수 위핑이 갖는 성능 향상의 장점과 공통 극점과 영점 모델링을 통한 연산량의 감소가 결합되어, 매우 적은 연산량으로 종래의 성능을 제공할 수 있으므로, 휴대용 기기 등의 저연산량을 요구하는 시스템에의 적용을 용이하게 해줄 수 있다.

본 논문의 구성은 다음과 같다. 2장에서는 간섭제거필터의 설계 방법, 주파수 위핑, 공통 극점과 영점 모델링 등의 배경 기술에 대해 설명한다. 3장에서는 주파수 위핑과 공통 극점과 영점 모델링을 결합한 새로운 방법을 제

안하며, 구현 시 고려해야 할 문제들에 대해 언급한다. 그리고, 4장에서는 성능 검증을 위한 다양한 실험을 제공하며, 마지막으로 5장에서 결론을 내린다.

II. 배경 연구

2.1. 간섭제거필터 설계

그림 1은 가장 기본적인 Atal-Schroeder의 간섭제거필터의 블록도를 나타내며 [1], 간섭제거 문제는 식 (1)과 같이 벡터와 행렬로 표현된다.

$$\begin{bmatrix} \hat{d}_L & \mathbf{0} \\ \mathbf{0} & \hat{d}_R \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \mathbf{A}_1^L & \mathbf{A}_2^L \\ \mathbf{A}_1^R & \mathbf{A}_2^R \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \mathbf{h}_1 & \mathbf{h}_3 \\ \mathbf{h}_2 & \mathbf{h}_4 \end{bmatrix}, \quad (1)$$

$$\hat{\mathbf{D}} = \mathbf{A}\mathbf{H},$$

여기서 청취자의 왼쪽 귀에 전달되는 응답은 $(M+N-1) \times 1$ 의 벡터인 $\hat{d}_i = [\hat{d}_i(0), \hat{d}_i(1), \dots, \hat{d}_i(M+N-2)]^T$ 로 정의되며, \hat{d}_i 도 유사한 형태로 정의된다. $\mathbf{0}$ 은 이와 같은 길이의 0으로 구성된 벡터이다. 행렬 \mathbf{A}_i^j 은 스피커 1과 왼쪽 귀 사이의 임펄스 응답인 IIR로 구성된 $(M+N-1) \times N$ 의 행렬이며, 식 (2)와 같이 정의되며, $\mathbf{A}_1^L, \mathbf{A}_2^L, \mathbf{A}_1^R$ 등도 유

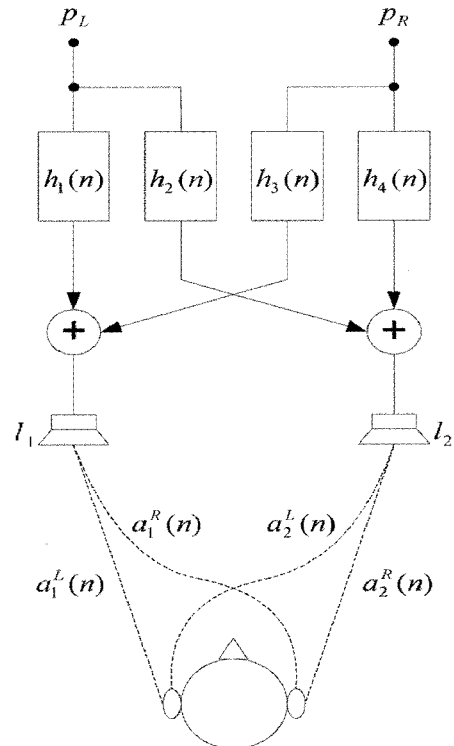


그림 1. Atal-Schroeder의 간섭제거필터 블록도
Fig. 1. Block diagram of Atal-Schroeder crosstalk canceler.

사한 형태로 정의된다.

$$\mathbf{A}_1^T = \begin{bmatrix} a_1^T(0) & & \mathbf{0} \\ \vdots & \ddots & \\ a_1^T(M-1) & & a_1^T(0) \\ & \ddots & \vdots \\ \mathbf{0} & & a_1^T(M-1) \end{bmatrix} \quad (2)$$

또한, $\mathbf{h}_1 = [h_1(0), h_1(1), \dots, h_1(N-1)]^T$ 은 $N \times 1$ 의 간섭제거 필터이며, $\mathbf{h}_2, \mathbf{h}_3, \mathbf{h}_4$ 등도 마찬가지로 정의된다. 위의 정의에서 M 과 N 은 HRIR의 길이와 간섭제거필터의 길이를 각각 나타낸다.

최적의 간섭제거필터는 least-squares (LS) 최적화 방법을 통하여, 청취자의 귀에 전달되기 원하는 임펄스 응답 \mathbf{D} 와 실제 전달되는 임펄스 응답 $\hat{\mathbf{D}}$ 와의 차이를 최소화함으로써 유도된다. 계산된 최적의 간섭제거필터의 수식은 식 (3)과 같다.

$$\mathbf{H} = \mathbf{A}^* \mathbf{D} \quad (3)$$

여기서 $\mathbf{A}^* = (\mathbf{A}^T \mathbf{A})^{-1} \mathbf{A}^T$ 은 행렬 \mathbf{A} 의 pseudo-inverse이며, \mathbf{D} 는 식 (4)와 같다.

$$\mathbf{D} = \begin{bmatrix} \mathbf{d} & \mathbf{0} \\ \mathbf{0} & \mathbf{d} \end{bmatrix} \quad (4)$$

여기서 $\mathbf{d} = [0, \dots, 0, 1, 0, \dots, 0]^T$ 로 정의된다.

이와 같이 추정된 간섭제거필터는 moving average (MA)의 형태를 띠며, 이를 z -변환하여 식 (5)와 같이 표현할 수 있다.

$$H_m(z) = C_m \sum_{n=1}^{\Omega_m} b_m(n) z^{-n}, m=1, 2, \dots, 4 \quad (5)$$

여기서 C_m 는 각 필터의 게인을, Ω_m 는 영점의 차수를, $b_m(n)$ 은 영점으로 이루어진 필터 계수를 나타낸다.

2.2. 주파수 위핑을 이용한 간섭제거필터의 설계

일반적인 필터는 모든 주파수에 대해 균일한 해상도를 갖지만, 주파수 위핑을 이용한 필터는 주파수에 따라 해상도를 변화시킬 수 있으며, 음향 분야에 있어서는 에너지의 분포가 낮은 고주파의 해상도가 낮아지는 것을 감소하고 분포가 높은 저주파의 해상도를 높이는 것이 일반적

이다. 주파수 위핑을 실현하기 위해서는 일반적인 필터의 지연 소자를 식 (6)의 같은 전역통과 소자로 대체하여야 한다.

$$z^{-1} = \frac{z^{-1} - \lambda}{1 - \lambda z^{-1}} \quad (6)$$

여기서 λ 는 위핑 계수로 이 값에 따라 위핑의 정도를 변화시킬 수 있다.

주파수 위핑을 이용해 간섭제거필터를 설계하기 위해서는 먼저 머리전달함수를 conformal bilinear mapping 등과 같은 방법을 이용하여 선(先) 위핑한다. 선 위핑된 신호의 앞의 일부분만을 이용하게 되는데, 이는 저주파의 성분이 앞부분으로 집중되기 때문이다 [8]. 이와 같이 잘라낸 신호를 이용하여 식 (7)와 같이 필터를 계산한다.

$$\tilde{\mathbf{H}} = \tilde{\mathbf{A}}^* \mathbf{D} \quad (7)$$

여기서 $\tilde{\mathbf{A}}$ 은 선 위핑된 신호를 이용하여 식 (2)의 동일한 방법으로 구성된 행렬이다. 이와 같이 위핑 영역에서 계산된 간섭제거필터는 식 (6)의 전역통과 소자를 기본 소자로 하여 MA 모델로 구현될 수 있으나, 전역통과 소자가 갖고 있는 복잡도가 매우 크기 때문에 그대로 구현하지 않고, 소위 디위핑 방법을 이용하여 선형 영역으로 다시 위핑하여 구현한다 [9].

이를 위하여 먼저 Prony의 방법, Yule-Walker의 방법, balanced model truncation (BMT) 방법 [13] 등을 이용하여 IIR 근사화를 수행하며, 근사화된 P 개의 극점과 Q 개의 영점은 식 (8)과 (9)에 의해 각각 디위핑 된다.

$$p_i' = \frac{p_i'' + \lambda}{1 + \lambda p_i''}, i = 0, 1, \dots, P-1 \quad (8)$$

$$q_j' = \frac{q_j'' + \lambda}{1 + \lambda q_j''}, j = 0, 1, \dots, Q-1 \quad (9)$$

여기서 p_i' 과 q_j' 은 각각 선형 영역에서의 극점과 영점을 나타내며, p_i'' 과 q_j'' 는 각각 위핑 영역에서의 극점과 영점을 나타낸다. 이와 같이 선형 영역으로 디위핑된 극점과 영점을 이용하여 최종적으로 식 (10)과 같이 autoregressive moving average (ARMA) 모델링 한다.

$$H_m(z) = \frac{C_m \sum_{n=1}^{Q_m} b_m(n)z^{-n}}{1 - \sum_{n=1}^{P_m} a_m(n)z^{-n}}, \quad m=1,2,\dots,4 \quad (10)$$

여기서 $a_m(n)$ 과 $b_m(n)$ 은 각각 극점과 영점으로 구성된 계수이다.

2.3. 공통 극점과 영점 모델링

어떠한 공간의 여러 위치에서 임펄스 응답을 측정하였을 경우, 일반적으로 그 응답들의 극점은 거의 유사한 특성을 갖는다. 즉, 극점은 공간 자체의 특성에 의존하고, 영점은 측정된 위치에 의존한다. 이러한 특성을 이용하여 Haneda 등은 청취 공간 임펄스 응답의 공통 극점을 추출하는 알고리즘을 제안 하였으며 [10], 여러 개의 HRIR에 대해서도 같은 방법을 적용하여 공통 극점과 영점으로 모델링 하는 알고리즘을 제안 하였다 [11].

이와 같은 공통 극점 추출 방법은 4개의 간섭제거필터에 대해서도 적용이 가능하며, 이를 적용하여 간섭제거필터를 모델링 하면 식 (11)와 같이 정리될 수 있다.

$$H_m(z) = \frac{C_m \sum_{n=1}^{Q_m} b_m(n)z^{-n}}{1 - \sum_{n=1}^{P_m} a_{CAP}(n)z^{-n}}, \quad m=1,2,\dots,4 \quad (11)$$

여기서 공통 극점으로 이루어진 필터 계수인 $a_{CAP}(n)$ 은 LS 최적화 방법을 이용하여 추정할 수 있다 [11].

III. 주파수 워핑과 공통 극점과 영점 모델링을 결합한 간섭제거필터 구현

앞서 설명한 바와 같이 공통 극점과 영점 모델링은 4개의 간섭제거필터의 극점 부분을 공통으로 이용함으로써 연산량을 감소시킬 수 있으며, 주파수 워핑 기술은 같은 차수의 간섭제거필터의 성능 향상을 가져오므로 공통 극점과 영점 모델링과 더불어 연산량 감소의 효과를 얻게 할 수 있다. 따라서, 본 논문에서는 위에서 언급한 주파수 워핑 기술과 공통 극점과 영점 모델링 기술을 결합한 구현 방법을 제안한다. 이를 위한 작업 수행 흐름을 그림 2에 정리하였다.

먼저 주파수 워핑 영역에서 선계하기 위해 각 머리전달 함수를 선 워핑하며, 그 후 식 (7)에 의해 간섭제거필터를 설계한다. 이렇게 선계된 필터는 공통 극점과 영점 모델링을 통하여 각 필터의 공통적인 극점 성분과 각 필터마다 다른 영점 성분으로 추출된다. 최종적으로 각 극점과

영점을 (8)과 (9)를 이용하여 선형 주파수 영역으로 더워핑하여 식 (12)와 같이 구현한다.

$$H_m(z) = \frac{C_m \sum_{n=1}^{Q_m} b_m(n)z^{-n}}{1 - \sum_{n=1}^{P_m} a_{CAP}(n)z^{-n}}, \quad m=1,2,\dots,4 \quad (12)$$

이와 같이 설계, 구현된 간섭제거필터는 주파수 워핑이 갖는 성능의 향상과 공통 극점과 영점 모델링이 갖는 연산량의 감소 능력을 갖는다.

식 (10), (11), (12)를 이용하여 간섭제거필터 구현 시, 극점과 영점의 차수를 다양하게 결정할 수 있다. 그러나, 과도하게 적은 차수로 결정할 경우 성능의 저하를 가져올 수 있기 때문에, 충분한 차수로 결정한다. 또한, 극점과 영점의 차수가 다를 경우에는 필터의 응답이 발산하는 경우가 발생할 수 있으므로 비슷한 수준으로 맞춰주는 것이 필요하다. 따라서, 본 논문에서는 극점과 영점의 차수를 각각 전체 차수의 절반인 $N/2$ 으로 설정하였다.

제안된 방법과 이전의 다양한 방법들과의 연산량을 비교하기 위해서 구현 환경에 따라 다양한 비교를 할 수 있으나, 필터의 연산량을 비교하는 것이므로 단순히 필터 구현 시 필요한 계수의 숫자를 비교, 평가할 수 있다. 표 1은 각 방법에 대해 필요한 계수의 수를 나타내고 있다. 공통 극점과 영점을 이용하여 모델링 하였을 경우 극점 부분이 공통적으로 이용되기 때문에, 적은 계수를 사용하여 간섭제거필터의 구현이 가능하다.

제안된 방법 중 워핑 기술은 특별히 적은 차수의 필터를 요구하는 시스템에서 큰 효과를 가져오며, 차수가 충분한 경우에는 그렇지 못하다. 이는 필터의 차수가 충분한 경우에 전체 대역에 대해서 충분한 주파수 해상도가

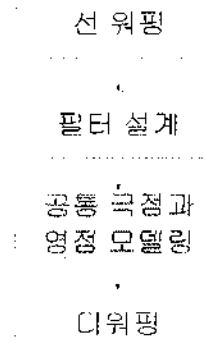


그림 2. 제안한 방법의 작업 수행 흐름
Fig. 2. Flowchart of the procedure of the proposed method.

표 1. 모델링 방법에 따른 필요 계수의 수
Table 1. Required number of coefficients according to modeling methods.

| 모델링 방법 | 필요 계수 |
|--------|----------------|
| MA | $4(Q_0+1)$ |
| W-ARMA | $4(P_1+Q_1+1)$ |
| CAPZ | $P_2+4(Q_2+1)$ |
| W-CAPZ | $P_3+4(Q_3+1)$ |

보장되기 때문이다. 한편, 차수가 커질수록 공통 극점과 영점 보팅팅의 오차가 크게 발생할 수 있는데, 많은 극점과 영점이 저주파에 몰리는 현상 (clustering)이 그 원인이다. 이러한 clustering으로 인한 모델링 오차를 방지하기 위해서는 극점과 영점을 2차의 필터로 적절히 짝짓고, 이를 순차적으로 배열하는 전략이 필요하다. 요컨대, 제안된 방법은 적은 차수의 필터를 요구하는 시스템에 대하여 좋은 채널분리 성능과 보다 더 적은 연산량을 제공하는 매우 큰 장점을 가지므로, 휴대용 기기와 같은 응용분야에 용이한 적용을 가능하게 한다.

IV. 모의 실험

본 논문에서는 모의 실험을 통해 종래의 여러 가지 방법과 제안한 방법을 비교한다. 즉, 가장 기본적인 MA 모델링 방법 (MA: 식 (5)), 주파수 위핑을 적용하여 ARMA 모델링하는 방법 (W-ARMA: 식 (10)), 주파수 위핑을 적용하지 않고 공통 극점과 영점으로 모델링하는 방법 (CAPZ: 식 (11)) 등과 제안한 방법 (W-CAPZ: 식 (12))을 비교한다.

실험을 위해 UC Davis CIPIC 미리전달함수 데이터 베이스 [14]를 이용하였고, 45명 청취자 데이터를 평균하여 사용하였다. 간섭제거필터를 설계하기 위한 스피커는 소위 stereo dipole이라고 하는 $\pm 5^\circ$ 의 배치를 이용하였다. 이는 채널분리 성능이 가장 좋은 스피커 배치로 알려져 있다 [2]. 비교 실험을 위해 필터의 길이는 MA 모델 기준으로 $N=24, 32, 48, 64$ 를 채택하였으며, 극점과 영점은 앞서 언급한 바와 같이 각각 $N/2$ 의 계수를 사용하였다. 위핑 계수는 $N=24, 32, 48$ 일 때는 $\lambda=0.5$ 를, $N=64$ 일 때는 $\lambda=0.3$ 를 사용하였다.

성능 비교를 위해서 채널분리 성능을 비교한다. 먼저 이를 주파수 축으로 도시하여 주파수 별 성능을 비교한다. 일반적으로 음성과 오디오를 포함한 대부분의 음향은 저주파에 에너지가 집중되어 있어, 고주파에 비해 좋

은 채널분리 성능을 요구하므로 주파수축을 로그스케일로 도시하였다. 다음으로는 공간 지각에 있어서 주파수 별 중요도와 앞서 언급한 오디오 에너지 분포를 고려한 전체적인 채널분리 성능을 수치화하여 비교하며, 이를 위해 식 (13)과 같이 각 주파수에서의 채널분리 수치를 weighting 함수로 스케일링 하고 이를 평균한다.

$$avg_CS = \frac{\int_{-\pi}^{\pi} CS(\omega) \times w(\omega) d\omega}{\int_{-\pi}^{\pi} w(\omega) d\omega} \quad (13)$$

여기서 avg_CS는 각 방법에 대한 평균적인 채널분리 성능을, $CS(\omega)$ 는 특정 주파수에서의 채널분리 성능을, $w(\omega)$ 는 오디오 에너지 분포와 perceptual weighting을 고려한 함수를 각각 의미한다. 주파수 별 중요도는 전체적으로 1~6 kHz에서 크며, 3~4 kHz에서 가장 큰 것으로 알려져 있다 [15].

또한, 연산량 비교를 통해 각 방법의 효율성을 검증한다. 이를 위해 표 1에서 설명한 수식을 이용하여 필터 구현 시 필요한 계수의 숫자를 비교하였다.

그림 3~6은 각 방법의 주파수 별 채널분리 성능을 비교하고 있다. 이상적인 채널분리 성능은 위쪽 선들은 0 dB에, 아래쪽 선들은 $-\infty$ dB에 위치하여야 한다. 전체적으로 많은 계수를 사용할수록 모든 방법에서 점차 좋은 성능을 보였는데, 이는 충분한 주파수 해상도를 확보할 수 있기 때문이다. 반면 $N=24$ (그림 3)에서 보는 바와 같이, 주파수 위핑을 이용하지 않을 경우 (검은색 선) 간섭제거 성능을 전혀 인지 못하였는데, 이는 전체적인 주

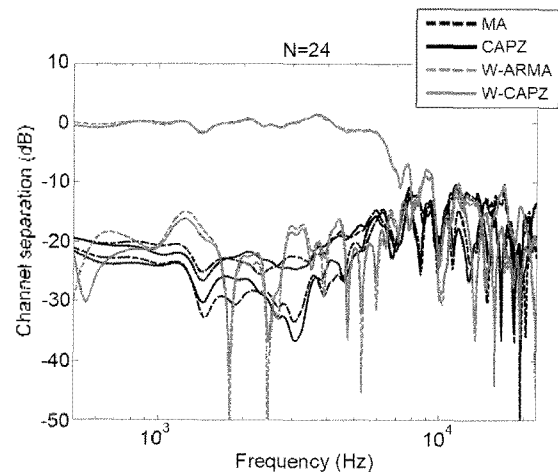


그림 3. 모델링 방법에 따른 채널분리 성능 비교 (N=24)
Fig. 3. Comparison of channel separation of the modeling methods. (N=24).

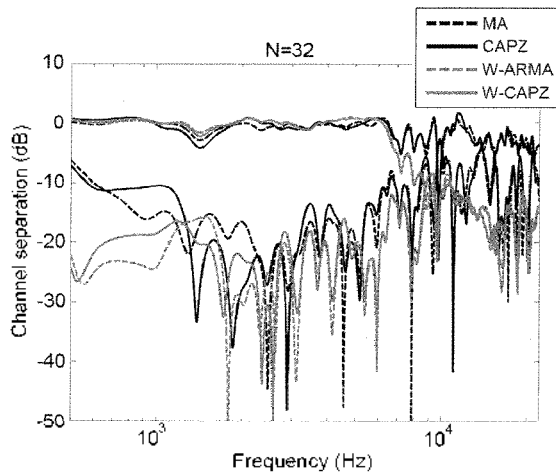


그림 4. 모델링 방법에 따른 채널분리 성능 비교 (N=32)
 Fig. 4. Comparison of channel separation of the modeling methods. (N=32)

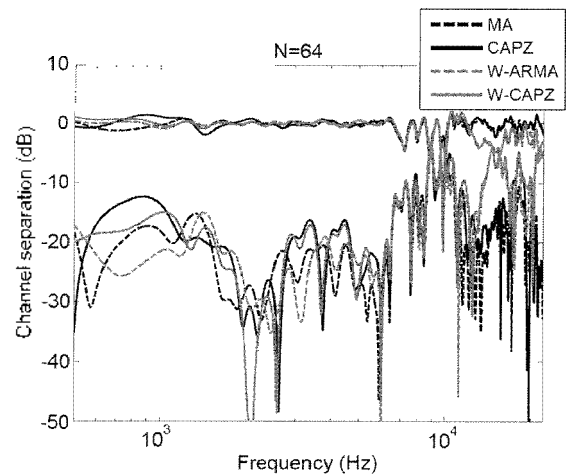


그림 6. 모델링 방법에 따른 채널분리 성능 비교 (N=64)
 Fig. 6. Comparison of channel separation of the modeling methods. (N=64)

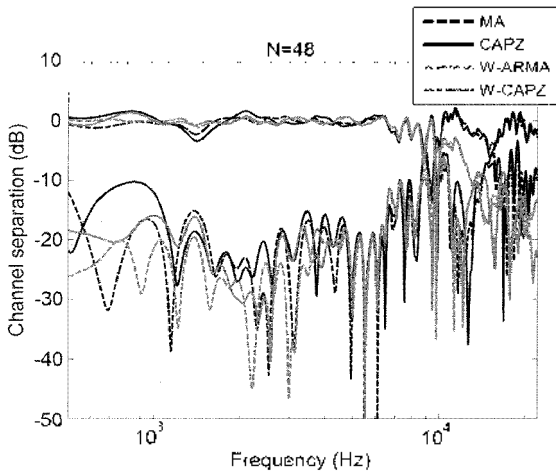


그림 5. 모델링 방법에 따른 채널분리 성능 비교 (N=48)
 Fig. 5. Comparison of channel separation of the modeling methods. (N=48)

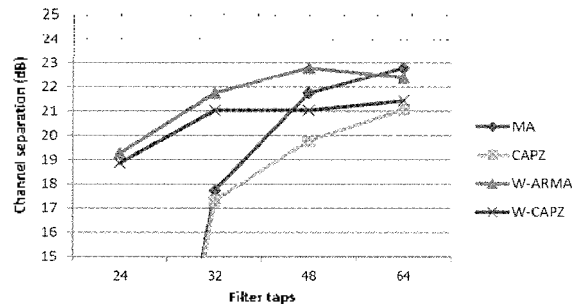


그림 7. 모델링 방법과 필터 차수에 대한 평균적인 채널분리 성능
 Fig. 7. Averaged channel separation of the modeling methods for each filter length.

파수 해상도가 매우 부족하기 때문이다. 그러나, 주파수 위핑을 사용할 경우 (회색 선), 저주파에서의 해상도의 증가로 어느 정도의 성능을 확보할 수 있었다. 또한, 주파수 위핑을 사용한 방법의 경우, 이를 사용하지 않은 경우에 비해 대체적으로 1 kHz 이하에서 보다 큰 채널분리 성능을 보장할 수 있었다. 이는 적은 차수 ($N=24, 32$)에서 더욱 두드러졌으며, 차수가 커질수록 그 성능 차가 점차 작아졌다. 그리고, 앞서 설명한 바와 같이 주파수 위핑을 사용한 방법의 경우, 고주파인 10 kHz 이상의 성능은 거의 낼 수 없었다.

그림 7에서는 주파수 별 중요도를 고려한 평균적인 채널분리 성능을 필터 길이에 따라 도시하였다. 앞서 확인한 바와 같이 주파수 위핑을 사용할 때, 그렇지 않을 때보

다 저주파의 채널분리 성능이 높게 나타나며, 주파수 별 중요도를 고려하였을 경우에도 마찬가지로 결과가 확인되었다. 공통 극점과 영점 모델링을 이용할 경우에는 모든 필터에 근사화된 극점을 이용하는 것이므로 다소의 성능 저하가 발생하였다. 이러한 성능 저하는 필터의 길이가 길어질수록 심하게 나타났는데, 이는 극점과 영점이 저주파쪽에 몰리게 되면서 미세한 오차들이 성능에 영향을 주기 때문이다. $N=24$ 일 때는 그림 3에서도 확인하였듯이, 주파수 위핑을 이용하지 않는 MA, CAPZ 방법은 간섭제거 기능을 전혀 발휘하지 못하였다. (따라서, 이는 도시하지 않았다.) $N=32$ 일 때에도, 주파수 위핑의 효과가 두드러져 4 dB 이상의 성능 차이를 보였다. 그러나, $N=48, 64$ 일 때는 앞선 실험에서와 마찬가지로 모든 방법의 성능 차가 그리 크지 않았다. 요컨대, 주파수 위핑을 이용하는 방법은 $N=24, 32$ 일 때 상당한 성능 향상이 있었으며, 공통 극점과 영점 모델링을 함께 이용하여도 큰 성능의 저하 없이 유사한 성능을 얻을 수 있었다. 그러

표 2. 모델링 방법과 필터 차수에 따른 실제 필요 계수의 수
Table 2. Required number of coefficients according to modeling methods and filter taps in practice.

| 필터 차수 | MA/W-ARMA | CAPZ/W-CAPZ |
|-------|-----------|-------------|
| 24 | 100 | 64 |
| 32 | 132 | 84 |
| 48 | 196 | 124 |
| 64 | 260 | 164 |

나, 차수가 높아질수록 그 차이는 줄어들었으며, $N=64$ 일 때는 대부분의 방법이 비슷한 성능을 내므로, 주파수 위핑의 효과가 거의 없다고 할 수 있다.

표 2는 각 차수에 따른 필요 계수의 수를 나타내고 있다. 공통 극점과 영점 모델링을 사용하였을 경우 4개의 필터에 대해 공통의 극점 부분을 사용하게 되므로, MA나 ARMA 모델링 방법에 대해 약 37%의 계수 감소 효과를 가져 올 수 있다. 또한, 가장 기본적인 MA 모델을 이용한 방법과 제안한 방법에 있어서, 비슷한 성능을 내는 차수에서의 연산량 비교를 할 수 있다. 그림 7에서 $N=48$ 일 때의 MA 방법과 $N=32$ 일 때의 제안한 방법이 거의 비슷한 성능을 보이고 있는데, 표 2에서 연산량은 거의 50%의 감소효과를 가져오는 것을 확인할 수 있다.

요컨대, 제안된 방법, 즉 주파수 위핑과 공통 극점과 영점 모델링을 결합한 방법은 주파수 위핑을 사용함으로써 채널분리 성능의 향상을 제공할 수 있으며, 공통 극점과 영점 모델링을 사용함으로써 적은 연산량을 필요로 한다. 이러한 특징은 차수가 적을수록 종래의 방법에 비해 더욱 큰 차이를 보인다. 또한, 절반 정도의 필터 계수만으로 동일 성능을 확보할 수 있다.

V. 결론

본 논문에서는 주파수 위핑과 공통 극점과 영점 모델링을 결합한 간섭제거필터의 설계 및 구현 방법을 제안하였다. 이를 위해, HRIR을 주파수 위핑 영역으로 선 위핑하여 필터를 설계하며, 그리고 공통 극점과 영점 모델링을 통해 IIR 모델링을 한다. 마지막으로 디위핑 과정을 통해 종래의 선형 영역에서 필터를 구현한다. 제안된 방법은 특히 적은 차수를 갖는 필터에 대해서 ($N=32$) 종래의 방법에 비해 4 dB의 성능 향상과 37%의 연산량 감소를 제공한다. 또한, 유사한 성능 하에서는 종래의 방법에 비해 50% 정도의 연산량 감소효과를 얻을 수 있었다.

참고 문헌

1. B. S. Atal and M. R. Schroeder, "Apparent sound source translator," *U.S. Patent*, No. 3238949, Feb. 1996.
2. O. Kirkeby, P. A. Nelson, and H. Hamada, "The "Stereo Dipole"— A Virtual Source Imaging System Using Two Closely Spaced Loudspeakers," *J. Audio Eng. Soc.*, vol. 46, no. 5, May 1998.
3. Y. Huang, J. Benesty, and J. Chen, "On Crosstalk Cancellation and Equalization With Multiple Loudspeakers for 3-D Sound Reproduction," *IEEE Sig. Process. Lett.*, vol. 14, no. 10, Oct. 2007.
4. T. Lontz and G. Behler, "Dynamic Cross-Talk Cancellation for Binaural Synthesis in Virtual Reality Environments," *AES the 117th Convention*, San Francisco, Oct. 28–31, 2004.
5. S. Kim, J. Lee, S. Jang, and S. Park, "Virtual Sound Algorithm for Wide Stereo Sound Stage," *AES the 117th Convention*, San Francisco, Oct. 28–31, 2004.
6. G. Dickins, D. Cooper, and D. McGrath, "Virtual Sources and Moving Targets," *AES the 124th Convention*, Amsterdam, May 17–20, 2008.
7. J. Lee, Y.-C. Park, D.-H. Youn, "Robust Crosstalk Cancellation Based on Energy-Based Control," *AES the 34th International Conference: New Trends in Audio for Mobile and Handheld Devices*, Aug. 2008.
8. A. H. Kim, M. Karjalainen, L. Savioja, V. V. Lim ki, U. K. Laine, and J. Huopaniemi, "Frequency-Warped Signal Processing for Audio Applications," *J. Audio Eng. Soc.*, vol. 48, no. 11, pp. 1011–1031, Nov. 2000.
9. Jae-woong Jeong, Junho Lee, Young-cheol Park, Jeong-Tae Kim, and Dae-hee Youn, "Design and Implementation of IIR Crosstalk Cancellation Filters Approximating Frequency Warping," *AES the 118th Convention*, Barcelona, Spain, May 28–31, 2005.
10. Y. Haneda, S. Makino, and Y. Kaneda, "Common Acoustical Pole and Zero Modeling of Room Transfer Functions," *IEEE Trans. Speech, Audio Processing*, vol. 2, no. 2, April 1994.
11. Y. Haneda, S. Makino, Y. Kaneda, and N. Kitawaki, "Common Acoustical-Pole and Zero Modeling of Head-Related Transfer Functions," *IEEE Trans. Speech, Audio Processing*, vol. 7, no. 2, Mar. 1999.
12. Y. Haneda, S. Makino, and Y. Kaneda, "Multiple-Point Equalization of Room Transfer Functions by Using Common Acoustical Poles," *IEEE Trans. Speech, Audio, Processing*, vol. 5, no. 4, July 1997.
13. J. Mackenzie, J. Huopaniemi, V. V. Lim ki, and I. Kate, "Low-Order Modeling of Head-Related Transfer Functions Using Balanced Model Truncation," *IEEE Signal Processing Lett.*, vol. 4, pp. 39–41, Feb. 1997.
14. V. R. Algazi, R. O. Duda, D. M. Thompson, C. Avendano, "The CIPIC HRTF Database," *2001 IEEE Workshop on the Applications of Signal Processing to Audio and Acoustics*, New Paltz, Oct. 21–24, 2001.
15. D. Griesinger, "Stereo and Surround Panning in Practice," *AES the 112th Convention*, Munich, May 10–13, 2002.

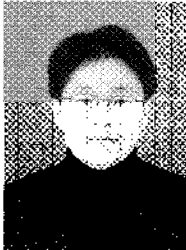
저자 약력

•정재웅 (Jae-woong Jeong)



2003년 2월 : 연세대학교 공과대학 전기전자공학과 (공학사)
2005년 8월 : 연세대학교 공과대학 전기전자공학과 (공학석사)
2005년 9월~현재 : 연세대학교 공과대학 전기전자공학과 박사과정
※ 주요연구분야 : 디지털 신호처리, 오디오 신호처리, 3-D 오디오, crosstalk cancellation, blind source separation, dereverberation

•박영철 (Young-cheol Park)



1986년 2월 : 연세대학교 전자공학과 졸업
1988년 2월 : 연세대학교 전자공학과 석사
1993년 2월 : 연세대학교 전자공학과 박사
현재 : 연세대학교 컴퓨터정보통신공학부 교수
※ 관심분야 : 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
※ 관심분야 : 디지털 신호처리, 적응 신호처리, 음성 신호처리, 오디오 신호처리

•이석필 (Seok-pil Lee)



1990년 2월 연세대학교 전기공학과 졸업
1992년 2월 : 연세대학교 전기공학과 석사
1997년 2월 : 연세대학교 전기공학과 박사
현재 : 전자부품연구원 디지털미디어연구센터 센터장
※ 관심분야 : 개인 맞춤형 방송 솔루션, 데이터 방송, 멀티미디어 통신, 인공지능