

헤드폰/이어폰을 위한 저전력 피드백 능동 소음 제어 필터 설계 방법

서지호*, 윤대희*, 박영철**

A Method of Designing Low-power Feedback Active Noise Control Filter for Headphones/Earphones

Ji-ho Seo*, Dae-Hee Youn*, and Young-Cheol Park**

요약 본 논문은 헤드폰/이어폰에 최적화된 저전력 피드백 능동 소음 제어 필터 설계 방법을 제안하였다. 제약 최적화를 이용하여 높은 샘플링 주파수 환경에서 합리적인 소음 저감 성능을 확보하기 위한 높은 차수의 유한 임펄스 응답 소음 제어 필터를 얻은 후 무한 임펄스 응답 근사 기법인 Balanced Model Truncation (BMT)를 이용하여 얻어낸 필터를 헤드폰/이어폰과 같은 저전력 디지털 신호처리 시스템에 적합하도록 낮은 차수의 무한 임펄스 응답 소음 제어 필터로 변환하였다. 성능 확보를 위해 주파수 워핑 기법을 이용하여 기존의 높은 차수의 유한 임펄스 응답 소음 제어 필터와 더욱 유사한 주파수 응답을 가지는 무한 임펄스 응답 필터를 얻었으며, 이를 2차 무한 임펄스 응답 필터들의 종속 연결 구조로 재구성하여 시스템 전체의 안정성을 높였다. 백색 잡음을 통한 능동 소음 제어 시뮬레이션과 결과 및 안정성 실험 등을 통해 제안하는 기법이 기존의 기법보다 우수한 소음 저감 성능과 안정성을 가짐을 검증하였다.

Abstract This paper presented a method of designing low-power feedback active noise control filter optimized for headphones/earphones. Using constrained optimization, we obtained a high order FIR noise control filter to ensure reasonable noise attenuation performance at high sampling frequency environment. Then using infinite impulse response (IIR) approximation method called Balanced Model Truncation (BMT), we obtained a low order IIR noise control filter suitable for low-power digital signal processing system like headphones/earphones. For further performance improvement, we utilized frequency warping method so that we could obtain more accurately approximated IIR filter and we ensured system stability by reconstructing the low order IIR filter in form of cascaded second order IIR filters. ANC simulation with white noise and stability test verified that the proposed algorithm had superior attenuation performance and better robustness compared to the conventional algorithm.

Key Words : Balanced Model Truncation, Constrained optimization, Feedback Active noise control, Frequency warping, Headphone

1. 서론

능동 소음 제어(Active Noise Control, ANC)는 원하지 않는 음향 신호를 반대 위상의 신호를 발

생시켜 상쇄하는 기술로써, 자동차, 항공기 등의 교통수단부터 보청기, 헤드폰, 이어폰 등의 실생활에 밀접한 제품에 이르기까지 다양한 적용 분야를

This work is supported by the K-BrainPower Technology Development Program (10053203), funded by the Ministry of Trade, Industry and Energy(MOTIE).

*Department of Electrical and Electronic Engineering, Yonsei University, Seoul, Korea

**Corresponding Author : Computer & Telecommunications Engineering Division, Yonsei University, Wonju, Korea (young00@yonsei.ac.kr)

Received January 25, 2017

Revised February 02, 2017

Accepted February 04, 2017

가지는 소음 제어 기법이다. 헤드폰/이어폰 환경에서 일반적으로 원치 않는 주위 잡음을 제거하기 위해 피드백 소음 제어 기법이 주로 사용된다. 피드백 소음 제어 시스템은 오차 마이크와 능동 스피커를 이용하여 오차 마이크의 출력 신호 크기를 최소화함으로써 소음 크기를 최소화 하는 것을 목적으로 한다. 고성능 헤드폰/이어폰에서의 피드백 능동 소음 제어 시스템은 높은 샘플링 주파수를 사용하는데, 이 때 합리적인 소음 제어 성능을 얻기 위해서는 일반적으로 높은 차수의 FIR 필터를 사용해야 합리적인 성능 확보가 가능하다. 그러나 높은 차수의 필터는 연산량 문제를 가질 뿐 아니라 실시간 디지털 신호 처리가 필요한 능동 소음 제어 헤드폰 환경에 부적합하다.

본 논문에서는 제약 최적화 기반의 낮은 차수의 IIR 피드백 소음 제어 필터 설계 알고리즘을 제안한다. 먼저 제약 최적화 방법을 통해 주어진 목적 함수의 최적 해에 해당하는 높은 차수의 FIR 제어 필터를 얻은 후, 주파수 워핑 기법과 IIR 근사 기법인 balanced model truncation (BMT)을 활용하여 관심 주파수 대역인 1kHz 이하에서 더욱 정확히 근사된 낮은 차수의 IIR 필터를 얻는다. 능동 소음 제어 시뮬레이션 결과를 통해 제안하는 필터의 효용성을 검증한다.

2. 제약 최적화 기반 제어 필터 설계 알고리즘

능동 소음 제어 시스템은 필터 설계 방식에 따라 크게 피드포워드 능동 소음 제어와 피드백 능동 소음 제어 시스템으로 나뉜다[1]. 이 중 피드백 능동 소음 제어 시스템은 피드백 제어 이론을 적용하여, 주어진 2차 경로 P 에 대해 마이크 출력 신호 $e(n)$ 의 크기를 최소화하는 제어 필터 C 를 설계하여 소음을 제거한다[1][2]. 그림 1은 피드백 능동 소음 제어 시스템의 블록도를 나타낸다.

제어 필터 C 를 설계하기 위하여 다양한 제약 조건 하에 주어진 목적 함수를 최적화 하는 대표적인 방법인 제약 최적화가 사용된다[3]. 최적화

문제를 공식화하기 위해 제약 최적화 방법 중 convex 최적화가 사용된다. Convex 최적화는 Q-파라미터화와 주파수 이산화를 이용하여 주어진 최적화 문제를 공식화하며 sequential

quadratic programming 방법을 통해 목적 함수의 최적 해를 구한다[2]. 능동 소음 제어 필터 설계의 목적은 헤드폰/이어폰을 착용한 환경에서 주변에서 유입되는 소음 신호의 크기를 최소화하여 최대한 소음 신호가 들리지 않도록 하는 것이다. 한편 피드백 능동 소음 제어 시스템에서는 일반적으로 특정 대역에서 소음을 제어하는 만큼 다른 대역에서는 소음이 증폭되는 이른바

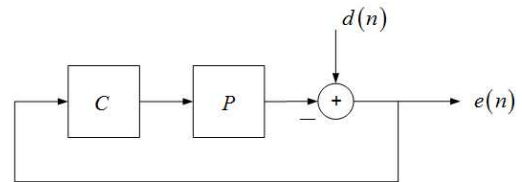


그림 1. 피드백 능동 소음 제어 시스템의 블록도
Fig. 1. Block diagram of feedback ANC system

물침대 효과의 발생이 불가피하다. 이 외에도 2차 경로의 변화에 따른 시스템 안정성 문제도 능동 소음 제어 헤드폰/이어폰 환경에서 반드시 고려되어야 한다. 이 같은 문제들을 고려하기 위해 convex 최적화 방법에서는 앞서 언급한 문제들을 최적화 문제의 공식화에 반영하여 여러 가지 제약 조건들로 포함시키며, 식 (1)과 같이 표현된다.

$$\begin{aligned} \min & \frac{1}{L} \sum_{k=0}^{L-1} |(1 - Q(k)P_0(k))W_1(k)|^2 \\ \text{s.t.} & |Q(k)P_0(k)W_2(k)| < 1, \\ & |(1 - Q(k)P_0(k))W_3(k)| < 1, \\ & \text{where } k = 0, \dots, L-1 \end{aligned} \tag{1}$$

여기서 L 은 주파수 이산화를 위한 FFT 크기, k 는 주파수 빈 색인, $Q(k)$ 는 Q-파라미터화의 결과로 얻어지는 Q 영역의 FIR 필터, $P_0(k)$ 는 제어 필터 설계를 위한 명목 경로이다. $W_i(k)$ 는 각각

최적화 문제에서 제약 조건을 설정하기 위한 가중 함수들인데, 먼저 $W_1(k)$ 는 제어하고자 하는 주파수 대역을 설정하는 함수로, 주어진 최적화 문제는 $W_1(k)$ 함수가 갖는 주파수 대역 내에서 오차 신호의 크기를 최소화한다.

$W_2(k)$ 는 서로 다른 여러 2차 경로들에 대해 강한 성능을 확보하기 위해 사용되는 가중 함수이다. 안정성 확보를 위해 실제 경로 P 와 모델링된 명목 경로 P_0 에 대하여 multiplicative

uncertainty model을 가정하고, 두 경로간의 차이 Δ 가 특정 값 이하로 한정된다고 가정하면, 경로들 간 섭동에 대해 페루프 전달함수의 안정성을 확보하는 제약 조건이 세워진다[3].

마지막으로 오차 신호의 크기 혹은 sensitivity function의 크기에 상한선을 두어 소음이 증폭되는 현상을 제어하기 위한 양의 실수인 임계값 $W_3(k)$ 이 설정된다. 최댓값을 작게 설정하면 물침대 효과로 인해 고주파 대역에서의 원치 않는 증폭 현상이 줄어들지만 관심 대역인 1kHz 이하에서의 소음 저감 성능이 떨어지는 trade-off를 갖게 된다. 따라서 적절한 $W_3(k)$ 의 설정이 필요하다.

이와 같은 최적화 과정을 통해 Q 영역에서의 FIR 제어 필터 Q 를 얻을 수 있고, Q 로부터 최종적인 제어 필터 C 를 얻을 수 있으며, 식 (2)와 같은 형태로 주어진다.

$$C = \frac{Q}{1 - QP_0} \quad (2)$$

그러나 높은 샘플링 주파수를 가지는 고성능 헤드폰/이어폰 환경에서 합리적인 소음 저감 성능을 확보하기 위해서는 일반적으로 높은 차수의 FIR 필터를 요구하고, 이는 저전력 디지털 신호처리 시스템에서의 실시간 처리에 부적절하기 때문에 필터 차수를 감소시킬 필요가 있다.

3. 제안하는 제어 필터 설계 알고리즘

제약 최적화를 통해 얻은 높은 차수의 FIR 제

어 필터의 차수를 낮추기 위하여 FIR 필터를 IIR 필터로 근사하는 BMT[4][5] 기법을 적용할 수 있다. 주어진 $N-1$ 차의 FIR 필터 $f(n)$ 에 대하여, 이에 대응하는 IIR 필터 함수로 근사시키는 방법은 다음과 같다[5].

- (1) 주어진 FIR 필터 $f(n)$ 의 전달함수 $F(z)$ 를 행렬 형태의 상태공간 식으로 변환한다.
- (2) 마르코프 변수들을 계산하여 Hankel 행렬을 형성한다.
- (3) Hankel 특이값들을 관찰하여 원하는 차수 (유의미한 특이값의 개수)를 선정한다.
- (4) 선정된 차수를 기준으로 본래의 상태공간 식을 차수가 줄어든 새로운 상태공간 식으로 재 공식화한다.

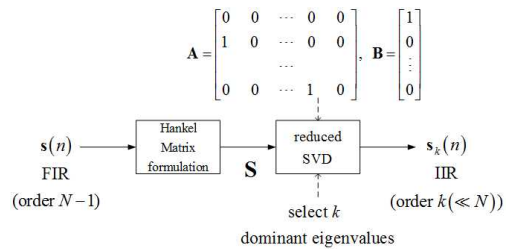


그림 2. BMT 기법의 블록도

Fig. 2. Block diagram of BMT method

그림 2는 reduced SVD를 통해 FIR 필터를 낮은 차수의 IIR 필터로 변환하는 과정을 나타내는 블록도이다. 행렬화 및 특이값분해를 통해 변환해 주고자 하는 FIR 필터의 전달함수로부터 유의미한 특이값 및 특이 벡터를 추출한 뒤 이들을 통해 원하는 낮은 차수의 IIR 필터를 얻을 수 있게 된다. 이 개념을 앞서 얻은 높은 차수의 FIR 소음 제어 필터에 적용하면, 본래의 제어필터와 유사한 주파수 응답 특성을 가지는 낮은 차수의 IIR 소음 제어 필터를 얻을 수 있게 된다. 그러나 높은 샘플링 주파수를 가지는 환경에서 근사의 정확도를 올리기 위해서는 더 높은 IIR 필터 차수를 선정해야 하는데, 이는 필터 차수의 증가에 따른 IIR 필터의

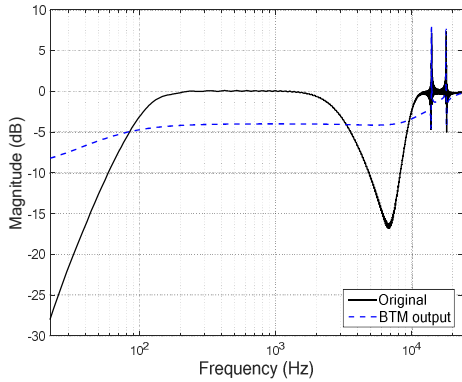


그림 3. 높은 차수의 FIR 필터와 근사된 낮은 차수의 IIR 필터의 크기 응답

Fig. 3. Magnitude responses of high order FIR filter and approximated low order IIR filter

안정성 문제를 야기한다[6]. 또한 차수를 높인다고 해도 근사하고자 하는 본래의 필터의 응답 특성에 따라 실질적인 관심 대역인 1kHz 이하의 저주파 대역에서 근사의 정확도가 떨어지는 문제가 발생할 수 있다. 그림 3은 샘플링 주파수 $f_s = 48kHz$ 인 환경에서 대역 차단 필터와 14kHz, 18kHz의 두 사인파를 더한 신호를 목표 FIR 필터로 하고 이를 8차 IIR 필터로 근사한 결과의 크기 응답을 나타낸다. 목표 필터는 더해진 두 개의 사인파 신호로 인해 고주파 대역에서의 크기 응답의 성분이 지배적임을 알 수 있다. 이에 따라 BMT 기법에 의해 추출되는 특이값과 특이벡터들이 고주파 대역에 집중될 수밖에 없으며, 그 결과 근사된 IIR 필터의 주파수 응답 또한 주로 고주파 대역에서만 본래의 FIR 필터와 유사한 결과를 갖게 된다. 이와 같이 부정확한 근사로 인한 소음 제어 성능 열화를 방지하기 위해 주파수 워핑 기법[7]을 활용할 수 있다.

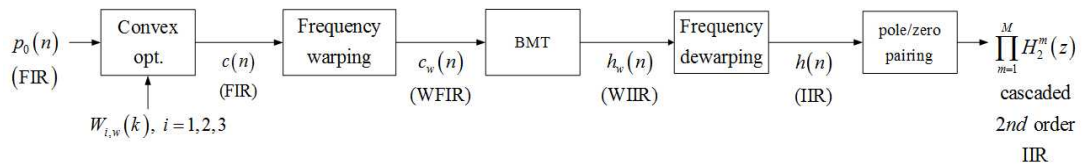


그림 4. 제안하는 낮은 차수의 IIR ANC 필터 설계 알고리즘의 블록도

Fig. 4. Block diagram of proposed algorithm for designing low order IIR ANC filter

주파수 워핑 기법이란 원하는 주파수 대역의 주파수 해상도를 높이거나 줄일 수 있는 방법으로써 음향 신호처리 분야에서 널리 쓰이는 기법이다. 이는 선형 주파수 영역에서의 단위 지연 요소를 전역 통과 지연 요소로 교체함으로써 구현된다.

$$z^{-1} = \frac{z^{-1} - \lambda}{1 - \lambda z^{-1}} \quad (3)$$

여기서 λ 는 워핑 파라미터이며, λ 가 클수록 저주파 대역 해상도가 증가한다. 주파수 워핑을 통해 선형 주파수 영역의 FIR 필터를 워핑된 주파수 영역의 warped FIR (WFIR) 필터로 변형하게 되고 이는 식 (4)와 같이 표현할 수 있다.

$$\sum_{n=0}^{\infty} s(n) \left(\frac{z^{-1} + \lambda}{1 + \lambda z^{-1}} \right)^{-n} = \sum_{k=0}^{\infty} w(k) z^{-k} \quad (4)$$

$s(n), w(k)$ 는 각각 선형 주파수 영역의 FIR 필터와 워핑된 주파수 영역의 WFIR 필터를 나타낸다. 한편 $w(k)$ 는 그 길이가 무한하므로 실제로 사용하기 위해서는 적절한 길이로 절단할 수 밖에 없으므로 절단하고자 하는 필터의 응답 특성에 따라 적절한 길이로 자른다. 결과적으로, 절단된 WFIR 필터 $w_{trunc}(k)$ 가 BMT를 적용하기 위해 사용되는 최종 FIR 필터로 사용된다.

$$W_{trunc}(z) = \sum_{n=0}^W w(n) [D(z)]^n \quad (5)$$

여기서 $D(z)$ 는 전역 통과 요소 그리고 W 는 최종 WFIR 필터의 차수를 뜻한다. 이를 제약 최적화에 적용하면 관심 대역에서 더욱 정확하게 근사

되는 낮은 차수의 IIR 필터를 얻을 수 있다. 그림 4는 제안하는 소음 제어 필터 설계 기법을 블록도로 나타낸 것이다. 주어진 명목 경로 $p_0(n)$ 과 제약 최적화를 위한 가중 함수 $W_i(k)$ 로부터 높은 차수의 FIR 필터 $c(n)$ 을 얻고 이를 주파수 위핑하여 위핑된 주파수 영역의 WFIR 필터 $c_w(n)$ 으로 변환한다. 위핑된 필터 $c_w(n)$ 은 주파수 위핑의 특성에 따라 저주파 대역에서 주파수 응답의 해상도가 훨씬 증가한 특성을 지니게 된다. 그 후 $c_w(n)$ 로부터 BMT 기법을 통해 선택한 특이벡터의 개수만큼의 낮은 차수의 warped IIR (WIIR) 필터 $h_w(n)$ 을 얻는다. 이후 다음 주어지는 식과 같이 $h_w(n)$ 의 극점과 영점들을 디워핑하여 선형 주파수 영역의 IIR 필터 $h(n)$ 을 얻어낸다.

$$p_i^l = \frac{p_i^w + \lambda}{1 + \lambda p_i^w}, i = 0, 1, \dots, K-1$$

$$z_j^l = \frac{z_j^w + \lambda}{1 + \lambda z_j^w}, j = 0, 1, \dots, K-1$$
(6)

여기서 p_i^w, z_j^w 는 각각 위핑된 주파수 영역의 극점과 영점, p_i^l, z_j^l 는 각각 선형 주파수 영역의 IIR 필터의 극점과 영점을 뜻한다. 이렇게 BMT 기법에 주파수 위핑 기법을 적용하면 BMT 기법만을 상용하는 경우와 비교하여 근사하고자 하는 본래의 FIR 필터의 주파수 응답에 대하여 저주파 대역에서 더욱 정교한 근사가 가능해진다. 이 때문에 낮은 차수의 필터로도 본래 설계된 높은 차수의 필터의 소음 제어 성능을 유지할 수 있게 된다.

그림 4의 마지막 블록은 근사된 IIR 필터 $h(n)$ 을 2차 IIR 필터들의 종속 연결 구조[6]로 재구성하는 부분인데, IIR 필터가 가지는 안정성 문제를 극복하기 위해 고안되었다. $h_w(n)$ 의 극점과 영점들을 디워핑한 후에 켈레복소수 계수들은 2차 IIR 필터의 계수로 한데 묶어 표현될 수 있다. 묶인 극점과 영점들은 계산되어 하나의 2차 IIR 필터의 전달함수 형태로 식 (7)과 같이 표현된다.

$$H_2^m(z) = \frac{b_{m,0} + b_{m,1}z^{-1} + b_{m,2}z^{-2}}{1 + a_{m,1}z^{-1} + a_{m,2}z^{-2}}$$
(7)

H_2^m 은 종속 연결 구조를 구성하는 각각의 2차 IIR 필터, m 은 2차 IIR 필터 색인, $b_{m,i}$ 와 $a_{m,i}$ 들은 켈레 복소수 관계의 극점과 영점들을 전개한 결과로 얻은 전달함수의 분모와 분자 계수들을 의미한다. 이와 같이 구성된 2차의 IIR 필터들은 순차적으로 결합되어 식 (8)과 같은 전체 전달 함수를 갖게 된다.

$$H(z) = \prod_{m=1}^M H_2^m(z)$$
(8)

여기서 M 은 2차 IIR 필터들의 개수를 의미한다.

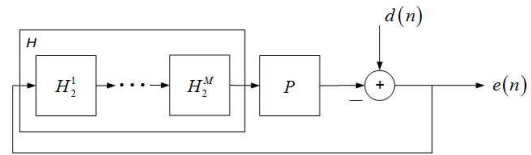


그림 5. 제안하는 피드백 ANC 시스템의 블록도
Fig. 5. Block diagram of proposed feedback ANC system

이렇게 구성된 제어 필터들은 피드백 능동 소음 제어 시스템에서 그림 5와 같은 형태로 소음을 제어하게 된다.

4. 실험 결과

제안한 기법이 갖는 성능을 확인하기 위하여 다양한 실험을 수행하였다. 먼저 제약 최적화를 통해 얻은 높은 차수의 FIR 필터의 소음 제어 성능을 확인하기 위해 소음 페루프 전달함수와 대역이 제한된 백색 소음을 통한 피드백 능동 소음 제어 시뮬레이션 결과를 관찰하였다. 샘플링 주파수는 $f_s = 48kHz$, 2차 경로 P 의 차수 $K=128$, 제어 필터 C 의 차수는 $N=128$, 주파수 이산화를 위한

FFT 크기는 $L=512$ 이다. 모델링된 명목 경로 P_0 는 128 차의 FIR 필터로, 실제 2차 경로 P 를 15 개의 자기회귀 계수들과 15 개의 이동평균 계수들로 ARMA 모델링한 후 임펄스 함수를 통과하여 얻은 출력 신호이다. 그림 6은 실제 2차 경로와 명목 경로의 파형과 크기 응답을 나타낸다. 파형과 크기 응답 모두 본래의 2차 경로 P 와 유사한 명목 경로 P_0 를 얻음을 알 수 있다. 다음은 제약 최적화를 위한 가중 함수들의 설정 값이다. 제어 대역을 결정하는 $W_1(k)$ 는 차단 주파수 $f_c = 400\text{Hz}$ 의 저역 필터로 이루어진다. 2차 경로들의 주파수 응답 특성 간 차이가 고주파 대역에서 더욱 발생함에 따라 $W_2(k)$ 는 차단 주파수 $f_c = 4\text{kHz}$ 의 고역 필터로 구성하였다. 소음 증폭의 최대 허용치는 6dB로 $W_3(k)=0.5$ 에 해당한다.

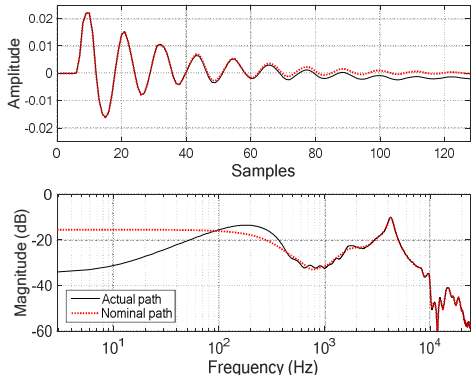


그림 6. 실제 2차 경로 (검은 실선) 와 명목 경로 (빨간 점선) 의 파형과 크기 응답
 Fig. 6. Waveforms and magnitude responses of actual secondary path (blue) and nominal path (red dashed)

그림 7은 위와 같은 변수 설정 시에 얻은 제어 필터를 이용한 실험 결과이다. 제약 최적화로 얻은 제어 필터가 최대 약 19dB의 소음 저감 성능과 약 5dB의 소음 증폭 값을 가짐을 그림 7의 소음 페루프 전달함수와 오차 신호의 정상상태 스펙트럼 모두를 통해 확인할 수 있다. 또한 설계된 필터가 서로 다른 2차 경로에 대해 얼마나 강인한 소음 저감 성능을 보이는지 확인하기 위해 설계에

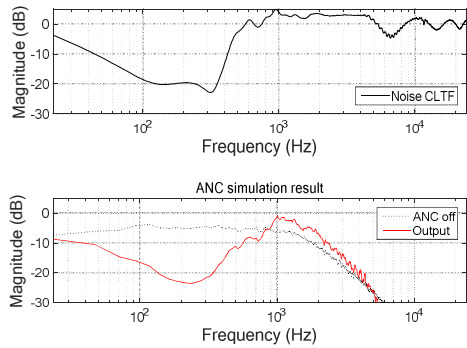


그림 7. 소음 페루프 전달 함수의 크기 응답 (상단) 과 입력 신호와 마이크 출력 신호의 스펙트럼 (하단)
 Fig. 7. Magnitude responses (upper panel) of noise closed-loop transfer function and spectra (lower panel) of input noise signal (blue) and microphone output signal (red)

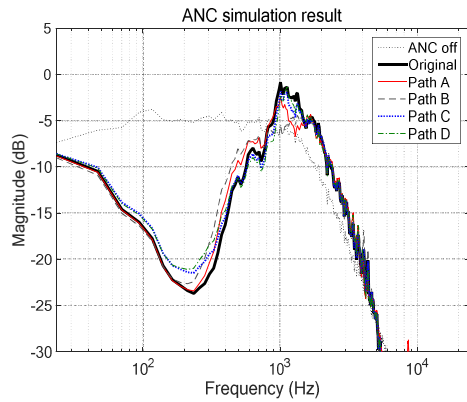


그림 8. 각기 다른 2차 경로들에 대하여 얻은 ANC 시스템의 오차 스펙트럼
 Fig. 8. Error spectra of ANC system obtained using different secondary paths

사용된 2차 경로 외에 다른 네 개의 부가적인 2차 경로들에 대해 대역이 제한된 백색 소음을 통한 능동 소음 제어 시뮬레이션을 하였다. 그림 8에서 볼 수 있듯 소음 저감 성능에서 다소 차이를 보이나 그 오차가 최대 약 2dB에 그치며, 제어 필터의 증폭 성능에 대해서도 설계한 두 번째 제약조건에서 의도한 바대로 다른 2차 경로들에 대해 강인한 제어 필터를 얻었음을 확인할 수 있다.

한편 앞선 실험을 통해 얻은 제어 필터는 128차

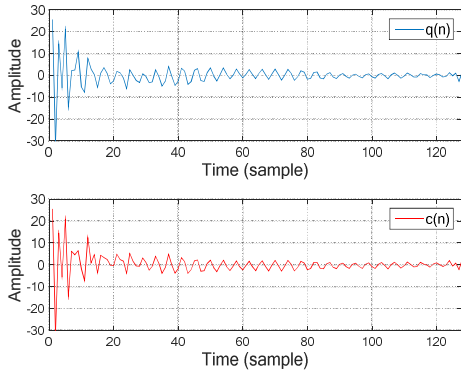


그림 9. Q 영역의 $q(n)$ (상단) 과 최종 제어 필터 $c(n)$ (하단) 의 파형

Fig. 9. Waveform of $q(n)$ in Q domain (upper panel) and final control filter $c(n)$ (lower panel)

로 다소 높은 차수의 FIR 필터이다. 그림 9는 최적화를 통해 얻은 영역의 제어 벡터와 식 (2)를 통해 합성된 최종 제어 필터의 파형을 나타낸다. 128개의 필터 계수 값들이 모두 유의미한 값을 가지기 때문에, 이 FIR 제어 필터를 능동 소음 제어 시스템에 적용하기 위해서는 128차라는 다소 높은 차수의 필터를 그대로 사용할 수밖에 없다. 이를 그대로 저전력 능동 소음 제어 헤드폰/이어폰에서 사용하는 것은 연산량 문제로 인하여 실시간 신호처리에 부적절한 문제점을 가진다. 따라서 주파수 워핑 기법을 활용한 IIR 근사 기법을 통해 원래의 높은 차수의 FIR 필터의 소음 저감 성능을 최대한 유지하면서 차수를 줄이는 기법의 적용이 필히 요구된다.

그림 10은 BMT 기법과 주파수 워핑을 접목한 BMT 기법간의 FIR 필터 근사 정확도를 비교한 실험 결과 그림이다. 대상이 되는 필터는 앞서 제약 최적화를 통해 설계한 128차의 FIR 필터이며 이를 8차의 IIR 필터로 근사하는 것이 목적이다. 파란 점선으로 표현된 것이 BMT 기법만을 사용하여 IIR 근사를 수행한 경우의 필터의 주파수 응답이며, 빨간 실선으로 표현된 것이 BMT 기법에 주파수 워핑 기법을 접목하여 수행한 경우의 필터의 주파수 응답이다. 이 때 워핑 파라미터는

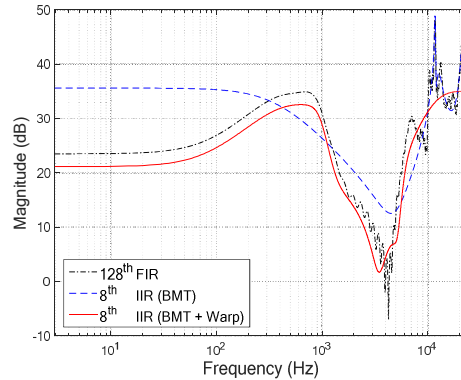


그림 10. 128차 FIR 필터 (검은 일점쇄선), BMT 기법만 사용하여 얻은 8차 IIR 필터 (파란 대시), BMT와 주파수 워핑 기법을 접목하여 얻은 8차 IIR 필터 (빨간 실선)의 크기 응답

Fig. 10. Magnitude responses of 128th order FIR filter (black dash-dot), 8th order IIR filter by BMT (blue dashed), and 8th order IIR filter by BMT + frequency warping (red)

$\lambda = 0.98$ 을 사용하였다. 그림을 통해 BMT 기법만을 사용하여 IIR 근사를 한 경우에 비하여 제안하는 BMT와 주파수 워핑을 접목한 방법을 사용한 경우 1kHz 이하의 저주파 대역에서 훨씬 정확히 근사된 IIR 필터가 얻어짐을 확인할 수 있다. 이는 BMT 기법이 지배적인 특이값과 특이 벡터를 선정하는 방식을 취하기 때문에, 만약 그 값들이 고주파 대역에 집중되어 있다면, BMT 기법만으로는 고주파 대역의 응답을 모사하고자 하게 된다. 하지만 여기에 주파수 워핑을 접목하게 되면 저주파 대역의 해상도를 증가시켜 필터를 근사하게 되므로 저주파 대역에서 훨씬 높은 근사 정확도를 확보할 수 있게 되는 것이다.

마지막으로 제안하는 기법을 통해 얻은 8차의 IIR 필터를 4 개의 2차 IIR 필터들의 종속 연결 구조로 구성하는 경우의 성능 검증에 위하여 능동 소음 제어 시뮬레이션 결과를 관찰하였다.

그림 11은 128차 FIR 필터, BMT만으로 얻은 8차 IIR 필터, BMT와 주파수 워핑을 접목하여 얻은 8차 IIR 필터, 그리고 이를 종속 연결 구조의 4 개의 2차 IIR 필터를 이용한 능동 소음 제어 시스템의 오차 신호의 스펙트럼을 관찰한 것이다. BMT

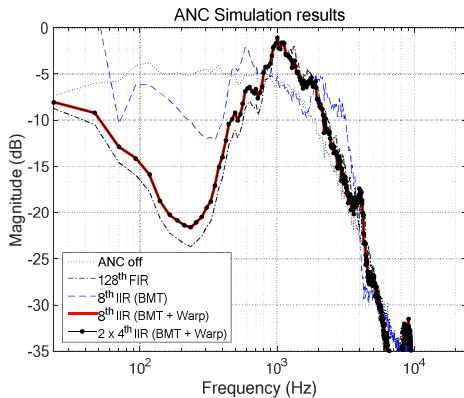


그림 11. ANC 시스템에서 128차 FIR 필터 (검은 일점 쇄선), BMT 기법만 사용하여 얻은 8차 IIR 필터(파란 대시), BMT 와 주파수 워핑 기법을 접목하여 얻은 8차 IIR 필터 (빨간 실선), 이를 4 개의 2차 IIR 필터의 종속 연결 구조 (검은 마킹된 점선)를 사용한 경우의 오차 스펙트럼

Fig. 11. Error spectra of ANC system using 128th order FIR filter (black dash-dot), 8th order IIR filter by BMT (blue dashed), 8th order IIR filter by BMT + frequency warping (red), and cascaded four 2nd order IIR filters (black marked)

기법만을 사용하여 얻은 8차 IIR 필터의 경우 원래의 128차 FIR 필터에 대한 근사 정확도가 현저히 떨어져 소음 저감 성능에 확연한 열화를 나타내는 반면, 주파수 워핑 기법을 접목하여 얻은 같은 차수의 IIR 필터와 이를 2차 IIR 필터의 종속 연결 구조로 구성한 경우 동일한 소음 저감 성능을 보이며, 128차의 FIR 필터의 저감 성능과의 차이는 최대 1.9dB로 유사한 성능을 가짐을 확인할 수 있다.

5. 결론

본 논문에서는 제약 최적화와 주파수 워핑 기법을 활용하여 헤드폰이나 이어폰과 같은 저전력 디지털 신호처리 시스템에 적합한 낮은 차수의 무한 임펄스 응답 소음 제어 필터 설계 방법을 제안하였다. 제안된 방법은 제약 최적화 기법을 사용하여 다양한 제약 조건을 만족시키도록 필터가 설계되었으며 이를 통해 얻어진 높은 차수의 FIR 필터를 낮은 차수의 IIR 필터로 근사시킴으로써 연산량과

실시간 신호 처리에 더욱 적합하도록 하였다. 근사된 IIR 제어 필터는 이후 2차 IIR 필터들의 종속 연결 구조로 재구성됨으로써 시스템의 안정성을 확보하였다. 능동 소음 제어 시뮬레이션 결과를 통해 제안하는 낮은 차수의 IIR 제어 필터가 높은 차수의 FIR 필터와 유사한 소음 제어 성능을 보임을 확인하였다.

REFERENCES

- [1] Kuo, Sen M., and Dennis R. Morgan. "Active noise control: a tutorial review." *Proceedings of the IEEE* 87.6 (1999): 943-973.
- [2] Rafaely, Boaz, and Stephen J. Elliott. "H₂/H_∞ active control of sound in a headrest: design and implementation." *IEEE Transactions on control systems technology* 7.1 (1999): 79-84.
- [3] B. Rafaely and S. J. Elliott, "H₂/H_∞ output feedback design for active control," ISVR, Univ. Southampton, U.K., Tech. Memo 800, July 1996.
- [4] B. Beliczynski, I. Kale, and G. D. Cain, "Approximation of FIR by IIR digital filters: an algorithm based on balanced model reduction," *IEEE Transactions on Signal Processing*, vol. 4, no.3, pp. 532-542, 1992.
- [5] Ahfir, Maamar, Izzet Kale, and Daoud Berkani. "An Alternative Approach to the Balanced Model Truncation Algorithm for Acoustic Minimum-Phase Inverse Filters Order Reduction." *ISRN Signal Processing* 2011 (2011).
- [6] Alan V. Oppenheim, RonaldW. Schaffer, with John R. Buck, "Discrete-time Signal Processing," Prentice Hall, 1989.
- [7] M. Karjalainen, A. Harma, U. K. Laine and J. Huopaniemi, "Warped filters and their audio applications," *Applications of*

Signal Processing to Audio and Acoustics, 1997. 1997 IEEE ASSP Workshop on, New Paltz, NY, 1997, pp. 4 pp.-.

저자약력

서 지 호(Ji-ho Seo)



- 2013년 2월 : 연세대학교 전기 전자공학과 (학사)
- 2013년 3월 ~ 현재 : 연세대학교 전기전자공학과 (통합과정)

<관심분야> 디지털 신호처리, 적응 신호처리

윤 대 희(Dae Hee Youn)



- 1977년 2월 : 연세대학교 전기 전자공학과 (학사)
 - 1979년 2월 : Kansas State Univ. (공학 석사)
 - 1982년 2월 : Kansas State Univ. (공학 박사)
 - 1985년 3월 ~ 2016년 8월 : 연세대학교 전기전자공학과 교수
- 디지털 신호처리, 오디오 신호처리, 적응 신호처리

<관심분야>

박 영 철(Young-cheol Park) [중신회원]



- 1986년 2월 : 연세대학교 전기 전자공학과 (학사)
 - 1988년 2월 : 연세대학교 전기 전자공학과 (석사)
 - 1993년 2월 : 연세대학교 전기 전자공학과 (박사)
 - 2006년 3월 ~ 현재 : 연세대학교 컴퓨터정보통신공학부 교수
- 디지털 신호처리, 오디오 신호처리, 음성 신호처리, 적응 신호처리

<관심분야>