

합성 스테레오 방식 3차원 입체음향의 실시간 구현을 위한 머리전달 함수의 IIR 필터 설계

IIR Filter Design of HRTF for Real-Time Implementation of 3D Sound by Synthetic Stereo Method

김현태*, 박장식**

동의대학교 멀티미디어공학과*, 동의과학대학 영상정보과**

Hyun-Tae Kim(htaekim@deu.ac.kr)*, Jang-Sik Park(jsipark@dit.ac.kr)**

요약

본 논문에서는 2 채널 입체음향 시스템을 효율적으로 구현하기 위하여 고차의 FIR 필터로 구현된 머리 전달함수를 저차의 IIR 필터로 근사시키는 알고리즘을 제안한다. 제안하는 알고리즘은 균형화모델감소법의 개념을 바탕으로 한다. 근사화된 머리전달함수를 헤드폰을 통해 바이노럴 사운드로 재생하면 입체음향이 구현된다. 더미 헤더의 머리전달함수를 512차 FIR 필터에서 32차 IIR 필터로 근사화하여 기존의 머리전달함수와 성능을 비교한다. 이를 위해 10명을 대상으로 음상 정위에 대한 실험을 한다. 실험은 컴퓨터 시뮬레이션과 TMS320C32를 이용한 하드웨어 실험을 병행한다. 실험을 통해 기존의 FIR 필터를 사용한 경우와 같이 IIR 필터로 근사화된 머리전달함수를 사용한 경우도 동일하게 인지되는 것을 확인할 수 있다.

■ 중심어 : | 합성 스테레오 | 균형화모델감소법 | 근사화된 IIR 필터 | 머리전달함수 |

Abstract

In this paper, we proposed an algorithm for the approximation of high order FIR filters by low order IIR filters to efficient implementing two channel 3-D surround sound systems using Head-related transfer functions(HRTFs). The algorithm is based on a concept of the balanced model reduction. The binaural sounds using the approximated HRTFs are reproduced by headphone, and serves as a cue of sound image localization. HRTFs of dummy-head are approximated from 512-order FIR filters by 32-order IIR filters and compare with each other. Experiment of sound image are carried out for 10 participants. We perform the experiment based on computer simulation and hardware experiment with TMS320C32. The results of the experiments show that the localization using the approximated HRTFs is the same accuracy as the case of FIR filters that simulate the HRTFs.

■ keyword : | Synthetic Stereo | Balanced Model Reduction Method | Appoximated IIR Filter | HRTF |

1. 서론

DVD 표준과 함께 다채널로 입체음향을 구현하는 5.1 채널방식은 보편적으로 적용되는 입체음향 구현 방법이다. 그러나 5.1 채널방식은 최소 5 개의 스피커와 임장감을 제공하기 위한 서브우퍼 스피커를 설치하는 것이 다소 번거롭다. 최근 사람이 두 귀로 방향을 인지하는 원리와 같은 방법으로 머리전달함수(HRTF, head-related transfer function)를 이용한 2 채널 입체음향을 재생하는 방법이 제안되어 멀티미디어 음향 뿐만 아니라 게임 등에도 적용되고 있다. 2 채널 입체음향 재생은 5.1 채널에 비하여 두 개의 스피커만을 설치하기 때문에 기존의 스테레오 음향기기의 설치와 유사하다. 2 채널 입체음향의 적용에 있어 헤드폰으로 청취하는 데는 큰 어려움이 없지만 라우드 스피커로 입체음향 재생 시에는 크로스 토크에 의한 입체음향 효과가 감소되고 512차 정도의 FIR 필터로 된 머리전달함수를 통과하여야 하기 때문에 계산량이 많이 소요된다.

본 논문에서는 2 채널 입체음향 시스템을 효율적으로 구현하기 위하여 고차의 FIR 필터로 구현된 머리전달함수를 낮은 차수의 IIR 필터로 변환하여 계산량을 줄이고자 한다. FIR 필터를 IIR 필터로 변환하는 방법으로는 Prony 방법[1,2], Yule-Walker 방법[1][3], 가중최소화 ARMA 모델[2], 대수오차 측정 ARMA 방법[4] 등이 있다. 본 논문에서는 고주파에서의 보다 나은 성능을 위하여 FIR 필터로 측정된 머리전달함수를 IIR 필터로 변환하기 위하여 균형화모델 감소법(balanced model reduction)을 제안한다[5]. 균형화 모델감소법의 기본적 원리는 상호 그라미안 행렬(cross-gramian matrix)의 가장 큰 고유값(eigenvalue)에 해당하는 고유공간(eigenspace)을 찾는 것이다[6]. 이때 상호 그라미안 행렬(cross-gramian matrix)은 대칭적이고 구성하기가 쉽다. 또 고유공간은 Schur form decomposition을 이용하여 계산한다[6]. 결국 제안하는 방법은 Hankel 고유값을 구하여 큰 고유값에 해당하는 고유공간을 취하고 작은 고유값을 제거하여 차수가 낮은 IIR 필터를 구한다.

컴퓨터 시뮬레이션을 통하여 주파수 영역에서 512차

FIR 필터로 측정된 머리전달함수와 균형화모델 감소법을 이용하여 32차 IIR 필터로 구현된 머리전달함수와의 차이가 거의 없음을 확인하고 32차 IIR 필터로 구현된 머리전달함수의 안정함을 증명한다. 그리고 균형화 모델 감소법을 이용하여 구현된 IIR 필터와 Prony 방법을 이용하여 구현된 IIR 필터를 주파수 영역에서 비교하여 제안하는 방법이 우수함을 보인다. 그리고 IIR 필터로 구현한 머리전달함수를 통과한 음성신호를 이용하여 청취 실험을 한 결과 FIR 필터와 유사한 정위감을 인지한다는 것을 확인한다. 32 비트 부동소수점 DSP인 TMS320C32를 이용한 하드웨어 실험을 통해 컴퓨터 시뮬레이션 결과와 유사함을 확인한다.

II. 머리전달함수를 이용한 스테레오방식 입체음향

머리전달함수란 어떠한 특정 점에서의 음향 신호가 귀까지 도달하는 전달 경로의 특성을 말한다. 즉 사람이 음원의 위치를 파악하는 중요한 정보를 포함하는 임펄스 응답이다. 머리전달함수는 가상음향에서 빼놓을 수 없는 역할을 한다.

우선 헤드폰을 이용하여 가상음향을 재생하는 방법을 살펴보자. 사람이 음장에서 음을 지각하는 요소가 고막으로 입사하는 음파에만 의존한다고 가정한다. 고막에서의 음을 직접 녹음하여 그 음압을 원 음장에서 청취자 고막에 녹음된 음압의 진폭과 위상을 같게 재생시켜준다면 원음의 효과를 그대로 줄 것이다. 이것을 이용한 방법이 바이노럴(Binaural) 재생이라고 하는데 더미헤드 또는 실제 사람의 귀에서 녹음하고 헤드폰으로 재생하는 방법을 말한다. 주로 헤드폰이나 이어폰을 이용하여 재생을 하게 되는데 이를 위해서는 원하는 위치에 대한 귀의 응답, 또는 기준 지점에서부터 귀까지의 함수 즉 머리전달함수의 정보수집이 필수이다. 이를 취득하게 되면 어떠한 음원이라도 머리전달함수와 콘볼루션 연산을 통하여 청취자에게 가상음원의 효과를 줄 수 있다.

[그림 1]은 바이너럴 사운드 시스템을 나타낸 것으로 머리전달함수의 측정과 헤드폰을 이용하여 입체음향을

재생하는 방법을 나타냈다. [그림 1]에서 보는 것과 같이 헤드폰을 이용하여 입체음향을 구현 하고자 할 때는 구현 하고자 하는 가상음원의 위치에 해당하는 머리전달함수를 이용하여 헤드폰에 소리를 재생시켜주면 입체음향이 재현된다.

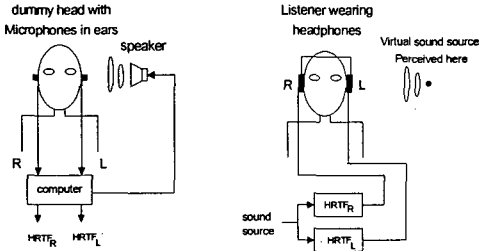


그림 1. 헤드폰을 이용한 입체음향의 재생

머리전달함수의 측정은 인간의 청각 기관을 모델링한 더미 헤드 마이크를 이용한다. 더미헤드 마이크는 인간의 모양을 본뜬 것으로 고막의 위치에 마이크를 집어넣는 이 녹음시스템의 원리는 간단하지만 그 효과는 대단히 우수하여 현재까지도 그 기술적인 계보가 계승되고 있다. [그림 2]에서와 같이 머리전달함수는 더미헤드 마이크를 이용하여 360도의 방위각(azimuth angle)과 180도의 고도각(elevation angle) 사이의 특정한 간격을 두고 각각의 위치에 대한 좌 우 양쪽의 임펄스 응답을 구한 것이다. 또한 스피커와 더미헤드의 간격은 1.4m이다. 특정한 간격으로 나눈 각도에 스피커를 배치하고 더미헤드 마이크를 이용하여 얻어지는 응답을 저장하는 것이다[11-13]. 엄밀히 말하면 HRIR(head-related impulse response)을 측정하는 것이다. 이것의 푸리에 변환(Fourier transform) 한 것이 머리전달함수가 되는 것이다. 머리전달함수는 소리가 들어오는 각도에 따라 달라지기 때문에 여러 위치에서 나오는 음들에 대해 머리전달함수를 측정하고 이를 데이터베이스로 구축해야한다.

이때까지 머리전달함수의 모델링에 대한 많은 연구가 행해졌으며 특히 MIT Medea Lab에서 KERMA 더미헤드(dummy head)를 이용하여 그 주위의 710곳의 머

리전달함수를 구하여 데이터베이스를 구축하였다. 일련의 모든 실험은 무반향실 (Anechoic chamber)에서 이루어졌다[11].

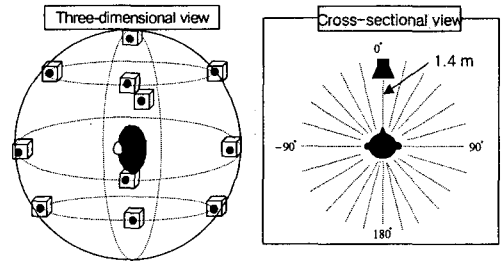


그림 2. 머리전달함수의 측정 방법

III. 머리전달 함수의 IIR 필터 구현

머리전달함수는 무반향실에서 특정한 간격으로 나눈 각도에 스피커를 배치하고 더미헤드 마이크를 이용하여 얻어지는 임펄스 응답을 구하는 것이다. FIR 필터는 선형 위상 응답 특성을 가지고 항상 안정하기 때문에 비교적 설계하기가 쉽고 구현이 효율적이다.

그러나 FIR 필터는 일반적으로 계산량이 많은 단점이 있기 때문에 실시간 처리에는 다소 어려움이 있다. 이에 대해 IIR 필터는 필터 계수에 따라 불안정해질 수도 있지만 필터의 출력이 현재의 입력뿐만 아니라 귀환된 이전의 값을 이용함으로써 비슷한 성능을 갖는 FIR 필터보다 차수를 줄임으로써 계산량을 현저히 줄일 수 있다.

본 논문에서 FIR 필터로 측정된 머리전달함수를 IIR 필터로 변환시켜 계산량을 줄임으로써 2채널 3차원 입체음향을 실시간으로 구현하고자 한다. 본 논문은 균형화모델 감소법을 이용하여 FIR 필터를 IIR 필터로 구현한다[5].

1. 제안하는 머리전달 함수의 IIR 필터 구현

본 논문에서는 기존의 FIR 필터를 IIR 필터로 근사화하는 또 다른 방법인 균형화모델 감소법(balanced

model reduction)에 기초한 방법을 소개한다[5]. 앞서 ‘균형화모델 감소법에 기초한 방법’이라 함은 기존의 균형화 모델 감소법이 가지는 계산상의 어려움과 시스템의 역변환 문제에서 생기는 수치적 불량 조건(numerical ill-conditioning)의 문제를 해결하기 위해서 균형화 모델 감소법에 FIR 필터 식의 특수성을 이용하여 또 다른 기법을 약간 추가하였기 때문이다. 하지만 균형화모델 감소법에 계산상의 이득만을 더한 것이므로 이 장 이후로부터는 ‘균형화모델 감소법’이라 칭한다.

균형화 모델감소법의 기본적 원리는 상호 그라미안 행렬(cross-gramian matrix)의 가장 큰 고유값(eigenvalue)에 해당하는 고유공간(eigenspace)을 찾는 것이다[6]. 이때 상호 그라미안 행렬(cross-gramian matrix)은 대칭적이고 구성하기가 쉽다. 또 고유공간은 Schur form decomposition을 이용하여 계산한다[6].

1.1 제안하는 알고리즘의 단계별 설명

첫 번째 단계는 전달함수(transfer function)를 상태공간형태(state-space form)로 변환시킨다[9][10].

$$F(z) = \frac{b_0 + b_1z^{-1} + \dots + b_Nz^{-N}}{1 + a_1z^{-1} + \dots + a_Nz^{-N}} \quad (1)$$

식 (1)은 일반적인 IIR 필터를 나타낸다. a_i 와 b_i 는 각 필터 계수이고 N은 필터의 차수가 된다. 식 (1)의 전달함수를 상태공간함수로 바꾸기 위하여 직접구현(direct realization) 방식을 사용하였다.

[그림 3]에서 $u[n]$ 은 보조신호(auxiliary signal)를 나타낸다. $x[n]$ 은 입력신호를 나타내고 $y[n]$ 은 출력신호를 나타낸다.

$$u[n] = -a_1u[n-1] - a_2u[n-2] - a_3u[n-3] + x[n] \quad (2)$$

$$y[n] = b_0u[n] + b_1u[n-1] + b_2u[n-2] + b_3u[n-3] \quad (3)$$

식 (2)는 $x[n]$ 과 $u[n]$ 사이의 관계를 나타내고 식(3)

은 $u[n]$ 과 $y[n]$ 사이의 관계를 식으로 나타낸다.

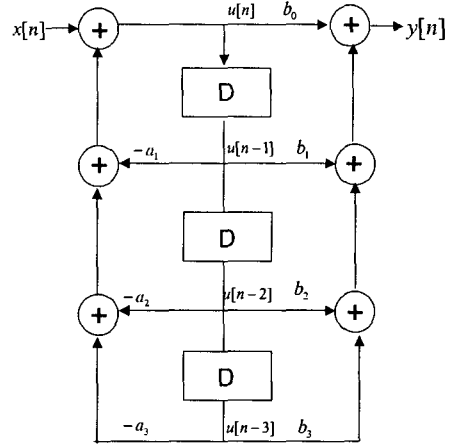


그림 3. 디지털 시스템의 직접 구현 방식

이때 $s_k[n]$ 은 $u[n]$ 의 k만큼 지연된 신호이다. 식 (4), (5), (6)과 같이 나타낼 수 있다.

$$s_1[n] = u[n-1] \quad (4)$$

$$s_2[n] = u[n-2] \quad (5)$$

$$s_3[n] = u[n-3] \quad (6)$$

다시 식을 $s[n]$ 과 $x[n]$ 과의 관계식으로 유도하면 식 (7), (8), (9)이 된다.

$$s_1[n+1] = x[n] - a_1s_1[n] - a_2s_2[n] - a_3s_3[n] \quad (7)$$

$$s_2[n+1] = s_1[n] \quad (8)$$

$$s_3[n+1] = s_2[n] \quad (9)$$

결국 $y[n]$ 은 식 (10)과 같다.

$$y[n] = b_0x[n] + (b_1 - b_0a_1)s_1[n] + (b_2 - b_0a_2)s_2[n] + (b_3 - b_0a_3)s_3[n] \quad (10)$$

식 (7)-(11)을 행렬형식으로 다시 적으면 식 (11)과 식 (12)이다.

$$\begin{bmatrix} s_1[n+1] \\ s_2[n+2] \\ s_3[n+3] \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -a_1 & -a_2 & -a_3 \\ 1 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} s_1(n) \\ s_2(n) \\ s_3(n) \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 1 \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} x[n], \quad (11)$$

$$y[n] = [c_1 \quad c_2 \quad c_3] \begin{bmatrix} s_1(n) \\ s_2(n) \\ s_3(n) \end{bmatrix} + b_0 x[n]$$

$$c_k = b_k - b_0 a_k \quad 1 \leq k \leq 3 \quad (12)$$

결국 식 (13)과 같이 직접구현방식을 이용하여 전달 함수를 상태공간형태로 변환하였다.

$$\begin{aligned} s[n+1] &= \mathbf{A}s[n] + \mathbf{B}x[n] \\ y[n] &= \mathbf{C}s[n] + \mathbf{D}x[n] \end{aligned} \quad (13)$$

[그림 4]는 FIR필터의 전달함수를 상태공간함수로 변환한 것이다. IIR 필터와는 달리 FIR필터의 식의 특수성을 이용하여 그림에서 보는 것과 같이 상태공간함수의 A, B, C, D행렬을 간단하게 전개 할 수 있다.

두 번째 단계는 상호 그라미안 행렬(cross-gramian matrix)을 구성하는 것이다. 이때 이 상호 그라미안 행렬이 곧 Hankel 행렬(Hankel matrix)이 된다. 상호 그라미안 행렬(cross-gramian matrix)은 아래 식과 같이 정의되고

$$W_{\infty} = \sum_{i=0}^{N-1} \mathbf{A}^i \mathbf{B} \mathbf{C} \mathbf{A}^i = \Omega_c \Omega_o \quad (14)$$

Ω_c 와 Ω_o 는 각각 제어 가능 행렬과 관측 가능 행렬이고 식 (15)와 식 (16)으로 정의된다.

$$\Omega_c = [B \quad AB \quad \dots \quad A^{N-1}B] \quad (15)$$

■ Transfer function $F(z)$

$$F(z) = b_0 + b_1 z^{-1} + \dots + b_n z^{-n}$$



■ State-space form $F(z)$

$$s[n+1] = \mathbf{A}s[n] + \mathbf{B}x[n]$$

$$y[n] = \mathbf{C}s[n] + \mathbf{D}x[n]$$

$$\mathbf{A} = \begin{bmatrix} 0 & 0 & \dots & 0 & 0 \\ 1 & 0 & \dots & 0 & 0 \\ & & \dots & & \\ 0 & 0 & \dots & 1 & 0 \end{bmatrix}, \quad \mathbf{B} = \begin{bmatrix} 1 \\ 0 \\ \vdots \\ 0 \end{bmatrix}$$

$$\mathbf{C} = [b_1 \quad b_2 \quad \dots \quad b_n], \quad \mathbf{D} = b_0$$

그림 4. FIR 필터 전달함수의 상태공간형태 변환

$$\Omega_o = [C \quad CA \quad \dots \quad CA^{N-1}]^T \quad (16)$$

W_{∞} 은 시스템의 제어가능성과 관측가능성에 관한 정보를 가지고 있다.

식 (14)는 식 (17)과 같이 정의된다. 이때 H는 크로스 그라미안 행렬이고 이것이 곧 Hankel 행렬이 된다 [6][7].

$$H = \begin{bmatrix} b_1 & b_2 & \dots & b_n \\ b_2 & b_3 & \dots & 0 \\ \vdots & \vdots & \dots & \vdots \\ b_n & 0 & \dots & 0 \end{bmatrix} \quad (17)$$

b_n 은 FIR필터의 계수이고 H는 Hankel 행렬을 나타낸다.

FIR필터인 경우는 앞에서 말했듯이 FIR 필터식의 특수성 때문에 A, B, C, D행렬이 간단하고 Hankel 행렬을 구성할 수 있다.

여기서 주목해야 할 부분이 바로 Hankel 행렬이다. 균형화모델 감소법을 이용하되 계산상의 효율을 위해 IIR 필터와는 달리 FIR필터의 경우에는 Hankel행렬을 구성할 수 있는 것이다. Hankel 행렬은 식 (17)에서 보는 것과 같이 대칭적이며 구성하기도 쉽다.

세 번째 단계는 유사변환(similarity transformation) 과정을 거치는 것이다. 먼저 주어진 차분 방정식이 무한개의 상태방정식의 형태로 나타낼 수 있음을 정의해야 한다.

T는 $N \times N$ 의 nonsingular 행렬이다. 식 (4)-(6)에서 정의했던 $s[n]$ 을 유사변환 과정을 거쳐서 식 (18)과 같이 나타낼 수 있다.

$$\tilde{s}[n] = T^{-1}s[n] \quad (18)$$

식 (19)는 행렬 A, B, C, D를 유사 변환한다.

$$\tilde{A} = T^{-1}AT, \quad \tilde{B} = T^{-1}B, \quad \tilde{C} = CT, \quad \tilde{D} = D \quad (19)$$

식 (18)과 식 (19)를 각각 식 (13)에 대입하면 식 (20)과 같다.

$$T^{-1}s[n+1] = T^{-1}A\tilde{s}[n] + T^{-1}Bx[n] = T^{-1}ATT^{-1}s[n] + T^{-1}Bx[n] \quad (20)$$

이것을 정리해서 다시 적으면 식 (21)과 같다.

$$\tilde{s}[n+1] = \tilde{A}\tilde{s}[n] + \tilde{B}\tilde{x}[n] \quad (21)$$

결국 식 (13)을 식 (22)로 나타낼 수 있다.

$$y[n] = CTT^{-1}s[n] + Dx[n] = \tilde{C}\tilde{s}[n] + \tilde{D}\tilde{x}[n] \quad (22)$$

상태방정식 (21)과 (22)는 식 (13)과 유사(similar)하다고 하므로 식 (21)과 (22)를 식 (13)의 유사변환이라고 부른다.

T행렬은 무한개를 가질 수 있으므로 (13)와 비슷한 상태 방정식은 무한개가 있다. 비록 상태 방정식의 형태는 다르다고 하더라도 입력과 출력과의 관계는 식 (13)과 같다.

여기서 T를 다음과 같이 정의한다.

$$T = VA^{-1/2} \quad (23)$$

그리고 A, B, C 행렬은 식 (24), (25), (26)의 형태로 유사변환 할 수 있다.

$$\bar{A} = \Lambda^{1/2}V^TAV^{-1/2} \quad (24)$$

$$\bar{B} = \Lambda^{1/2}V^TB \quad (25)$$

$$\bar{C} = CV\Lambda^{-1/2} \quad (26)$$

네 번째 단계는 Hankel 행렬을 분해한다. 여기서 A는 대각 행렬이고 I는 단위행렬이다.

$$H = V\Lambda V^T, \quad VV^T = I \quad I \quad (27)$$

다섯 번째 단계는 Hankel 고유값을 전개해서 구현하고자 하는 필터 차수를 결정한다. 이때 k는 결정하고자 하는 필터의 차수를 나타낸다. 대각 행렬 Λ_k 는 취하는 부분이고 Λ_{n-k} 는 무시하는 부분이다.

$$\Lambda = \begin{bmatrix} \Lambda_k & 0 \\ 0 & \Lambda_{n-k} \end{bmatrix} \quad (28)$$

$$V = [V_k \quad V_{n-k}] \quad (29)$$

이에 대응하는 A, B, C 행렬은 식 (30), (31), (32)과 같다. 이때 A_{11} , B_1 , C_1 은 취하는 값이 된다.

$$A = \begin{bmatrix} A_{11} & A_{12} \\ A_{21} & A_{22} \end{bmatrix} \quad (30)$$

$$B = \begin{bmatrix} B_1 \\ B_2 \end{bmatrix} \quad (31)$$

$$C = [C_1 \quad C_2] \quad (32)$$

여섯 번째 단계는 필터 차수에 대응하는 A, B, C 행렬을 결정한다.

식 (30)-(32)를 각각 식(23)으로 유사 변환한 것이 식 (33)-(35)이다.

$$\bar{\mathbf{A}} = \begin{bmatrix} \Lambda_k^{1/2} \mathbf{V}_k^T \mathbf{A} \mathbf{V}_k \Lambda_k^{-1/2} & \Lambda_k^{1/2} \mathbf{V}_k^T \mathbf{A} \mathbf{V}_{n-k} \Lambda_k^{-1/2} \\ \Lambda_{n-k}^{1/2} \mathbf{V}_{n-k}^T \mathbf{A} \mathbf{V}_k \Lambda_k^{-1/2} & \Lambda_{n-k}^{1/2} \mathbf{V}_{n-k}^T \mathbf{A} \mathbf{V}_{n-k} \Lambda_{n-k}^{-1/2} \end{bmatrix} \quad (33)$$

$$\bar{\mathbf{B}} = \begin{bmatrix} \Lambda_k^{1/2} \mathbf{V}_k^T \mathbf{B} \\ \Lambda_{n-k}^{1/2} \mathbf{V}_{n-k}^T \mathbf{B} \end{bmatrix} \quad (34)$$

$$\bar{\mathbf{C}} = [\mathbf{C} \mathbf{V}_k \Lambda_k^{-1/2} \quad \mathbf{C} \mathbf{V}_{n-k} \Lambda_{n-k}^{-1/2}] \quad (35)$$

이때 각각 필터 차수에 대응하는 취하는 A, B, C 행렬은 식 (36)-(38)과 같다.

$$\Lambda_k^{1/2} \mathbf{V}_k^T \mathbf{A} \mathbf{V}_k \Lambda_k^{-1/2} \quad (36)$$

$$\Lambda_k^{1/2} \mathbf{V}_k^T \mathbf{B} \quad (37)$$

$$\mathbf{C} \mathbf{V}_k^T \Lambda_k^{-1/2} \quad (38)$$

마지막으로 줄여진 차수에 해당하는 전달함수 상태 방정식으로 표현하면 식 (39)와 같다.

$$\mathbf{G}_k = \mathbf{C} \mathbf{V}_k \Lambda_k^{-1/2} (z\mathbf{I} - \Lambda_k^{1/2} \mathbf{V}_k^T \mathbf{A} \mathbf{V}_k \Lambda_k^{-1/2})^{-1} \Lambda_k^{1/2} \mathbf{V}_k^T \mathbf{B} \quad (39)$$

식 (39)에서 k는 식 (28)에서 결정한 IIR필터의 차수이다. 따라서 식 (39)은 FIR 필터를 줄여진 차수 k에 해당하는 IIR필터의 상태 방정식이 된다.

IV. 실험 결과 및 검토

1. 컴퓨터 시뮬레이션 결과

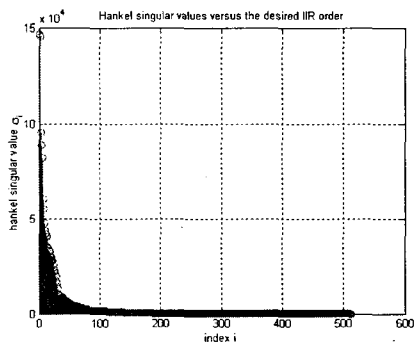
균형화모델 감소법으로부터 512차 FIR 필터로 측정된 머리전달함수를 32차 IIR 필터로 근사화 하였다. 임

펄스 응답은 MIT의 Media lab에서 측정된 것으로 KEMAR 더미 헤드 마이크를 이용하여 측정된 것이다. 그것은 실제 KEMAR로부터 1.4m 떨어진 스피커로부터 왼쪽 귀와 오른쪽 귀까지 측정된 44.1KHz 샘플링된 임펄스 응답으로 구성되어 있다. 각각의 임펄스 응답은 512차의 길이를 가진다.

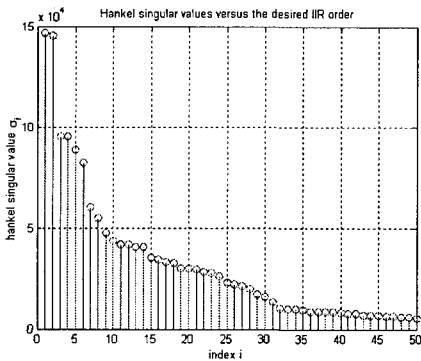
[그림 5]의 (a)는 512차 FIR 필터로 측정된 머리전달함수를 균형화모델 감소법의 각 단계를 거쳐서 Hankel 고유값을 제시했다. 그 값이 빠르게 0에 가까워짐을 알 수 있다. [그림 5]의 (b)에서 자세히 관찰해보면 32차 부근에서 거의 0에 가까워지게 되는데, 결국 32차가 바라는 IIR 필터의 차수가 되는 것이다. 물론 가로축의 32다음의 Hankel 고유값은 아주 작기 때문에 무시한다.

결국 이 값이 FIR 필터와 구현된 IIR 필터 사이의 오차로 나타난다. 그렇다고 해도 무시(rejected)한 값이 취한(truncated) 값에 비해 아주 작은 값이므로 오차의 값은 결과에 크게 영향을 미치지 않게 된다. 즉, Hankel 고유값이 급격하게 0에 가까워질수록 고차의 FIR 필터는 보다 정확하고 효과적으로 낮은 차수의 IIR 필터로 근사화 될 수 있다.

[그림 6]은 512차 FIR 필터와 32차 IIR 필터의 결과를 주파수 영역에서 나타내었다. 512차 FIR 필터는 실선으로 나타내었고 32차 IIR 필터는 점선으로 나타내었다.



(a)



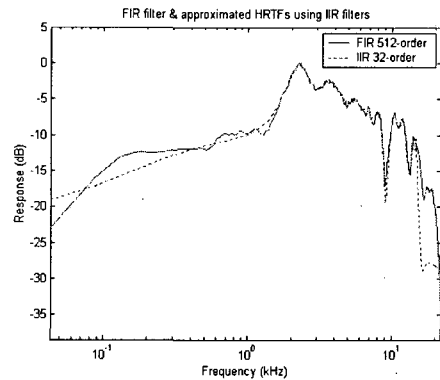
(b)

그림 5. Hankel 고유값과 그에 대응하는 IIR 필터 계수

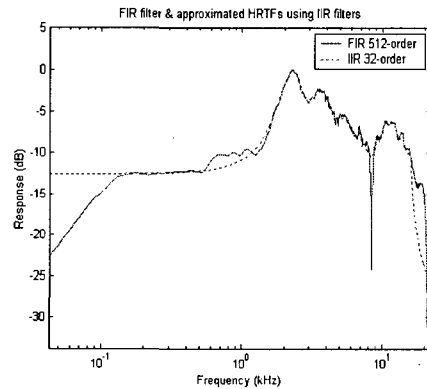
30° 방향의 머리전달함수를 32차 IIR 필터로 변환한 경우, 저주파 영역에서는 다소 차이가 나지만 오차가 크지는 않다. 330° 방향의 머리전달함수를 32차 IIR 필터로 변환 시에도 오차가 크지는 않으나 저주파 영역에서는 다소 차이가 있다. 그러나 저주파 부분은 회절을 하기 때문에 음상 정위시 중요하지 않다. 따라서 음상 정위 시 크게 영향을 미치는 고주파 부분의 결과가 대등하기 때문에 저주파 부분의 오차는 크게 고려하지 않아도 된다.

따라서 512차 FIR 필터와 32차 IIR 필터의 주파수 특성은 비슷함을 알 수 있다. 물론 차수를 더 높게 결정할수록 오차가 줄어들 수 있지만 계산량의 부담을 고려하지 않을 수 없기 때문에 오차가 크지 않은 범위에서 적절한 차수를 정하는 것이 바람직하다. 또한 [그림 5]에서 보면 알 수 있듯이 만약 필터 차수를 16차로 정하는 경우 아주 큰 값의 Hankel 고유값을 무시하기 때문에 32차에 비해 오차가 커지는 것은 당연하다. 16차, 8차, 4차 IIR 필터로 변환할수록 512차와 비교해 볼 때 점점 오차가 커짐을 확인하였다.

[그림 7]은 변환한 32차 IIR 필터의 안정성을 검증하기 위한 pole-zero 다이어그램이다. 극점이 모두 단위 원 안에 위치하여 시스템이 안정한 것을 확인할 수 있다. 그러나 일부 극점이 단위원 주위에 위치하고 있어 정밀도를 조정하는 경우 불안정해질 수도 있다.



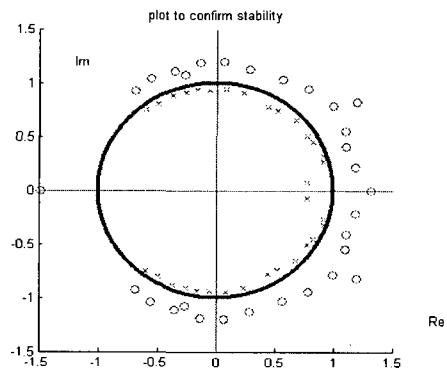
(a)



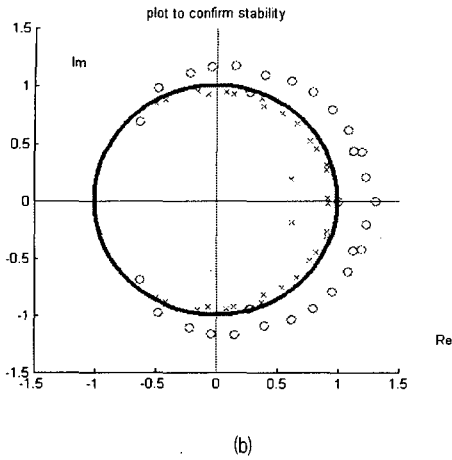
(b)

그림 6. 512차 FIR 필터와 32차 IIR 필터의 시뮬레이션 결과

- (a) 30° 방위각의 머리전달함수
- (b) 330° 방위각의 머리전달함수



(a)



(b)
그림 7. 안정성 검증을 위한 32차 IIR 필터의 시뮬레이션 결과
 (a) 30° 방향의 머리전달함수
 (b) 330° 방향의 머리전달함수

[그림 8]은 균형화모델 감소법에 의한 방법과 Prony 방법에 의한 IIR 필터구현의 결과를 주파수 영역에서 비교하였다. 저주파에서는 결과가 거의 비슷하지만 고주파 부분에서는 균형화모델 감소법의 성능이 훨씬 좋을 수 있다. 음상정위의 중요한 부분이 고주파 영역임을 감안한다면 균형화모델 감소법이 IIR 필터 변환 시 성능이 우수함을 알 수 있다.

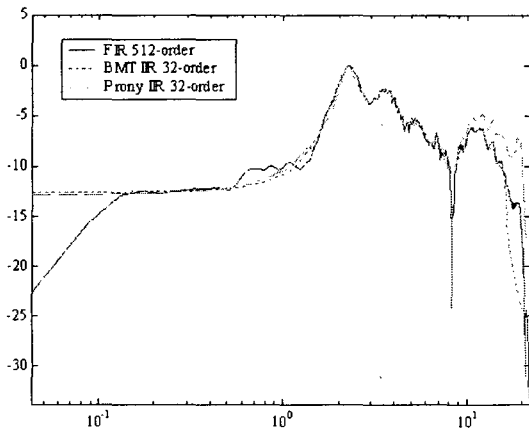


그림 8. 균형화모델 감소법과 Prony 방법의 시뮬레이션 결과 비교

[그림 9]는 16KHz로 샘플링한 여성의 음성 신호를

30° 방향의 512차 FIR 필터와 같은 방향의 32차 IIR 필터를 각각 콘볼루션 한 결과를 나타낸다. 위에서부터 차례로 30° 방향의 512차 FIR 필터의 오른쪽, 왼쪽, 같은 방향의 32차 IIR 필터의 오른쪽, 왼쪽의 머리전달함수를 음성 신호와 콘볼루션한 결과를 나타낸 것이다. 그림에서 보는 것과 같이 512차와 32차 사이에 왜곡이 없이 비슷함을 알 수 있다.

[그림 10]은 512차와 32차 사이의 오차를 나타낸 그림이다.

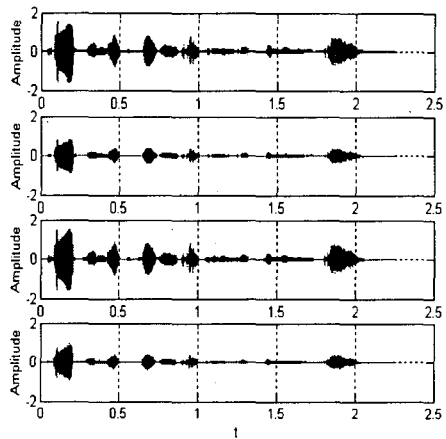


그림 9. 음성 신호를 이용하여 시뮬레이션 결과비교

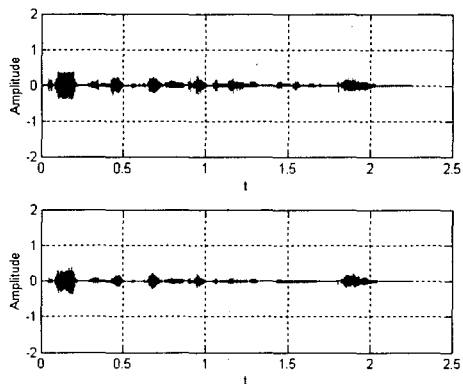


그림 10. 오차에 대한 시뮬레이션 결과

[그림 11]은 30° 방향과 330° 방향의 머리전달함수와 음성을 콘볼루션한 음성을 10 명에게 테스트한 결과이다. 가로축은 실험한 결과의 소리를 나타내고 세로축은

인지하는 방향을 나타내었다. (a)는 512차 FIR 필터와 음성을 콘볼루션한 한 결과를 10명의 사람에게 테스트한 것이고 (b)는 32차 IIR 필터와 음성을 콘볼루션한 결과를 10명의 사람에게 테스트한 결과이다.

512차 FIR 필터에 의한 결과에서 알 수 있듯이 사람들은 30° 방향을 정확하게 인지하지 못한다. 즉 30° 에 가까운 오른쪽 방향임을 어렵듯이 인지할 수 있을 뿐이다. 왼쪽인지 오른쪽인지는 명확하게 인지하지만 정확한 각도는 정확하게 인지하지 못한다. 그것은 일반적으로 사람은 각도를 정확하게 인지하기 힘들기 때문이다.

32차 IIR 필터의 경우도 512차 FIR 필터와 비슷한 결과가 나왔다. 하지만 그림을 자세히 살펴보면 조금 더 많은 사람들이 90° 부근에 몰려 있음을 확인할 수 있다. 32차 IIR 필터는 512차 FIR 필터보다는 각도를 인지하는 오차가 조금 더 큼을 알 수 있다.

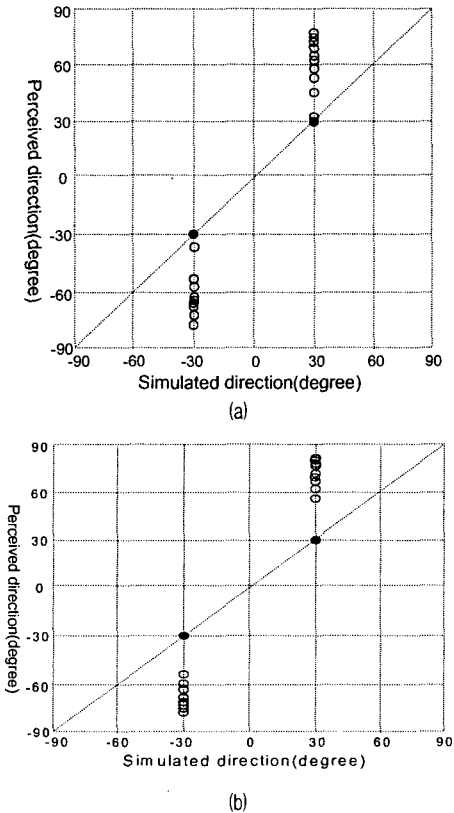


그림 11. 음상 정위에 대한 시뮬레이션 결과
(a) 512차 FIR 필터, (b) 32차 IIR 필터

2. DSP를 이용한 하드웨어 구성 및 실험

수학적인 알고리즘을 DSP로 구현하는 데 있어, 하드웨어의 구조나 특징에 따라 수학적 계산량과 실제적인 계산량에 많은 차이를 가져온다. 본 논문에서는 IIR 필터로 입체음향을 구현하기 위하여 텍사스 인스트루먼트사(Texas Instruments, TI)의 32비트 부동소수점 방식의 DSP인 TMS320C32를 사용하여 구현한다.

TMS320C32는 60MHz에서 30MIPS(million instruction per second)의 처리능력을 가진다.

2.1 TMS320C32의 특징

TMS320C32의 내부구조는 매우 복잡하지만 내부구조를 크게 분류하면 기본적인 CPU부분, 레지스터 파일, 내부 RAM, 캐시 메모리, 내부 주변장치, DMA 제어기, 그리고 내부 버스 등으로 나눌 수 있다.

(1) CPU

CPU부분은 ALU, 32비트 barrel shifter, 곱셈기, 보조 레지스터 연상장치(ARAU), 레지스터 파일, 그리고 이들을 연결하는 여러 개의 내부 버스로 구성된다. 내부 버스는 CPU1/CPU2 및 REG1/REG2가 있어서 메모리로부터 2개의 오퍼랜드와 레지스터로부터 2개의 오퍼랜드를 동시에 액세스할 수 있으며, 1사이클에 ALU에서의 연산과 곱셈기에서의 연산을 동시에 실행할 수 있다. 따라서, 일반적으로 명령은 1개의 동작 사이클에 1개가 실행되므로 만약 TMS320C32-50이 50MHz로 동작한다면 25MIPS(Million Instructions Per Second)가 되지만 연산명령은 1개의 동작 사이클에 2개가 실행될 수 있으므로 최대 50 MFLOPS(Million Floating-point Operations Per Second)로 된다.

(2) 레지스터

TMS320C32는 레지스터 중심구조로 되어 있어서 프로그램 카운터를 제외하고도 모두 28개의 내부 레지스터를 가지고 있다. 이 레지스터들은 모두 ALU나 곱셈기와 밀접하게 관련되어 범용 레지스터로 사용될 수 있으며, 레지스터에 따라 각각 특별한 기능들을 갖는다.

(3) 캐시메모리

TMS320C32에는 명령 캐시 메모리 및 캐시 제어기가 내장되어있다. 명령 캐시는 메모리로부터 일련의 명령 코드들을 읽어들이여 여기에 저장하여 두고 CPU가 이를 인출하여 실행함으로써 외부에 느린 메모리를 접속 하더라도 프로그램의 고속 실행을 증가하게 한다. 캐시 메모리는 2개의 32워드 세그먼트로 분할되어 제어되므로 캐시의 적중률을 높이면 반복처리 루틴 등의 경우에는 이를 32번지의 경계 내부에 포함되도록 하는 것이 바람직한데, 이를 위해서는 어셈블리 프로그램에서 .align 명령을 사용하면 된다.

(4) DMA제어기

TMS320C32에 내장된 DMA 제어기는 CPU의 동작이나 연산처리 기능을 저하시키지 않으면서 DMA(Direct Memory Access)를 수행하여 별도의 회로를 추가하지 않고 데이터 전송속도를 크게 향상시킬 수 있다. DMA 전송은 한 메모리 영역에서 데이터를 읽어 다른 메모리 영역에 쓰는 동작으로서, 임의의 메모리 번지에서 다른 메모리 번지로 데이터를 전송하거나 또는 임의의 I/O에서 메모리로 데이터 전송을 수행함으로써 TMS320C32의 외부에 느리게 동작하는 메모리, 주변장치, A/D컨버터, 직렬 포트 등을 접속하는 것이 용이하다.

(5) 직렬 포트

TMS320C32는 직렬포트를 1개만 가지고 있다. 이 직렬 포트는 8, 16, 24, 32비트 단위로 동시에 양방향의 송신 및 수신동작을 수행할 수 있다. 연속 모드에서 새로운 동기 신호 없이 여러 개의 워드 데이터를 송신 또는 수신 할 수 있다. 직렬통신을 위한 클럭으로는 직렬 포트내의 counter register 및 period register를 이용하여 내부 클럭을 사용할 수도 있고, CLKX 또는 CLKR단자를 통하여 입력되는 외부 클럭 입력을 사용할 수도 있다.

2.2 하드웨어 구성

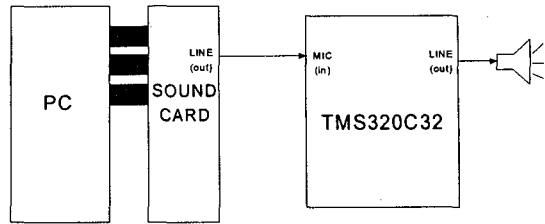


그림 12. 하드웨어 구성도

하드웨어를 이용한 실시간 입체음향 구현을 위해 [그림 12]와 같이 구성하였다. 하드웨어는 텍사스 인스트루먼트사(Texas Instruments, TI)의 32비트 부동소수점 방식의 DSP인 TMS320C32를 사용하였다. DSP 보드에 IIR 필터로 구현된 머리전달함수를 실장하여 입체음향을 구현한다. 개인용 컴퓨터에 장착되어 있는 사운드 카드로 DSP 보드의 라인 입력과 출력을 연결하여 구성한다. 즉 음성신호는 사운드 카드의 라인 출력을 통해서 DSP보드의 라인 입력되도록 한다. 그리고 라인 입력된 음성신호를 IIR 필터로 구현된 머리전달함수와 실시간으로 계산 처리하여 나오는 소리를 스피커로 출력한다. 음성신호는 16KHz로 샘플링한 여성의 음성을 사용했다.

2.3 하드웨어 실험 결과 및 검토

[그림 13]은 [그림 12]와 같이 구성한 하드웨어를 통해서 나온 음성신호를 나타낸 것이다.

[그림 14]는 TMS320C32를 이용하여 30° 방향과 330° 방향의 머리전달함수와 음성을 실시간 처리한 음성을 10명에게 테스트한 결과이다. 가로축은 실험한 결과의 소리를 나타내고 세로축은 인지하는 방향을 나타내었다.

컴퓨터 시뮬레이션과 마찬가지로 사람들은 30° 방향과 330° 방향을 정확하게 인지하지 못한다. 컴퓨터 시뮬레이션 보다는 오차가 조금 더 큼을 확인할 수 있다. 이것은 DSP 보드를 통해 생긴 약간의 잡음 때문이다.

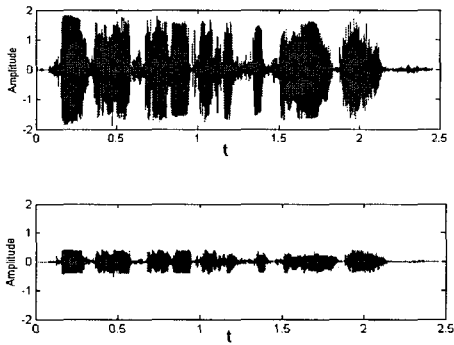


그림 13. 하드웨어 실험 결과

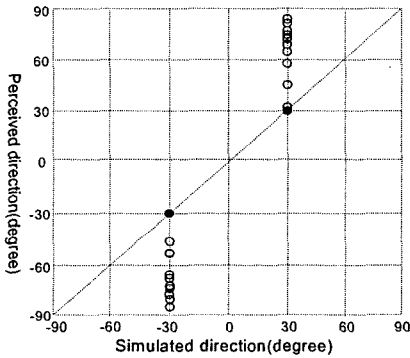


그림 14. 음상 정위에 대한 실험 결과

V. 결론

2 채널 입체음향을 재생하기 위해서는 FIR 필터로 구성되는 머리전달함수를 통과하여야 한다. 그러나 FIR 필터인 머리전달함수는 차수가 많아 실시간 처리하는데 계산량이 많이 소요된다. 본 논문에서는 실시간 구현을 위하여 FIR 필터로 된 머리전달함수를 IIR로 구현하는 방법을 제안하고 32비트 부동소수점 DSP인 TMS320C32를 이용하여 입체음향을 구현한다. FIR 필터를 IIR 필터로 변환하기 위하여 균형화 모델 감소법(balanced model reduction)을 이용한다.

컴퓨터 시뮬레이션을 통하여 512 차 FIR 필터를 IIR 필터로 변환하고 적절한 차수를 결정하였다. 시뮬레이션 결과 32 차 IIR 필터가 512 차의 머리전달함수와 유사한 성능을 보임을 확인하고 극점들이 단위원 근처에

위치하여 정밀도를 조정하는 경우 불안정해질 수도 있지만 안정함을 확인하였다. 그리고 TMS320C32를 이용하여 구현한 결과와 시뮬레이션 결과가 유사함을 알 수 있었다.

10명을 대상으로 음상정위 실험을 실시한 결과 사람마다 인지 각도의 오차가 다소 있지만 일반적으로 사람들은 음상정위에 둔감한 특성이 있어 수용할 수 있는 범위의 오차임을 확인할 수 있었다. 기존의 Prony 방법과 제안하는 변환 방법을 비교한 결과 제안하는 방법이 고주파 영역에서 FIR 필터와의 오차가 더 작은 것을 확인하였다. 제안하는 방법은 머리전달함수 뿐만 아니라 계산량이 많이 소요되는 FIR 필터를 IIR 필터로 변환하는 일반적인 방법으로 활용될 수 있을 것으로 기대된다.

참고 문헌

- [1] J. Sandavvad and D. Hammershoi, "Binaural auralization comparison of FIR and IIR filter representation of HIR's," in Proc. 96th Audio Engineering Society Convention, Amsterdam, The Netherlands, Feb. 26-Mar. 1, 1994.
- [2] A. Kulkarni and H. S. Colburn, "Infinite-impulse-response filter models of the head-related transfer function," J. Acoust. Soc. Amer. Vol.115, Issue.4, pp.1714-1728, 2004.
- [3] J. M. Jot, V. Larcher, and O. Warusfel, "Digital processing issues in the context of binaural and transaural stereophony," in Proc. 98th Audio Engineering Society Convention, Paris, France, pp.25-28, Feb. 1995.
- [4] M. A. Blommer and G. h. Wakefield, "On the design of pole-zero approximations using a logarithmic error measure," IEEE Trans. Signal Processing, Vol.42, No.11, pp.3245-3248, 1994.

[5] B. Beliczynski, I. Kale, and G. D. Cain, "Approximation of FIR by IIR digital filters: An algorithm based on balanced model reduction," IEEE Trans. Signal Processing, Vol.40, No.3, pp.532-542, March, 1992.

[6] R. W. Alhaheri and N. B. Al-Hussaini, "Approximation of FIR by IIR Digital Filters Using Orthonormal Bases," ICICS'97 Singapore, pp.9-12, September, 1997.

[7] Hiroshi HASEGWA, Nonmember, and Masso KASUGA, "Simply Realization of Sound Localization Using HRTF Approximated by IIR Filter," IEICE TRANS fundamentals, Vol.E83-A, No.6, June, 2000.

[8] Hiroshi HASEGWA, Nonmember, and Masso KASUGA, "Binaural Sound Reproduction Using Head-related transfer Function Approximated By IIR Filters," IEEE 1999 TENCON, 1999.

[9] S. Matsumoto, F. Yato, A. Miyauchi, Y. Mekada, H. Hasegawa, and M. Kasuga, "Efficient IIR filter design for approximation of complex frequency characteristics," Technical Report of IEICE, DSP 96-157, pp.41-48, 1997.(in Japanese)

[10] N. Akutsu, H. Hasegawa, M. Kasuga, S. Matsumoto, and A. Koike, "Experiment of sound localization using approximated head-related transfer functions(HRTFs)," ITE Technical Report, MIP'98-63, pp.43-48, 1998.(in Japanese)

[11] B. Gardner and K. Martin, "HRTF measurements of a KERMA dummy-head microphone," MIT Media Lab. Perceptual Computing-Technical Reports 280, pp.1-7, 1994.

[12] Y. Suzuki, F. Asano, and T. Sone, "On the simulation of a transfer function of an

acoustic system(Part1)," J. Acoust. Soc. Jpn, Vol.44, pp.936-942, 1988.

저 자 소 개

김 현 태(Hyun-Tae Kim)

정회원



- 1989년 2월 : 부산대학교 전자공학과(공학사)
- 1995년 2월 : 부산대학교 전자공학과(공학석사)
- 2000년 2월 : 부산대학교 전자공학과(공학박사)
- 2002년 3월 ~ 현재 : 동의대학교

멀티미디어공학과 조교수

<관심분야> : 음성 및 음향신호처리, 입체음향

박 장 식(Jang-Sik Park)

정회원



- 1992년 2월 : 부산대학교 전자공학과(공학사)
- 1994년 2월 : 부산대학교 전자공학과(공학석사)
- 1999년 2월 : 부산대학교 전자공학과(공학박사)
- 1997년 3월 ~ 현재 : 동의공업대

학 영상정보과 부교수

<관심분야> : 음성 및 음향신호처리, 멀티미디어통신, 입체음향