

트리구조의 비균일한 대역폭을 갖는 Delayless 서브밴드 필터 구조

Nonuniform Delayless Subband Filter Structure with Tree-Structured Filter Bank

최 창 권*, 조 병 모*
(Chang-Kwon Choi*, Byoung-Mo Cho*)

*순천대학교 전자공학과

(접수일자: 2000년 2월 9일; 수정일자: 2000년 12월 11일; 채택일자: 2001년 1월 8일)

음향 에코우제거기나 소음제어와 같은 임펄스 응답이 긴 디지털 필터를 이용하여 필터링을 할 경우 수렴속도가 느리고 계산시간이 많이 걸린다. 이러한 기존의 필터링에서 생기는 계산시간이나 수렴속도 문제를 개선하기 위해서 서브밴드 필터링과 멀티레이트 신호처리 기술이 개발되었다. 모든 시스템의 전달함수는 interpolator와 임펄스 응답 사이에 임의 수만큼의 0이 들어있는 sparse 임펄스 응답을 갖는 서브필터를 직렬로 연결한 구조로 표현할 수 있다. 이 경우에 interpolator는 Hadamard 행렬로 표현되고 저역통과필터 특성을 갖는 원형필터를 균일하게 이동시킨 것과 같다. 그래서 입력신호를 Hadamard 변환을 이용하여 각 서브대역으로 분할하고 decimation을 하여 샘플링 레이트를 줄이는 멀티레이트기술이 음향 함수 모델링이나 잡음제거에 응용할 수 있다. 본 논문에서는 decimation으로 생기는 에리어싱을 제거하고 수렴속도를 향상시키기 위해서 입력 신호를 트리구조를 갖는 필터뱅크를 이용하여 비균일한 서브대역으로 분할, 그리고 decimation을 하여 샘플링레이트를 변환하고 각 서브대역에서 계수를 갱신한 후 이 계수를 전대역으로 Hadamard 변환을 이용하여 변환하는 비균일한 대역폭을 갖는 delayless 필터 구조를 제안하고 이 구조를 컴퓨터 시뮬레이션을 통하여 성능을 검증한다.

핵심용어: 폴리페이스, 인터폴레이션, 데시메이션, 멀티레이트

투고분야: 음향 신호처리 분야 (1.2)

Adaptive digital filters with long impulse response such as acoustic echo canceller and active noise controller suffer from slow convergence and computational burden. Subband techniques and multirate signal processing have been recently developed to improve the problem of computational complexity and slow convergence in conventional adaptive filter. Any FIR transfer function can be realized as a serial connection of interpolators followed by subfilters with a sparse impulse response. In this case, each interpolator which is related to the column vector of Hadamard matrix has band-pass magnitude response characteristics shifted uniformly. Subband technique using Hadamard transform and decimation of subband signal to reduce sampling rate are adapted to system modeling and acoustic noise cancellation. In this paper, delayless subband structure with nonuniform bandwidth has been proposed to improve the performance of the convergence speed without aliasing due to decimation, where input signal is split into subband one using tree-structured filter bank, and the subband signal is decimated by a decimator to reduce the sampling rate in each channel, then subfilter with sparse impulse response is transformed to full band adaptive filter coefficient using Hadamard transform. It is shown by computer simulations that the proposed method can be adapted to general adaptive filtering.

Key words: Polyphase, Interpolation, Decimation, Multirate

Subject classification: Acoustic signal processing (1.2)

I. 서 론

책임저자: 조병모 (mobic@sunchon.ac.kr)
540-742 전남 순천시 매곡동 315 순천대학교 전자공학과
(전화: 061-750-3571; 팩스: 061-750-3570)

적응 디지털 필터링은 현재 잡음제거나 소음제어, 시스템 모델링이나 음향 에코 제거 및 적응 동화기에 널리 응용되고 있다. 특히 음향에코제거나 소음제어와 같이 음원과 제어하고자 하는 음원이 상당히 멀리 떨어져 있을 경우 이를 적응 필터를 이용해서 음향임펄스를 모델링하

기에는 상당한 긴 임펄스 응답을 갖는 필터가 필요하다. 또한 계산시간이 많이 소요되고, 수렴속도가 느려서 음향 에코제거나 음질향상과 같은 응용분야에서 두 센서간에 음향임펄스를 빨리 모델링할 수 있는 알고리즘이 연구되고 있다[1]. 이러한 문제를 해결하기 위해서 입력신호를 각각 서브밴드로 분해한 후 데시메이션(decimation)으로 샘플링 레이트를 변화시켜서 입력신호의 스펙트럼을 확장시켜서 수렴속도를 개선한 서브밴드구조가 제안되었다[2]. 입력신호를 하나의 대역으로 간주해서 처리하는 기존의 전체 대역(fullband) 필터링에서 생기는 수렴속도에 대한 문제를 개선하기 위한 서브밴드구조에서 고려해야 할 점으로는 다음과 같은 점을 고려해야 한다. 서브밴드 구조에서 입력신호를 필터뱅크(filter bank)를 이용하여 각각의 서브 대역으로 분해(analysis)한 후 그 출력을 서브밴드의 수로 데시메이션(critically sampled 필터 구조)하고 데시메이션된 신호를 적응 필터의 입력으로 하여 필터링을 수행한다. 이 때에 서브대역으로 분해하기 위해 사용되는 필터가 이상적인 필터가 아니기 때문에 데시메이션으로 인한 에리러싱(aliasing)오차가 생긴다[3]. 데시메이션으로 인해서 생기는 에리러싱을 제거하기 위한 방법으로 각각의 서브밴드 사이에 cross필터를 사용하는 방법[3]이 제안되었으나 이는 cross필터를 구현하는데 계산시간이 많이 걸리는 단점이 있다. 그리고 서브대역으로 분해한 후 그 출력을 서브밴드의 밴드 수보다 작은 수(factor)로 데시메이션하면 critically sampled 필터구조에서 생기는 에리러싱을 제거할 수 있으며, 이러한 필터구조를 oversampled 필터구조라 한다.

최근 delayless 적응 필터 구조[4]가 제안되었다. 지연이 없는 일반적인 서브밴드 필터링에서는 입력되는 신호를 서브대역으로 분해해서 처리할 때에 분석과 합성필터 뱅크를 구성하는 원형(prototype) 필터의 임펄스 응답이 선형이고 causal이므로 입력신호를 서브대역으로 분해하고 합성할 때에 이 분석필터와 합성필터에서 입력이 지연(delay)된다. 이 지연을 없애기 위한 구조가 delayless 구조이며 일반적인 서브밴드 적응 필터링에서는 적응 적응필터에 입력되는 신호를 분석필터를 이용해서 분해한 후 적응필터링을 수행하지만 이 구조에서는 계수만을 갱신하는데 필요한 입력과 오차신호만을 서브대역으로 분해해서 처리한 후 이를 적응 필터의 계수를 갱신하는데 이용하는 필터구조를 말한다. 이 제안된 구조에서는 각각의 서브밴드 필터 계수가 주파수 샘플링 방법[5]으로 전체 대역 필터 계수로 변환된다. 이와 같은 비슷한 구조로 서브밴드의 계수를 전체 대역의 계수로 변환하는데 소요되는 시간을 줄이기 위해 Hadamard 변환을 이용한 방법이 제안되었으며, 여기에서는 입력신호를 각각의 서브대역으로 분해하는데 임펄스 응답이 +1과 -1만으로 구성된 간단한 필터를 사용하는 구조를 제안했다[6,7,8].

전체 대역 필터를 Hadamard 변환을 이용하여 짝수 번째의 필터계수를 갖는 서브필터와 홀수 번째의 필터계수를 갖는 서브필터로 표현하면 전체 대역 필터는 지연요소와 Hadamard 행렬, 그리고 서브필터로 표현되는 병렬 IFIR-

(Interpolated FIR)구조가 된다. 이 때 각 서브 필터의 앞 에 연결되어 있는 interpolation 필터(Hadamard 행렬의 각 열을 임펄스 응답으로 갖는 필터)[10]의 주파수 특성을 살펴보면 원형필터의 주파수 응답을 일정하게 이동한 주파수 특성과 같으며, 그리고 각 서브필터의 계수를 전체 대역 시스템의 계수로 변환하기 위해서는 Hadamard 변환을 행하면 된다. 이러한 구조를 서브밴드구조 관점에서 살펴보면 각각의 interpolation 필터로 입력 신호를 서브대역으로 분해하고 그 출력을 decimator로 처리하는 구조와 같다. 따라서 본 연구에서는 interpolation 필터의 계수가 1과 -1인 정수로만 이루어진 계수를 사용하지 않고 원형 필터의 주파수 특성이 halfband 특성을 갖는 저역 통과 필터계수를 사용하여 고역통과필터 계수를 유도하고 이를 트리구조(tree structure)를 이용하여 비균일한 대역으로 분해하여 처리하는 방법을 Hadamard 변환을 이용한 delayless 서브밴드 필터구조에 적용하였다. 그리고 청각 시스템이 지각할 수 있는 대역 전체에 걸쳐서 같은 민감도를 가지고 지각하지는 않는다. 저주파수와 고주파수 대역에 있는 신호보다 중간주파수 대역에 있는 신호에 대해서 더 민감하기 때문에 중간주파수 대역을 더 좁은 대역으로 분해해서 처리하는 서브밴드구조를 제안한다.

다음 2장에서는 Hadamard 변환을 이용한 delayless 서브밴드 구조를 설명하고 3장에서 본 연구에서 제안한 트리구조를 갖는 비균일한 대역폭을 갖는 필터 구조를 유도하고 실험을 통하여 결론을 맺는다.

II. Hadamard 변환을 이용한 Delayless Subband 구조

먼저 필터 $H(z)$ 의 계수의 길이가 N 이고 (N 은 짝수) 그 임펄스 응답이 $h = [h[0], h[1], h[2], \dots, h[N-1]]^T$ 인 임펄스 응답을 갖는다고 가정하자.

$H(z)$ 는 짝수항과 홀수항으로 분해해서 다음과 같이 할 수 있다.

$$H(z) = \sum_{i=0}^{N/2-1} h[i] z^{-i} \\ = \frac{1}{2} [(1+z^{-1})G_0(z^2) + (1-z^{-1})G_1(z^2)] \quad (1)$$

$$\text{여기서 } G_0(z^2) = \sum_{i=0}^{N/2-1} (h[2i] + h[2i+1]) z^{-2i} \\ = \sum_{i=0}^{N/2-1} g_0[i] z^{-2i} \quad (2)$$

$$G_1(z^2) = \sum_{i=0}^{N/2-1} (h[2i] - h[2i+1]) z^{-2i} \\ = \sum_{i=0}^{N/2-1} g_1[i] z^{-2i} \quad (3)$$

그림 1은 두 서브필터로 분해한 서브밴드 구조를 나타내었다.

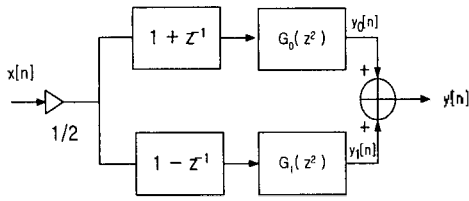


그림 1. 두 branch 구조를 갖는 SubBand 필터
Fig. 1. Two-branch subband filter.

여기서 $(1+z^{-1})$ 과 $(1-z^{-1})$ 은 각각 저역 통과 필터, 고역 통과 필터의 응답을 갖는 Interpolation 필터이며, 식 (2)의 $G_0(z^2)$ 과 식 (3)의 $G_1(z^2)$ 은 서브필터이며 두 샘플마다 0 이 아닌 값을 갖는다[10]. 서브필터 $G_i(z^2)(i=0,1)$ 을 multirate 시스템의 noble identity[11]에 의해서 상수가 2인 decimator와 $G_i(z)(i=0,1)$ 인 시스템으로 직렬 연결하여 표현할 수 있다. 이를 그림 2에 나타내었으며, $(1+z^{-1})$ 와 $(1-z^{-1})$ 가 주파수 영역에서 저역과 고역 필터 특성을 가지므로 입력 신호 $x[n]$ 을 고주파 영역과 저주파 영역의 신호로 분해한 후 decimator로 각 서브밴드 신호의 스펙트럼을 나이퀴스트 주파수까지 데시메이션하여 확장한다.

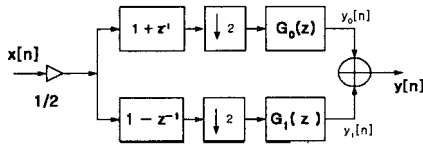


그림 2. Decimator가 있는 두 밴드 SubBand 필터
Fig. 2. Two-branch subband filter with decimators.

이를 행렬로 표현하면 다음과 같다.

$$H(z) = \frac{1}{2} \begin{bmatrix} 1 & z^{-1} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} 1 & 1 \\ 1 & -1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} G_0(z^2) \\ G_1(z^2) \end{bmatrix} \quad (4)$$

임펄스 응답 $h[n]$ 과 서브필터의 임펄스 응답 $g[n]$ 간의 관계식을 행렬로 표현하면 다음과 같다.

$$\begin{bmatrix} h[0] & h[2] & h[4] & \dots & h[N-2] \\ h[1] & h[3] & h[5] & \dots & h[N-1] \end{bmatrix} = \frac{1}{2} \begin{bmatrix} 1 & 1 \\ 1 & -1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} g_0[0] & g_0[1] & g_0[2] & \dots & g_0[\frac{N}{2}-1] \\ g_1[0] & g_1[1] & g_1[2] & \dots & g_1[\frac{N}{2}-1] \end{bmatrix} \quad (5)$$

서브필터 $G_0(z^2)$ 과 $G_1(z^2)$ 을 다시 분해해서 행렬로 표시하면 식 (6)과 같다 (전개과정은 참고문헌 다음에 있

음). 여기서 $g_0[n]$ 과 $g_1[n] (i=0,1)$ 은 각각 $G_0(z^2)$ 와 $G_1(z^2)$ 의 계수이다.

$$\begin{bmatrix} h[0] & h[4] & h[8] & \dots \\ h[1] & h[5] & h[9] & \dots \\ h[2] & h[6] & h[10] & \dots \\ h[3] & h[7] & h[11] & \dots \end{bmatrix} = \frac{1}{4} \begin{bmatrix} 1 & 1 & 1 & 1 \\ 1 & 1 & -1 & -1 \\ 1 & -1 & 1 & -1 \\ 1 & -1 & -1 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} g_{00}[0] & g_{00}[1] & g_{00}[2] & \dots & g_{00}[\frac{N}{4}-1] \\ g_{01}[0] & g_{01}[1] & g_{01}[2] & \dots & g_{01}[\frac{N}{4}-1] \\ g_{10}[0] & g_{10}[1] & g_{10}[2] & \dots & g_{10}[\frac{N}{4}-1] \\ g_{11}[0] & g_{11}[1] & g_{11}[2] & \dots & g_{11}[\frac{N}{4}-1] \end{bmatrix} \quad (6)$$

여기서 식 (6)의 좌측항의 첫 번째 항은 Hadamard 행렬이 아니므로 두 번째와 세 번째 열을 바꾸면 Hadamard 변환을 이용하여 서브필터의 계수를 전 대역의 필터로 변환할 수가 있다. 이 때에는 임펄스 응답의 행렬 h 와 hadamard 행렬, 서브필터의 임펄스 응답 g 행렬의 두 번째와 세 번째의 행을 교환하여 처리하면 가능하다.

Hadamard변환을 이용한 delayless 서브밴드의 구조에서 두 밴드의 경우 분석필터 $H_0(z)$ 와 $H_1(z)$ 는 다음과 같이 표현된다.

$$\begin{bmatrix} H_0(z) \\ H_1(z) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1+z^{-1} \\ 1-z^{-1} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & 1 \\ 1 & -1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} 1 \\ z^{-1} \end{bmatrix} \quad (7)$$

위의 식 (7)은 분석필터의 임펄스 길이가 2이고, 1차의 Hadamard행렬로 표현된 것이다. 이 구조를 delayless 서브 밴드 구조에 적용할 경우 입력신호와 오차신호를 단지 덧셈과 뺄셈만으로 처리할 수 있으므로 분석 필터를 이용하여 각 신호를 분해하는데 계산시간을 줄일 수 있다는 장점이 있으며, 식 (5)와 (6)을 이용하여 대역을 비균일하게 분해할 수 있다.

2 밴드 delayless 서브밴드 구조를 이용하여 M밴드 구조로 확장하기 위해서는 $H_0(z)$ 을 원형 (prototype)필터로 간주하여 트리구조를 갖는 필터뱅크처럼 확장하여 구현할 수 있다. 이러한 관계를 그림 4에 나타내었으며, "L"표시는 저역통과 필터링을 수행한 후 이를 2로 데시메이션한 시스템을 나타내며, "H"는 고역통과 필터링을 수행한 후 이를 2로 decimation한 시스템을 나타낸다. 그림 4에서처럼 입력신호는 적용 필터에 서브대역으로 분해되지 않고 그대로 입력되어 필터링되며 적용 필터의 계수를 갱신하는데 필요한 정보를 얻기 위해서 입력신호와 오차신호를 각각 서브대역으로 분해해서 처리하므로 지연이 없는 서브밴드필터 구조가 된다. 그림 4에서 $x[n]$, $e[n]$ 그리고 $a[n]$ 은 각각 입력, 오차신호 그리고 주입력 (primary)신호이다.

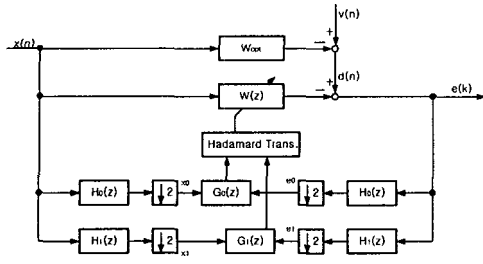


그림 3. 2 밴드 delayless 서브밴드 구조[6]
Fig. 3. Two-band delayless subband structure[6].

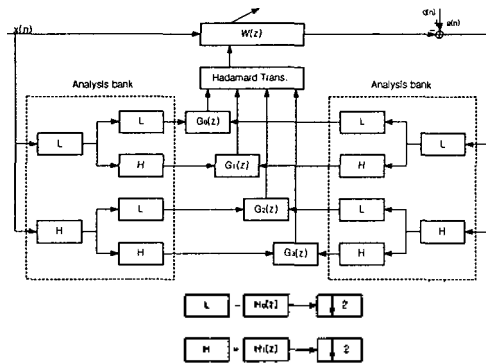


그림 4. M=4인 경우 트리구조[6]
Fig. 4. Tree structure in case of M=4[6].

III. 트리구조를 이용한 제안된 구조

먼저 임의의 입력신호를 서브밴드 대역으로 분해해서 분석할 때 차단주파수가 $\pi/2$ 인 주파수 특성을 갖는 원형필터 (prototype)를 발생하여 이를 이용하여 고역통과 특성을 갖는 필터의 임펄스 응답을 얻을 수 있다. 즉, 원형필터의 임펄스 응답이 저역 통과 특성을 갖는 필터 $H_0(z)$ 라면 이를 Nyquist 주파수만큼 이동시킨 시스템은 $H_1(z) = H_0(-z)$ 이며 이는 $h_1[n] = (-1)^n h_0[n]$ 과 같이 원형필터 (저역통과필터)의 홀수 번째의 임펄스 값의 부호 값을 변환시킨 것과 같게 되므로 원형필터로부터 고역통과 필터특성을 얻을 수 있다. 이를 이용하여 먼저 입력신호를 고주파수 영역과 저주파수 영역의 성분을 갖는 신호로 분해한 후 각 신호가 $\pi/2$ (샘플링 주파수의 1/4)에 한정되어 있으므로 이를 decimator로 나이퀴스트 주파수까지 확장하여 다시 고주파수 영역과 저주파수 영역의 성분으로 분해하면 그림 5의 분석필터뱅크의 구조와 같이 트리구조를 이용하여 그림 6의 비균일한 대역폭을 갖는 필터뱅크를 구현할 수 있다. 이를 주파수영역에서 살펴보면 저주파수와 고주파수 대역에 있는 신호보다 중간주파수 대역에 있는 신호에 대해서 더 좁은 대역으로 분해되므로 중간 주파수 대역에서 필터 계수의 주파수 해상도가 증가하게 된다.

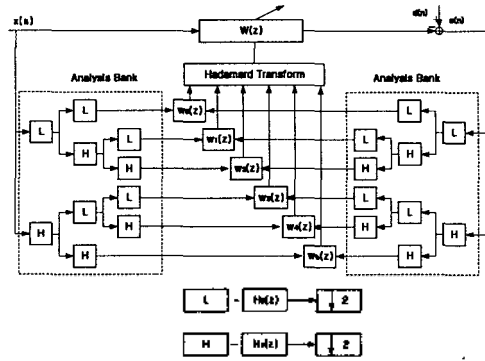


그림 5. 비균일한 대역폭을 갖는 필터뱅크
Fig. 5. Filter bank with nonuniform bandwidth.

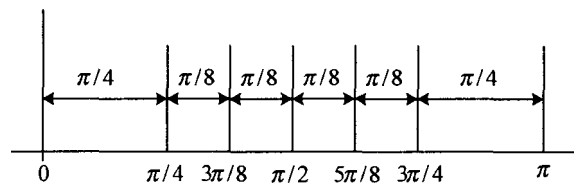


그림 6. 각 서브밴드의 대역
Fig. 6. Frequency bandwidth of each subband.

Noble Identity[11]에 의해서 등가 블록도로 나타내면 그림 7과 같은 결과가 나온다. 여기서 $H_0(z) = 1 + z^{-1}$, $H_1(z) = 1 - z^{-1}$ 이라면 각각 분석필터의 전달함수는 다음과 같다.

$$\begin{aligned}
 G_1(z) &= H_0(z) H_0(z^2), \\
 G_2(z) &= H_0(z) H_1(z^2) H_0(z^4), \\
 G_3(z) &= H_0(z) H_1(z^2) H_1(z^4), \\
 G_4(z) &= H_1(z) H_0(z^2) H_0(z^4), \\
 G_5(z) &= H_1(z) H_0(z^2) H_1(z^4), \\
 G_6(z) &= H_1(z) H_1(z^2)
 \end{aligned} \tag{8}$$

여기에서 $H_i(z^2) = \sum_{n=-\infty}^{\infty} h_i[n] z^{2n}$ ($i=0,1$)이다.

일반적으로 필터링을 하는데 소요되는 시간을 줄이기 위해서 서브밴드 필터링을 폴리페이스로 분해하여 구현한다. 본 연구에서 제안한 구조의 경우에는 다음과 같이 하면 계산시간을 줄일 수가 있다. 원형필터 $H(z)$ 가 계수 N 인 임펄스 응답을 갖는다면 짝수 번째의 임펄스 응답 $E_0(z)$ 과 홀수 번째의 임펄스 응답 $E_1(z)$ 로 분해해서 하나의 다른 필터로 표현할 수 있다. 즉, 필터계수가 $h[n]$ 이고 차단주파수가 $\pi/2$ 인 저역 통과 필터의 전달함수를 $H_0(z) = \sum_{n=0}^{N-1} h[n] z^{-n}$ 이라면 짝수 번째의 계수와 홀수 번째의 계수를 각각 분해해서 다음과 같이 쓸 수 있다.

$$H_0(z) = \sum_{n=0}^{N/2-1} h[2n]z^{-2n} + z^{-1} \sum_{n=0}^{N/2-1} h[2n+1]z^{-2n} \quad (9)$$

여기서 짝수 번째의 임펄스 응답 $E_0(z)$ 는 $E_0(z) = \sum_{n=0}^{N/2-1} h[2n]z^{-n}$, 홀수 번째의 임펄스 응답 $E_1(z)$ 는 $E_1(z) = \sum_{n=0}^{N/2-1} h[2n+1]z^{-n}$ 이라 한다면 이 폴리페이스 응답을 이용하여 저역 통과필터를 표현하면 $H_0(z) = E_0(z^2) + z^{-1}E_1(z^2)$ 와 같다. 차단주파수가 $\pi/2$ 이고 필터 계수가 좌우 대칭이며 causal인 저역 통과필터를 이용해서 구현된 고역통과필터 $H_1(z)$ 는 $H_1(z) = H_0(-z) = E_0(z^2) - z^{-1}E_1(z^2)$ 가 되며 이를 블록도로 나타내면 그림 8과 같다. 원형 필터의 짝수 번째의 임펄스 응답과 홀수 번째의 임펄스 응답을 각각 입력과 컨버전션을 취한 후 그 각각의 결과를 합과 차로 계산하면 저주파수의 신호와 고주파수의 신호에 해당되는 분해된 신호가 얻어진다.

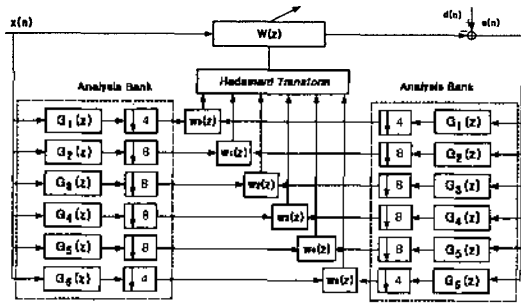


그림 7. 그림 5의 동가 블록도
Fig. 7. Equivalent block diagram of Fig. 5.

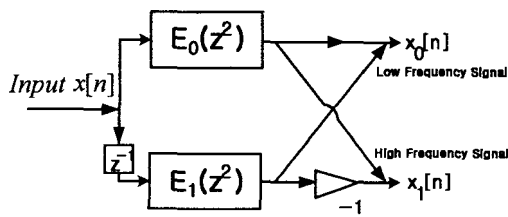


그림 8. 폴리페이스로 구현한 분석필터
Fig. 8. Analysis filter in polyphase form.

IV. 실험 및 고찰

비균일한 대역폭을 갖는 필터 뱅크를 이용한 필터링 성능을 평가하기 위해서 Colored 잡음과 실제 실험실에서 스피커와 마이크론을 사용하여 얻은 임펄스 응답을 이용하여 컴퓨터 시뮬레이션을 행했다.

첫째, 필터 입력으로 이용될 Colored 잡음은 백색 잡음을 이용하여 식 (8)과 같은 방법으로 값을 얻었다.

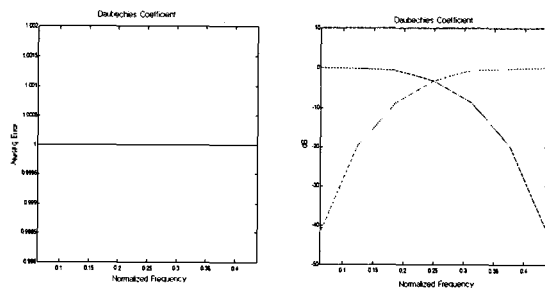
$$C(n) = 0.95 C(n-1) + N(n) \quad (10)$$

여기서 $N(n)$ 은 전력이 1인 백색 잡음이고 $C(n)$ 는 1차 AR 프로세스로 얻어진 신호이다.

제한된 트리 구조를 이용한 비균일한 대역폭을 갖는 필터 뱅크를 이용한 시스템에서 각 서브밴드 출력의 주파수 대역은 6밴드이며, 중간 대역에서 주파수 분해능이 증가한다. 실험에 이용한 원형 (Prototype, 저역 통과, half-band) 필터의 임펄스 응답은 길이가 8샘플이며 완전 재생 특성은 갖는다. 그리고 두 종류의 임펄스 응답을 이용하였으며, 참고문헌 [13]의 Daubechies 계수 8샘플, 그리고 같은 참고문헌의 Smith and Barnwell 계수 (page 129) 8샘플을 이용했다. 참고문헌 [13]의 원형필터 임펄스 응답과 이를 이용하여 발생된 고역통과필터의 주파수 응답과 이들의 왜곡특성을 그림 9, 그림 10에 각각 나타내었다. Daubechies의 계수는 진폭왜곡은 0이었으며, 그림 10은 약간의 진폭왜곡이 있었다.

모델링에 사용된 적응 필터의 임펄스 길이는 전체 대역의 임펄스 응답의 길이가 1024로 하였으며 각 서브밴드대역의 임펄스 응답은 첫 번째와 6번째의 필터의 임펄스 응답은 256샘플이고 2번째에서 5번째까지는 128샘플을 갖는 필터이다. 계수를 조정하는 알고리즘은 Normalized LMS알고리즘[14]을 이용했다.

먼저 모델링된 시스템의 임펄스 응답은 $\delta[n-D]$ 로 하였으며 여기서 D는 128로 하였다. 이는 모델링된 시스템의 통과 대역을 여러 대역으로 모델링하면 오차가 증가[12]하기 때문에 모델링 될 시스템을 순수한 지연만이 갖는 시스템으로 하였다.



(a) Amplitude distortion (b) Frequency Response

그림 9. Daubechies 계수
Fig. 9. Daubechies coefficient.

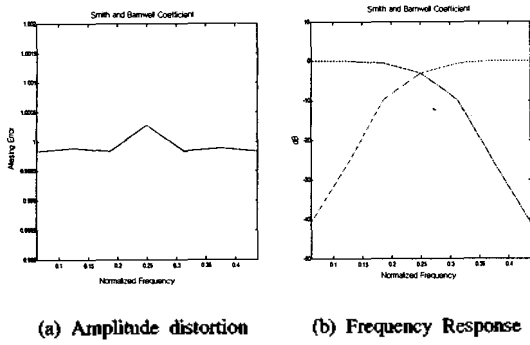


그림 10. Smith와 Barnwell 계수
Fig. 10. Smith and Barnwell coefficient.

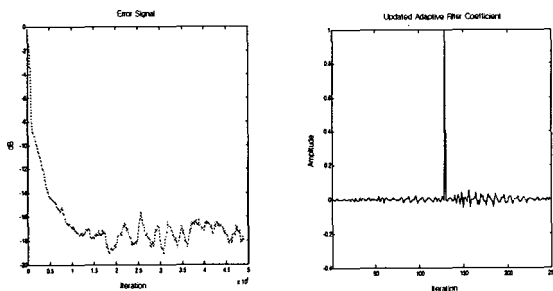


그림 11. $\delta(n-D)$ 인 경우 수렴곡선과 모델링된 임펄스 응답
Fig. 11. Learning curve and impulse response in case of $\delta(n-D)$.

임펄스 응답이 순수한 지연 요소만 갖는 시스템일 경우 수렴 상태와 이 때의 임펄스 응답을 그림 11에 나타내었다.

두 번째, 실험실에서 마이크로폰 (B&K) 간격을 1m로 하고 마이크로폰과 직선상에 음원 (잡음 발생기)를 위치시켜 두 마이크로폰의 출력을 DAT (Sony)로 녹음하였다. 그리고 녹음된 신호를 차단주파수 4kHz, 샘플링 주파수 10kHz (16bit)로 A/D 변환하여 MatLab으로 두 마이크로폰간의 임펄스 응답을 그림 12에 나타내었다. 이 때의 임펄스의 길이는 256개이다. 이렇게 측정된 응답과 Color 잡음을 컨벌루션을 취하여 얻은 신호를 참조신호로 사용하였다.

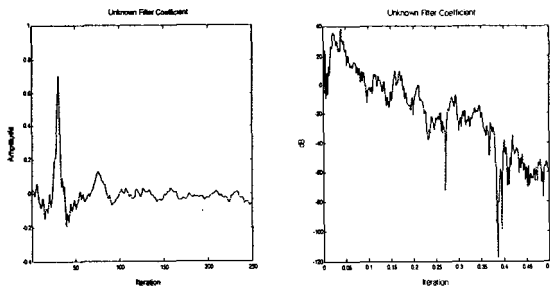


그림 12. 두 마이크로폰간의 임펄스 응답과 주파수 응답
Fig. 12. Impulse response and frequency response of acoustic system between two microphones.

원형 필터로 Daubechies 계수와 Smith and Barnwell 계수를 사용하여 본 논문에 제안한 트리구조를 갖는 비균일한 필터뱅크로 모델링할 경우 수렴 곡선을 이동 평균치하여 그림 13에 나타내었다. 그림 9와 10에서 알 수 있듯이 원형 필터 계수로 Smith and Barnwell 계수를 사용하였을 때와 Daubechies 계수를 사용하였을 때의 진폭 응답 왜곡은 차이가 있었으나 수렴 상태는 차이가 없었다.

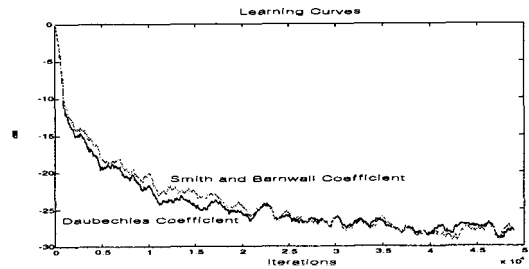


그림 13. 수렴 상태
Fig. 13. Learning curves.

이 때 Daubechies 계수를 이용하여 모델링한 경우의 임펄스 응답과 주파수 응답을 그림 14에 나타내었다. 그림에서도 알 수 있듯이 주파수 응답에서 고주파 성분이 증폭됨을 알 수 있었다. 그러나 저주파수 대역과 고주파수 대역이 40dB 이상의 차가 생기므로 음향 시스템의 성능에는 크게 영향을 미치지 않을 것으로 생각된다.

또 본 논문에서 제안한 필터 구조의 성능을 비교하기 위해서 다음과 같은 실험을 행했다. 실험실에서 CD Player에서 출력되는 음악신호를 저역 차단필터와 증폭기 (B&K)를 이용하여 A/D변환기 (16bit)로 샘플링한 신호를 필터의 입력신호로 사용하고 동일 음악신호를 스피커를 통해서 재생한 후 약 1m 지점에서 마이크로폰 (B&K)으로 수음하고 이를 증폭기와 저역 통과필터를 거친 후에 A/D변환하여 원하는 (Desired Signal) 신호로 사용했다. 그림 15에 실험에 이용된 음악신호와 그 스펙트럼을 나타내었다.

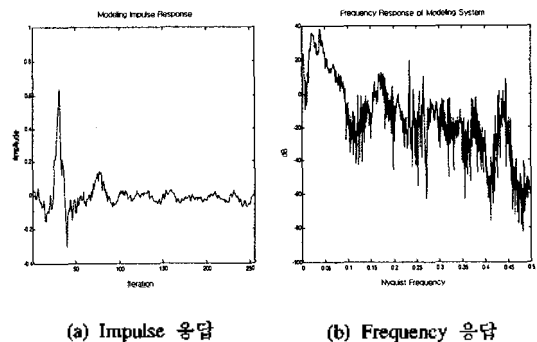
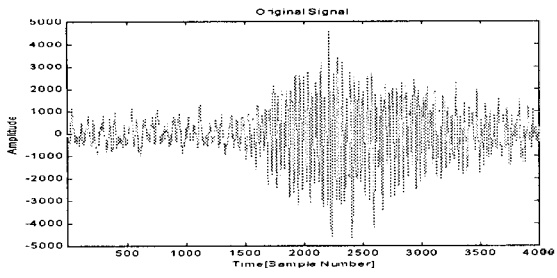
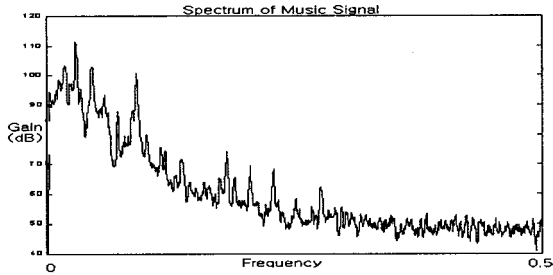


그림 14. 모델링된 시스템의 임펄스 응답과 주파수 응답
Fig. 14. Impulse response and frequency response of measured system.



(a) Music Signal



(b) Spectrum

그림 15. 음악신호와 그 스펙트럼
Fig. 15. Music signal and its spectrum.

그림 16에는 균일 필터뱅크와 비균일 필터뱅크 구조에서의 수렴 곡선을 나타내었다. 그림에서 알 수 있듯이 비균일한 필터뱅크의 구조가 균일한 필터뱅크의 구조보다 수렴성능이 우수하고 또 수렴 후에도 제곱 평균 오차 신호도 작음을 알 수 있다. 또 수렴 후 각 구조에 따른 출력 신호를 그림 17에 나타내었다. 그림의 결과에서 알 수 있듯이 위음 (그림 15 (b))과 비교해 볼 때에 비균일한 필터 구조가 균일한 필터구조보다 고주파수 영역에서 고조파성분이 작음을 알 수 있으며, 결과적으로 비균일한 필터뱅크의 출력이 원 음악신호의 스펙트럼에 가까운 것을 알 수 있다.

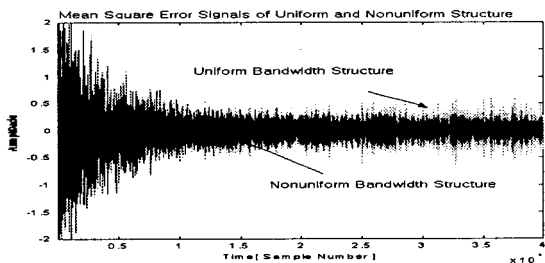
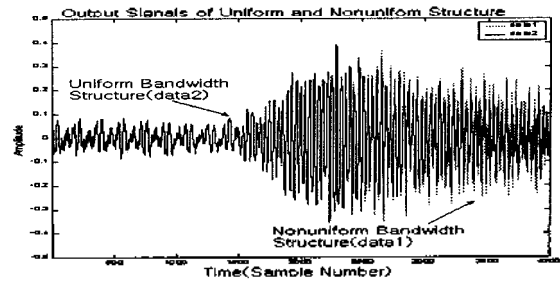
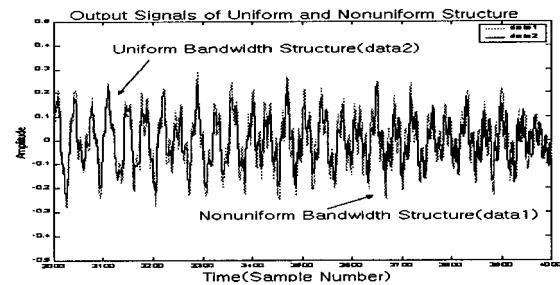


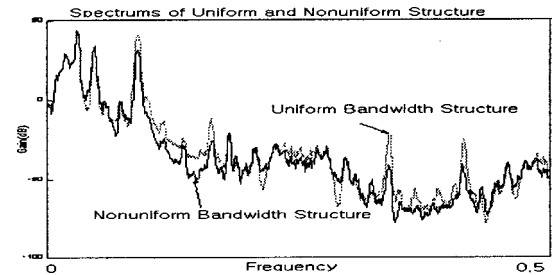
그림 16. 균일과 비균일 필터뱅크의 수렴곡선
Fig. 16. Learning curves for uniform and nonuniform filter bank.



(a) Output Signals of Uniform and Nonuniform Filter Bank (0 - 4000 Samples)



(b) Output Signals of Uniform and Nonuniform Filter Bank (3000 - 4000 Samples)



(c) Spectrums of Uniform and Nonuniform Filter Bank.

그림 17. 필터뱅크의 출력 신호와 그 스펙트럼
Fig. 17. Output signals and its spectrums.

V. 결론

음향 에코유제거기나 소음제어와 같은 임펄스 응답이 긴 디지털 필터를 이용하여 필터링을 할 경우 수렴속도가 느리고 계산시간이 많이 걸린다. 이러한 기존의 필터링에서 생기는 계산시간이나 수렴속도 문제를 개선하기 위해서 트리 구조를 이용한 비균일한 대역폭을 갖는 delayless 서브밴드 필터 구조를 제안하였다. 제안된 구조에서는 입력신호를 서브밴드로 분해할 때 Hadamard 변환을 이용하였으며 이 때 원형필터는 완전제생이 가능한 필터 계수를 이용하였다. 서브대역로 분할된 신호를 Decimator로 샘플링 레이트를 낮추어 작은 수의 임펄스 응답을 갖는 적응 필터로 시스템을 모델링하였다.

컴퓨터 시뮬레이션 결과 균일한 필터뱅크 구조보다 비균일한 필터뱅크의 구조가 수렴속도가 빠르고, 스펙트럼도 더 우수함을 알 수 있다. 그리고 비균일한 필터뱅크 구조인 경우 고주파수 대역에서는 모델링하는데 다소 오차가 있었으나 그 차는 저주파수 대역에 비해 40dB 이상의 차가 발생하므로 음향 시스템의 성능에는 거의 영향을 미치지 않으리라 사료된다. 그리고 본 논문에서 제안한 구조를 이용하여 임펄스 응답이 긴 시스템의 잡음 제거나 음향 에코우 제거에 응용할 수 있다.

참고 문헌

1. B. Widrow and S. D. Stearns, Adaptive Signal Processing, Englewood Cliffs, NJ: Prentice-Hall, 1985.
2. J. J. Shynk, "Frequency-domain and multirate adaptive filtering," IEEE Signal Processing Mag., vol. 9, pp. 14-37, Jan. 1992.
3. A. Gillorire and M. Vetterli, "Adaptive filtering in subband with critical sampling: analysis, experiments and application to acoustic echo cancellation," IEEE Trans. Signal Processing, vol. 40, pp. 1862-1830, 1992.
4. D. R. Morgan and J. C. Thi, "A delayless subband adaptive filter architecture," IEEE Trans. Signal Processing, vol. 43, pp. 1819-1830, 1995.
5. E. R. Ferrara, Jr., Adaptive Filters, Englewood Cliffs, NJ., Prentice-Hall, pp. 145-179, 1985.
6. K. Nishikawa, T. Yamauchi and H. Kiya, "Structure of Delayless Subband Adaptive Filter Using Hadamard Transform," IEICE Trans. Fundamentals, vol. E81 A., no. 6, pp. 1013-1020, June 1998.
7. N. Hirayama, H. Sakai and S. Miyagi, "Delayless Subband Adaptive Filtering Using the Hadamard Transform," IEEE Trans. Signal Processing, vol. 47, no. 6, pp. 1731-1734, June 1999.
8. S. Ohno and H. Sakai, "On Delayless Subband Adaptive Filtering by Subband/Fullband Transforms," IEEE Signal Processing Letters, vol. 6, no. 9, pp. 236-239, Sept. 1999.
9. S. Makino and Y. Kaneda, "Exponentially weighted step-size projection algorithm for acoustic echo cancellers," IEICE Trans. Fundamentals, vol. E75A, no. 11, pp. 1500-1508, 1992.
10. S. K. Mitra, A. Mahalanobis and T. Saramaki, "A Generalized Structural Subband Decomposition of FIR Filters and Its Application in Efficient FIR Filter Design and Implementation," IEEE Trans. on Circuits and Systems-II: Analog and digital signal processing, vol. 40, no. 6, pp. 363-374, June 1993.
11. P. P. Vaidyanathan, Multirate Systems and Filter Banks, Prentice-Hall, 1993.
12. J. D. Griesbach T. Bose and D. M. Etter, "Non-Uniform Filterbank Bandwidth Allocation For System Modeling Subband Adaptive Filters," ICASSP, pp. 1473-1476, 1999.
13. Martin Vetterli and Jelena Kovacevic, Wavelets and subband coding, Prentice Hall, Englewood Cliffs NJ., 1995.

14. S. M. Kuo and D. R. Morgan, Active Noise Control Systems, Algorithms and DSP Implementations, John Wiley & Sons, Inc., 1996.

▲ 최 창 권 (Chang-Kwan Choi)



1998년 2월: 순천대학교 전자공학과 (공학사)
 2000년 2월: 순천대학교 대학원 전자공학과(공학석사)
 2000년 3월~현재: 한국 ORACLE 근무
 ※ 주관심분야: DataBase, 멀티레이트, 필터뱅크, 신호처리

▲ 조 병 모 (Byoung-Mo Cho)



1982년 2월: 인하대학교 전자공학과 (공학사)
 1984년 8월: 연세대학교 대학원 전자공학과(공학석사)
 1991년 2월: 연세대학교 대학원 전자공학과(공학박사)
 1991년 3월~현재: 순천대학교 전자공학과 부교수
 ※ 주관심분야: 음향신호처리, 멀티레이트 및 필터뱅크