

論文 2002-39SP-5-9

M 채널 IIR Cosine-Modulated 필터 बैं크의 설계와 음향 반향 제거에서 응용

(Design of M-Channel IIR Cosine-Modulated Filter Bank and Application to Acoustic Echo Cancellation)

金相均*, 柳昌東*

(Sang Gyun Kim and Chang Dong Yoo)

요 약

본 논문에서는 인과적 (causal)이고 안정적 (stable)이며 거의 완전 복원 (nearly perfect reconstruction) 성질을 갖는 M 채널 infinite-impulse response (IIR) cosine-modulated (CM) 필터 बैं크를 설계할 수 있는 새로운 방법을 제안하였다. 1st order allpass 필터 성분을 갖는 lattice 구조를 이용하여 IIR 원형 (prototype) 필터를 간단한 제약 조건 (constraint)을 가지고서 설계하였다. 이 방법으로 설계된 IIR 원형 필터는 기존의 방법으로 설계된 IIR 원형 필터보다 더 높은 stopband attenuation과 더 가파른 (sharp) 필터 특성을 가진다. 이 IIR prototype 필터를 이용하여 설계한 M 채널 IIR CM 필터 बैं크를 subband 음향 반향 제거기에 적용하였다. 설계된 IIR CM 필터 बैं크를 이용할 경우 같은 복잡도를 가지는 M 채널 finite-impulse response (FIR) CM 필터 बैं크를 이용할 때보다 최대 15 dB 높은 echo return loss enhancement (ERLE)를 갖는 결과를 얻었다.

Abstract

In this paper, a novel method for designing an M-channel, causal, stable IIR cosine-modulated filter bank (CMFB) with near PR property is proposed. The IIR prototype filter is designed with a simple constraint using lattice structure with 1st order allpass filter components. The IIR prototype filter which is designed by the proposed method has higher stopband attenuation and sharper roll-off characteristic than the one which is designed by the previously proposed method with similar complexity. The proposed M-channel IIR CMFB which is designed from this IIR prototype filter is applied to subband acoustic echo canceller (AEC). We obtained about 15 dB higher ERLE using this subband AEC than when using M-channel FIR subband AEC with similar complexity.

Key Words : Cosine-modulated filter bank, IIR filter bank, aliasing, acoustic echo cancellation

I. 서 론

M 채널 필터 बैं크는 음향 반향 제거, 신호 분석, 코

* 正會員, 韓國科學技術院 電子電算學科

(Dept. of Electrical Engineering and Computer Science, KAIST)

接受日字: 2002年5月8日, 수정완료일: 2002年8월12일

딩, 통신 등 여러 분야에서 매우 중요한 역할을 한다. 특히 음향 반향 제거의 경우 반향의 길이가 수십에서 수백 밀리세컨드에 이르며, 입력 신호가 음성 신호 같은 유색 입력 (colored input)이기 때문에 normalized least mean-square (NLMS) 알고리즘 같은 gradient-descent type 적응 알고리즘을 사용할 경우 수렴 속도가 느려진다는 것은 잘 알려진 사실이다[1]. 적응 필터의 고차화와 느린 수렴 속도를 해결하기 위해 M 채널 필터 बैं크를 이용한 subband 음향 반향 제거 방법이

제시되었다.^[2,3] 일반적인 M 채널 필터 뱅크의 구조는 그림 1과 같다. 필터 뱅크는 입력 신호가 들어오면 분석 (analysis) 필터 뱅크를 통해 입력 신호를 대역별로 나누는 후 다시 합성 (synthesis) 필터 뱅크를 통해 신호를 복원해 낸다. 하지만 일반적인 critically sampled M 채널 FIR 필터 뱅크를 subband 음향 반향 제거에 이용할 경우 필터 뱅크 각각의 필터가 이상적인 특성을 갖지 않기 때문에, 다시 말해 원하는 주파수 영역에서 일정한 크기를 갖고 그 외 구간에선 0의 크기를 갖지 않기 때문에 downsampling 과정에서 aliasing이 일어나게 된다. 이러한 aliasing은 오히려 subband 음향 반향 제거기의 정상 상태 성능을 떨어뜨리는 심각한 문제를 일으킨다. 또한 필터 뱅크에 의한 추가적인 시스템 지연이 발생하며 계산적인 복잡도 (computational complexity) 역시 올라가게 된다. Aliasing 문제를 해결하기 위해 교차 적응 필터링 (cross adaptive filtering)^[3,4]을 이용하거나 oversampled 필터 뱅크^[5]를 이용한 방법이 제시되었다. 하지만 이러한 방법들은 subband 반향 제거기의 구조를 너무 복잡하게 만들거나 시스템의 계산적인 복잡도를 증가시키므로 적은 계산량과 적은 시스템 지연을 원하는 곳에는 적합하지 않다. 또한 subband 사이에 spectral gap을 주는 방법^[6] 역시 개발되었으나 음질을 떨어뜨리는 단점을 지니 널리 이용되지 않는다. 따라서 우리는 전체 시스템의 지연을 줄이고 계산량이 적으면서도 좋은 필터 특성을 가지는 M 채널 필터 뱅크를 설계해야 할 필요성을 느낀다. 같은 계산량을 가지고서 IIR 필터가 FIR 필터에 비해 더 좋은 필터 특성을 가진다는 것은 잘 알려진 사실이며 따라서 우리는 IIR 필터 뱅크를 이용할 수 있을 것이다.^[7,8] 하지만 IIR 필터의 경우 그 설계가 FIR 필터에 비해 더 복잡하며 불안정해질 수 있는 단점을 지닌다. 일반적으로 IIR 필터 뱅크의 경우 주로 2 채널 필터 뱅크에 대해서 많은 연구가 이루어져 있으며, 일반적인 M 채널 IIR 필터 뱅크 설계의 경우 그 연구가 아직까지는 미미하다고 할 수 있다. 따라서 IIR 필터 뱅크를 이용한 음향 반향 제거기 역시 2 채널 IIR 필터 뱅크를 이용하거나 2진 나무 (binary-tree) 구조를 이용하여 2 채널 필터 뱅크를 확장한 경우로 제한적이다.^[7,8] 일반적인 M 채널 IIR 필터 뱅크의 경우는 cosine-modulation을 통한 설계 방법이 제시되었다.^[9,10] 하지만 제시된 설계 방법은 너무 복잡하거나 원형 필터를 설계하기 위한 제약 조건 (constraint)이 복잡한

단점을 지닌다. 따라서 본 논문에서는 필터 뱅크 설계를 좀 더 단순화하기 위해 완전 복원 조건을 완화하고, IIR 원형 필터를 1st order allpass 필터를 갖는 lossless lattice 구조를 이용하여 설계하였다. 이러한 방법을 이용하면 allpass 필터가 안정적이라는 조건, 즉 1st order allpass 필터 계수의 크기가 1보다 작은 조건만을 만족시키면 된다. 이렇게 설계된 필터 뱅크는 충분한 크기의 stopband attenuation을 갖도록 설계될 경우 거의 완전 복원 성질을 가졌다. 따라서 매우 간단한 제약 조건만을 가지고 원형 IIR 필터를 설계할 수 있으며 기존의 제시된 설계 방법보다 더 나은 특성을 가지는 IIR 원형 필터를 설계할 수 있다. 제시된 방법으로 설계한 M 채널 IIR CM 필터 뱅크를 subband 음향 반향 제거기에 적용하였다. 제안된 방법으로 설계된 IIR 필터 뱅크가 subband 음향 반향에 적합함을 판단하기 위해 계산적인 복잡도가 비슷한 M 채널 FIR CM 필터 뱅크를 설계하여 각각 음향 반향 제거기에 적용하고 그 결과를 비교하였다. 본 논문은 다음과 같이 구성되어 있다. II 장에서는 M 채널 반향 제거기의 구조와 문제점, 그리고 이를 해결할 수 있는 방법에 대해서 알아본다. III 장에서는 M 채널 IIR CM 필터 뱅크를 allpass 성분을 갖는 lossless lattice 구조를 이용하여 설계하는 방법에 대해서 알아보고, IV 장에서 실제 설계하는 과정에 대해서 얘기한다. V 장에서는 설계된 M 채널 IIR 필터 뱅크를 subband 음향 반향 제거기에 적용한 결과에 대해서 알아본다. 끝으로 VI 장에서는 전체적인 결론을 짓도록 하겠다.

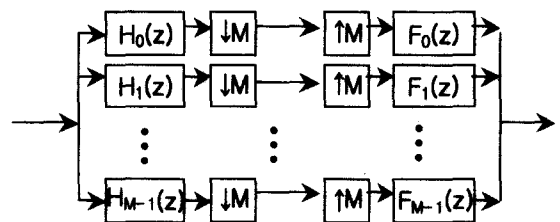


그림 1. M 채널 필터 뱅크의 구조
Fig. 1. Structure of M-channel filter bank.

II. M 채널 반향 제거기의 구조와 문제점

M 채널 subband 반향 제거기의 구조를 그림 2에 나타내었다.

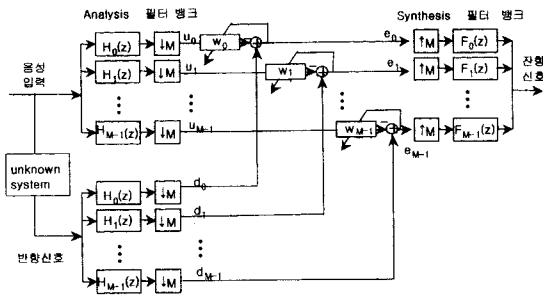


그림 2. M 채널 subband 음향 반향 제거기의 구조
Fig. 2. Structure of M-channel subband AEC.

Subband 음향 반향 제거기는 fullband 음향 반향 제거기가 가지는 문제점, 즉 매우 긴 적응 필터의 사용과 음성 입력 같은 유색 입력에 의한 수렴 속도 저하를 해결하기 위해 제시된 방법이다. Subband 음향 반향 제거기의 동작은 다음과 같다. 분석 필터 बैं크로 들어간 음성 입력과 반향은 각각 밴드별로 나누어 downsampling된 후에 각 밴드별로 반향 제거기를 통해 반향이 제거되고 나머지 밴드 별 잔향 신호는 upsampling된 후에 합성 필터들을 통해 잔향 신호로 복원된다. 이 방법을 이용하면 유색 입력이 각 대역별로 나누고 downsampling된 후에 적응 필터에 들어가기 때문에 각 대역별 신호는 좀 더 백색 신호에 가까운 특성을 가지며 따라서 NLMS 알고리즘을 이용한 적응 필터의 수렴 속도를 올릴 수 있다. 또한 각 밴드별로 사용되는 적응 필터의 차수는 밴드 수에 비례해서 줄어들기 때문에 적응 필터의 총 차수는 변함이 없을지라도 각 밴드별 계산의 복잡도를 줄일 수 있으며 수렴 속도 역시 개선할 수 있게 된다. 하지만 subband 반향 제거에 사용되는 M 채널 필터 बैं크가 이상적인 필터 특성을 가지지 않기 때문에 downsampling 과정에서 aliasing이 발생하게 된다. 이러한 aliasing은 각 밴드별 적응 필터의 수렴 속도에 심각한 영향을 주게 되어 결국 subband 반향 제거기의 성능을 떨어뜨리게 된다. 지금까지 subband 반향 제거기의 aliasing 문제를 해결하기 위해 여러 가지 방법들이 제시되었다. 하지만 대부분의 방법들은 M 채널 FIR 필터 बैं크를 이용한 방법들로서 전체 시스템의 구조를 너무 복잡하게 하거나 계산량을 증가시키는 단점을 지닌다. 따라서 우리는 이러한 문제점을 해결하기 위해 보다 적은 시스템 지연과 계산량을 가지면서 원하는 필터 특성을 가질 수 있는 M 채널 IIR 필터 बैं크를 설계해야 할 필요

성을 느낀다. 다음 장에서는 이러한 M 채널 IIR 필터 बैं크를 cosine-modulation을 통해 설계할 수 있도록 IIR 원형 필터를 설계하는 방법에 대해서 알아보겠다.

III. 제안된 M 채널 IIR CM 필터 बैं크

일반적으로 CM 분석/합성 필터 बैं크는 우선 원형 필터, $h_k[n]$ 과 $f_k[n]$ 을 설계한 후 이를 cosine-modulation 시켜서 얻을 수 있다. $h_k[n]$ 과 $f_k[n]$ 을 각각 k번째 분석과 합성 필터들의 임펄스 응답이라고 하면, $h_k[n]$ 과 $f_k[n]$ 과의 관계식은 다음과 같이 주어진다.^[11]

$$h_k[n] = 2h[n] \cos\left((2k+1)\frac{\pi}{2M}\left(n - \frac{D}{2}\right) + (-1)^k \frac{\pi}{4}\right) \quad (1)$$

$$f_k[n] = 2f[n] \cos\left((2k+1)\frac{\pi}{2M}\left(n - \frac{D}{2}\right) - (-1)^k \frac{\pi}{4}\right) \quad (2)$$

D는 시스템의 총 지연이고, $k=0,1,\dots,M-1$ 의 값을 갖는다. 일반적으로 원형 필터, $H(z)$ 와 $F(z)$ 를 type I polyphase 형태로 나타내면 다음과 같이 나타낼 수 있다.

$$H(z) = \sum_{m=0}^{2M-1} z^{-m} G_m(z^{2M}) \quad (3)$$

$$F(z) = \sum_{m=0}^{2M-1} z^{-m} K_m(z^{2M}) \quad (4)$$

$G_m(z)$ 과 $K_m(z)$ 은 $H(z)$ 와 $F(z)$ 의 type I polyphase 성분들을 나타낸다. 완전 복원을 위해 분석과 합성 polyphase 성분들이 만족해야 하는 조건은 참고문헌 [11]에 주어져 있다. 하지만 필터의 인과성 (causality) 과 안전성 (stability)을 만족시키면서 필터 बैं크가 완전 복원 성질을 갖도록 하는 것은 전체적인 설계를 매우 복잡하게 만든다. 따라서 필터 बैं크 설계를 단순화하기 위해, 완전 복원 조건을 완화하여 분석과 합성 필터 बैं크

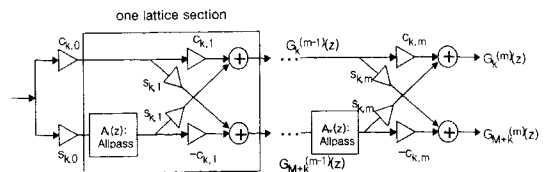


그림 3. 제시된 2 채널 IIR lossless lattice 구조
Fig. 3. Structure of proposed 2-channel IIR lossless lattice ($c_{k,m} = \cos \theta_{k,m}$, $s_{k,m} = \sin \theta_{k,m}$).

크를 같은 IIR 원형 필터로부터 얻도록 하였다. 즉 $\{f[n]$ 과 $h[n]$ 을 서로 같게 설계하였다. 따라서 $H_k(z)$ 와 $F_k(z)$ 의 passbands는 서로서로 일치하도록 설계된다. 이렇게 설계된 CM 필터 뱅크는 IIR 원형 필터가 충분한 stopband attenuation을 갖도록 설계되었을 때 거의 완전 복원한 성질을 갖게 된다. IIR 원형 필터는 다음에 제시된 과정을 통해 설계되었다. Polyphase 성분, $G_m(z^2M)$ 를 얻기 위해서 2 채널 IIR lossless lattice 구조가 사용되었으며, 이를 그림 3에 나타내었다. 여기서 k 는 $0, 1, \dots, M-1$ 값을 갖는다.

위 그림에서 알 수 있듯이 polyphase 성분들의 k 번째와 $(M+k)$ 번째 쌍 $\{G_k^{(m)}(z), G_{M+k}^{(m)}(z)\}$ 는 m 개의 lattice section을 이용하여 즉 m 개의 1st order allpass 필터, $\{A_i(z)\}_{i=1}^m$ 와 4-multiplier lattice sections,

$$\begin{bmatrix} \cos \theta_{k,i} & \sin \theta_{k,i} \\ \sin \theta_{k,i} & -\cos \theta_{k,i} \end{bmatrix}_{i=1}^m \text{으로부터 얻을 수 있다.}$$

$\{G_k^{(m)}(z), G_{M+k}^{(m)}(z)\}$ 와 $\{G_k^{(m-1)}(z), G_{M+k}^{(m-1)}(z)\}$ 사이의 관계식은 다음의 recursive 식으로 주어진다.

$$\begin{bmatrix} G_k^{(m)}(z) \\ G_{M+k}^{(m)}(z) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos \theta_{k,m} & \sin \theta_{k,m} \\ \sin \theta_{k,m} & -\cos \theta_{k,m} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & A_m(z) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} G_k^{(m-1)}(z) \\ G_{M+k}^{(m-1)}(z) \end{bmatrix}$$

$$m \geq 1, 0 \leq k \leq M-1 \quad (5)$$

$$G_k^0 = \cos \theta_{k,0}, \quad G_{M+k}^0 = \theta_{k,0} \quad (6)$$

$$A_m(z) = \frac{a_m + z^{-1}}{1 + a_m z^{-1}}, \quad |a_m| < 1 \quad (7)$$

위 lattice 구조를 사용함으로써 오직 $|a_m| < 1$ 인 조건을 통해 안정성을 쉽게 만족할 수 있게 된다. 또한 polyphase 성분들의 차수도 임의의 차수로 조절할 수 있게 된다. 위 구조를 통해서 얻어낸 polyphase 성분들을 이용하여 polyphase 성분 행렬 (matrix), $E(z)$ 를 다음과 정의하자.

$$E(z^{2M}) \equiv \begin{bmatrix} g_0(z^{2M}) \\ z^{-M} g_1(z^{2M}) \end{bmatrix} \quad (8)$$

여기서 $g_0(z)$ 와 $g_1(z)$ 는 다음과 같이 주어진다.

$$g_0(z) = \text{diag}[G_0(-z), G_1(-z), \dots, G_{M-1}(-z)] \quad (9)$$

$$g_1(z) = \text{diag}[G_M(-z), G_{M+1}(-z), \dots, G_{2M-1}(-z)] \quad (10)$$

제시된 2 채널 lossless lattice 구조를 통해 얻어진 polyphase 성분 행렬, $E(z)$ 는 lossless한 특성, 즉 $\tilde{E}(z)E(z) = I_M$ 를 만족한다. $\tilde{E}(z)$ 는 $E(z)$ 의 tilde notation으로 $\tilde{E}(z) = E(z^{-1})$ 와 같이 주어지며 아래첨자 (*)는 계수들의 conjugate를 나타낸다. 이와 같이 polyphase 성분 행렬, $E(z)$ 가 lossless한 성질을 가질 때 FIR 필터 뱅크의 경우, 전체 분석/합성 시스템이 완전 복원 성질을 만족하도록 합성 필터 뱅크를 $\tilde{E}(z)$ 로부터 얻어낼 수 있다.^[12] 하지만 IIR 필터 뱅크의 경우 $\tilde{E}(z)$ 로부터 합성 필터 뱅크를 얻어낼 경우 합성 필터 뱅크가 불안정해지기 때문에 우리는 합성 원형 필터를 분석 원형 필터와 같게 설계하였다.

IV. M 채널 IIR CM 필터 뱅크의 설계

M 채널 IIR CM 필터 뱅크를 설계하기 위해선 먼저 IIR 원형 필터를 설계해야 한다. IIR 원형 필터의 설계는, 첫번째로 필요한 parameter 값들을 초기화한 후에 각각의 parameter들을 주어진 제한 조건 내에서 원하는 성능을 갖도록 최적화 (optimization) 시키는 과정이다.

1. 초기화

IIR 원형 필터의 parameter들은 다음과 같은 방법으로 초기화 시킬 수 있다.

$$\theta_{k,m} = \begin{cases} \frac{\pi}{4}, & m=0 \\ \frac{\pi}{2}, & m \neq 0 \end{cases} \text{ for } 0 \leq k \leq M-1 \quad (11)$$

$$a_m = \{a: |a| < 1 \text{ 인 실수}\} \quad (12)$$

위의 같은 초기화는 $\theta_{k,m}$ 의 경우 FIR CM 필터 뱅크의 초기화 조건^[12]을 따랐으며, a_m 의 경우 여러 번의 모의 실험 결과, 제한 조건을 만족하는 임의의 값을 사용해도 같은 결과를 얻었다.

2. 최적화 과정

초기화 과정을 마친 parameter들은 objective 함수를 최소화 시키도록 최적화 된다. 최적화 과정에 사용된 objective 함수는 다음과 같다.

$$\Phi_1 = \int_{(\pi/2M+\delta)}^{\pi} |H(e^{j\omega})|^2 d\omega \quad (13)$$

$$\Phi_2 = \max_{\omega \in [(\pi/2M)+\delta, \pi]} |H(e^{j\omega})|, \quad \delta < \frac{\pi}{2M} \quad (14)$$

단, 항상 parameter들 중 $a_k, k=1, \dots, m$, 는 반드시 최적화 과정 중에 $|a_k| < 1$ 인 조건을 만족하도록 제한 조건으로 주어져야 한다. 이는 설계된 IIR 원형 필터가 안정적이기 위해 꼭 필요한 조건이다. Objective 함수를 통한 최적화 과정은 각각 다음과 같은 역할을 한다. Φ_1 objective 함수를 통해 최적화를 하면 필터의 stopband 에너지를 최소화하도록 parameter들을 결정하며, Φ_2 objective 함수를 통해 최적화를 하면 stopband 내 가장 큰 크기를 갖는 성분을 최소화 하도록 parameter들을 결정한다. 먼저 Φ_1 objective 함수를 통해 최소 stopband 에너지를 갖도록 최적화 한 후에, 다시 그 parameter들을 이용하여 Φ_2 objective 함수를 이용하여 최적화 과정을 반복한다. Φ_2 objective 함수를 이용한 최적화 과정을 통해 stopband attenuation을 조금 더 낮출 수 있으며 또한 stopband 내에서 equiripple에 가까운 IIR 원형 필터 특성을 얻을 수 있다.

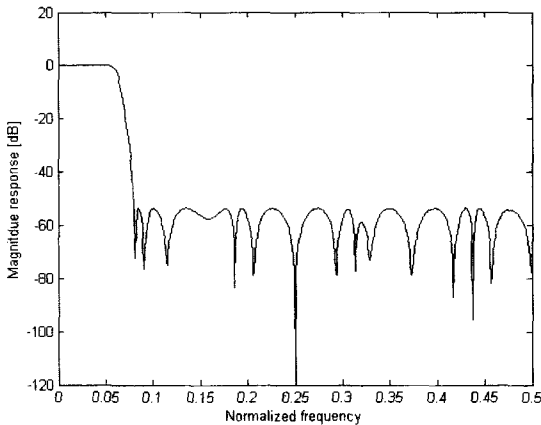


그림 4. 4 채널 IIR 원형 필터의 magnitude response
Fig. 4. Magnitude response of 4-channel IIR prototype filter.

그림 4는 4 채널인 경우 제시된 설계 방법을 이용하여 m 이 3인 경우에 설계된 IIR 원형 필터의 magnitude response이다. 설계된 필터의 분모의 차수는 24차이며, 분자의 차수는 31차이다. 설계된 원형 필터는 stopband에서 -54 dB 정도의 attenuation을 갖는다. 이는 기준

에 제시된 방법^[9]으로 설계된 비슷한 복잡도 (분모: 16차, 분자: 45차, 총 61차)의 4 채널 IIR 원형 필터보다 14 dB 이상의 더 높은 stopband attenuation을 가진다. 또한 stopband 주파수가 제한된 방법으로 설계된 IIR 원형 필터가 정규화된 주파수 크기로 대략 0.08인데 비해 기준에 제시된 방법으로 설계된 IIR 원형 필터는 대략 0.1 정도의 값을 가진다. 결국 6차 더 적은 차수를 가지면서 더 가파른 필터 특성과 더 높은 stopband attenuation을 가지는 IIR 원형 필터를 설계하였다. 설계된 IIR 원형 필터를 통해 얻은 4 채널 IIR CM 필터 뱅크의 magnitude response를 그림 5에 나타내었다. 각각의 필터 magnitude response는 분석 필터들의 magnitude response를 나타낸다. 우리는 각 필터의 stopband attenuation을 희생하여 각 필터의 transition bandwidth를 더 줄일 수 있으며 이는 설계자가 원하는 특성에 맞도록 trade-off할 수 있다.

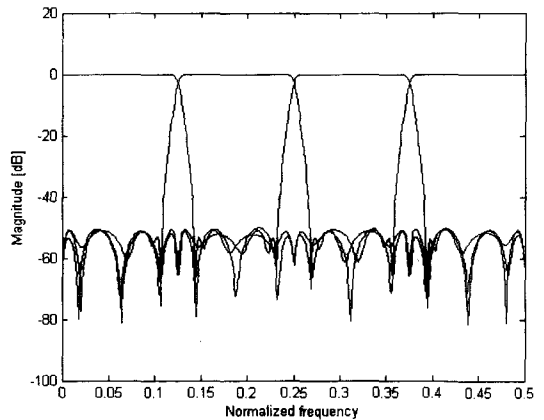


그림 5. 4 채널 IIR CM 분석 필터 뱅크의 magnitude response
Fig. 5. Magnitude response of 4-channel IIR CM analysis filter bank

설계된 필터 뱅크의 왜곡을 알아보기 위한 전체 전송 함수 (overall transfer function), $T(z)$ 를 다음과 같이 나타낼 수 있다.

$$T(z) = \frac{1}{M} \sum_{k=0}^{M-1} H_k(z) F_k(z) \quad (15)$$

설계된 4 채널 IIR CM 필터 뱅크의 전체 전송 함수, $T(z)$ 의 주파수 응답을 그림 6에 나타내었다.

그림 6에서 알 수 있듯이 거의 완전 복원 결과를 얻

을 수 있었다. 밴드 경계마다 나타나는 valley들은 그 크기가 매우 작은 peak들로써 subband 음향 반향 제거기의 성능에는 영향을 거의 미치지 않는다. 다음 장에서는 설계된 4 채널 IIR CM 필터 बैं크와 같은 복잡도를 갖는 4 채널 FIR CM 필터 बैं크를 설계하여 각각 subband 음향 반향 제거기에 직접 적용한 결과를 비교해 보았다.

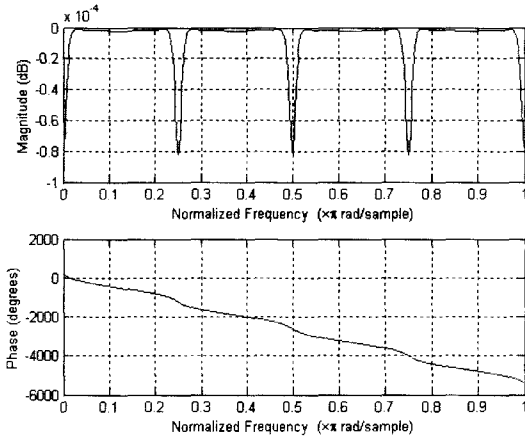


그림 6. 설계된 4 채널 IIR CM 필터 बैं크의 전체 전송 함수의 주파수 응답
Fig. 6. Frequency response of the overall transfer function of the designed 4-channel IIR CMFB.

V. Subband 음향 반향 제거에서 적응

위에서 설계된 4 채널 IIR 필터 बैं크를 subband 음향 반향 제거기에 적용하였다. 또한 같은 계산적인 복

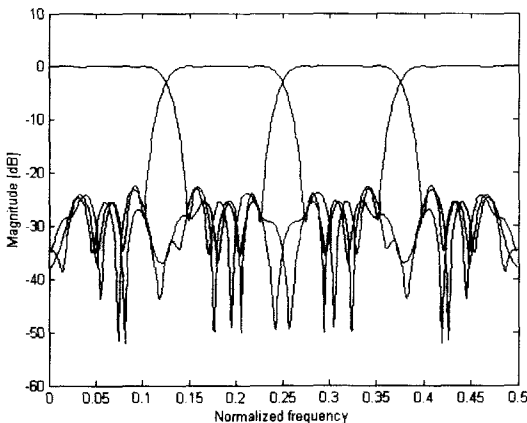


그림 7. 4 채널 FIR CM 분석 필터 बैं크의 magnitude response
Fig. 7. Magnitude response of 4-channel FIR CM analysis filter bank.

잡도, 즉 각 필터가 55차를 갖는 4 채널 FIR CM 필터 बैं크를 설계하여,^[12] 역시 subband 음향 반향 제거기에 적용하여 성능을 비교하였다.

그림 7은 4 채널 FIR CM 분석 필터 बैं크의 magnitude response를 나타낸다. 설계된 필터 बैं크는 대략 -22 dB 정도의 stopband attenuation을 갖는다. 설계된 필터 बैं크를 이용하여 그림 2와 같이 subband 음향 반향 제거기를 설계하였다. 모든 실험을 위하여 만들어진 반향 생성 필터 (unknown system)는 500 taps의 길이를 가지며, 따라서 각 subband 마다 사용되는 적응 필터의 차수는 4 채널 필터 बैं크를 사용하기 때문에 125차이다. 사용된 적응 알고리즘은 NLMS 알고리즘이며 각 밴드별로 사용된 normalized step-size는 0.5의 크기를 갖고, 사용된 입력은 음성 신호이다. 반향 제거기의 성능은 ERLE를 이용하여 나타내었다. ERLE는 아래 주어진 식처럼 그 정의가 반향 신호 $d[n]$ 의 파워와 반향 제거기를 통과하여 나오는 잔여 반향 신호 $e[n]$ 의 파워의 비로 잔여 반향 신호가 줄어들수록 커지는 값이다. 이상적으로 모든 반향을 제거하여 잔여 반향이 0이 될 경우 그 크기가 무한히 큰 값을 갖게 된다.

$$ERLE = 10 \log_{10} \frac{E[d[n]^2]}{E[e[n]^2]} \tag{16}$$

그림 8은 위에서 설계된 두 가지 4 채널 CM 필터 बैं크를 이용하여 각각 반향을 제거하였을 경우 ERLE

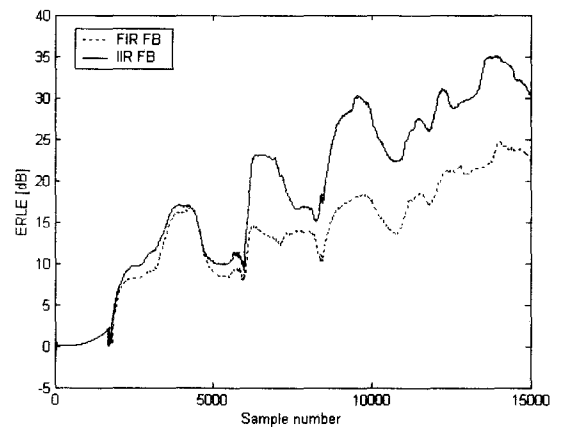


그림 8. 4 채널 IIR/FIR CM 필터 बैं크를 이용한 subband 음향 반향 제거기의 ERLE
Fig. 8. ERLE of subband AEC using 4-channel IIR/FIR CMFB.

를 나타내는 그래프이다. 실선은 IIR CM 필터뱅크를 이용한 경우의 결과이고 점선은 FIR CM 필터뱅크를 이용한 결과이다.

그래프를 통해 알 수 있듯이 IIR CM 필터뱅크를 이용한 경우가 좀 더 빠른 수렴 속도를 가지면서 최종적으로 FIR CM 필터뱅크보다 15 dB 이상 높은 ERLE를 가지는 것을 확인할 수 있다. 따라서 IIR CM 필터뱅크를 이용하는 것이 subband 반향 제거에 더욱 적합한 방법이라고 말할 수 있다.

VI. 결 론

거의 완전 복원 성질을 갖는 M 채널 IIR CM 필터뱅크를 손쉽게 설계할 수 있는 새로운 방법을 제시하였다. 제시된 방법은 1st order allpass 필터를 성분으로 갖는 lossless lattice 구조를 가지고 IIR 원형 필터를 설계하였다. 위와 같은 방법으로 M 채널 원형 필터를 설계할 경우 임의의 M 채널 IIR 필터뱅크를 설계할 수 있고, 간단한 제한 조건을 가지고 필터를 최적화할 수 있고, 더 높은 차수의 필터로의 확장이 매우 용이하며, 실제 구현에 효과적이다. 또한 기존에 제시된 방법으로 설계된 M 채널 IIR 필터뱅크보다 훨씬 좋은 필터 응답 특성을 가졌다. 제시된 방법으로 설계된 4 채널 IIR CM 필터뱅크를 이용하여 subband 음향 반향 제거기에 적용했을 때 같은 계산상의 복잡도를 갖는 FIR CM 필터뱅크를 이용했을 때 보다 더 빠른 수렴 속도와 최고 15 dB 이상 더 높은 ERLE를 갖는 결과를 얻었다. 따라서 제시된 M 채널 IIR CM 필터뱅크 설계 방법은 간단하면서도 적은 차수로 좋은 필터 특성을 얻을 수 있는 방법이며, subband 음향 반향 제거 기로의 응용에 적합한 필터뱅크 설계 방법이라고 할 수 있다.

참 고 문 헌

- [1] Simon Haykin, *Adaptive filter theory*, Prentice Hall, 1996.
- [2] Walter Kellermann, "Analysis and design of multirate systems for cancellation of acoustic echoes," in Proc. of IEEE Conf. On Acoustics, Speech and Signal Processing, pp. 2570~2573, NY, USA, April 1988.
- [3] B. F. Boroujeny and Z. Wang, "Adaptive filtering in subbands: Design issues and experimental results for acoustic echo cancellation," in Signal Processing, pp. 213~223, 1997.
- [4] M. R. Petraglia, R. G. Alves and P. S. R. Diniz, "New structure for adaptive filtering in subbands with critical sampling," in IEEE Trans. on Signal Processing, pp. 3316~3327, Vol. 48, No. 12, Dec. 2000.
- [5] M. Hartneck, S. Weiss and R. W. Stewart, "Design of near perfect reconstruction oversampled filter banks for subband adaptive filters," in IEEE Trans. on circuits and systems, pp. 1081~1085, Vol. 46, No. 8, August 1999.
- [6] H. Yasukawa, S. Shimada and I. Furukawa, "Acoustic echo canceller with high speech quality," in Proc. of IEEE Conf. On Acoustics, Speech and Signal Processing, pp. 2125~2128, Dallas, 1987.
- [7] O. Tanrikulu, A. G. Constantinides, and J. A. Chambers, "Residual echo signal in critically sampled subband acoustic echo cancellers based in IIR and FIR filter banks," in IEEE Trans. on Signal Processing, pp. 901~912, Vol. 45, No. 4, April 1997.
- [8] P. A. Naylor, O. Tanrikulu and A. G. Constantinides, "Subband adaptive filtering for acoustic echo control using allpass polyphase IIR filterbanks," in IEEE Trans. on Speech and Audio Processing, pp. 143~155, Vol. 6, No. 2, March 1998.
- [9] J. S. Mao, S. C. Chan and K. L. Ho, "Theory and design of a class of M-channel IIR cosine-modulated filter banks," in IEEE Signal Processing Letters, pp. 38~40, Vol.7, No. 2, Feb. 2000.
- [10] F. Argenti and D. R. Enrico, "Design of biorthogonal M-channel cosine-modulated FIR/IIR filter banks," in IEEE Trans. on Signal Processing, pp. 876~881, Vol. 48, No. 3, March

2000.

[11] P. P. Vaidyanathan, Multirate Systems and Filterbanks, Englewood Cliffs, NJ: Prentice-Hall, 1993.

[12] R. D. Koilpillai and P. P. Vaidyanathan, "Cosine-modulated FIR filter banks satisfying perfect reconstruction," in IEEE Trans. on Signal Processing, pp. 770~783, Vol. 40, No. 4, April 1992.

저 자 소 개



金 相 均(正會員)

1999년 2월 한국과학기술원 전기 및 전자공학과 학사, 2001년 2월 한국과학기술원 전기 및 전자공학과 석사, 2001년 3월~현재: 한국과학기술원 전자전산학과 전기 및 전자공학 전공 박사과정, <주관심분야:

다표본 신호 처리, 적응 필터링, 디지털 신호처리>



柳 昌 東(正會員)

1986년 California Institute of Technology 학사, 1988년 Cornell University 석사, 1996년 MIT 박사, 1997년 1월~1999년 3월: KT Senior Researcher, 1999년 3월~현재: 한국과학기술원 전자전산학과

조교수, <주관심분야: 음성신호처리, 디지털 신호처리>