

工學碩士 學位論文

근사적 선형위상특성을 갖는 IIR/FIR
QMF बैं크에 관한 연구

指導教授 金 南 虎

이 論文을 金 南 虎 學位論文 出 函



2003年 8月

釜慶大學校大學院

制御計測工學科

李 尙 俊

李尙俊의 工學碩士 學位論文을 認准함

2003年 6 月 26 日

主 審 工學博士 崔 然 旭

委 員 工學博士 邊 基 植

委 員 工學博士 金 南 虎



목 차

Abstract

제1장 서론	1
제2장 QMF 뱅크	3
2.1 디지털 필터	3
2.2 필터뱅크	4
2.3 2-채널 QMF 뱅크	6
제3장 2-채널 IIR/FIR QMF 뱅크	8
3.1 위상 왜곡의 보상	8
3.2 2-채널 IIR/FIR QMF 뱅크	9
3.2.1 크기, 위상, 앨리어싱 왜곡을 최소화시키는 방법	10
3.2.2 앨리어싱 왜곡을 제거하는 방법	12
3.2.3 근사적 선형 위상인 분석 필터와 합성 필터	14
제4장 4-채널 필터뱅크	16
제5장 시뮬레이션 및 결과	18
5.1 기본적인 분석 필터	18
5.2 위상 보상 FIR 필터	19
5.3 지연요소 변화에 대한 특성 비교	20
5.4 2-채널 IIR/FIR 뱅크 설계	25
5.5 4-채널 IIR/FIR 뱅크 설계	30
제6장 결론	34
참고문헌	35

A Study on the IIR/FIR QMF Banks with Approximately Linear Phase Characteristic

Sang Jun Lee

**Department of Control and Instrumentation Engineering
Graduate School of
Pukyong National University**

Abstract

According as modern society develops to multimedia and information society, digital signal processing become important.

Various digital filter is used to analyze and compress useful informations such as audio and image etc..

QMF bank is applied in various field such as audio and image compression, because of the advantage that can remove aliasing distortion that happen at analysis process, in synthesis process. The classical design of analysis filter and synthesis filter designed using most FIR structure. But, there is shortcoming that is difficult to remove effect about magnitude and aliasing distortion.

Then, IIR structure is effective to minimize magnitude and aliasing distortion. But, there are used such as methods that used anti-causal

filtering and applied double buffering structure to process signal of infinity length, because of weakness that phase distortion is not removed.

The recent research appropriates synthesis filter banks which mix IIR structure and simple FIR structure, because complex synthesis filter is required in classical methods.

Therefore, in this thesis we designed near perfect reconstruction IIR/FIR QMF filter bank which used allpass filter and FIR filter of simple form comparing with other access methods to compensate phase distortion.

This thesis introduced three steps of analysis-synthesis filter banks and designed 2-channel IIR/FIR QMF filter banks, which used FIR linear phase filters and allpass filters.

Also, in this thesis, we designed 4-channel IIR/FIR QMF filter banks which is expanded 2-channel IIR/FIR QMF filter banks.

제1장 서론

현대 사회가 멀티미디어와 정보화 사회로 발전함에 따라 디지털 신호 처리에 대한 관심이 높아지고 있으며, 데이터 압축, 음성 처리, 영상 처리 그리고 데이터 전송 등 여러 분야에서 다양한 디지털 필터가 사용되고 있다 [1],[2],[3],[4].

디지털 필터는 크게 FIR(finite impulse response) 필터와 IIR(infinite impulse response) 필터로 이루어져 있다. FIR 필터는 선형 위상 특성을 가지고 있고, 항상 안정하기 때문에 설계하기에 용이하며, 필터를 구현하는 것이 간단하다는 장점이 있다. 그러나, 천이대역의 폭을 좁게 하기 위해서 높은 차수의 필터가 요구되고, 앨리어싱 왜곡에 대한 영향을 제거하기 어려운 단점이 있다.

반면, IIR 필터는 크기와 앨리어싱 왜곡에 대한 영향을 최소화시키는데 효과적이므로 최근 여러 분야에 응용되고 있다. 그러나 위상 왜곡을 제거하기 어려운 단점이 있다. 기존에 사용된 위상 왜곡을 보상하기 위한 방법은 anti-causal filtering을 사용하는 방법과 무한 길이의 신호를 처리하기 위한 double buffering 구성을 사용하는 방법이 있다[5]. 그러나 이 방법들은 합성 필터가 복잡해지는 단점을 가지고 있다.

따라서, 최근의 연구는 IIR 필터와 FIR 필터를 혼합한 필터뱅크 방식을 사용하여 위상 왜곡을 보상하고 있다.

필터뱅크는 음성과 영상신호의 처리를 효율적으로 수행하기 위하여 분석 필터와 합성 필터로 구성된다. 필터뱅크구조는 다운 샘플링과 업 샘플링의 단계를 포함한다. 2-채널 필터뱅크에서 다운 샘플링에 의해 입력신호의 반이 제거되며, 이러한 과정에서 앨리어싱 현상이 발생한다.

QMF(quadrature mirror filter) 뱅크는 분석과정에서 발생하는 왜곡을 합성과정에서 제거할 수 있는 장점 때문에 최근 오디오 및 영상압축과 같은 다양한 분야에 적용되어지고 있다[6],[7].

따라서, 본 논문에서는 일반화된 2-채널 IIR/FIR 필터뱅크에 QMF 관제

를 적용하여 IIR 필터구조와 FIR 필터구조를 혼합한 근사 복원 IIR/FIR QMF बैं크를 설계하였다. 위상 왜곡을 보상하기 위해 올패스 필터로 구성된 IIR 필터뱅크구조만을 사용하면 높은 차수의 올패스 필터가 요구된다 [5]. 그러나 본 논문에서는 단지 1차의 올패스 필터를 사용하여 크기 왜곡과 앨리어싱 왜곡을 보상하는 IIR 서브밴드 구조의 필터뱅크를 설계하였고, 위상 왜곡을 보상하기 위해 복잡한 방법들을 대신하여 간단한 형태의 FIR 필터를 사용하였다.

본 논문에서는 2-채널 IIR/FIR QMF बैं크에서 크기 왜곡과 앨리어싱 왜곡, 위상 왜곡에 대한 영향을 제거하기 위한 세 가지 단계를 수행하였다. 각 왜곡을 최소화시키는 방법을 수행 한 후 앨리어싱 왜곡을 제거하였으며, 최종적으로 분석 필터뱅크와 합성 필터뱅크가 근사적 선형 위상 특성을 갖도록 설계하였다. 각 단계에서 지연요소 변화에 따른 응답을 비교하여 적절한 지연요소를 선택하였고, 이를 이용하여 세 가지 접근 방법에 대하여 시뮬레이션을 수행하였다.

또한, 2-채널 IIR/FIR QMF बैं크를 확장한 트리구조의 4-채널 필터뱅크를 설계하여 다채널 필터뱅크로의 확장 가능성을 확인하였다.

제2장 QMF 뱅크

2.1 디지털 필터

일반적으로 필터링은 입력 신호에 포함된 잡음을 제거하거나 감소시키고, 신호로부터 정보를 분석하고, 신호를 분리하거나 다시 복원하여, 데이터 압축, 음성 처리 그리고 영상 처리 등 여러 분야에서 사용된다. 디지털 필터는 아날로그 필터에 비해 온도나 습도와 같은 주변환경의 영향을 받지 않고, 프로그램을 수정하는 것에 의해 주파수 응답을 조절 할 수 있으며, 샘플링 주파수를 조절하는 것에 의해 아주 낮은 주파수 영역에서부터 높은 주파수 영역까지 사용할 수 있는 장점이 있다.

디지털 필터는 크게 IIR 필터와 FIR 필터로 나누어진다. 두 가지 필터는 기본적으로 임펄스 응답 $h(k)$ 로 표현되고, IIR 필터와 FIR 필터의 차분 방정식 표현은 각각 식 (1)과 식 (2)로 나타난다.

$$y(n) = \sum_{k=0}^{\infty} h(k)x(n-k) \quad (1)$$

$$y(n) = \sum_{k=0}^{N-1} h(k)x(n-k) \quad (2)$$

식 (1)과 식 (2)에서 IIR 필터의 $h(k)$ 는 무한대의 차수를 가지며, FIR 필터의 $h(k)$ 는 유한한 차수를 가진다. 실제 계산에서 무한대의 계산이 불가능하므로 IIR 필터는 식 (3)과 같이 다른 형태로 표현된다.

$$y(n) = \sum_{k=0}^M a_k x(n-k) - \sum_{k=1}^N b_k y(n-k) \quad (3)$$

여기서 a_k 와 b_k 는 필터의 계수이며, 식 (3)에서 IIR 필터는 현재의

$y(n)$ 을 계산하기 위해 현재와 과거의 입력 그리고 과거의 출력까지 사용 되는 피드백의 형태를 이룬다.

IIR 필터와 FIR 필터의 시스템 함수는 각각 식 (4), 식 (5)와 같다.

$$H(z)_{\text{IIR}} = \frac{\sum_{n=0}^M b_n z^{-n}}{\sum_{n=0}^N a_n z^{-n}} = \frac{b_0 + b_1 z^{-1} + \dots + b_M z^{-M}}{1 + a_1 z^{-1} + \dots + a_N z^{-N}}, \quad a_0 = 1 \quad (4)$$

$$H(z)_{\text{FIR}} = \sum_{n=0}^{M-1} b_n z^{-n} = b_0 + b_1 z^{-1} + \dots + b_{M-1} z^{1-M} \quad (5)$$

여기서 a_n 과 b_n 은 각각 필터의 계수이며, N 과 $M-1$ 은 각 필터의 차수이다. 식 (4)와 식 (5)에서 IIR 필터는 영점과 극점을 모두 가지며 낮은 차수로 천이대역 폭을 줄이기에 효과적이며, FIR 필터는 영점들만으로 구성되어 안정적이며 이상적인 선형 위상 특성을 가진다.

2.2 필터뱅크

필터뱅크는 저역통과 필터와 고역통과 필터 그리고 대역통과 필터로 이루어진 분석 필터뱅크와 합성 필터뱅크로 구성된다. 분석 필터뱅크는 입력 신호를 대역필터들을 이용하여 몇 개의 주파수 대역으로 분해하여 신호의 스펙트럼 정보를 얻는다. 합성 필터뱅크는 분석 필터뱅크에 의해 몇 개의 대역으로 분해된 신호를 합성하여 원 신호를 복원한다.

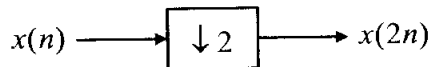


Fig. 1. 1/2 down sampling.

필터뱅크에서는 다운 샘플링과 업 샘플링의 과정이 필요하며, 다운 샘플

링 과정을 그림 1에서 나타내고 있다. 2-채널 필터뱅크에서의 다운 샘플링과 업 샘플링은 각각 $(\downarrow 2)$ 와 $(\uparrow 2)$ 로 표시하며, 다채널 필터뱅크의 경우에는 2를 대신하여 채널의 수로 표시한다. 입력신호가 2-채널 분석 필터뱅크에 적용되면, 대역 분할된 두 신호의 길이는 각각 입력신호의 길이와 같게 되므로 신호의 길이가 두 배로 길어지게 된다. 따라서 데이터의 양을 유지하기 위해 분석 필터를 적용한 후에 다운 샘플링 단계를 수행하여 분석 필터뱅크의 두 출력신호의 반을 선택한다. 다운 샘플링에서 입력신호의 반이 제거되어 입력신호의 정보가 손실되면, 다운 샘플링 다음의 과정에서 두 개의 주파수 성분이 혼합되었을 때 원 신호를 구별 할 수 없는 경우가 발생한다. 이러한 현상을 앨리어싱이라고 한다. 다운 샘플링 된 신호로부터 신호를 복원하려면 업 샘플링의 과정이 요구된다. 주어진 신호사이에 영을 삽입하는 과정으로 업 샘플링 과정에서는 정보의 손실이 발생하지 않는다. 대부분의 중요한 스펙트럼 정보는 분석 필터뱅크에 의해 분해된 대역분할 신호로부터 얻어지므로, 신호 또는 영상 압축 및 분석 등의 많은 응용분야에서는 대역 분할된 신호를 그 응용에 맞도록 부호화하여 처리할 수 있다.

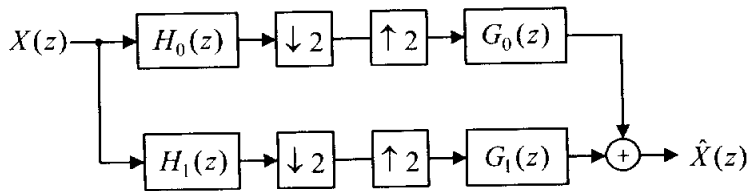


Fig. 2. Two-channel filter banks structure.

기본적인 2-채널 필터뱅크의 구조를 그림 2에서 나타내었으며, $H_k(z)$ 는 분석 필터들을 나타내고 $G_k(z)$ 는 합성 필터들을 나타낸다. $H_0(z)$ 와 $G_0(z)$ 는 저역통과 필터에 해당되며, $H_1(z)$ 와 $G_1(z)$ 는 고역통과 필터이다. 이 시스템의 입·출력 관계는 다음의 식 (6)과 같다.

$$\widehat{X}(z) = X(z) T_{lin}(z) + X(-z) T_{alias}(z) \quad (6)$$

$T_{lin}(z)$ 와 $T_{alias}(z)$ 는 각각 선형 왜곡 전달함수와 앨리어싱 왜곡 전달함수이며 식 (7)과 식 (8)로 나타낸다.

$$T_{lin}(z) = \frac{1}{2}[H_0(z)G_0(z) + H_1(z)G_1(z)] \quad (7)$$

$$T_{alias}(z) = \frac{1}{2}[H_0(-z)G_0(z) + H_1(-z)G_1(z)] \quad (8)$$

만약, $T_{lin}(z) \approx c \cdot z^{-D}$ 이라면 필터뱅크는 지연요소만 남게되어 크기와 위상에서 왜곡이 발생하지 않는다. 여기서, c 는 실수이고 D 는 전체 시스템 지연이다.

2.3 2-채널 QMF 뱅크

이 절에서는 2.2절에서 소개된 2-채널 필터뱅크에 QMF(quadrature mirror filter) 관계를 적용한 2-채널 QMF 뱅크에 관하여 살펴본다.

식 (8)의 앨리어싱 전달함수에서 합성 필터 $G_0(z)$ 와 $G_1(z)$ 가 다음의 식 (9)와 같으면 앨리어싱은 완전히 제거된다.

$$G_0(z) = H_1(-z) \quad \text{and} \quad G_1(z) = -H_0(-z) \quad (9)$$

분석 필터들이 $H_0(z) = H_1(-z)$ 의 관계에 있을 때, 이것을 QMF라고 한다. QMF는 분석 필터와 합성 필터가 서로 대칭적인 관련을 가지면서 분석 과정에서 발생하는 왜곡을 합성 과정에서 제거할 수 있는 장점을 가지고 있다. QMF 뱅크의 분석 필터는 식 (9)를 만족하고 폴리페이지 요소를 포함하는 올패스 필터 $A_k(z)$ ($k=0, 1$)로 구성되며, IIR 서브밴드 필터를 이룬다.

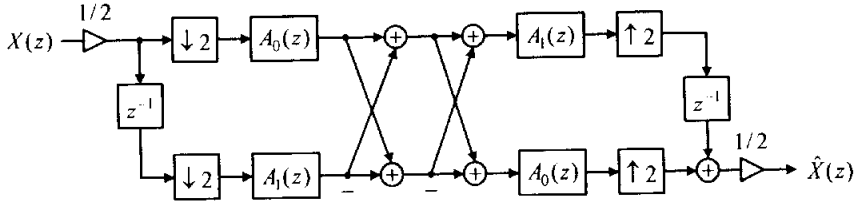


Fig. 3. Two-channel allpass filter banks.

올패스 필터를 이용한 분석-합성 필터뱅크를 그림 3에서 나타내었다.

분석필터와 합성 필터는 power-complementarity 특성을 가지며, 식 (10)과 식 (11)로 정의된다[8].

$$\begin{cases} H_0(z) = \frac{1}{2} \{A_0(z^2) + z^{-1}A_1(z^2)\} \\ H_1(z) = \frac{1}{2} \{A_0(z^2) - z^{-1}A_1(z^2)\} \end{cases} \quad (10)$$

$$\begin{cases} G_0(z) = \frac{1}{2} \{z^{-1}A_1(z^2) + A_0(z^2)\} \\ G_1(z) = \frac{1}{2} \{z^{-1}A_1(z^2) - A_0(z^2)\} \end{cases} \quad (11)$$

여기서, $A_0(z)$ 와 $A_1(z)$ 는 올패스 필터이다. 분석 필터와 합성 필터는 QMF 관계에 있으며 식 (9)를 만족하므로 크기 왜곡을 보상하면서 앨리어싱 왜곡을 완전히 제거한다. 그러나, 위상 왜곡은 올패스 필터 $A_0(z)$ 와 $A_1(z)$ 에 의해 계속 존재하게 된다. 식 (10)과 식 (11)을 식 (7)과 식 (8)에 대입하여 식 (12)의 선형 왜곡 전달함수를 얻었으며, 앨리어싱 왜곡 전달함수는 완전히 제거된다.

$$T_{lin}(z) = \frac{1}{2} z^{-1} A_0(z^2) A_1(z^2) \quad (12)$$

제3장 2-채널 IIR/FIR QMF 뱅크

이 장에서는 위상 왜곡을 보상하는 방법과 일반화된 2-채널 IIR/FIR 필터뱅크에 QMF 관계를 적용하여 2-채널 IIR/FIR QMF 뱅크가 설계되는 과정에 대해 알아보겠다.

3.1 위상 왜곡의 보상

2.3절에서 올패스 필터로 설계한 2-채널 필터뱅크는 여전히 위상 왜곡을 포함하고 있다. IIR 필터구조만을 사용하여 위상 왜곡을 보상하기 위해서는 높은 차수를 갖는 복잡한 합성 필터가 요구된다[5]. 그러나 본 논문에서는 크기왜곡과 앨리어싱 왜곡 제거를 위해 단지 1차의 올패스 필터를 이용하여 필터뱅크를 구성하고, 위상 왜곡 보상을 위해 간단한 형태를 가지는 선형 위상 FIR 필터를 적용하였다[10].

안정한 1차의 올패스 필터는 식 (13)과 같다.

$$A_i(z) = \frac{z^{-1} + a_i}{1 + a_i z^{-1}}, \quad 0 < a_i < 1, \quad a_i \in \mathbb{R} \quad (13)$$

여기서 a_i 는 올패스 필터의 계수이다. 다항식의 인수분해 관계를 식 (14)에서 나타내었다.

$$z^{-d} - (-1)^d \cdot a^d = (z^{-1} + a) \sum_{k=0}^{d-1} (-1)^k a^k z^{-(d-1-k)} \quad (14)$$

여기서 a , k , d 는 상수이다. 식 (14)의 다항식 인수분해 관계를 기초로 하여 설계되는 위상 보상 FIR 필터는 식 (15)와 같다.

$$\begin{aligned}
F_i(z) &= (1 + a_i z^{-1}) \sum_{k=0}^{d_i-1} (-1)^k a_i^k a_i^{-(d_i-1-k)} \\
&= (-1)^{d_i-1} a_i^{d_i-1} \\
&\quad + \sum_{k=1}^{d_i-1} (-1)^{d_i-1-k} a_i^{d_i-1-k} \cdot (1 - a_i^2) z^{-k} + a_i z^{-d_i}
\end{aligned} \tag{15}$$

여기서 a_i , k 는 상수이며 d_i 는 FIR 필터의 차수이다. 식 (13)과 식 (14) 그리고 식 (15)로부터 FIR 필터 $F_i(z)$ 에서 상수 a_i 를 올패스 필터의 계수 a_i 와 같게 두면 올패스 필터의 모든 항들이 소거되면서 다음의 식 (16)을 얻을 수 있다.

$$A_i(z) F_i(z) = z^{-d_i} - (-1)^{d_i} a_i^{d_i} \tag{16}$$

여기서 $0 < a_i < 1$ 이므로, $a_i^{d_i}$ 를 최소로 하는 차수 d_i 의 FIR 필터를 선택하여, $A_i(z) F_i(z)$ 가 z^{-d_i} 의 지연요소만 가지도록 근사화 할 수 있다.

3.2 2-채널 IIR/FIR QMF बैं크

2.3절에서 소개된 2-채널 필터뱅크에서 위상 보상을 위한 FIR 필터를 적용한 일반화된 2-채널 IIR/FIR 필터뱅크를 그림 4에서 나타내었다.

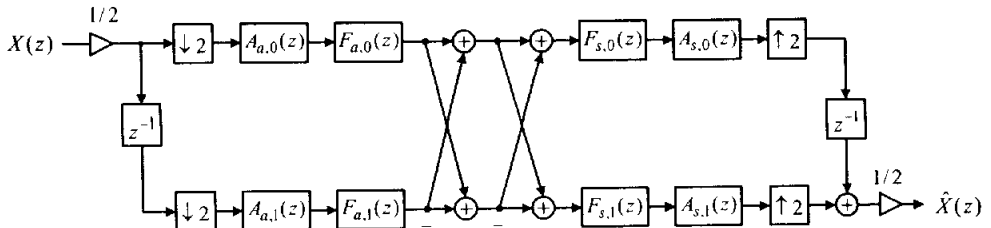


Fig. 4. Generalized two-channel IIR/FIR filter banks.

여기서 $A_{a/s,k}(z)$ 는 올패스 필터를 나타내고, $F_{a/s,k}(z)$ 는 선형 위상 FIR 필터이다. 선형 왜곡 전달함수와 앨리어싱 왜곡 전달함수의 일반적인 표현은 식 (17)과 식 (18)로 나타난다.

$$\begin{aligned}
 T_{lin}(z) = & \frac{1}{4} z^{-1} \\
 & \cdot (A_{a,0}(z^2)F_{a,0}(z^2)A_{s,0}(z^2)F_{s,0}(z^2) \\
 & + A_{a,1}(z^2)F_{a,1}(z^2)A_{s,1}(z^2)F_{s,1}(z^2))
 \end{aligned} \tag{17}$$

$$\begin{aligned}
 T_{alias}(z) = & \frac{1}{4} z^{-1} \\
 & \cdot (A_{a,0}(z^2)F_{a,0}(z^2)A_{s,0}(z^2)F_{s,0}(z^2) \\
 & - A_{a,1}(z^2)F_{a,1}(z^2)A_{s,1}(z^2)F_{s,1}(z^2))
 \end{aligned} \tag{18}$$

그림 4의 필터뱅크에서 각 요소들을 변화시켜 다음의 세 가지 단계에 걸쳐 IIR/FIR QMF 뱅크를 설계한다. 첫 번째 단계는 크기 왜곡과 앨리어싱 왜곡 그리고 위상 왜곡에 대한 영향을 최소화시키는 방법이며 두 번째 단계는 앨리어싱을 완전히 제거하는 방법이고 마지막 단계는 근사적으로 선형인 분석 필터와 합성필터를 설계하는 방법이다.

3.2.1 크기, 위상, 앨리어싱 왜곡을 최소화시키는 방법

크기, 위상, 앨리어싱 왜곡에 대한 영향을 보상하기 위해 그림 4의 각 요소에 식 (19)와 식 (20)의 폴리페이즈 요소들을 사용한다.

식 (19)의 폴리페이즈 요소들을 사용하여 power-complementarity 특성을 가지는 분석 필터뱅크를 설계하며, 신호를 복원하기 위한 합성 필터뱅크는 식 (20)을 이용하여 설계된다. 합성 필터뱅크에는 위상 왜곡을 보상하기 위한 FIR 서브밴드 필터가 적용되었다.

$$\begin{aligned}
F_{a,0}(z) &= 1, \quad A_{a,0}(z) = A_0(z) \\
F_{a,1}(z) &= 1, \quad A_{a,1}(z) = A_1(z)
\end{aligned} \tag{19}$$

$$\begin{aligned}
F_{s,0}(z) &= 2F_0(z), \quad A_{s,0}(z) = z^{-(d_1-d_0)} \\
F_{s,1}(z) &= 2F_1(z), \quad A_{s,1}(z) = 1
\end{aligned} \tag{20}$$

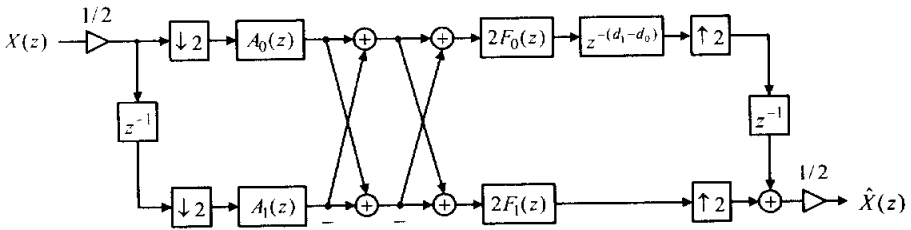


Fig. 5. 2-channel filter banks of step 1.

식 (19)와 식 (20)을 적용한 2-채널 필터뱅크를 그림 5에서 나타내었다. 선형 왜곡 전달함수는 식 (16), 식 (17), 식 (19) 그리고 식 (20)을 이용하여 식 (21)과 같이 정의된다.

$$\begin{aligned}
T_{lin}(z) &= z^{-2d_1-1} + E_{lin}(z) \\
E_{lin}(z) &= \frac{1}{2}((-1)^{d_0+1}a_0^{d_0}z^{-2(d_1-d_0)-1} \\
&\quad + (-1)^{d_1+1}a_1^{d_1}z^{-1})
\end{aligned} \tag{21}$$

여기서 $E_{lin}(z)$ 는 선형 왜곡 에러를 나타내고, 만약 식 (15)에서 $a_i^{d_i} \approx 0$ 가 되도록 하는 $d_1 \gg d_0$ 인 차수 d_i 값을 선택하면 $E_{lin}(z) \approx 0$ 이다. 그리고, $E_{lin}(z)$ 의 영향을 무시할 수 있다면, $T_{lin}(z)$ 는 근사적으로 선형 위상이 되며, 모든 ω 에 대해 지연요소인 z^{-2d_1-1} 만 나게되어 $|T_{lin}(e^{j\omega})| \approx 1$

이 된다. 그러므로 필터뱅크의 전체 시스템 지연은 $D = 2d_1 + 1$ 샘플로 고정된다. d_1 은 선형 위상 FIR 필터의 차수이며, 시스템 지연에 직접적인 관계가 있다. 그러므로 선형 위상 FIR 필터의 차수 d_0 , d_1 를 지연요소라고 한다. 앨리어싱 왜곡 전달함수는 다음의 식 (22)로 정의되며, 계수 a_0 , a_1 와 지연요소 d_0 , d_1 의 선택으로 $a_i^{d_i} \approx 0$ 가 되므로 모든 ω 에 대해 $|T_{alias}(z)| \approx 0$ 이 된다.

$$T_{alias}(z) = \frac{1}{2} (-1)^{d_1} a_1^{d_1} z^{-1} - \frac{1}{2} (-1)^{d_0} a_0^{d_0} z^{-2(d_1-d_0)-1} \quad (22)$$

3.2.2 앨리어싱 왜곡을 제거하는 방법

이 절에서는, 3.2.1절에서 최소화시킨 왜곡들을 유지하며 2-채널 필터뱅크에 발생하는 앨리어싱 왜곡을 제거하기 위한 방법에 대해 나타낸다. 분석 필터뱅크의 폴리페이저 요소는 식 (19)와 동일하게 선택하며, 합성 필터뱅크의 폴리페이저 요소들은 다음의 식 (23)로 정의되며, $Q_i(z)$ 는 차수 d_i 의 FIR 필터이다.

$$\begin{aligned} F_{s,0}(z) &= 2F_0(z) Q_1(z), \quad A_{s,0}(z) = 1 \\ F_{s,1}(z) &= 2F_1(z) Q_0(z), \quad A_{s,1}(z) = 1 \\ Q_i(z) &= A_i(z) F_i(z) = z^{-d_i} - (-1)^{d_i} a_i^{d_i} \end{aligned} \quad (23)$$

식 (23)의 폴리페이저 요소를 사용하면 분석과정과 합성과정에서 각각의

폴리페이저 요소들의 조합을 통해 앨리어싱 왜곡 전달함수 $T_{alias}(z)$ 를 완전히 0으로 만들 수 있다.

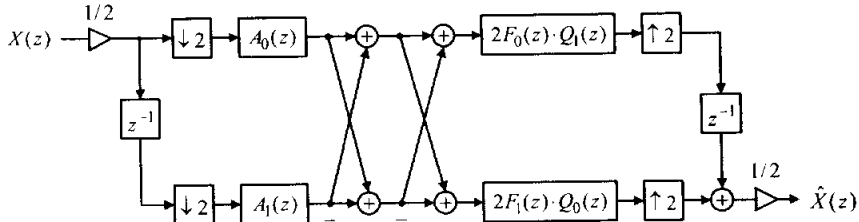


Fig. 6. 2-channel filter banks of step 2.

식 (19)와 식 (23)을 적용한 2-채널 필터뱅크를 그림 6에서 나타내었으며, 선형 왜곡 전달함수 $T_{lin}(z)$ 는 식 (24)와 같고, 앨리어싱 왜곡은 완전히 제거되었으며, 선형 왜곡 에러 $E_{lin}(z)$ 가 복원된 신호에서 나타난다.

$$\begin{aligned}
 T_{lin}(z) &= Q_0(z^2) Q_1(z^2) z^{-1} \\
 &= z^{-(2d_1+2d_0+1)} + E_{lin}(z) \\
 E_{lin}(z) &= \frac{1}{2} \{ (-1)^{d_0+d_1} a_0^{d_0} a_1^{d_1} z^{-1} \\
 &\quad - (-1)^{d_0} a_0^{d_0} z^{-(2d_1+1)} \\
 &\quad - (-1)^{d_1} a_1^{d_1} z^{-(2d_0+1)} \}
 \end{aligned} \tag{24}$$

3.2.1절에서와 같이 계수 a_0 , a_1 와 지연요소 d_0 , d_1 의 적절한 선택으로 선형 왜곡 에러 $E_{lin}(z) \approx 0$ 가 된다. 이 경우는 3.2.1절에서 최소화시킨 크기 왜곡과 위상 왜곡을 유지하면서 앨리어싱 왜곡을 완전히 제거하였다. 그러나 앨리어싱 왜곡을 제거하기 위한 $Q_i(z)$ 의 영향으로 전체 시스템 지연은 $D = 2d_1 + 2d_0 + 1$ 샘플로 증가된다.

3.2.3 근사적 선형 위상인 분석 필터와 합성 필터

이 절에서는 분석 필터뱅크와 합성 필터뱅크가 QMF 관계를 가지면서 근사적으로 선형 위상인 응답을 얻기 위해서, 분석 필터와 합성 필터들은 각각 식 (25)와 식 (26)의 요소들을 사용한다.

$$\begin{aligned} A_{a,0}(z) &= 1, & F_{a,0}(z) &= Q_0(z) \\ A_{a,1}(z) &= A_1(z), & F_{a,1}(z) &= F_0(z) \end{aligned} \quad (25)$$

$$\begin{aligned} A_{s,0}(z) &= 1, & F_{s,0}(z) &= 2Q_1(z) \\ A_{s,1}(z) &= A_0(z), & F_{s,1}(z) &= 2F_1(z) \end{aligned} \quad (26)$$

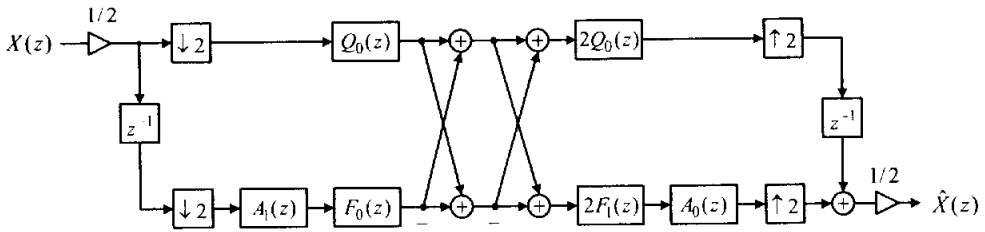


Fig. 7. 2-channel filter banks of step 3.

식 (25)와 식 (26)을 적용한 2-채널 필터뱅크를 그림 7에서 나타내었으며, 변형된 분석 필터들을 식 (27)에 나타내었다.

$$\begin{aligned} H_0'(z) &= \frac{1}{2} \{ Q_0(z^2) + z^{-1} A_1(z^2) F_0(z^2) \} \\ &= H_0(z) F_0(z^2) \\ H_1'(z) &= \frac{1}{2} \{ Q_0(z^2) - z^{-1} A_1(z^2) F_0(z^2) \} \\ &= H_1(z) F_0(z^2) \end{aligned} \quad (27)$$

이 필터들은 위상 보상을 위한 $F_0(z)$ 의 영향으로 위상 응답의 왜곡이 감소한다. 크기 응답은 보상 필터 $F_0(z)$ 가 올패스 필터와 유사한 동작을 하므로, 식 (28)에서와 같이 기본적인 분석 필터뱅크와 유사하다.

$$|H_i'(e^{j\omega})| = |F_0(e^{j2\omega})||H_i(e^{j\omega})| \approx |H_i(e^{j\omega})| \quad i = 0, 1 \quad (28)$$

변형된 합성 필터들은 식 (29)와 같다.

$$\begin{aligned} G_0'(z) &= \frac{1}{2} \{A_0(z^2)F_1(z^2) + z^{-1}Q_1(z^2)\} \\ &= G_0(z)F_1(z^2) \\ G_1'(z) &= \frac{1}{2} \{A_0(z^2)F_1(z^2) - z^{-1}Q_1(z^2)\} \\ &= G_1(z)F_1(z^2) \end{aligned} \quad (29)$$

식 (25)와 식 (26)의 폴리페이저 요소들은 3.2.2절에서 사용된 식 (19)와 식 (23)의 요소들이 QMF 관계를 가지도록 재구성된 형태이므로 시스템 지연과 복원된 에러 값들은 3.2.2절의 경우와 동일하다.

제4장 4-채널 필터뱅크

3장의 2-채널 IIR/FIR QMF 뱅크에서 앨리어싱 왜곡을 완전히 제거하였고, 크기 왜곡과 위상 왜곡을 보상하여, 근사적으로 선형 위상 특성을 갖는 분석 필터와 합성 필터를 설계하였다. 이 장에서는 다채널 필터뱅크로의 확장 가능성을 알아보기 위해 2-채널 필터뱅크를 확장하여 트리구조의 4-채널 필터뱅크를 설계하였다.

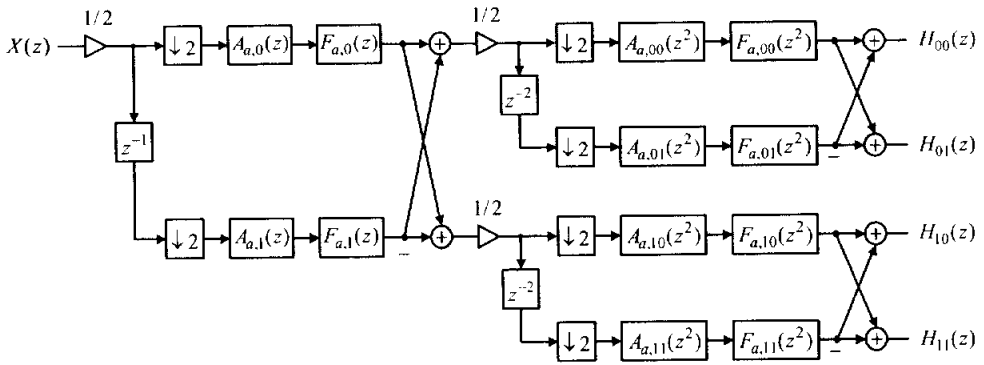


Fig. 8. Analysis filter bank of 4-channel IIR/FIR QMF banks.

그림 8은 일반화된 2-채널 필터뱅크를 확장한 트리구조의 4-채널 IIR/FIR QMF 뱅크의 분석 필터뱅크 부분을 나타내고 있다.

각 필터들은 3.2.3절에서의 폴리페이즈 요소들을 사용하여 설계하며, 전체 선형 왜곡 전달함수 $T_{lin}(z)$ 는 식 (30)과 같다.

$$\begin{aligned}
 T_{lin}(z) &= Q_0(z^2) Q_1(z^2) Q_0(z^4) Q_1(z^4) z^{-3} \\
 &= z^{-3(2d_1 + 2d_0 + 1)} + E_{lin}(z)
 \end{aligned} \tag{30}$$

선형 왜곡 에러 $E_{lin}(z)$ 는 $a_i^{d_i}$ 값을 조절하는 것에 의해 무시될 수 있으

며, 결국은 $z^{-3(2d_1+2d_0+1)}$ 의 지연요소만 남게 된다. 전체 시스템 지연은 확장된 서브밴드의 영향으로 2-채널에서의 시스템 지연과 비교하여 3배 증가된 $D=3(2d_1+2d_0+1)$ 샘플로 나타난다.

각 채널에서의 분석 필터들을 식 (31), 식 (32), 식 (33) 그리고 식 (34)에서 각각 나타내었다.

$$\begin{aligned}
 H_{00} = & \frac{1}{4} \{ Q_0(z^2) Q_0(z^4) + z^{-1} A_1(z^2) F_0(z^2) Q_0(z^4) \\
 & + z^{-2} A_1(z^4) F_0(z^4) Q_0(z^2) \\
 & + z^{-3} A_1(z^2) F_0(z^2) A_1(z^4) F_0(z^4) \}
 \end{aligned} \tag{31}$$

$$\begin{aligned}
 H_{01} = & \frac{1}{4} \{ Q_0(z^2) Q_0(z^4) + z^{-1} A_1(z^2) F_0(z^2) Q_0(z^4) \\
 & - z^{-2} A_1(z^4) F_0(z^4) Q_0(z^2) \\
 & - z^{-3} A_1(z^2) F_0(z^2) A_1(z^4) F_0(z^4) \}
 \end{aligned} \tag{32}$$

$$\begin{aligned}
 H_{10} = & \frac{1}{4} \{ Q_0(z^2) Q_0(z^4) - z^{-1} A_1(z^2) F_0(z^2) Q_0(z^4) \\
 & + z^{-2} A_1(z^4) F_0(z^4) Q_0(z^2) \\
 & - z^{-3} A_1(z^2) F_0(z^2) A_1(z^4) F_0(z^4) \}
 \end{aligned} \tag{33}$$

$$\begin{aligned}
 H_{11} = & \frac{1}{4} \{ Q_0(z^2) Q_0(z^4) - z^{-1} A_1(z^2) F_0(z^2) Q_0(z^4) \\
 & - z^{-2} A_1(z^4) F_0(z^4) Q_0(z^2) \\
 & + z^{-3} A_1(z^2) F_0(z^2) A_1(z^4) F_0(z^4) \}
 \end{aligned} \tag{34}$$

제5장 시뮬레이션 및 결과

5.1 기본적인 분석 필터

본 논문에서는 식 (10)의 IIR 분석 필터들을 설계하기 위해서 저역통과를 위한 저지대역 끝 주파수를 $\omega_s = 0.61\pi$ 로 선택하였으며, 1차 올패스 필터들의 계수 a_0 와 a_1 은 비선형 최적화를 통해 $a_0 = 0.2031$ 과 $a_1 = 0.6783$ 로 선택된다.

세 가지 단계에서 동일하게 사용되는 식 (10)의 기본적인 분석 필터의 크기 주파수 응답을 그림 9에서 나타내었다. 그림에서 실선은 저역통과 필터 $H_0(z)$ 이며, 점선은 고역통과 필터 $H_1(z)$ 를 나타낸다.

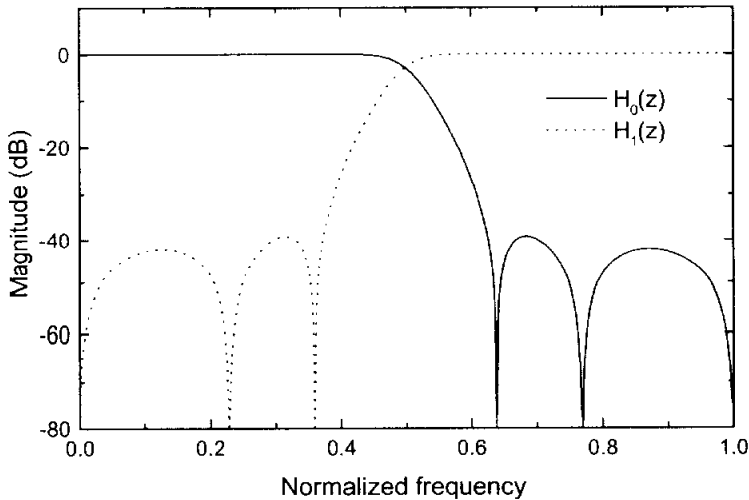


Fig. 9. Magnitude responses of analysis filter.

5.2 위상 보상 FIR 필터

본 논문에서는 지연요소 변화에 따른 응답특성을 알아보기 위하여 두 가지 지연요소를 선택하여 응답특성을 비교하였다. 두 가지 지연요소는 $d_0 = 6$, $d_1 = 24$ 와 $d_0 = 8$, $d_1 = 30$ 을 사용하였다. 식 (14)에 의해 설계된, $d_0 = 6$, $d_1 = 24$ 에 대한 위상 보상 FIR 필터 $F_0(z)$ 와 $F_1(z)$ 는 각각 식 (35), 식 (36)과 같으며, $d_0 = 8$, $d_1 = 30$ 에 대한 위상 보상 FIR 필터 $F_0(z)$ 와 $F_1(z)$ 는 각각 식 (37), 식 (38)과 같다. 각각의 위상 보상 FIR 필터들은 식 (16)에서와 같이 올패스 필터와 결합하여 $A_i(z)F_i(z)$ 를 FIR 필터의 형태로 만들면서 위상 왜곡을 보상할 수 있다.

$$F_6(z) = -0.0003456 + 0.001631z^{-1} - 0.008032z^{-2} + 0.03955z^{-3} \\ - 0.1947z^{-4} + 0.9588z^{-5} + 0.2031z^{-6} \quad (35)$$

$$F_{24}(z) = -0.0001326 + 0.0001056z^{-1} - 0.0001557z^{-2} + 0.0002295z^{-3} \\ - 0.0003383z^{-4} + 0.0004988z^{-5} - 0.0007353z^{-6} \\ + 0.001084z^{-7} - 0.001598z^{-8} + 0.002356z^{-9} \\ - 0.003474z^{-10} + 0.005121z^{-11} - 0.00755z^{-12} \\ + 0.01113z^{-13} - 0.01641z^{-14} + 0.02419z^{-15} \\ - 0.03567z^{-16} + 0.05258z^{-17} - 0.07752z^{-18} \\ + 0.1143z^{-19} - 0.1685z^{-20} + 0.2484z^{-21} \\ - 0.3662z^{-22} + 0.5399z^{-23} + 0.6783z^{-24} \quad (36)$$

$$\begin{aligned}
F_8(z) = & -1.426 \cdot 10^{-5} + 6.729 \cdot 10^{-5}z^{-1} - 0.0003313z^{-2} \\
& + 0.001631z^{-3} - 0.008032z^{-4} + 0.03955z^{-5} \\
& - 0.1947z^{-6} + 0.9588z^{-7} + 0.2031z^{-8}
\end{aligned} \tag{37}$$

$$\begin{aligned}
F_{30}(z) = & -1.292 \cdot 10^{-5} + 1.028 \cdot 10^{-5}z^{-1} - 1.516 \cdot 10^{-5}z^{-2} \\
& + 2.235 \cdot 10^{-5}z^{-3} - 3.295 \cdot 10^{-5}z^{-4} + 4.858 \cdot 10^{-5}z^{-5} \\
& - 7.162 \cdot 10^{-5}z^{-6} + 0.0001056z^{-7} - 0.0001557z^{-8} \\
& + 0.0002295z^{-9} - 0.0003383z^{-10} + 0.0004988z^{-11} \\
& - 0.0007353z^{-12} + 0.001084z^{-13} - 0.001598z^{-14} \\
& + 0.002356z^{-15} - 0.003474z^{-16} + 0.005121z^{-17} \\
& - 0.00755z^{-18} + 0.01113z^{-19} - 0.01641z^{-20} \\
& + 0.02419z^{-21} - 0.03567z^{-22} + 0.05258z^{-23} \\
& - 0.07752z^{-24} + 0.1143z^{-25} - 0.1685z^{-26} \\
& + 0.2484z^{-27} - 0.3662z^{-28} + 0.5399z^{-29} \\
& + 0.6783z^{-30}
\end{aligned} \tag{38}$$

5.3 지연요소 변화에 대한 특성 비교

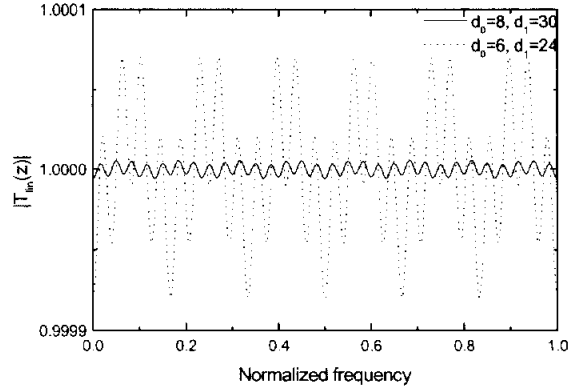
5.2절에서 선택된 두 가지 지연요소 $d_0 = 6$, $d_1 = 24$ 와 $d_0 = 8$, $d_1 = 30$ 을 사용하여 지연요소 변화에 대한 특성들을 비교한다. 3.2.1절의 설계에서 각 시스템의 파라메터 조합에서 발생하는 크기 왜곡은 그림 10(a)에서 나타내며, 앨리어싱 왜곡은 그림 10(b)에서 나타내고, 전체 분석 합성 시스템의 군지연을 그림 10(c)에서 나타내었다. 실선은 $d_0 = 8$,

$d_1 = 30$ 에 대한 특성을 나타내며, 점선은 $d_0 = 6$, $d_1 = 24$ 에 대한 특성이다. 그림 10(a), (b)에서 지연요소가 증가할수록 크기 왜곡과 앨리어싱 왜곡은 감소하는 것을 확인할 수 있으며, 전체 시스템의 군지연은 각각 $D = 61$ 샘플, $D = 49$ 샘플로 지연요소가 증가할수록 증가하는 것을 확인할 수 있다.

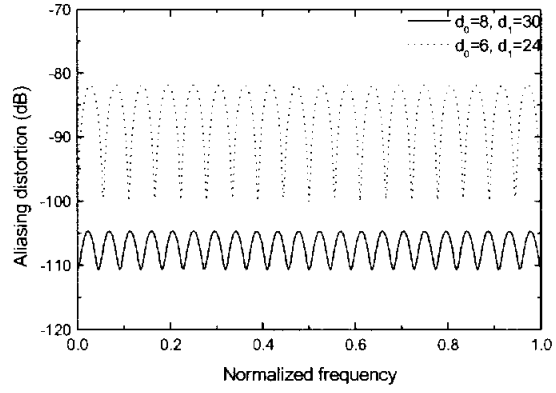
전체 지연요소 변화에 따른 응답특성들을 비교하기 위해서 그림 11에서는 d_0 를 2부터 16까지 2만큼씩 증가시키고, d_1 을 1부터 80까지 1만큼씩 증가시켰을 때 나타나는 크기 왜곡과 앨리어싱 왜곡, 군지연의 변화에 대해 나타내었다. 그림 11(a)는 크기왜곡에서 발생하는 리플의 최대값 변화를 나타내며, 그림 11(b)는 앨리어싱 왜곡의 평균값 변화를 나타내고, 그림 11(c)는 전체 시스템의 군지연의 변화를 나타내고 있다.

지연요소가 클수록 크기 왜곡과 앨리어싱 왜곡은 감소하는 것을 확인할 수 있으며, d_1 가 d_0 의 대략 4배가 될 때까지는 선형적으로 감소하며, 4배 이상의 차이가 나게되면 근사적으로 일정한 것을 확인할 수 있다. 그러므로 d_1 은 d_0 보다 최소 4배 이상 큰 값을 선택해야한다. 반면 군지연은 지연요소가 증가할수록 증가되는 것을 확인할 수 있으며, 3.2.1절의 설계에서 지연요소 d_1 이 20이상의 큰 값을 가지는 경우에는 d_0 가 군지연 변화에 크게 영향을 미치지 않는 것을 확인할 수 있다.

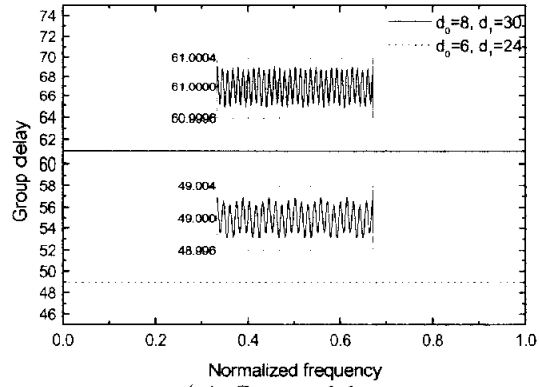
그림 12는 3.2.2절에서 지연요소 d_0 , d_1 값을 그림 11에서와 같이 변화시켰을 때의 특성들을 나타내었다. 식 (22)의 폴리페이즈 요소들을 사용하여 모든 주파수에서 앨리어싱 왜곡은 완전히 제거된 상태이며, 크기 왜곡에서 발생하는 리플의 최대값과 군지연을 각각 그림 12(a), (b)에서 나타내었다. 그림 8과 비교하면, 앨리어싱은 완전히 제거되었으며, 크기 왜곡의 리플 최대값은 유사하다. 그러나 군지연은 d_1 값뿐만 아니라 d_0 의 변화에 의해서도 큰 차이가 발생하는 것을 확인할 수 있다.



(a) Magnitude distortion

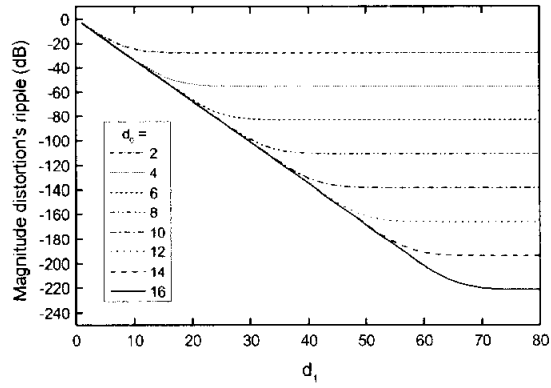


(b) Aliasing distortion

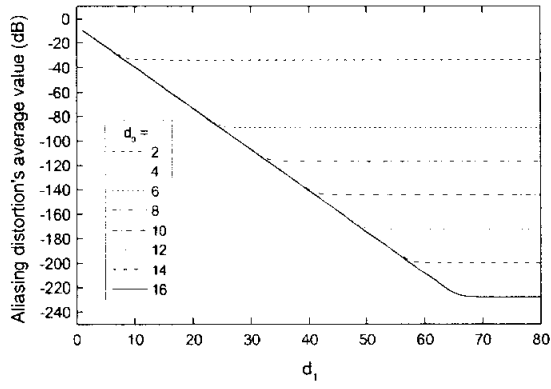


(c) Group delay

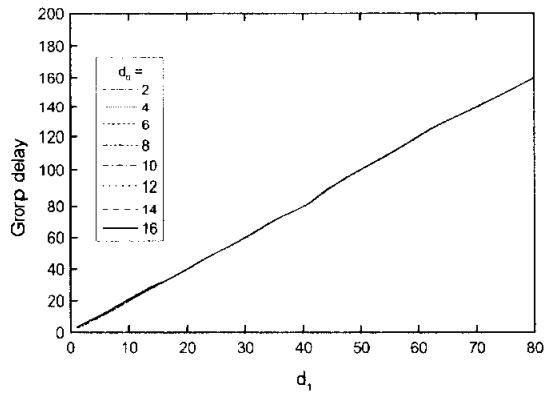
Fig. 10. Distortions and Group delay by d_0 , d_1 value.



(a) Magnitude distortion's ripple

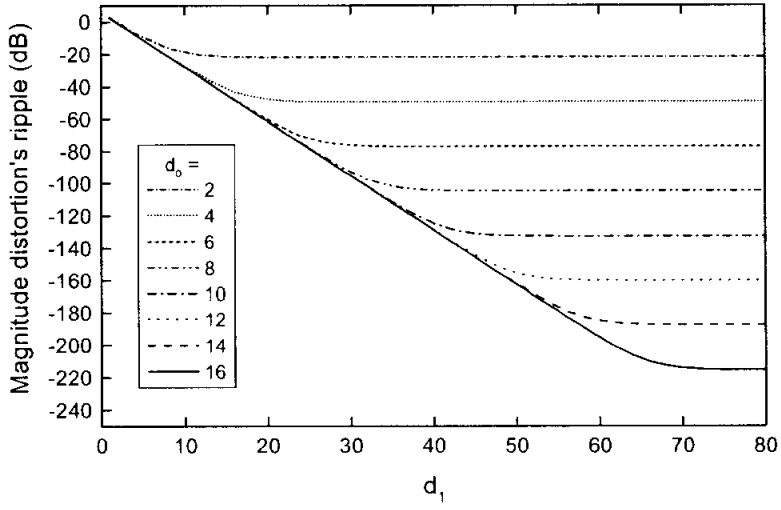


(b) Aliasing distortion's average value

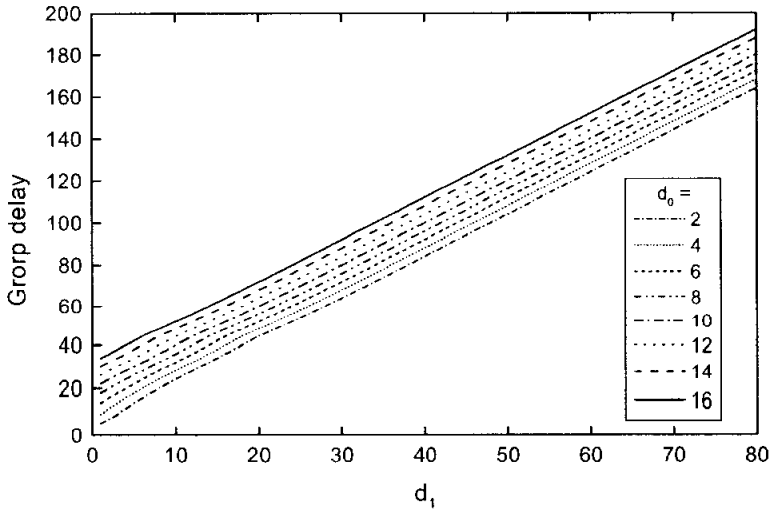


(c) Group delay

Fig. 11. Transformations by d_0 , d_1 value.



(a) Magnitude distortion's ripple

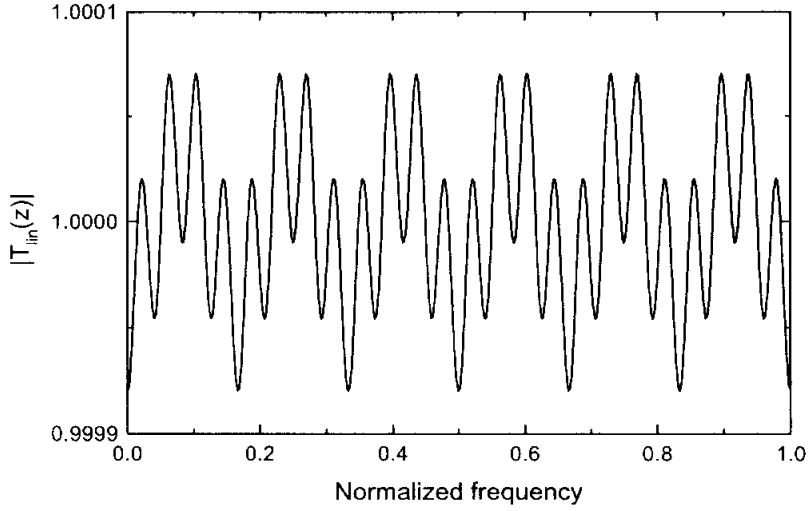


(b) Aliasing distortion's average ripple

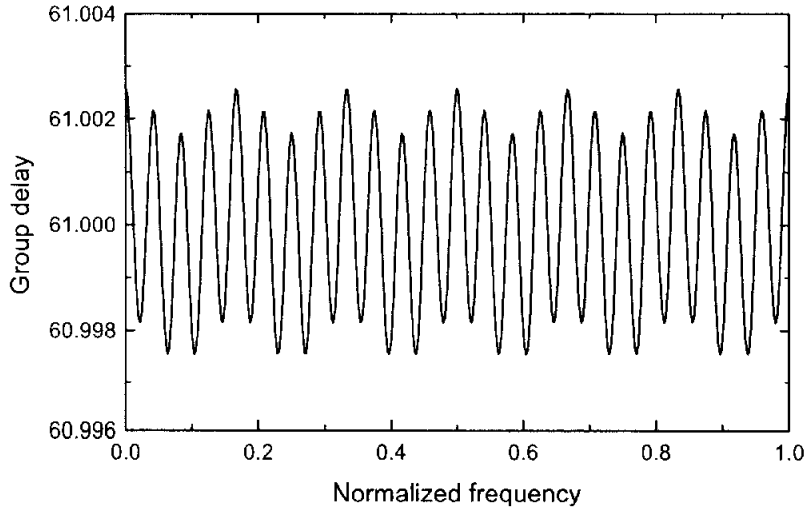
Fig. 12. Transformations by d_0 , d_1 value.

5.4 2-채널 IIR/FIR QMF 뱅크 설계

이 절에서는 앞서 선택된 지연요소와 선형 위상 FIR 필터를 이용하여 3.2.2절과 3.2.3절에서 설계한 분석 필터와 합성 필터에 대해 시뮬레이션한다. 지연요소는 그림 11과 그림 12에서 각각의 크기 왜곡과 군지연 사이의 특성들을 비교하여 크기 왜곡을 최소로 하면서, 군지연에 작은 영향을 미치는 지연요소를 선택한다. 본 논문에서는 5.3절에서의 나타난 d_0 와 d_1 의 관계를 이용하여, d_1 가 d_0 의 4배 이상의 값을 만족하도록 선택하며, 3.2.1절에서의 결과와 비교하기 위해 지연요소를 $d_0 = 6$, $d_1 = 24$ 로 선택하였으며, 지연요소에 대한 선형 위상 FIR 필터는 식 (35)과 식 (36)을 사용한다. 그림 13에서는 3.2.2절에서 지연요소 $d_0 = 6$, $d_1 = 24$ 를 사용하여 전체 분석-합성 필터뱅크의 크기 왜곡과 군지연을 나타내고 있다. 그림 13(a)에서 전체 크기 왜곡은 3.2.1절에서의 크기 왜곡과 유사하다. $Q(z)$ 를 적용하여 앨리어싱을 완전히 제거하였고, 이러한 $Q(z)$ 의 영향으로 군지연은 앨리어싱 왜곡을 제거하기 전의 $D = 49$ 샘플에서 $D = 61$ 샘플로 증가된 것을 그림 13(b)에서 확인할 수 있다. 3.2.3절에서 사용된 폴리페이저 요소들은 3.2.2절에서 사용된 폴리페이저 요소와 동일하며, 분석 필터와 합성 필터가 근사적으로 선형 위상을 가지도록 각각의 폴리페이저 요소를 QMF 관계를 만족하도록 재구성된 형태이므로, 전체 시스템의 크기 왜곡과 군지연은 3.2.2절에서와 동일하다. 그림 14와 그림 15에서 근사적 선형 위상을 갖는 분석 필터와 합성 필터의 크기 응답과 위상 응답을 각각 나타내었다. 크기 응답은 식 (23)의 결과와 같이 그림 9의 기본적인 분석 필터의 크기 응답과 유사하며, 분석 필터와 합성 필터들이 통과대역과 저지대역에서 근사적인 선형 위상을 가지는 것을 확인 할 수 있다. 그림 16과 그림 17에서는 각각의 군지연을 나타내었으며, 저역통과 필터와 고역통과 필터가 중첩되는 부분을 제외한 각각의 통과대역에서 근사적 선형 위상임을 확인할 수 있다.

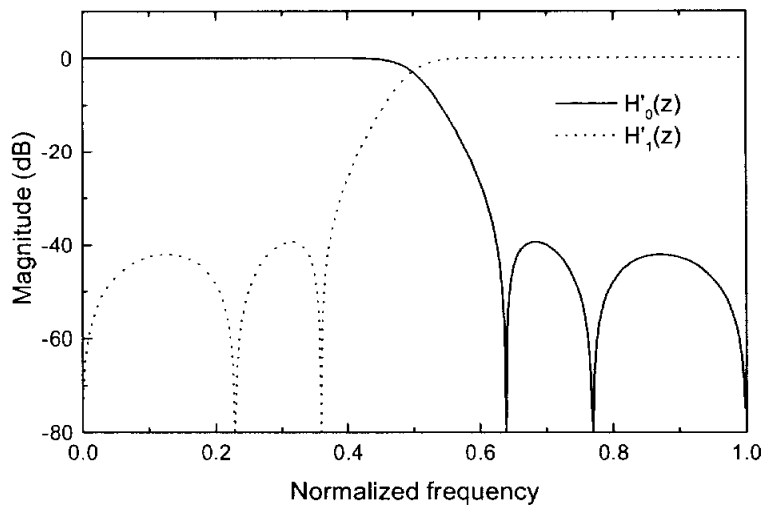


(a) Magnitude distortion

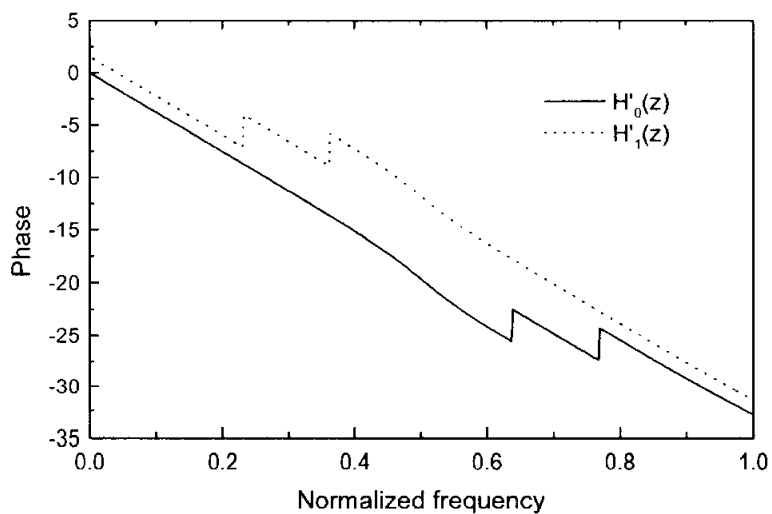


(b) Group delay

Fig. 13. Distortion and group delay by $d_0 = 6$, $d_1 = 24$ in 2-channel IIR/FIR QMF banks.

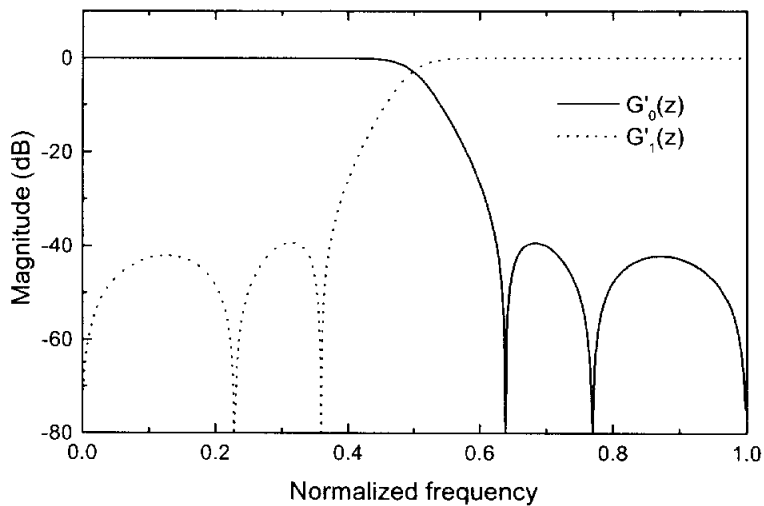


(a) Magnitude response

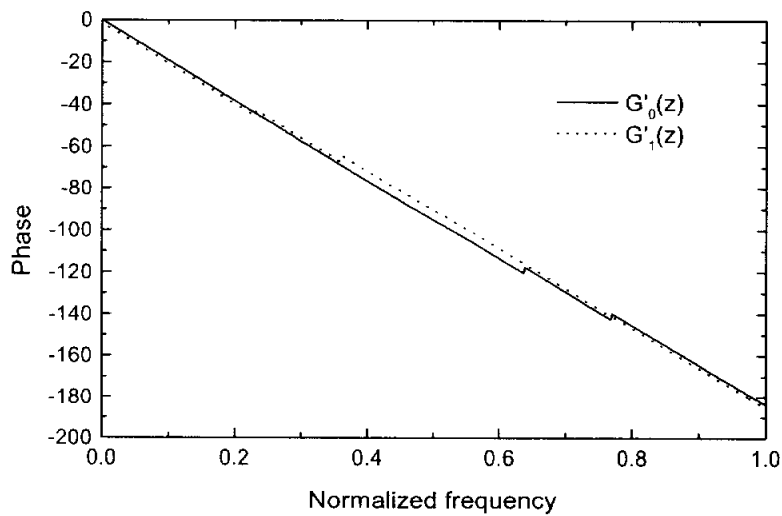


(b) Phase response

Fig. 14. Frequency response of analysis filter
in 2 channel IIR/FIR QMF banks.



(a) Magnitude response



(b) Phase response

Fig. 15. Frequency response of synthesis filter
in 2-channel IIR/FIR QMF banks.

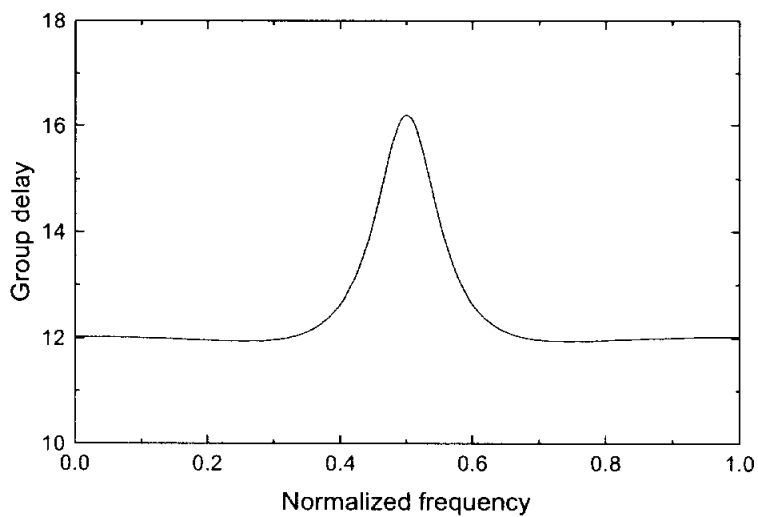


Fig. 16. Group delay of analysis filters
in 2-channel IIR/FIR QMF banks.

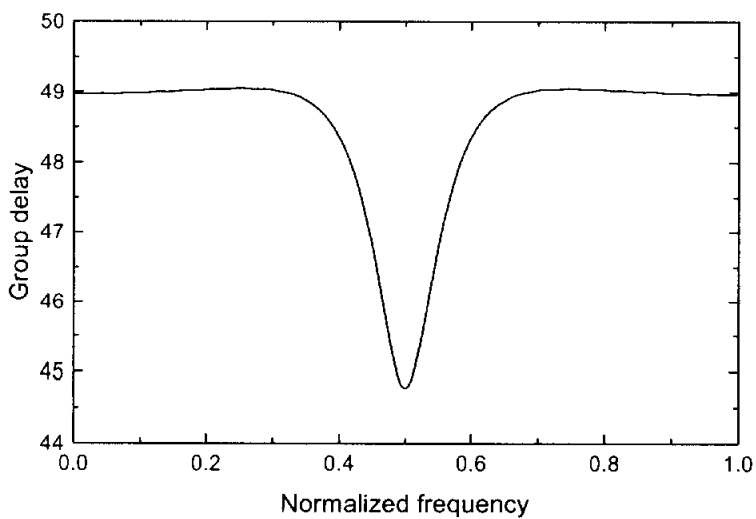


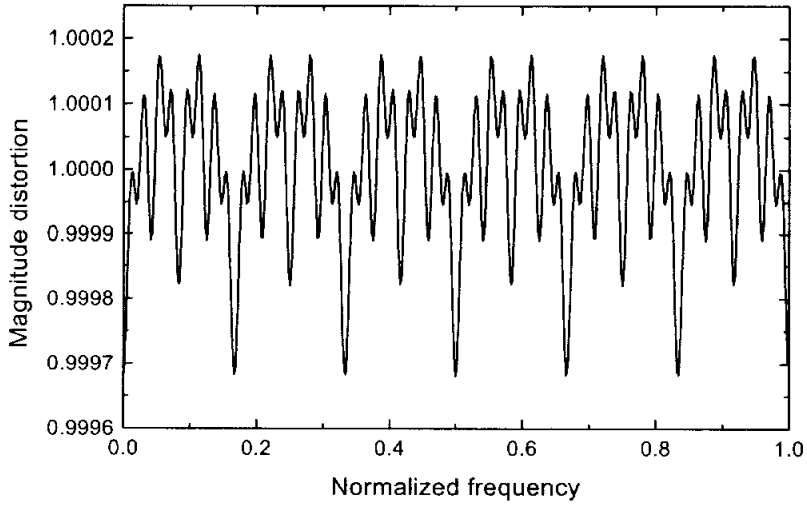
Fig. 17. Group delay of synthesis filters
in 2-channel IIR/FIR QMF banks.

5.5 4-채널 IIR/FIR QMF बैं크 설계

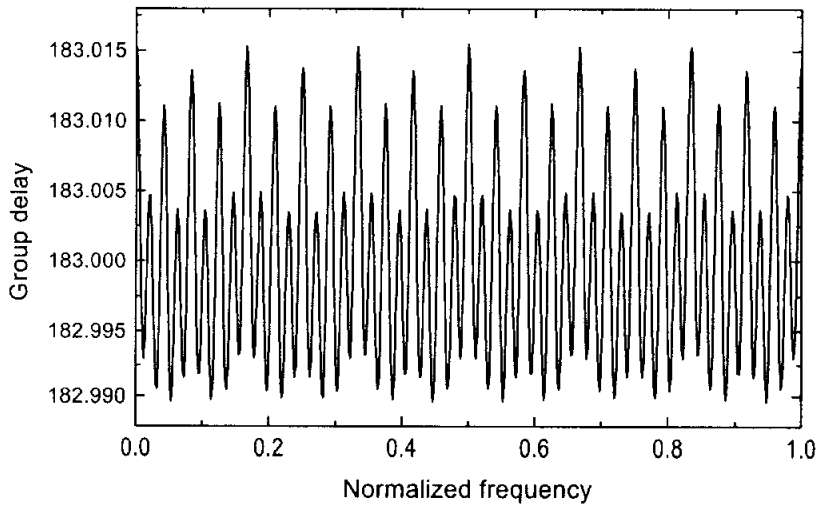
이 절에서는 3.2.3절에서 설계된 2-채널 IIR/FIR QMF बैं크를 확장하여 4장에서 설계된 트리구조의 4-채널 IIR/FIR QMF बैं크에 대한 시뮬레이션을 수행한다. 2-채널 IIR/FIR QMF बैं크에서 앨리어싱 왜곡을 완전히 제거하였고, 분석 필터와 합성 필터가 근사적 선형 위상을 가지는 것을 확인하였다. 이러한 결과를 이용하여 다채널 IIR/FIR QMF बैं크로의 확장 가능성을 확인하기 위해 2-채널 IIR/FIR QMF बैं크에 사용된 파라미터를 4-채널 IIR/FIR QMF बैं크에 적용하였다. 그림 18(a)에서는 4-채널 필터뱅크의 전체 시스템의 크기 왜곡을 나타내었으며, 그림 18(b)에서는 군지연을 나타내었다. 2-채널 필터뱅크와 비교하여 크기 왜곡과 군지연이 증가된 것을 확인할 수 있다. 군지연은 대략 3배 증가된 것을 확인할 수 있다. 표 1에서는 4-채널 필터뱅크의 각 채널에서 분석 필터들의 차단 주파수와 천이대역의 범위를 나타내었다. F_c 와 F_1 , F_2 는 각 채널의 차단 주파수를 나타내며, ΔF 와 ΔF_1 , ΔF_2 는 각 채널에서의 천이대역의 범위를 나타내었다. 각 채널에서의 천이대역의 범위가 일정한 것을 확인할 수 있다. 그림 19에서는 각 채널별 크기 응답특성을 나타내었고, 그림 20에서는 전체 4-채널 필터뱅크에서 분석 필터뱅크의 크기 응답과 군지연을 나타내었으며, 통과대역에서 위상 왜곡이 근사적으로 제거된 것을 확인할 수 있다.

Table. 1. Characteristics of 4-channel filter bank.

	$F_1(F_c)$	$\Delta F_1(\Delta F)$	F_2	ΔF_2
CH 1	0.3125	0.0625		
CH 2	0.1875	0.0625	0.6250	0.1250
CH 3	0.3750	0.1250	0.8125	0.0625
CH 4	0.6875	0.0625		

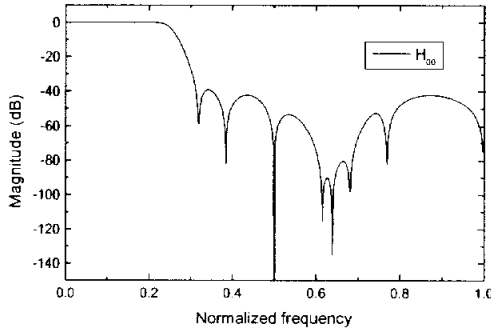


(a) Magnitude distortion

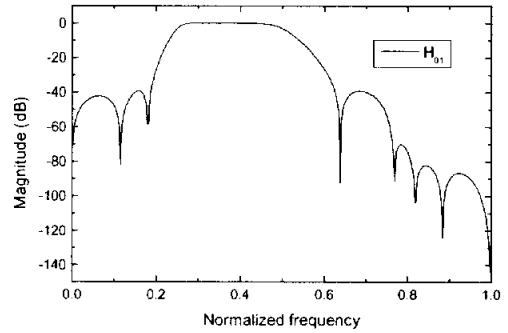


(b) Group delay

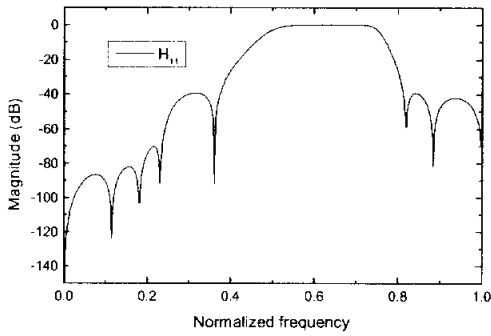
Fig. 18. Distortion and group delay by $d_0 = 6$, $d_1 = 24$ in 4-channel IIR/FIR QMF banks.



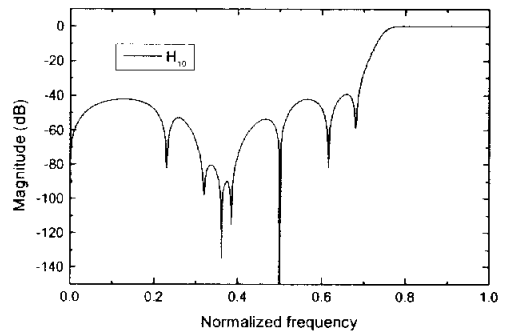
(a) Channel 1



(b) Channel 2

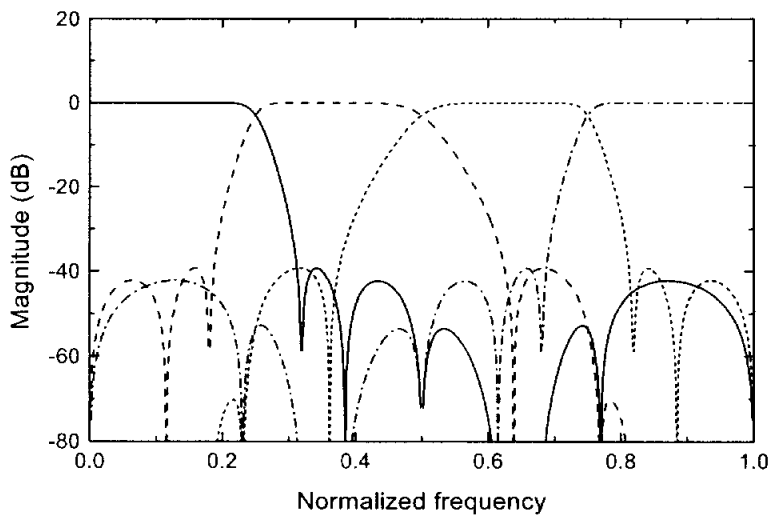


(a) Channel 3

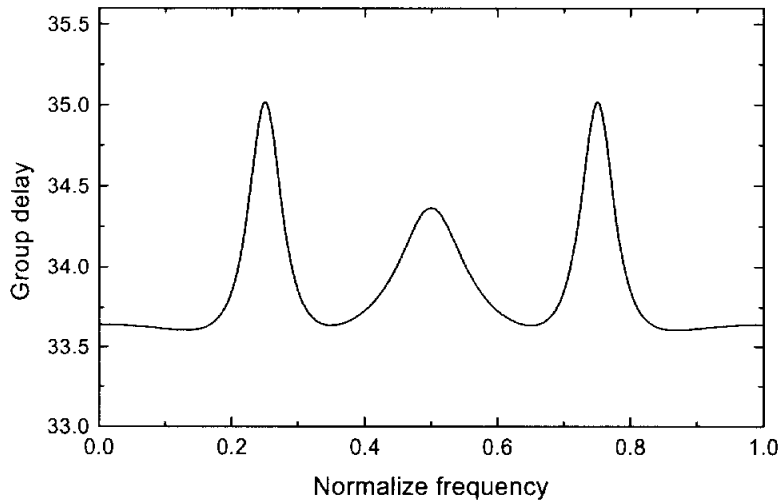


(b) Channel 4

Fig. 19. Magnitude response of analysis filters
in 4-channel IIR/FIR QMF banks.



(a) Magnitude response



(b) Group delay

Fig. 20. Frequency response of analysis filters
in 4-channel IIR/FIR QMF banks.

제6장 결 론

본 논문에서는, 폴리페이저 영역에서 QMF बैं크의 크기 왜곡과 앨리어싱 왜곡 그리고 위상 왜곡을 보상하기 위해, IIR 구조와 FIR 구조가 혼합된 2-채널 IIR/FIR 필터뱅크에 QMF 관계를 적용하여, 2-채널 IIR/FIR QMF बैं크를 설계하였다.

2-채널 IIR/FIR QMF बैं크에서 올패스 필터를 사용한 IIR 필터뱅크를 적용하여 크기와 앨리어싱 왜곡을 최소화시키고, 간단한 형태를 가지는 선형 위상 FIR 필터를 적용하여 위상 왜곡을 보상하였다.

각각의 지연요소에 따르는 주파수 응답특성을 비교하였으며, 크기 왜곡과 군지연 사이의 관계를 고찰하였다. 결과로서 합성 필터뱅크의 출력에서 복원 에러의 증가/감소가 전체 시스템 지연을 감소/증가시키는 특성을 가지는 것을 확인하였으며, 앨리어싱 요소를 완전히 제거하였고, 분석 필터와 합성 필터가 근사한 선형 위상 특성을 갖도록 설계하였다.

또한, 2-채널 IIR/FIR QMF बैं크를 확장하여 4-채널 트리구조의 분석 필터뱅크 부분을 설계하였다. 2-채널에서와 같이 앨리어싱을 완전히 제거하였으며 분석 필터가 통과대역에서 근사적 선형 위상을 가지는 결과를 얻었다.

참 고 문 헌

- [1] H. K. Kwan, "Tunable and variable passive digital filters for multimedia signal processing", In Proc. IEEE Int. Video and Speech Processing, pp. 229-232, May 2001.
- [2] A. Wroblewski, T. Erl, J. A. Nossek, "Bireciprocal lattice wave digital filters with almost linear phase response", In Proc. IEEE Int. Speech and Signal Processing, vol. 2, pp. 805-808, Apr. 2003.
- [3] L. Li, L. Xie, G. Li, Y. Chai Soh, "A new technique to filter reduction for speech signal processing systems", In Proc. IEEE Int. Speech and Signal Processing, vol. 3, pp. 1513-1516, Mar. 1999.
- [4] C. S. Regazzoni, A. S. Venetsanopoulos, G. L. Foresti, G. Vernazza, "Statistical morphological filters for binary image processing", In Proc. IEEE Int. Speech and Signal Processing, vol. 5, Apr. 1994.
- [5] S. K. Mitra, D. D. Creusere and H. Babic, "A novel implementations of perfect reconstruction QMF banks using IIR filters for infinite length signals", In Proc. IEEE Int. Sympos. Circuits and Systems, pages 2312-2315, San Diego, USA, May 1992.
- [6] A. Klouche-Djedid and S. S. Lawson, "A general design of mixed IIR-FIR two-channel QMF banks", In Proc. IEEE Int. Sympos. Circuits and Systems, Geneva, Switzerland, May 2000.
- [7] H. Xu, W. S. Lu and A. Antoniou, "Improved Iterative Methods for Design of Quadrature Mirror-Image Filter Banks", IEEE Trans. Circuits and Systems, vol. 43, pp. 363-371, 1996.
- [8] P. P. Vaidyanathan, "Multirate systems and filter banks", Prentice Hall, Englewood Cliffs, 1993.

- [9] E. Galijasevic and J. Kliever, "Non-uniform near-perfect-reconstruction oversampled DFT filter banks based on allpass-transforms", In Proc. Ninth IEEE DSP Workshop(DSP 2000), Hunt, TX, USA, Oct. 2000.
- [10] C. D. Creusere and S. K. Mita, "Efficient audio coding using perfect reconstruction noncausal IIR filter banks", IEEE Trans. on Speech and Audio Processing, 4 : 115-123, Mar. 1996.
- [11] R. Czarnach, "Recursive processing by noncausal digital filters", IEEE Trans. on Acoust, Speech and Signal Processing, ASSP-30 : 363-370, 1982.
- [12] 이상준, 배상범, 김남호, "올패스 필터와 FIR 위상 보상 필터를 사용한 IIR QMF Banks의 설계에 관한 연구", 한국통신학회 · 대한전자공학회 부산 · 경남지부 추계합동 학술논문발표회 논문집, 제11권, 제2호, pp. 117-122, 2002. 12.
- [13] 이상준, 배상범, 김남호, "FIR 위상 보상필터를 사용한 IIR QMF Banks에 관한 연구", 제어 · 자동화 · 시스템공학회 추계학술논문발표회 논문집, pp. 122-126, 2002. 12.
- [14] 이상준, 김남수, 김남호, "근사 복원 IIR/FIR QMF 필터뱅크의 설계에 관한 연구", 한국통신학회 · 대한전자공학회 부산 · 경남지부 춘계합동 학술논문발표회 논문집, 제12권, 제1호, pp. 159-164, 2003. 6.
- [15] 김남수, 이상준, 김남호, "McClellan 변환을 이용한 2차원 FIR Fan필터 설계와 QP 방법에 관한 연구", 한국통신학회 · 대한전자공학회 부산 · 경남지부 춘계합동 학술논문발표회 논문집, 제12권, 제1호, pp. 141-145, 2003. 6.
- [16] 이상준, 김남수, 김남호, "근사 복원 IIR/FIR QMF 필터뱅크에서 지연 요소 변화에 따른 특성에 관한 연구", 한국신호처리 · 시스템학회 하계 학술대회 논문집, 제4권, 제1호, pp. 296-299, 2003. 6.
- [17] 김남수, 이상준, 김남호, "QP 방법과 McClellan 변환을 이용한 2차원 FIR Elliptic 필터 설계에 관한 연구", 한국신호처리 · 시스템학회 하계 학술대회 논문집, 제4권, 제1호, pp. 268-271, 2003. 6.

감사의 글

본 논문이 완성되기까지 부족한 저에게 학문에 대한 열정을 가르쳐 주신 김남호 교수님께 진심으로 감사 드립니다. 부족한 논문의 심사를 위해 바쁘신 와중에도 성심껏 지도해 주신 최연옥 교수님, 변기식 교수님, 학위과정동안 많은 관심과 염려를 해 주신 이형기 교수님, 황용연 교수님, 김만고 교수님, 안영주 교수님, 신춘식 선생님께도 깊이 감사 드립니다.

짧지 않은 연구실 생활동안 항상 곁에서 도움과 격려를 아끼지 않았던 배상범, 강부경, 김남수 선배님들에게 감사 드리며, 같이 논문작업을 하면서 서로 도움이 되었던 임재환님, 함께 웃고, 고민을 나누던 오세진, 류정휘, 이호, 김희동 후배, 그리고 시스템제어연구실의 신봉철 선배, 임상진, 박기원, 김동원, 김상호, 탁종현 후배, 신호처리연구실의 김성훈, 공형식, 신재현 후배에게도 고마움을 전합니다. 또한 조교생활과 학업을 병행하며 수고하고 있는 문홍득, 정광덕 후배, 2년 동안의 조교생활동안 여러모로 많은 도움을 주신 전기공학과 조교 윤상호 선생님에게도 감사를 드립니다.

멀리서 여러모로 많은 힘이 되어준 선배이자 동기인 강민구, 항상 힘들고 지칠 때 힘과 용기를 잃지 않게 도와준 대학동기 김태익, 이동윤, 최병진, 정광문, 하상목, 이준호에게도 고맙다는 말을 전하며, 오랜 시간동안 변하지 않는 우정으로 대해준 친구 최선욱, 손성낙, 원현주에게도 이 자리를 빌어 감사를 드립니다. 그 외에도 이름을 밝히지 않은 수많은 분들의 도움에 고마운 마음을 전합니다.

오늘이 있기까지 오랜 시간동안 깊은 사랑과 정성으로 보살피 주신 부모님께 머리 숙여 감사를 드립니다. 손자 걱정에 노심초사하시던 할머니, 못한 형이지만 잘 따라준 동생 승훈이, 멀리서 항상 걱정해 주시고 힘이 되어주신 누님과 자형 그리고 항상 기쁨과 희망을 주는 귀여운 조카 민경, 민지에게 감사를 표합니다. 아울러 힘들 때 항상 내 편이 되어 사랑의 힘으로 격려해 준 김희경 양에게도 사랑과 함께 감사를 드립니다.

2003년 8월
이 상 준 올림