

---

# FIR과 IIR 필터를 이용한 고정밀 디지털 오디오용 데시메이션 필터 설계

신전순\*

The Design of Decimation Filters for High Precision  
Digital Audio Using FIR and IIR Filters

Gun-Soon Shin\*

---

이 논문은 2000년도 금오공과대학교 학술연구비와 IDEC의 CAD TOOL을 지원받았음

---

## 요 약

본 논문은 기존의 고정밀 오디오 ADC 칩 내에서 통과대역 내에서 발생하는 감쇠 특성을 보상하기 위해 디지털 데시메이션 필터의 구조를 FIR와 IIR 필터를 혼합한 구조를 제시하였다. 제시된 ADC 구조에 의해 기존의 디지털 데시메이션 필터 구조 보다 RAM과 MAC 크기가 감소됨을 알 수 있었고, 6차  $\Delta\Sigma$  변조기와 디지털 데시메이션 필터의 특성은 통과대역 내( $\leq 0.4535 \times fs$ )에서 진폭은  $\pm 0.0007\text{dB}$ ,  $0.4535 \times fs$ 에서 감쇠는  $-0.0013\text{dB}$ , 저지대역 이상( $\geq 0.5465 \times fs$ )에서 감쇠는  $-110\text{dB}$ 였고, 통과대역 내에서 군지연이  $30.07/fs[s]$ 이고, 군지연 오차가  $0.1672\%$ 였으며, 군지연 특성은 기존 구조와 유사하였다.

## ABSTRACT

This paper has been proposed a structure composed of FIRs and IIR filters as digital decimation filter to compensate the drooping inband on the high precision ADC chips. The area of chip has been reduced compared with the conventional structure because the RAM and MAC is reduced. The passband ripple( $\leq 0.4535 \times fs$ ), passband attenuation(at  $0.4535 \times fs$ ) and stopband attenuation( $\geq 0.59 \times fs$ ) of the 6th-order  $\Delta\Sigma$  modulator and digital decimation filter had  $\pm 0.0007\text{dB}$ ,  $-0.0013\text{dB}$  and  $-110\text{dB}$ , respectively. Also the inband group delay, which was almost same compared with the conventional digital decimation filter structure, was  $30.07/fs[s]$  and the error of group delay was  $0.1672\%$ .

## 1. 서론

디지털 오디오용 ADC(아날로그-디지털 변환기)는 주로 Anti-Aliasing 필터,  $\Delta\Sigma$  변조기(Delta-Sigma

modulator), 디지털 데시메이션 필터(Decimation filter), 그리고 고역통과 필터(High-pass filter)로 구성된다[1~9]. 보통 Anti-Aliasing 필터는 칩 외부에 낮은 차수의 아날로그 저역통과 필터를 사용하여 입력 신호 대역 밖(Out-of-band)의 잡음을 감쇠시키는데

---

\* 금오공과대학교 전자공학과  
접수일자 : 2001. 5. 4

이 필터를 거친 신호들은  $\Delta\Sigma$  변조기의 입력으로 인가되고, 이 변조기는 64배 또는 128배로 과표본화(Over-sampling)하여 양자화 오차(Quantization error)신호를 작게 만들지만 그 구조 특성상 그 양자화

오차를 고주파수로 천이시켜 입력신호내(Inband)의 잡음을 줄여주어 1-Bit 디지털 데이터군(Digital data stream)을 출력시킨다. 이 디지털 신호는 다시 디지털 데시메이션 필터를 거쳐 64배 또는 128배로 과표본화된 데이터를 다시 샘플비(Sampling rate),  $f_s$ 까지 다운 샘플링되는데 이때 각각 앨리어싱(Aliasing)되는 신호를 데시메이션 필터에서 필터링하며, 그 다음에 입력 신호 내에서 감쇠(Drooping) 현상이 발생하는 것을 보상하는 디지털 필터가 필요하다. 이것은 데시메이션 필터로서 사용되는 Comb 필터 때문에 주로 발생하는 데 특히 고정밀한 통과대역의 진폭이 요구하는 곳에서는 더욱 큰 문제가 된다.

따라서 본 논문에서는 디지털 데시메이션 필터를 구현함에 있어 기존에 Comb, FIR, 보상 필터로 구성된 것을 Comb, IIR, FIR 필터를 혼합시켜 다운 샘플링시키는데, IIR 필터의 주목적은 상기에서 언급한 통과대역 내에서 Comb 필터에 의한 감쇠 현상과 IIR 필터 형태의  $\Delta\Sigma$  변조기로 인해 통과대역 내에서 신호 왜곡을 보상하기 위한 것이다. 또한, IIR 필터를 사용하므로써 기존의 구조와 유사한 균지연 특성을 갖도록 하는데 그 목적이 있다. 이로 인하여 18비트 이상에서 사용할 수 있는 고정밀의 디지털 오디오 ADC의 한 코어(Core)로 적용하고자 한다. 이를 위하여 기존의  $\Delta\Sigma$  변조기 -Comb-FIR-FIR-FIR-보상필터의 구조에서  $\Delta\Sigma$  변조기-Comb-IIR-FIR-FIR의 구조를 제시하기 위하여 제2장에서는 기존 방식에서의 문제점을 검토하고, 제3장에서는 본 논문에서 제시하는 구조에 대한 설명과 기존 구조와 비교하였으며, 주파수 특성과 균지연 특성에 대해 기존 방식과 비교, 검토하였다.

II. 기존의 디지털 오디오 아날로그-디지털 변환기

오디오 ADC에서 대부분의 그 구조들은 그림 1과 같이 아날로그 입력신호는  $\Delta\Sigma$  변조기에 전해지는데 일반적으로 이  $\Delta\Sigma$  변조기는 18비트 이상의 분해능(Resolution)을 갖기 위해서는  $\Delta\Sigma$  변조기가 4차(과표

본화 주파수= $128 \times f_s$  또는 5차(과표본화 주파수= $64 \times f_s$ ) 이상으로 구현되어야 하는데, 24비트 이상의 분해능을 갖기 위해서는  $\Delta\Sigma$  변조기가 6차(과표본화 주파수= $128 \times f_s$ ) 이상으로 구현되어야 한다. 따라서 본 논문에서 6차  $\Delta\Sigma$  변조기를 이용한 일 예를 보여주고자 그림 2에 나타내었다.

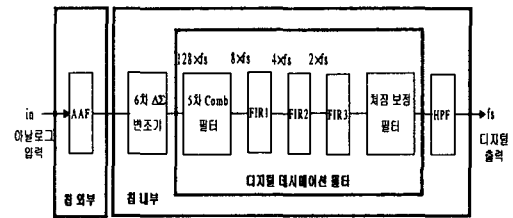


그림 1. 기존의  $128 \times f_s$  오디오 ADC의 구성

이  $\Delta\Sigma$  변조기는 그림 2(a)처럼 적분기로 구성된 루프 필터(Loop filter)와 양자화기(Quantizer)로 구성되어 비선형성을 갖는 IIR 필터 형태를 갖는데 그림 2(b)는 본 논문에서 사용한 6차  $\Delta\Sigma$  변조기의 구조를 모델링한 것이다. 이 6차  $\Delta\Sigma$  변조기의 신호(X)대 출력(Y) 및 양자화 잡음(Q)대 출력(Y) 전달함수는 각각 다음과 같다.

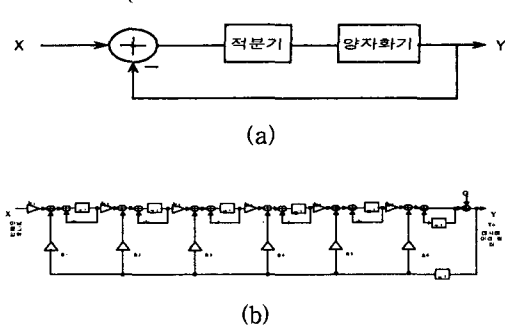


그림 2.  $\Delta\Sigma$  변조기의 구조. (a)  $\Delta\Sigma$  변조기의 블록 다이어그램, (b) 6차  $\Delta\Sigma$  변조기의 모델.  
Fig. 2. The structure of  $\Delta\Sigma$  modulator.  
(a) The block diagram of  $\Delta\Sigma$  modulator,  
(b) The model of 6th-order  $\Delta\Sigma$  modulator.

$$\frac{Y(z)}{X(z)} = \frac{2.3771 e^{-3} z}{D(z)} \dots \dots \dots (1)$$

$$\frac{Y(z)}{Q(z)} = \frac{(z-1)^6}{D(z)} \dots \dots \dots (2)$$

분모다항식은 여기서

$$D(z) = z^6 - 5.0417z^5 + 10.6676z^4 - 12.1139z^3 + 7.7814z^2 - 2.6797z + 0.3863$$

이다.

식 (1), (2)에서 보는 바와 같이  $\Delta\Sigma$  변조기는 신호 대 출력 특성은 저역통과 필터 특성을 갖고, 양자화 잡음대 출력은 고역통과 필터 특성을 가지므로 양자화 오차는 고주파수로 천이됨을 예측할 수 있다. 위의  $\Delta\Sigma$  변조기의 후단에는 일련의 N배로 과표본화된 샘플링비를 낮추면서 엘리어싱(Aliasing)되는 것을 방지하고자 데시메이션(Decimatio) 필터가 사용되는데, 데시메이션이란 샘플된 시계열 신호(x(n)), n= ..., -2, -1, 0, 1, 2, ...을 각 데이터 사이마다 N개씩 데이터를 빼내어 표본화 주파수(fs)를 1/N배로 만드는 조작을 의미한다. 기존의  $128 \times fs$  디지털 데시메이션 필터 구조는 그림 1과 같이  $\Delta\Sigma$  변조기 후단에 Comb 필터, 3단 FIR 필터, 보정필터로 구성되었다.[1~9], 첫 번째 Comb 필터로 16배 만큼 과표본화 주파수를 다운(down)시키고, 첫 번째 FIR 필터로 2배의 다운 샘플링과 동시에 필터링을 수행하며, 이를 다시 2단의 FIR 필터로써 각각 다운 샘플링 및 필터링을 수행하여 전체 8배의 다운 샘플링을 수행함으로써  $\Delta\Sigma$  변조기의 워드 길이의 128배 만큼의 데이터를 다운시킨 결과를 얻도록 하고 있다.

본 논문에서의 디지털 보간 필터의 사양은 표 1에서 나타낸 바와 같이 24비트 이상에서의 각 회사별 사양은 다르지만 AK5383, AK5392, AK5393[7~9]과 같이 통과대역( $\leq 0.4535 \times fs$ ) 내의 진폭을  $\pm 0.001$ [dB], 저지대역( $\geq 0.5465 \times fs$ ) 감쇠를 -110 [dB]로 설정하였다. 이 때 표본화 주파수  $fs=44.1$ [kHz]로 하여 통과대역은  $0.4535 \times fs$ , 저지대역은  $0.5465 \times fs$ 로 설정하여 시뮬레이션한 결과 위 사양을 만족시키기 위한 Comb 필터는 5차가 필요로 하였으며, 이때 전달함수는

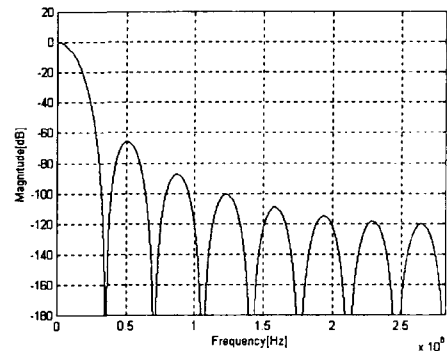
$$H(z) = \left[ \frac{1 - z^{-16}}{16(1 - z^{-1})} \right]^5 \dots \dots \dots (3)$$

와 같았다. 이는 5차 필터역할과 16배로 다운 샘플링함을 의미한다. 이에 대한 주파수 특성을 그림 3에 나타내었으며 그림 3(b)는 그림 3(a)의 통과대역 부분을 확대한 것으로서 감쇠현상이  $0.4535 \times fs=20$ [kHz]에서 -0.228까지 감쇠되고 있다.

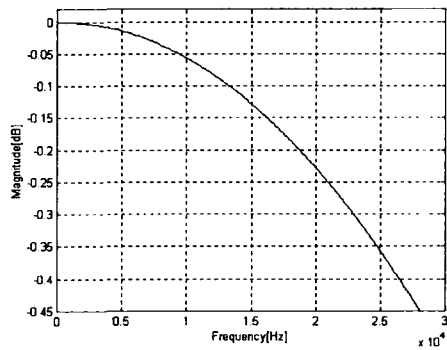
표 1. 24-비트 오디오 ADC의 사양 요약

Table 1. The summary of specifications of 24-bit audio ADCs

회사명	칩명칭	통과대역 진폭[dB]	저지대역 감쇠[dB]
Crystal Semiconductor	CS5333	-0.08 ~ +0.17	-60.3
	CS5360	$\pm 0.0025$	-85
	CS5394	$\pm 0.005$	-117
	CS5396/7	$\pm 0.005$	-117
AKM	AK5383	$\pm 0.001$	-110
	AK5392	$\pm 0.001$	-110
	AK5393	$\pm 0.001$	-110
Analog Devices	AD1555/6	$\pm 0.05$	-86



(a)



(b)

그림 3. 5차 Comb 필터의 출력 주파수 스펙트럼. (a)  $128 \times fs$  주파수 스펙트럼, (b) (a)에 대한 통과대역 주파수 특성 곡선. Fig. 3. The output frequency spectrum of the 5th-order Comb filter. (a)  $128 \times fs$  frequency spectrum, (b) Inband frequency characteristics of (a).

이는 다음에서 설명하겠지만 위 사양에서 통과대역 내에서의 감쇠를 만족시키지 못하는 주요 원인 중의

하나인데 이 문제점을 보정하기 위해서는 아날로그  $\Delta\Sigma$  변조기가 식 (1), (2)에서 처럼 IIR 필터로 동작하므로 전체적인 연결을 한 후에 이에 대한 보정이 필요로 한다는 것을 의미하므로 다음에서 설명하기로 한다. 한편 위 사양을 만족시키기 위한 그림 1의 디지털 데시메이션 필터의 FIR1, FIR2, FIR3의 탭수는 각각 21, 31, 143을 얻을 수 있었고, 각각의 3단 FIR 필터의 주파수 스펙트럼은 그림 4와 같았다. 그림 4(a)에서 보는 바와 같이 FIR1, FIR2, FIR3의 출력에서 저지대역은 약  $-110[\text{dB}]$ 의 감쇠 특성을 갖으며, 통과대역에서의 진폭은 그림 4(b)에서 보는 바와 같이  $0.4535 \times fs$  이하에서 진폭이 약  $\pm 0.00003[\text{dB}]$ 이고,  $0.4535 \times fs$ 에서 감쇠가  $-0.000012[\text{dB}]$ 인 특성을 갖음을 볼 수 있어 이 FIR 필터들은 모두 사양을 만족시킬 수 있음을 볼 수 있다.

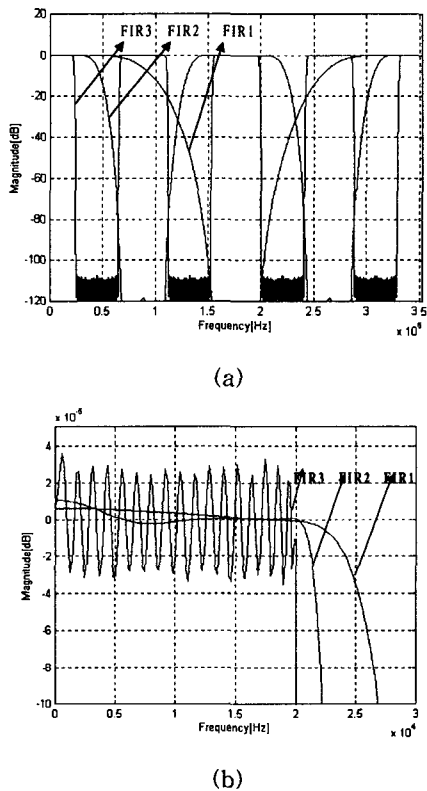


그림 4. 3단 FIR 필터의 주파수 스펙트럼. (a)  $8 \times fs$  주파수 스펙트럼, (b) (a)에 대한 통과 대역 주파수 특성곡선  
Fig. 4. The frequency spectrum of 3 stage FIR filters. (a)  $8 \times fs$  frequency spectrum, (b) Inband frequency characteristics of (a).

상기의 Comb 필터와 FIR 필터들을 그림 1과 같이 종속연결 하였을 때의 주파수 스펙트럼은 그림 5와 같다. 그림 5(a)에서 보는 바와 같이 저지대역에서는  $-110\text{dB}$  이상의 감쇠특성을 갖음을 볼 수 있고, Comb 필터로 인해 그림 5(b) 처럼 통과대역,  $0.4535 \times fs$ 이하에서는 약  $-0.225[\text{dB}]$ 까지 떨어져 통과대역 내의 감쇠 특성은 사양을 만족시키지 못함을 볼 수 있다.

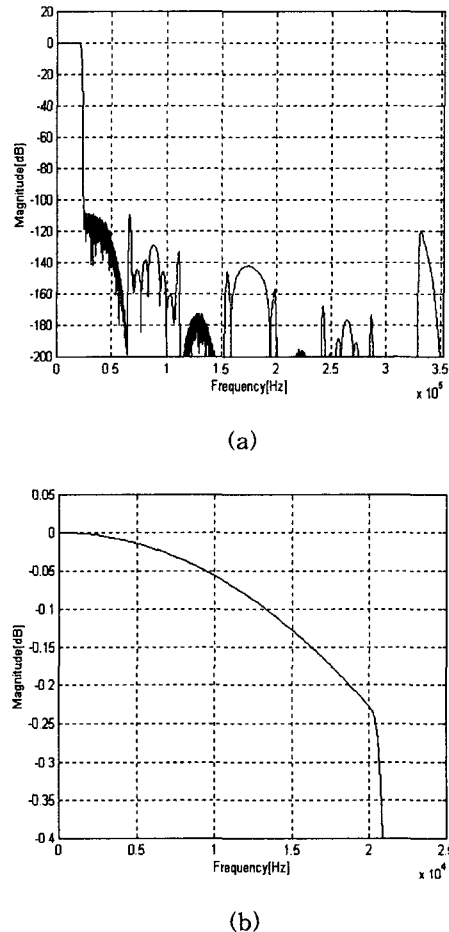


그림 5. Comb 필터와 3단 FIR 필터를 종속 연결한 출력 주파수 특성곡선. (a)  $8 \times fs$  주파수 스펙트럼, (b) (a)에 대한 통과대역 주파수 특성곡선  
Fig. 5. The output frequency spectrum of the cascaded Comb and 3 stage FIR filters. (a)  $8 \times fs$  frequency spectrum, (b) Inband frequency characteristics of (a).

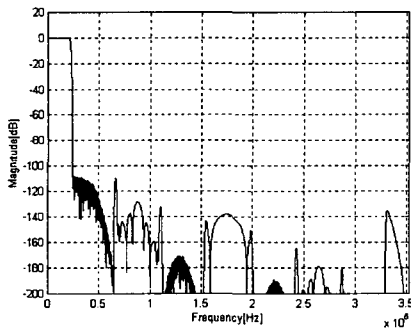
상기 데시메이션 필터와 그림 2(b)의  $\Delta\Sigma$  변조기를 종속 연결한 주파수 스펙트럼을 보면 그림 6과 같은데, 그림 6(a)에서는 식(1)에서 보여준  $\Delta\Sigma$  변조기의

저역통과 필터 특성에 의해  $8 \times fs - (0.4535 \times fs) = 332.8$  [kHz] 근처에서 약 17[dB]만큼 더 감쇠시키며, 양자화 잡음을 식 (2)처럼 고주파수로 천이시킨다. 이때 통과대역은 그림 6(b)에서 보는 바와 같이  $\Delta\Sigma$  변조기로 인하여 통과대역 내에서 감쇠는  $0.4535 \times fs$ 에서 -0.185 [dB]로 변하여 통과대역 내에서 진폭 사양을 만족시킬 수가 없다. 따라서, 그림 1에 보여준 것과 같이 처짐 보정 필터가 사용되어야 하는데, 이 때 그림 6에서 보는 바와 같이 최소한 2차이상의 IIR 필터가 필요하게 되는데 이때에 근접한 전달함수는 다음과 같다.

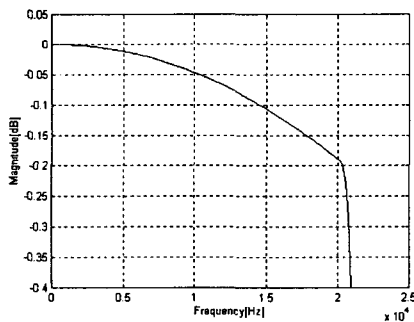
$$H(z) = \frac{a11 z^2 + a12 z + a13}{z^2 + b12 z + b13} \dots (4)$$

여기서  $a11=a13=0.154$ ,  $a12=2 \times a11$ ,  $b12=-0.69$

57,  $b13=0.3116$ 인데, 그림 7에서 보는 바와 같이 통과대역내에서 진폭이  $\pm 0.0135$ [dB]이어서 추가로 3차의 처짐보상 필터가 필요함을 알 수 있다. 따라서 그림 1과 같이 Comb 필터와 3단의 FIR 필터 구조로는 고정밀 통과대역의 특성을 만족시키기 위해서는 별도의 처짐 보상 필터가 필요로 하는 문제점을 갖는다.



(a)



(b)

그림 6.  $\Delta\Sigma$  변조기와 디지털 데시메이션 필터를 중속연결한 출력 주파수 특성곡선. (a)  $8 \times fs$  주파수 스펙트럼, (b) (a)에 대한 통과대역 주파수 특성곡선

Fig. 6. The output frequency characteristics of the cascaded  $\Delta\Sigma$  modulator and digital decimation filter. (a)  $8 \times fs$  frequency spectrum, (b) Inband frequency characteristics of (a).

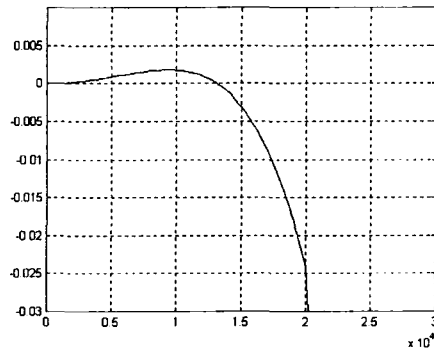


그림 7. 2차 처짐 보상 필터에 의한 그림 1 구조에 대한 통과대역 주파수 특성 곡선.

Fig. 7. The passband frequency characteristic of Fig. 1 structure by the 2nd-order drooping compensation

### III. 본 논문에서 제시하는 디지털 데시메이션 필터

제2장에서 보는 바와 같이 그림 1과 같은 기존의 구조에서 5차 Comb 필터의 후단에 FIR2과 FIR3는 동일하지만 FIR1대신에 IIR 필터를 사용하여 후단에 처짐 보상 필터를 제거한 구조를 그림 8에 나타내었다.

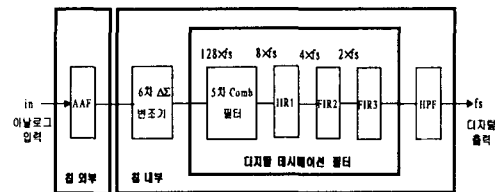


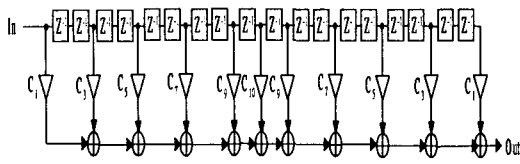
그림 8. 본 논문에서 제시하는  $128 \times fs$  24-비트 오디오 ADC의 구조.

Fig. 8. The proposed  $128 \times fs$  24-bit audio ADC structure.

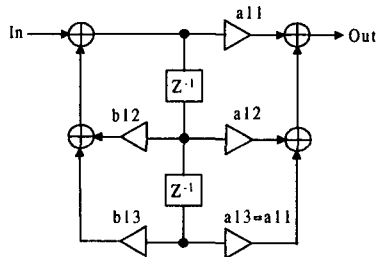
#### 3.1 구조 비교 및 검토

제2장에서 구해진 FIR1에 대한 모델과 처짐 보상 필터는 그림 9(a), (b)와 같은데, 이 대신에 사용될 IIR1 필터에 대한 모델은 그림 9 (c)와 같다. 그림9 (c)

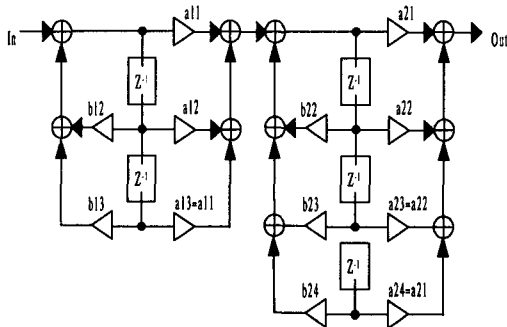
에서 처럼 IIR1 필터의 전달함수는 다음과 같다.



(a)



(b)



(c)

그림 9. FIR1과 IIR1의 모델. (a) FIR1 filter의 모델, (b) 처짐 보상 필터의 모델, (c) IIR1 filter의 모델.  
Fig. 9. The model of FIR1 and IIR1. (a) The model of FIR1 filter, (b) The model of drooping compensation filter, (c) The model of IIR1 filter.

$$H(z) = \frac{a11 z^2 + a12 z + a13}{z^2 + b12 z + b13} \times \frac{a21 z^3 + a22 z^2 + a23 z + a24}{z^3 + b22 z^2 + b23 z + b24}$$

..... (5)

여기서

$$\begin{aligned} a11 &= a13=0.14911517, a12=0.29810074, \\ b12 &=-0.730933313, b13=0.3272644, \\ a21 &= a24=0.0396536547, a22=a23 \\ &= 0.118631957, b22=-1.3802129, \\ b23 &= 0.9124249, b24=-0.2156408 \end{aligned}$$

이다.

FIR1은 FIR2, FIR3와 마찬가지로 카이저 창(Kaiser window)을 이용하면 표 2에 나타낸 것 처럼 탭수가 21인 필터를 얻을 수 있는데, 계수값이 하프 밴드(Half-band)를 기준으로 대칭이 되고- 하프 밴드 필터(Half-band filter)라 불리워짐. - 또한 그 계수의 절반은 0의 계수를 갖으므로 실제 RAM에 저장해야 할 계수의 수는 6개가 되며, MAC의 수는 11개가 된다.

기존 구조에 대한 처짐 보상을 위한 IIR 필터를 앞에서 처럼 최소한 2차라고 할 때에는 표 2에서 처럼 탭수는 6개, RAM에 저장되는 계수의 수는 5개이고, MAC의 수는 6개가 된다.

표 2. 그림 1의 FIR1과 처짐 보상 필터 및 그림 8의 IIR1 필터에 대한 비교.

Table 2. The comparison of FIR1 and drooping compensation filter in Fig. 1 and IIR1 filter in Fig. 8.

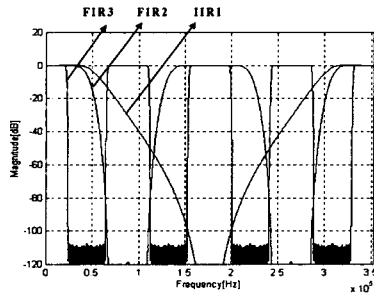
구조	단 구분	출력 표본 주파수	탭수	RAM에 저장되는 계수의 수	MAC의 수
그림 1	FIR1	$8 \times fs=352.8\text{kHz}$	21	6	11
	처짐 보상	$2 \times fs=88.2\text{kHz}$	6	5	6
그림 8	IIR1	$8 \times fs=352.8\text{kHz}$	5	9	12

그림 8 구조의 디지털 보간 필터는 FIR2와 FIR3는 동일한 대신에, 그림 9 (b)의 구조와 같이 IIR1은 표 2에 나타낸 것 처럼 탭수가 5인 필터가 되고, 실제 RAM에 저장해야 할 계수의 수는 9개가 되며, MAC의 수는 12개가 된다. 따라서 하드웨어적인 측면에서 볼 때 RAM과 MAC으로 인한 면적은 기존구조 보다 그림 8의 구조가 더 감소된다.

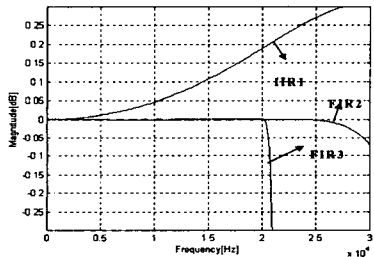
### 3.2 주파수 특성 비교 및 검토

그림 10은 그림 4의 FIR2, FIR3 필터와 식 (5)에서 구해진 IIR1 필터의 주파수 스펙트럼을 나타낸 것으로서 그림 10(a)에서 보는 바와 같이 저지대역은 -110[dB]이상의 감쇠 특성을 갖고, 통과대역에서의 진

폭은 그림 10(b)에서 보는 바와 같이 IIR1의 경우,  $0.4535 \times fs$  이하에서  $\pm 0.095[dB]$ 이고,  $0.4535 \times fs$ 에서 진폭이  $0.19[dB]$  임을 볼 수 있지만 그림 11에서 보는 바와 같이 상기 데시메이션 필터와 식 (1), (2)의  $\Delta\Sigma$  변조기를 모두 종속 연결하였을 때 출력 스펙트럼을 살펴보면 그림 11(b)에서 통과대역 진폭이  $\pm 0.0007[dB]$ ,  $0.4535 \times fs$ 에서  $-0.0013[dB]$  감쇠가 있어 모두 사양을 만족하였음을 보여준다.

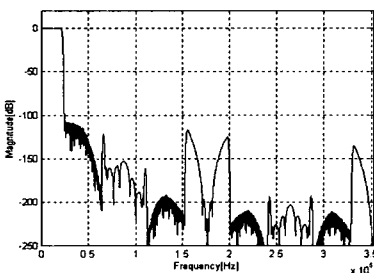


(a)

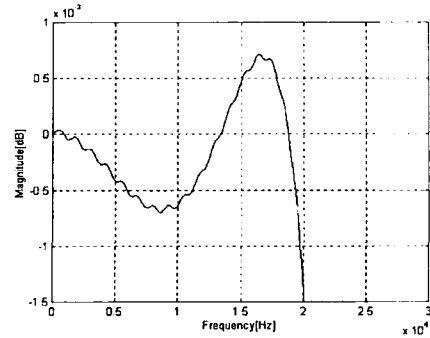


(b)

그림 10. 2단의 FIR 필터와 IIR 필터로 혼합된 구조의 주파수 스펙트럼. (a)  $8 \times fs$  주파수 스펙트럼, (b) (a)에 대한 통과대역 주파수 특성곡선.  
Fig. 10. The frequency spectrum composed of FIRs and IIR filters. (a)  $8 \times fs$  frequency spectrum, (b) Inband frequency characteristics of (a).



(a)



(b)

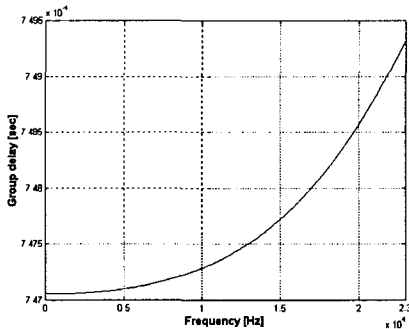
그림 11. 디지털 보간 필터와  $\Delta\Sigma$  변조기를 종속 연결한 출력 주파수 스펙트럼. (a)  $8 \times fs$  주파수 스펙트럼, (b) (a)에 대한 통과대역 주파수 특성곡선.  
Fig. 11. The output frequency spectrum of the cascaded digital interpolation filter and  $\Delta\Sigma$  modulator. (a)  $8 \times fs$  frequency spectrum, (b) Inband frequency characteristic of (a).

또한, 그림 11(a)에서는 식 (1)에서 보여준  $\Delta\Sigma$  변조기의 저역통과 필터 특성에 의해 저지대역  $0.5465 \times fs$  이상에서  $-110[dB]$  이상의 감쇠특성을 갖는 것을 볼 수 있어 통과대역과 저지대역에서의 감쇠 사양을 모두 만족시켜 줌을 알 수 있다. 즉, 그림 1 구조에서는 그림 8과 같은 구조가 구성되지 않았다면 통과대역의 진폭 사양을 만족시키기 위해서는 처짐보상 필터의 차수를 증가시켜야 한다.

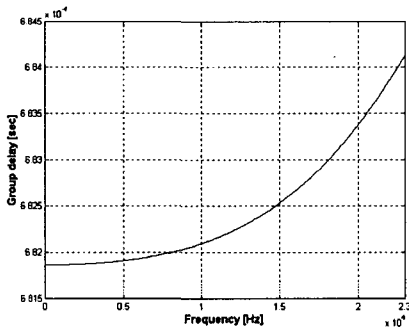
### 3.3 균지연 특성 비교 및 검토

FIR 필터는 선형 위상(Linear phase)을 가지므로 균지연 특성이 우수하지만 IIR 필터의 위상은 선형이 아니므로 시스템 측면에서 조사해보아야 한다. 그림 1의 구조의 경우 Comb, FIR, 2차 처짐 필터와  $\Delta\Sigma$  변조기를 종속 연결시켰을 때 제2장에서 처럼 통과대역 내에서 큰 진폭을 가지므로 칩 내부에 별도의 고차 처짐 보상 필터가 구성해야 하는데 이때의 균지연 특성을 살펴보면 그림 12 (a)와 같은 특성을 얻을 수 있었다. 그림 12 (a)에서 보는 바와 같이 균지연은 통과대역 내에서  $32.945/fs[s]$ 이고, 균지연 오차가  $(7.4815 - 7.4705)/7.4705 = 0.1472\%$ 였으며, 그림 8에서 제시한 구조의 경우 최종 출력단에서 균지연 특성을 살펴보면

그림 12 (b)에서 보여주는 바와 같이 통과대역 내에서 30.07/fs[s]이고, 오차가 (6.83-6.8186)/6.8186=0.1672% 였는데, 이 시뮬레이션에서는 그림 1의 구조의 경우 IIR 형태의처짐보상 필터가 더 추가된 형태이므로 균 지연 값이 본 구조에 비해 크기 때문에 균 지연 오차가 더 작은 값으로 나왔지만 이 점을 감안하면 균 지연 오차는 거의 동일한 값이 될 것이다.



(a)



(b)

그림 12. 균 지연 특성곡선. (a) 그림 1 구조의 균 지연, (b) 본 논문의 균 지연.

Fig. 12. The group delay characteristics. (a) The group delay of Fig. 1 structure, (b) The group delay of the proposed.

#### IV. 결론

기존의 디지털 데시메이션 필터의 구조를 FIR과 IIR 필터의 혼합형으로 구성하여 칩 내부에 있는 처짐 보상 필터를 제거하고 고정밀 오디오 ADC를 집적할 수 있도록 하였다. 그림 10과 그림 11에서 보는 바와 같이 기존의 구조로써 본 논문에서 제시한 동일한 사양을

만족시키기 위해서는 IIR1, FIR2, FIR3 필터를 각각 15, 31, 143 탭으로 구성하였고, 하드웨어적인 측면에서 볼 때 RAM과 MAC으로 인한 면적은 본 논문에서 제시한 그림 8의 구조가 감소된다는 것을 알 수 있었다. 또한 IIR 필터의 사용으로 인해 균 지연 특성이 저하된 것을 분석한 결과 그림1의 기존 구조와 거의 동일한 결과를 갖음을 시뮬레이션 결과 알 수 있었다. 따라서 24-비트의 분해능을 갖는 ADC는 6차  $\Delta\Sigma$  변조기로 구현할 경우 과표본화비가  $128 \times fs$ 이어야 하므로 이에 맞게 고차  $\Delta\Sigma$  변조기의 소자 변동에 따른 감도 및 안정성에 대해 연구를 계속하여 칩으로 구현할 예정이다.

#### 참고문헌

- [1] J. C. Candy, G. C. Temes, Oversampling Delta-Sigma Data Converters, IEEE Press, N.Y., 1991.
- [2] S. R. Norsworthy, R. Schreider, et. al., Delta-Sigma Data Converters, IEEE Press, N.Y., 1997.
- [3] 1994 Crystal Semiconductor Audio Databook, Crystal Semiconductor Co., 1994.
- [4] I. Fujimori and K. Koyama, "A 5V Single-Chip Delta-Sigma Audio A/D Converter with 111dB Dynamic-Range, pp. 415~418, IEEE 1996 CICC, 1996.
- [5] C.D. Thompson and S.R. Bernadas, "A Digitally-Corrected 20b Delta-Sigma Modulator, pp.194~195, ISSCC, Feb. 1994.
- [6] O. Nys and R.K. Henderson, "A 19-Bit Low-Power Multibit Sigma-Delta ADC Based On Data Weighted Averaging, pp.933~941, IEEE JSSC, vol. 32, no. 7, July, 1997.
- [7] AK5383, Enhanced Dual Bit  $\Delta\Sigma$  96kHz 24-Bit ADC, AKM, April 2000.
- [8] AK5392, Enhanced Dual Bit  $\Delta\Sigma$  24Bit ADC, AKM, Nov. 1997.
- [9] AK5393, Enhanced Dual Bit  $\Delta\Sigma$  96kHz 24-Bit ADC, AKM, April 2000.





신건순 (Gun-Soon Shin)

1972년 한양대학교 전기공학과 졸업. 1983년 전북대학교 대학원 전기공학과 졸업(공학석사). 1989년 전북대학교 대학원 전기공학과 졸업(공학박사). 1993년 미국 Ohio State University 전기공학과.

Solid-State Microelectronic Lab. 객원교수 현재 금오공과대학교 전자 공학부 교수.

주관심분야 : ASIC 및 아날로그 IC 설계 등임.