

FIR 디지털 필터를 위한 Window 모델에 관한 研究

正會員 金 相 勳* 正會員 金 章 漢** 正會員 金 長 福*

A Study on the Window Model for FIR Digital Filter

Sang Hoon KIM*, Jang Han KIM**, Chang Bock KIM* *Regular Members*

要 約 본 논문에서는 FIR 디지털 필터 설계를 위한 새로운 window 모델을 제시하였다. 제시된 모델에는 두 개의 파라미터가 설정되었으며, 그들이 필터 특성에 미치는 영향을 분석하였다. 그 결과 하나의 파라미터는 전이영역 특성을 중재하는 대신 peak sidelobe 특성을 나쁘게 하였다. 즉, 두 개의 파라미터가 서로 상반되는 특성을 보였다. 이러한 특성은 window 설정에 있어서의 선택성을 부여하는 것으로, 새로이 제안된 window 기 필터의 설계 목적에 따라 융통성있게 선택될 수 있으며, 두 개의 파라미터를 적당히 선택하면 기존의 window 방식보다 더 좋은 특성을 얻을 수 있음을 시뮬레이션에 의하여 확인하였다.

ABSTRACT In this paper, a new window model for designing FIR digital filter is suggested. For the suggested model, two parameters are established and their effects to the characteristics of filter are analyzed.

As a result, one of these parameters improves the characteristics of the transient region but degenerates those of peak sidelobe a little bit, and the other contrasts the characteristics with the former. These effects of parameters give selectivity to design window. Therefore the new suggested window model gives flexibility to filter design and its improved characteristic is confirmed by simulation.

I. 서 론

디지털 필터는 입력 데이터와 유한구간 임펄스 응답의 선형중첩으로 아날로그 필터와는 달리

신호처리를 수학적 계산에 의존하므로, 구현하기 쉽고 대단히 안정하며 잡음의 가능성이 거의 없는 것이 특징이다¹⁾.

일반적으로 디지털 필터의 설계방식에는 무한 임펄스 응답을 이용한 IIR 방식과 유한 임펄스 응답을 이용한 FIR 방식이 있는데, 이 중 IIR은 정확성에 있어서는 뛰어나나 계산이 복잡하고

*弘益大學校 電子工學科
Dept. of Electronic Engineering, Hong-ik University
**弘益工業專門大學 電子科
Dept. of Electronics, Hong-ik Tech. Jr. College
論文番號: 90-79(接受 1990. 8. 6)

구현이 어려우며, 위상 변화가 생기는 등의 결점이 있다. 반면 FIR은 최적의 필터라고 할 수 없으나, 구현이 쉽고 선형 위상의 특징을 가지므로 가장 경제적인 필터이다. FIR 방식은 주파수 샘플링, window, 최적 필터 설계등으로 구현된다³⁾.

본 논문에서는 FIR 필터를 위한 새로운 모델의 window를 설계하여 이를 기존의 window와 비교함으로써, 새로운 설계방식의 타당성을 입증하고자 하였으며, 이를 위하여 기존 FIR 필터들의 개선과정을 추적해서 기본모델을 제시한 후, 기존의 window중에서 많이 쓰이는 Hanning, Hamming, Blackman, Kaiser window와 특성을 비교하였다.

제안된 모델에서는 α, β 두 개의 파라미터를 설정하여 필터특성을 조절할 수 있도록 함으로써 기존의 필터와 비교하였을 때 독특한 장점이 있음을 보이고 있다. 즉 한 파라미터로는 천이영역의 특성을 조절할 수 있으며, 다른 파라미터로의 값에 의해 차단 대역의 특성 조절이 용이해짐을 알 수 있다.

II. Window를 이용한 FIR 필터의 설계

FIR 필터의 설계시에는 우선 인과성을 만족하지 않는 필터를 설계한 후, 그것을 지연을 통해 인과성을 만족하도록 변형시키는 방법을 취한다. 이 때 인과성은 제한사항이 되지 않는다⁴⁾.

먼저 전달 함수 $H(z)$ 은

$$H(z) = \sum_{k=0}^N h_k \cdot z^{-k} \quad (1)$$

이고, $H(z)$ 의 주파수응답 $H(e^{j\omega})$ 가 $-\pi \leq \omega \leq \pi$ 를 만족하도록 계수를 결정한다. 이 때 샘플링 주파수가 F_s 라면

$$\omega = 2\pi f / F_s$$

이고, 원하는 주파수 응답 $H^*(z)$ 은

$$H^*(e^{j\omega}) = R(\omega) + jI(\omega) \quad (2)$$

Real 임펄스 응답에 대해, $R(\omega)$ 와 $I(\omega)$ 는

$$R(\omega) = a_0 + \sum_{n=1}^N a_n \cdot \cos(\omega n) \quad (3.a)$$

$$I(\omega) = \sum_{n=1}^N b_n \cdot \sin(\omega n) \quad (3.b)$$

이다. 한편

$$\cos(\omega n) = \frac{e^{j\omega n} + e^{-j\omega n}}{2} = \frac{z^n + z^{-n}}{2} \quad (4.a)$$

$$\sin(\omega n) = \frac{e^{j\omega n} - e^{-j\omega n}}{2j} = \frac{z^n - z^{-n}}{2} \quad (4.b)$$

이므로, 식 (4)를 식 (3)에 대입한 후 (2)식에 다시 대입하면

$$\begin{aligned} H^*(e^{j\omega}) &= a_0 + \sum_{n=1}^N a_n \cdot \frac{z^n + z^{-n}}{2} \\ &= a_0 + \sum_{n=1}^N \left[z^n \cdot \frac{a^n + b_n}{2} \right. \\ &\quad \left. + z^{-n} \cdot \frac{a_n - b_n}{2} \right] \end{aligned} \quad (5)$$

식 (5)를 $n=N$ 에서 절단하면 이 때의 근사치 $H_N(z)$ 은

$$\begin{aligned} H_N(z) &= a_0 + \sum_{n=1}^N \left[z^n \cdot \frac{a + b_n}{n2} \right. \\ &\quad \left. + z^{-n} \cdot \frac{a_n - b_n}{2} \right] \end{aligned}$$

$$\begin{aligned}
 &= z^N \left[\frac{a_N + b_N}{2} + z^{-1} \cdot \frac{a_{N-1} + b_{N-1}}{2} \right. \\
 &\quad + \dots + a_0 \cdot z^{-N} \\
 &\quad \left. + z^{-N-1} \cdot \frac{a_1 - b_1}{2} + \dots \right. \\
 &\quad \left. + z^{-2N} \cdot \frac{a_N - b_N}{2} \right] \quad (6)
 \end{aligned}$$

식 (6)이 인과성을 만족하도록 하면

$$\begin{aligned}
 H(z) &= \frac{a_N + b_N}{2} + z^{-1} \cdot \frac{a_{N-1} + b_{N-1}}{2} \\
 &\quad + \dots + a_0 \cdot z^{-N} \\
 &\quad + z^{-N-1} \cdot \frac{a_1 - b_1}{2} + \dots \\
 &\quad + z^{-2N} \cdot \frac{a_N - b_N}{2} \quad (7)
 \end{aligned}$$

이 때 식 (7)과 (1)을 비교하면 다음과 같이 됨을 알 수 있다.

$$\begin{aligned}
 h_k &= \frac{a_{N-k} + b_{N-k}}{2} & 0 \leq k \leq N-1 \\
 h_N &= a_0 \\
 h_k &= \frac{a_{k-N} - b_{k-N}}{2} & N+1 \leq k \leq 2N
 \end{aligned}$$

일반적으로 식 (1)부터 식 (2)를 구하는 방법을 'Fourier 급수 방법'이라 하는데, 이럴 경우 Gibbs 현상이 나타나므로 이 진동을 완화하기 위해 window 함수를 사용하며 이 때 window 함수 $W(\omega)$ 는

$$W(\omega) = \sum_{k=0}^M w_k \cdot e^{j\omega k} \quad (8)$$

이다.

$W(\omega)$ 와 $H(e^{j\omega})$ 의 주파수 상에서의 중첩은 각각의 h_k 와 그에 대응하는 w_k 의 곱과 같으므로

$H(z)$ 은 식 (9)로 표시할 수 있다.

$$H(z) = \sum_{k=0}^M (w_k \cdot h_k) \cdot z^k \quad (9)$$

이것을 그림으로 설명하면 다음과 같다⁽⁷⁾.

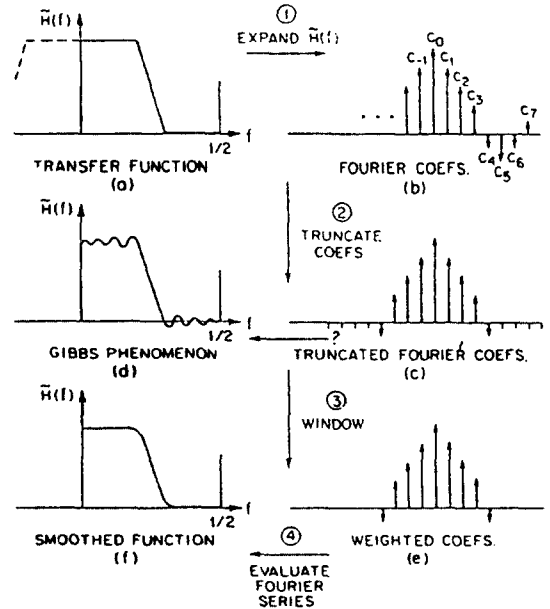


그림 1. Window를 이용한 기본적인 설계 방법⁽⁷⁾
The fundamental design method using window

정규화를 위한 샘플링 주파수 F_s 는 1인 경우가 다.

III. 새로운 window 모델

1. 모델의 설정

Window를 이용한 FIR 필터 설계를 위해 제시된 모델들은 상당히 많다. 가장 기본이 되는 4각 window로부터 cosine 함수를 이용한 Hanning window, 이를 다시 개량한 Hamming, Blackman 등과 기존의 수식상에 나타나는 함수 등을 이용한 Gaussian, Poisson, Cauchy window 그리고 최적 window들인 Kaiser-Bessel, Dolph-Chebyshev, Barcion-Temes 등이 그것이다⁽⁸⁻¹²⁾.

본 연구에서는 기존 모델들의 개선 과정을 추적하여, window로서의 다양성과 선택성을 부여할 수 있는 새로운 모델을 제시하고자 한다.

이를 위한 기본 모델을 그림 2와 같은 반원에서 추구하고 있다.

$$w_1(n) = \sqrt{1 - \left(\frac{n}{N}\right)^2}, \quad -N \leq n \leq N \quad (10)$$

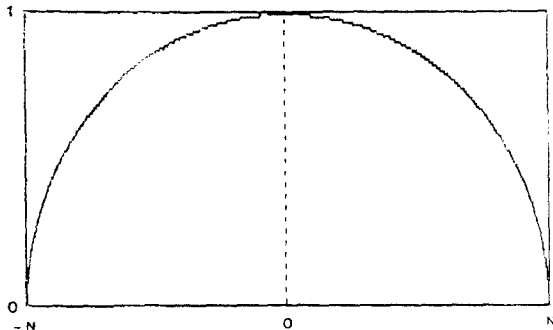


그림 2. 새로운 window를 위한 기본 모델
The basic model for a new window

한편 Hanning window의 경우 cosine 함수를 자승한 형태이므로, 이와 같은 효과를 고려하여 $w_1(n)$ 에 거듭제곱 인수 β 를 도입한 $w_2(n)$ 을 가정하였다. 이의 결과를 그리면 그림 3과 같다.

$$w_2(n) = \left[\sqrt{1 - \left(\frac{n}{N}\right)^2} \right]^\beta, \quad -N \leq n \leq N \quad (11)$$

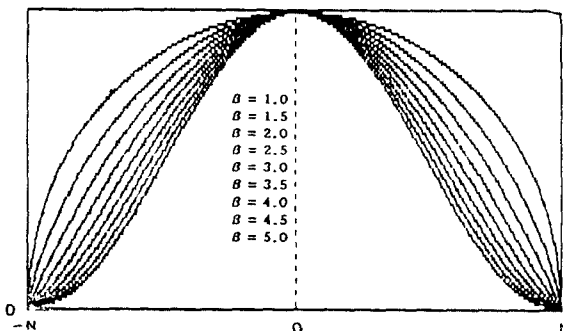


그림 3. β 값에 따른 $w_2(n)$ 의 변화
Variation of $w_2(n)$ by β

그림 3에서 알 수 있듯이 β 값이 증가함에 따라 window는 cosine 형태를 취하게 되고 주로브(main lobe)가 작아지면서 점차 그 변화가 둔화됨을 알 수 있다. β 가 양의 극한값을 갖는다면 $w_2(n)$ 은 δ 함수가 된다.

또한 Hamming window는 부분 cosine 형태이므로, 이러한 효과를 고려하여 $w_2(n)$ 에 window의 주로브 폭을 조절할 수 있는 인수 α 를 도입하였으며, 이것을 본 연구에서 다루고자 하는 모델로 하였다.

이 모델 $w_k(n)$ 을 식으로 나타내면 다음과 같다.

$$w_k(n) = \left[\sqrt{1 - \left[\frac{n}{N(1+\alpha)} \right]^2} \right]^{2\beta}, \quad -N \leq n \leq N \quad (12)$$

α 에 따른 $w_k(n)$ 의 변화는 그림 4와 같다.

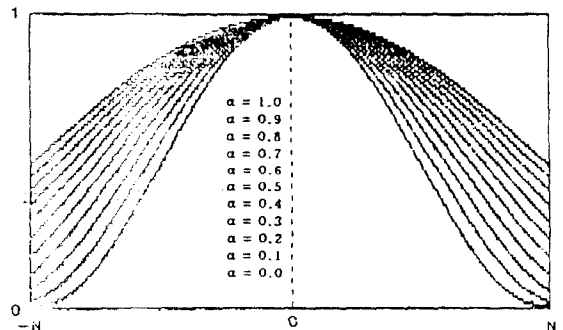


그림 4. α 값에 따른 $w_k(n)$ 의 변화($\beta=5$ 일 때)
Variation of $w_k(n)$ by α (when $\beta=5$)

그림 4에서 β 값이 고정되었을 때, α 가 증가함에 따라 점차 $w_k(n)$ 의 주로브가 커지면서 그 변화는 둔화된다.

α 가 양의 극한값을 갖는다면 $w_k(n)$ 은 4각 window가 된다.

2. 모델의 파라메타 분석

$w_k(n)$ 의 α, β 가 실제로 필터 설계에 미치는 영향을 알아보기 위해, 그림 5와 같은 저역통과 필터에 그림 3, 4의 window 계수들을 적용하였다.

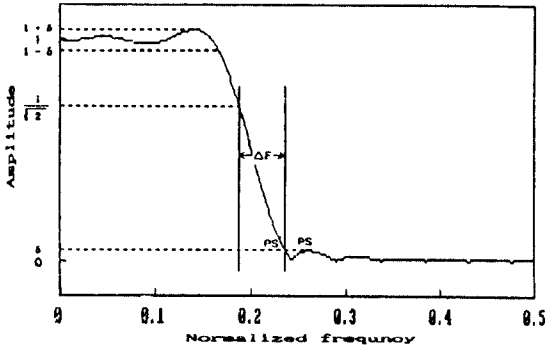


그림 5. 일반적인 저역통과
General low-pass filter

그림 5는 샘플링 주파수를 1로 하고, 차단 주파수를 0.2로 설정하였다. 또 PS는 최대 부로브(peak side lobe) 값[dB]을 나타낸다.

ΔF 는 천이영역을 나타내며 -3dB 인 주파수로부터 PS'이 되는 주파수 까지의 값이다. δ 는 Gibbs 현상에 의해 나타나는 ripple의 크기로서 통과 영역에서의 값과 차단 영역에서의 값이 거의 일치하므로 같게 놓았다.

2.1 α 가 불변이고, β 가 변할 때

이 때에 사용된 $w_k(n)$ 의 window들은 그림 3과 같고, 파라미터에 따른 ΔF 와 PS의 특성은 그림 6과 같다. 그림 6(a)는 β 값의 증가에 따라 ΔF 가 선형적으로 넓어짐을 보여준다. 또한 차수의 증가에 따라 ΔF 가 작아지는 것과 그 증가율도 둔화되는 것을 알 수 있다. 그림 6(b)는 β 값의 증가에 따라 PS가 점차 작아지고 차수에 따른 변화도 적음을 나타낸다. 그림 6의 결과로 볼 때 β 값과 커지면 Gibbs 현상은 저하되나, 천이영역이 넓어짐을 알 수 있다.

2.2 α 가 변하고, β 가 불변일 때

이 때에 사용된 $w_k(n)$ 의 window들은 그림 4와 같고, 파라미터에 따른 ΔF 와 PS의 특성은 그림 7과 같다. 그림 7(a)는 α 값의 증가에 따라 ΔF 가 점차 작아지는 것을 알 수 있다. 그러나 그림 6(a)에서와 같은 선형성은 보이지 않는다.

차수의 증가에 따른 ΔF 의 감소율은 그림 6(a)의 경우처럼 둔화되고 있다. 그림 7(b)는 α 값의 증가에 따라 PS가 점차 커지는 것을 나타낸다. 특히 PS의 증가하는 모습이 S자 형태로, 그림 6(b)에서 보여지는 직선적 형태와는 다른 모습을 보여주고 있다. 그림 7의 결과로 볼 때 α 값이 커지면 천이영역은 좁아지나, 최대 부로브가 커지게 됨을 알 수 있다.

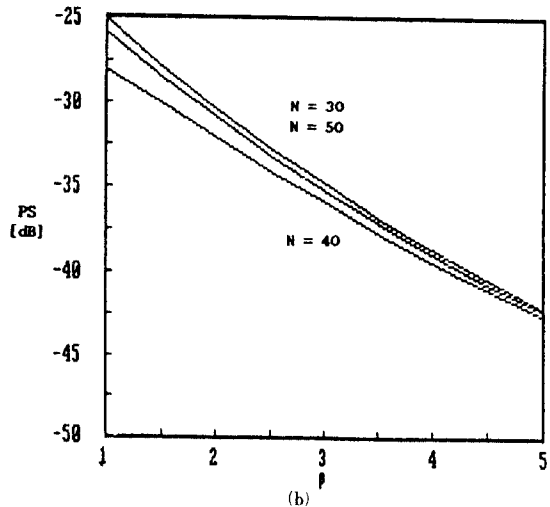
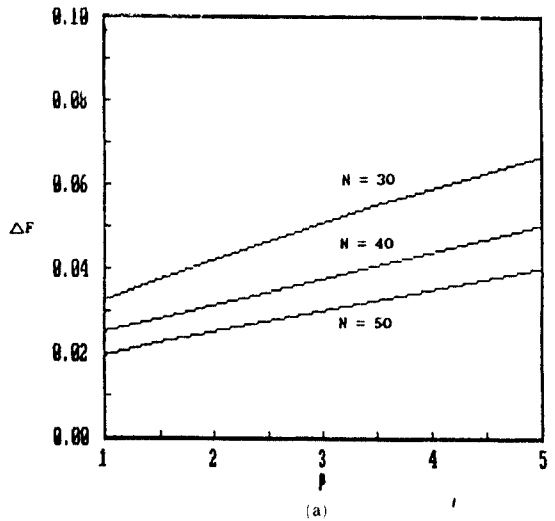
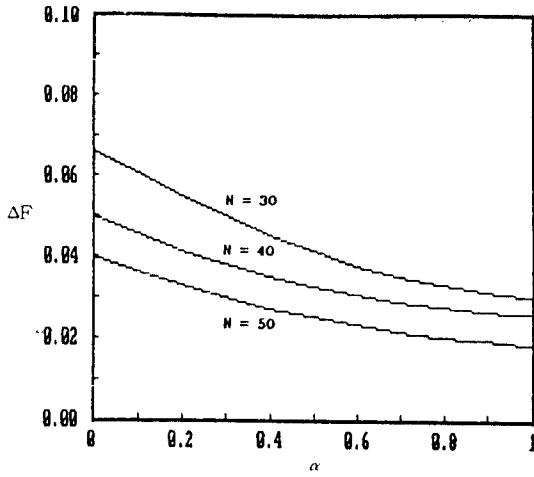
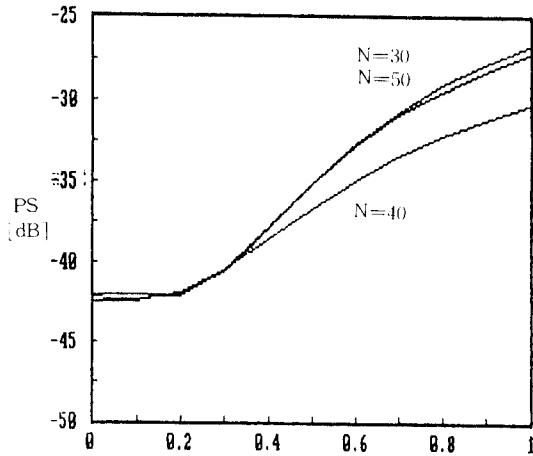


그림 6. α 가 불변이고 ($\alpha=0$), β 가 변할 때
(a) β 와 ΔF 와의 관계 (b) β 와 PS와의 관계
When α is not varied ($\alpha=0$) and β is varied,
correlation between
(a) β with ΔF (b) β with PS



(a)



(b)

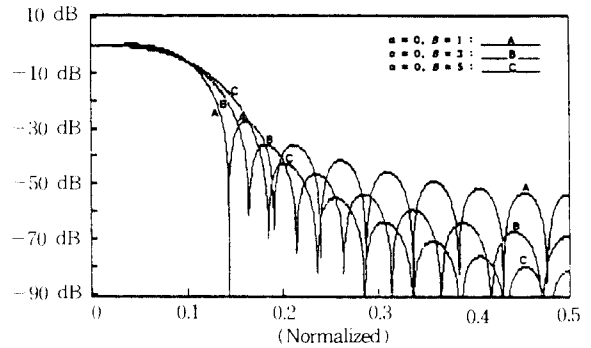
그림 7. α 가 변하고, β 가 불변($\beta=5$)일 때
(a) α 와 ΔF 와의 관계 (b) α 와 PS와의 관계
When α is varied and β is not varied ($\beta=5$),
correlation between
(a) α with ΔF (b) α with PS

2.3 α 와 β 가 함께 변할 때

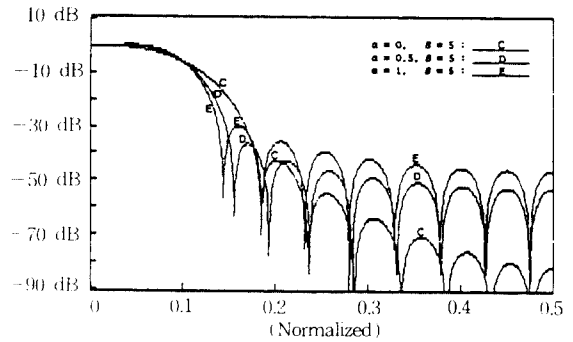
앞에서 α 와 β 는 서로 반대적 특성을 갖고 있음을 보았다. 따라서 α 와 β 가 함께 변한다면, 두 파라미터의 장단점이 서로 상쇄되는 효과를 갖는다. 그러나 상쇄되는 정도는 α , β 값에 따라 다르게 나타난다.

그림 8은 차단 주파수가 0.1이고, $N=20$ 인 정규화된 저역통과 필터상에서 α 와 β 가 함께

변할 때의 특성을 비교한 것으로, 그림 8(a)는 β 가 증가함에 따라 천이 영역은 넓어지나, 대신 PS는 더 작아지는 것을 보여준다. 또한, 그림 8(b)는 α 가 증가함에 따라 천이영역은 짧아지나, PS가 점차 커지는 것을 보여준다.



(a)



(b)

그림 8. α 와 β 가 함께 변할 때
(a) β 가 변할 때 (b) α 가 변할 때
When α and β are varied together
(a) when β is varied,
(b) when α is varied.

IV. 기존 window와의 비교

새로 제안된 window $w_k(n)$ 와 기존의 window 중에서 많이 쓰이는 Hanning, Hamming Blackman, Kaiser window 등을 비교하고자 한다. 이 중 window 모양이 고정되어 있는 다음 3가지와 우선 비교하여 본다^(1, 6).

Hanning window :

$$w_n(n) = 0.5 + 0.5 \cos(2\pi n / N), -N \leq n \leq N \quad (13)$$

Hamming window :

$$w_m(n) = 0.54 + 0.46 \cos(2\pi n / N), -N \leq n \leq N \quad (14)$$

Blackman window :

$$w_b(n) = 0.42 + 0.5 \cos(2\pi n / N) + 0.08 \cos(4\pi n / N), -N \leq n \leq N \quad (15)$$

그림 9는 이 window들의 모습을 보여준다. 이 때 $w_k(n)$ 은 $\alpha=1, \beta=13$ 일 때이다.

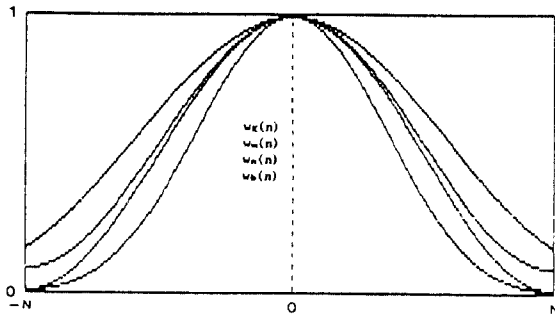


그림 9. 각 window들 비교
Comparison of each window

이것들이 필터 특성에 미치는 영향을 알아보기 위해, 차단 주파수가 0.1이고 $N=20$ 인 정규화된 저역통과 필터에 이것들을 각각 적용시켰다.

그림 10은 그 결과를 나타낸다.

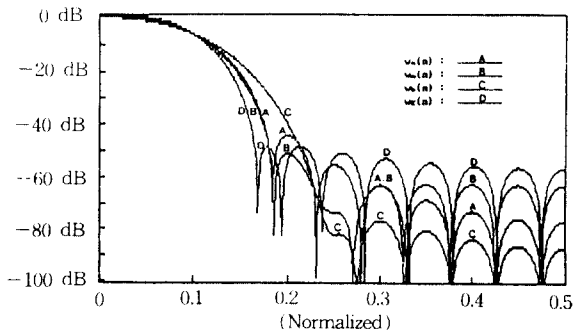


그림 10. 그림 9의 window들을 이용한 저역통과 필터
Low pass filters using windows of Fig. 9.

위의 그림에서 천이 영역의 상대적 특성은 $w_k(n)$ 이, PS는 $w_b(n)$ 이 좋은 것으로 나타났다. 또한, 천이영역의 상대적 특성이 떨어지는 것은 $w_b(n)$ 이고, PS특성이 상대적으로 나쁜 것은 $w_n(n)$ 이었다.

다음으로서는 Kaiser window와 $w_k(n)$ 의 특성을 비교한다²⁻⁷⁾.

Kaiser window의 수식적 표현은 다음과 같다.

$$w_{ks}(n) = \frac{I_0(\beta)}{I_0(\alpha)}, -N \leq n \leq N \quad (16)$$

$$\text{단, } \beta = \alpha \sqrt{1 - (n/N)^2}$$

여기서 $I_0(x)$ 는 다음과 같이 표시되는 0차 제 1 Bessel 함수이다.

$$I_0(x) = 1 + \sum_{k=1}^{\infty} \left[\frac{(x/2)^k}{k!} \right]^2$$

α 는 window의 형태를 결정하는 파라미터로서 α 값에 따른 Kaiser window의 모양은 다음 그림 11과 같다.

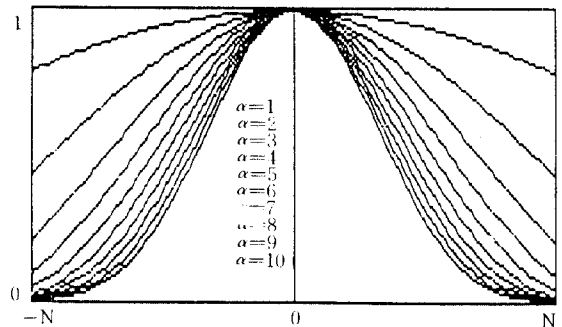


그림 11. Kaiser window의 모양
Shape of Kaiser window

그림 3처럼 새로이 제안된 window의 α 가 불변이고, β 가 변할 때의 주로브의 변화는 그림 11의 Kaiser window의 α 에 따른 변화보다 더

완만하게 변하는 것을 볼 수 있으며 그 크기도 좀 더 큰 것을 볼 수 있다. 부로브 구조는 Kaiser window가 파라미터 α 의 변화에 따라, 제안된 모델보다 더 민감하게 변화된다.

또한 그림 4처럼 제안된 window의 α 가 변하고, β 가 불변일 경우의 파라미터에 따른 주로브와 부로브 구조의 변화는 Kaiser window가 더 민감하다.

한편 Kaiser window는 $\alpha=5.4414$ 이면 Hamming window와 주로브의 폭이 비슷해지고, $\alpha=8.885$ 이면 Blackman window와 유사한 것처럼 새로 제안된 모델의 α, β 값을 조절하면 부분적으로 Kaiser window와 비슷한 window 형태를 만들 수 있을 가능성도 배제할 수 없다.

Kaiser window의 가장 큰 특징 중 하나는 파라미터 α 의 변화에 따른 그림 5에 나타난 ripple δ 의 크기가 직선적으로 변화한다는 것이다. 그림 12는 Kaiser window의 이러한 특성을 나타낸 것이다.

Ripple의 크기는 그림 5에서 다음 식으로 정의된다.

$$A = -20 \log_{10} \delta \quad [\text{dB}] \quad (17)$$

Kaiser window와의 비교를 위해 제안된 모델의 각 파라미터와 ripple의 크기와의 관계를 다음과 같이 나타내었다.

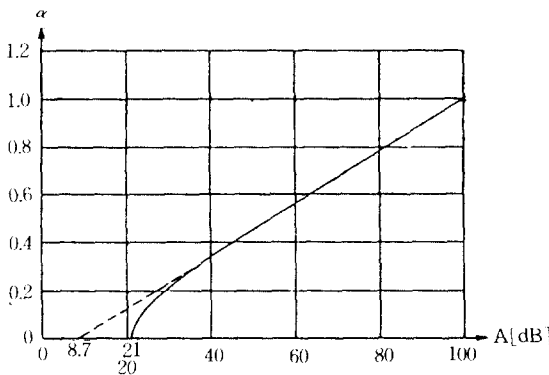


그림 12. Kaiser window의 α 와 ripple의 크기와의 관계
Correlation between α and attenuation of Kaiser window

(1) α 가 불변($\alpha=0$)이고, β 가 변할 때

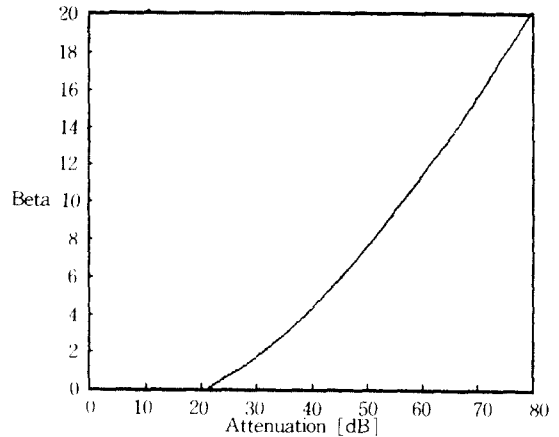


그림 13. 제안된 window 모델의 β 와 ripple의 크기와의 관계
Correlation between β with attenuation of the suggested window model

(2) α 가 변하고, β 가 불변($\beta=20$)일 때

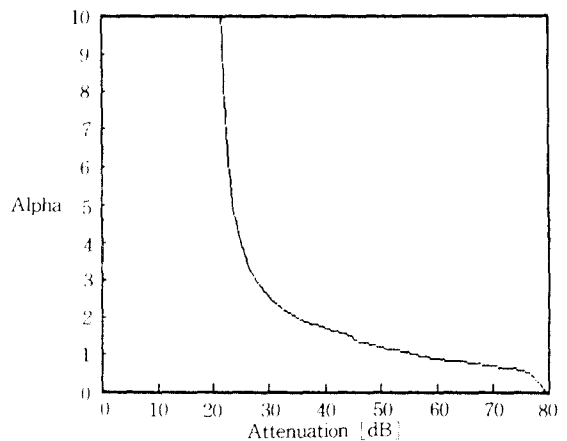


그림 13(b) 제안된 window 모델의 α 와 ripple의 크기와의 관계
Correlation between α with attenuation of the suggested window model

그림 13(a)에서 보는 바와 같이 제안된 모델의 β 와 ripple의 크기와의 관계는 β 값이 커짐에 따라 ripple의 크기도 증가하는 것이다. β 값이 작을 때는 Kaiser window의 경우와 상당히 다른 특성을 보이다가, β 값이 커지면서 Kaiser window 처럼 선형적이 되는 것을 알 수 있다. 이것은 그림 3과 그림 11을 비교해 볼 때, 제안된 모델의 파라미터 β 와 Kaiser window 파라미터

α 가 각각 작은 값일 때는 window 모양이 상당히 다르다가 그 값들이 점점 커지면서 비슷한 형태가 되는 때문이다.

그림 13(b)에서 보는 바와 같이 제안된 모델의 α 와 ripple의 크기와의 관계는 α 값이 커짐에 따라 ripple은 감소하는 것이다. 특히 그 곡선의 형태가 반비례 함수 형태인 것이 특이하다. 또한 그림 13(a)와 비교해 볼 때, 제안된 window 파라미터들이 반대되는 특성을 갖고 있음을 잘 나타내 준다. 만약 α 값이 양의 극한값이 되면 제안된 window는 4각이 되어 ripple의 크기는 21dB가 된다.

V. 결 론

본 논문은 FIR 디지털 필터 설계에 사용할 수 있는 새로운 window 모델을 제시하고, 그 제시된 모델이 필터 특성에 미치는 영향을 고찰하였다. 이 모델은 반원을 기본으로, 거듭제곱에 관계하는 파라미터 β 와 window의 주로브를 조절하는 파라미터에 α 에 의해 window의 특성을 결정하도록 설계되었다.

그림 6 및 그림 7에서 알 수 있는 바와 같이 α 는 필터의 천이영역의 특성을 좋게 하는 반면 부로브의 구조를 나쁘게 하고, β 는 그 반대이다. 따라서, 이 두 개의 파라미터가 필터 특성에 미치는 영향을 고려하면, 제한적이기는 하나 필터의 설계 목적에 따라 어느 정도 선택의 폭을 가질 수 있으며, 파라메타의 적절한 선택에 따라 기존의 window 보다 특성의 제어가 양호함을 확인하였다 (그림 8 참조).

또한, 본 논문에서 제시된 window를 사용한 필터의 주파수 특성은 기존의 window를 사용한 필터보다 상대적으로 우수하게 나타났다. 즉, 그림 10에 나타난 것과 같이, $\alpha=1$, $\beta=13$ 인 본 논문의 window를 사용한 저역통과 필터의 천이영역내에서의 주파수 특성은 PS=48dB, $\Delta f=0.065$ 으로, 이는 Hanning, Hamming, Blackmann window 등을 사용한 필터의 특성보다

더 좋게 나타났다.

參 考 文 獻

1. Abraham Peled, Beda Liu, Digital Signal Processing-Theory, design and Implementation, John Wiley & Sons, Inc., 1976.
2. Lawrence R. Rabiner, Bernard Gold, Theory and Application of Digital Signal Processing, Prentice-Hall, Inc., Englewood Cliffs, N. J., 1975.
3. Leland B. Jackson, Digital Filters and Signal Processing, Lluwer Academic Publisher, 1986.
4. David J. DeFatta, Joseph G. Lucas, William S. Hodgkiss, Digital Signal Processing : A System Design Approach, John Wiley & Sons, Inc., 1988.
5. Alan V. Oppenheim, Ronald W. Schaffer, Digital Signal Processing Prentice-Hall, Inc., Englewood Cliffs., N. J. 1979.
6. Andreas Antonius, Digital Filters : Analysis and Design, Mcgrow-Hill, Inc., 1979.
7. R. W. Hamming, Digital Filters, Prentice-Hall, Inc., Englewood Cliffs., N. J. 1985.
8. Fredric J. Harris, "On the Use of Windows for Harmonic Anaysis with the Discrete Fourier Transform", Proc. of the IEEE, Vol. 66, No. 1, Jan. 1978.
9. A. Demo & Malah, "Generalization of the Window Method for FIR Digital Filter Design", IEEE, Vol. ASSP-32, No. 5, Oct. 1984.
10. R. J. Webster, "C-Windows", IEEE, Vol. ASSP-33, No. 3, Jun 1980.
11. 박규태, 디지털 신호처리, 문운당, 1986.

金相勲(Sang Hoon KIM) 正會員
1963年6月25日生
1986年2月：弘益大學校 電子工學科 卒業(工學士)
1990年8月：弘益大學校 大學院 電子工學科 卒業(工學碩士)

金章漢(Jang Han KIM) 正會員
1955年3月18日生
1977年2月：서울大學校 電子工學科 卒業(工學士)
1979年8月：서울大學校 大學院 電子工學科 卒業(工學碩士)
1990年3月～現在：弘益大學校 電子工學科 博士課程
1979年8月～現在：弘益工業專門大學 電子科 副教授



金長福(Chang Bock KIM) 正會員
1951年4月22日生
1974年2月：延世大學校 電子工學科 卒業(工學士)
1976年2月：延世大學校 大學院 電子工學科 卒業(工學碩士)
1983年8月：延世大學校 大學院 電子工學科 卒業(工學博士)
1987年8月～1988年8月：西獨 Braunschweig 工大 Post-Doc.
1979. 3～現在：弘益大學校 電子工學科 副教授