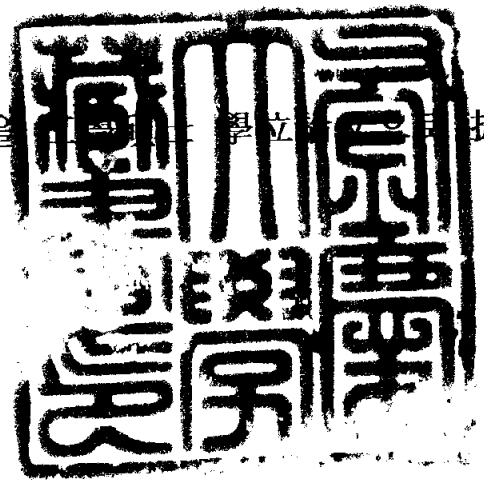
공학석사 학위논문

창함수를 이용한 2-D FIR 디지털 필터에 관한 연구

지도교수 김 남 호



이 論文을 工學碩士 學位論文으로 提出함.

2004년 8월

부 경 대 학 교 산 업 대 학 원

제 어 계 측 공 학 과

구 본 석

이 논문을 구본석의 공학석사 학위논문으로 인준함

2004년 6월 19일

주 심 공학박사 변 기 식

위 원 공학박사 김 만 고

위 원 공학박사 김 남 호

목 차

1. 서 론 1

2. 디지털 신호의 기초 2

2.1 단위임펄스 2

2.2 임펄스응답과 콘벌루션 4

2.3 디지털 필터의 구조 6

3. FIR 디지털 필터의 설계 8

3.1 퓨리에급수에 의한 방법 8

3.2 창함수에 의한 방법 12

3.3 새로운 창함수 모델 13

4. 시뮬레이션 결과 15

5. 결 론 31

참 고 문 헌 32

A Study on the 2-D FIR Digital Filter using Window Functions

Bon-Seok Ku

Department of Control & Instrumentation Engineering

Graduate School of Industry

Pukyong National University

Abstract

The use of digital filters in the signal processing field is increasing rapidly with development of the modern industrial society. Especially ghost cancelling filters and noise reducers, all of which use digital filters, tend to be used in digital image processing, digital voice processing and various communication fields.

The digital filters convert analog signals to desired digital ones, and generally digital filter is classified into IIR (infinite impulse response) filters and FIR (finite impulse response) filters. Accuracy is one of the advantages of the IIR digital filter but the calculation is complicated and the phase variation occurs. On the other hand, the phase lincarity and the easiness of creation are FIR filter's advantages but one of its disadvantages is a little inaccuracy, compared to the IIR filter.

In the design of the FIR digital filter, the window function is used to alleviate ripples caused by Gibbs Phenomenon around the cut-off frequency of the passband. In this paper, we designed new window functions and compared with existing

Hanning, Hamming and Blackman window functions. And we used peak side-lobe and transient characteristics as standard of judgement.

A two-dimensional digital filter was designed by using the proposed new window function, and the LENA image (size: 256×256, gray level: 256) with AWGN (additive white gaussian noise) was used to analyze characteristics.

1. 서 론

현대산업사회의 발전에 따라 신호처리 분야 중 디지털 필터의 사용은 급격히 증가하고 있으며, 특히 디지털 영상처리, 디지털 음성처리 및 각종 통신 분야 등에서 Ghost 제거 필터와 Noise reducer 등으로 많이 사용되고 있다.

디지털 필터는 아날로그 필터와 같이 주어진 입력신호를 희망하는 신호로 변환하는 디지털 시스템이다. 이러한 디지털 필터에는 일반적으로 IIR (infinite impulse response)과 FIR (finite impulse response) 필터가 있으며, 이들 중 IIR 디지털 필터는 정확성에 있어서 우수하나, 계산이 복잡하고 위상변화가 생기며, 구현이 어렵다는 단점이 있다. 그리고, FIR 디지털 필터는 IIR 디지털 필터에 비하여 다소 부정확하나, 선형위상특성을 가지며 구현이 용이하다는 장점을 가지고 있다[1],[2].

FIR 디지털 필터 설계에 있어서 통과대역의 차단주파수부근에서 깁스 (gibbs) 현상에 의해 리플이 발생하는 것을 완화하기 위해 창함수를 사용한다. 따라서, 본 논문에서는 새로운 창함수를 설계하였으며, 이 모델의 타당성을 입증하고자 설계된 창함수를 사용하여 1차원 디지털 필터를 설계하였다. 그리고, 일반적으로 많이 사용되는 기존의 Hanning, Hamming, Blackman 창함수와 비교하였으며, 판단기준으로 peak side-lobe와 천이특성 등을 사용하였다. 또한, 제안된 새로운 창함수 모델을 사용하여 2차원 디지털 필터를 설계한 후, AWGN (additive white gaussian noise)이 중첩된 LENA 영상을 사용하여 특성을 분석하였다.

2. 디지털 신호의 기초

신호는 아날로그신호, 이산신호 및 디지털 신호 등으로 나누어지며, 아날로그 신호를 표본화하여 얻어진 이산신호를 양자화한 것이 디지털 신호이다. 디지털 신호의 표현은 단위임펄스를 사용하여 이산신호로 수식화한다.

2.1 단위임펄스

1차원 단위임펄스 $\delta(n)$은 식 (1)로 정의하며, 그림 1과 같다.

$$\delta(n)=\begin{cases} 1, & n=0 \\ 0, & n\neq 0 \end{cases} \tag{1}$$

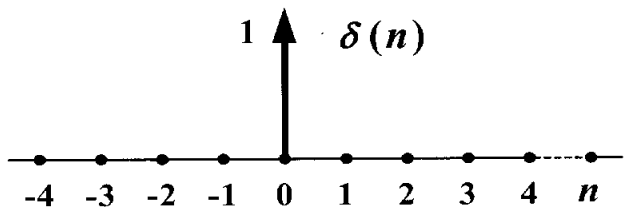


Fig. 1. Unit impulse $\delta(n)$.

단위임펄스는 $n=k$ 일 때 식 (2)와 같으며, 임의의 1차원 이산신호 $x(n)$은 식 (3)과 같이 단위임펄스의 합으로 된다.

$$\delta(n-k)=\begin{cases}1, & n=k\\ 0, & n\neq k\end{cases} \tag{2}$$

$$\begin{aligned}x(n) &= \cdots + x(-2)\delta(n+2)+x(-1)\delta(n+1)+x(0)\delta(n)\\ &\quad +x(1)\delta(n-1)+x(2)\delta(n-2)+\cdots\\ &= \sum_{k=-\infty}^{\infty} x(k)\,\delta(n-k)\end{aligned} \tag{3}$$

여기서 $\delta(n-k)$ 는 이산시간 k에서 1차원 단위임펄스이며 $x(k)$는 임펄스의 진폭이다. 그리고, 2차원 단위임펄스 $\delta(m,n)$ 은 식 (4)로 정의하며 그림 2로 표현된다.

$$\delta(m,n)=\begin{cases}1, & m=n=0\\ 0, & m,\ n\neq 0\end{cases} \tag{4}$$

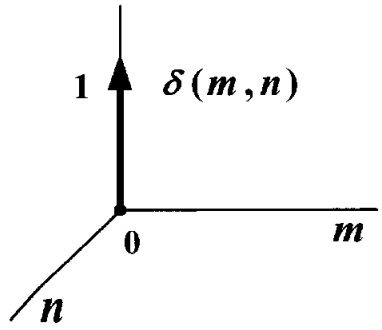


Fig. 2. Unit impulse $\delta(m,n)$.

임의의 2차원 이산신호 $x(m,n)$을 단위임펄스의 합으로 표현하면 식 (5)와 같으며, 여기서 $\delta(m-k,n-r)$ 은 2차원 단위임펄스이고 $x(k,r)$ 은 임펄스의 진폭이다.

$$x(m,n)=\sum_{k=-\infty}^{\infty}\sum_{r=-\infty}^{\infty}x(k,r)\,\delta(m-k,n-r) \tag{5}$$

2.2 임펄스응답과 콘벌루션

선형시불변시스템에서 입력신호 $x(n)=0\ (n<n_0)$ 일 때, 출력신호 $y(n)=0\ (n<n_0)$ 이면 초기조건이 만족되며, 이러한 초기조건을 만족하는 이산시스템의 입력이 단위임펄스 $\delta(n)$일 때, 출력신호 $y(n)$을 $h(n)$으로 표시하고 이를 임펄스응답(impulse response)이라 한다.

선형시불변시스템에 이산신호 $x(n)$을 입력했을 때의 출력신호 $y(n)$은 식 (6)과 같으며, 식 (3)을 식 (6)에 대입하여 $y(n)$을 구하면 다음의 식 (7)과 같다.

$$y(n)=S[x(n)] \tag{6}$$

$$\begin{aligned} y(n) &= S[x(n)]=S\left[\sum_{k=-\infty}^{\infty}x(k)\,\delta(n-k)\right] \\ &= \sum_{k=-\infty}^{\infty}x(k)S[\delta(n-k)] \end{aligned} \tag{7}$$

식 (7)에서 $S[\delta(n-k)]$ 는 입력신호가 단위임펄스 $\delta(n-k)$ 일 때의 출력신호이다. 단위임펄스 $\delta(n)$에 대한 임펄스응답이 $h(n)$일 때, $n=k$ 에서 단위임펄스가 가해질 경우의 임펄스응답을 $h_k(n)$으로 표현하면 식 (7)은 식 (8)과 같이 된다.

$$y(n)=\sum_{k=-\infty}^{\infty} x(k)\,h(n-k)=\sum_{k=-\infty}^{\infty} x(k)\,h_k(n) \tag{8}$$

식 (8)에서 $n-k=r$ 일 때, $k=n-r$ 이 되어 식 (9)와 같이 표현된다.

$$y(n)=\sum_{k=-\infty}^{\infty} x(k)\,h(n-k)=\sum_{r=-\infty}^{\infty} x(n-r)\,h(r) \tag{9}$$

식 (8)과 식 (9)에서 출력 $y(n)$은 입력 $x(n)$과 임펄스응답 $h(n)$의 콘벌루션으로 표현하면 다음과 같다.

$$y(n)=x(n)*h(n) \tag{10}$$

그리고, 2차원 선형시불변시스템의 출력신호 $y(m,n)$ 은 식 (5)로부터 다음과 같이 구해진다.

$$\begin{aligned} y(m,n) &= S[x(m,n)] \\ &= S\Big[\sum_{k=-\infty}^{\infty}\sum_{r=-\infty}^{\infty} x(k,r)\,\delta(m-k,n-r)\Big] \\ &= \sum_{k=-\infty}^{\infty}\sum_{r=-\infty}^{\infty} x(k,r)S[\delta(m-k,n-r)] \end{aligned} \tag{11}$$

식 (11)에서 $S[\delta(m-k,n-r)]$ 은 입력신호가 $\delta(m-k,n-r)$ 일 때의 출력신호이다. 단위임펄스응답 $h(m,n)$ 에서 $m=k,\ n=r$ 일 때의 임펄스응답을 $h_{kr}(m,n)$ 으로 표현하면 식 (11)은 식 (12)와 같이 된다.

$$y(m,n)=\sum_{k=-\infty}^{\infty}\sum_{r=-\infty}^{\infty}x(k,r)\,h_{kr}(m,n) \tag{12}$$

선형시불변시스템의 입력신호가 $\delta(m-k,n-r)$ 일 때 임펄스응답은 $h(m-k,n-r)$ 로 되며, 출력신호 $y(m,n)$ 은 식 (13)과 같다.

$$\begin{aligned} y(m,n) &= \sum_{k=-\infty}^{\infty}\sum_{r=-\infty}^{\infty}x(k,r)\,h(m-k,n-r) \\ &= \sum_{k=-\infty}^{\infty}\sum_{r=-\infty}^{\infty}h(k,r)\,x(m-k,n-r) \end{aligned} \tag{13}$$

$y(n)$ 또는 $y(m,n)$ 을 구하기 위해서는 모든 n 또는 m,n 에 대하여 식 (9)와 식 (13)을 사용한다. 즉, 선형시불변시스템의 출력은 시스템의 입력과 임펄스응답의 콘벌루션으로 구할 수 있으며, 이 관계는 선형시불변시스템에서 임펄스응답이 시스템의 모든 특성을 내포하고 있음을 의미하고 있다.

2.3 디지털 필터의 구조

선형시불변시스템에서 1차원 디지털 필터의 선형 차분방정식은 식 (14)와 같다[3],[4].

$$y(n)=\sum_{k=0}^{M}a_k x(n-k)-\sum_{k=1}^{N}b_k y(n-k) \tag{14}$$

식 (14)에서 이산시간 n을 현재로 보면, 현재의 출력은 현재 및 과거의 입력과 N개의 과거 출력에 의해 결정된다. 이러한 시스템은 과거의 출력이 현재의 출력에 영향을 미친다는 의미에서 IIR 시스템이라 한다.

식 (14)에서 $N=0$ 이면 식 (15)로 된다.

$$y(n)=\sum_{k=0}^{M}a_k x(n-k) \tag{15}$$

식 (15)와 같이 표시되는 시스템에서, 현재의 출력은 현재 및 과거의 입력에 따라 결정되며, 과거의 출력에는 영향을 받지 않는다. 이와 같은 시스템을 FIR 시스템이라 한다.

그리고, 2차원 디지털 필터의 입출력신호를 차분방정식으로 표현하면 다음과 같다.

$$y(m,n)=\sum_{k=0}^{M_1}\sum_{r=0}^{N_1}a_{kr}x(m-k,n-r)-\sum_{k=1}^{M_2}\sum_{r=1}^{N_2}b_{kr}y(m-k,n-r) \tag{16}$$

식 (16)에서 이산시간 m,n을 현재로 보면 현재의 출력은 M_1, N_1개의 현재 및 과거입력과 M_2, N_2개의 과거출력에 의해서 결정된다는 것을 알 수 있으며 1차원과 동일하게 귀환부분이 0일 경우 식 (17)로 나타내며, 이때 $M_1=M$, $N_1=N$ 이다.

$$\begin{aligned} y(m,n) &= \sum_{k=0}^{M_1}\sum_{r=0}^{N_1}a_{kr}x(m-k,n-r) \\ &= \sum_{k=0}^{M}\sum_{r=0}^{N}a_{kr}x(m-k,n-r) \end{aligned} \tag{17}$$

3. FIR 디지털 필터의 설계

디지털 필터의 설계 순서는 먼저 주어진 사양을 검토하여 이것으로부터 적합한 방법을 찾아낸 후, 필터사양을 만족하는 필터의 차수 및 계수를 결정하고 전달함수 $H(z)$를 유도하여, 이것을 실현하는 세 단계로 구분된다.

FIR 디지털 필터의 임펄스응답은 필터의 계수와 동일하므로, 주어진 필터사양을 만족하는 FIR 디지털 필터의 계수는 임펄스응답으로부터 구한다.

임펄스응답을 구하는 방법에는 푸리에급수에 의한 방법과 창함수에 의한 방법이 있으며, 그 외에도 주파수 샘플링법과 체비셰프(Chebyshev) 근사 설계법 등이 있다[5],[6],[7].

3.1 푸리에급수에 의한 방법

$n=k$ 에서 단위임펄스가 가해질 때, 임펄스응답을 h_k라 하면, 1차원 FIR 디지털 필터의 일반형은 식 (15)로부터 다음과 같이 나타낸다.

$$y(n)=\sum_{k=-\infty}^{\infty} h_k x(n-k) \tag{18}$$

식 (18)의 양변을 z-변환하면 $Y(z)$는 식 (19)와 같으며, 전달함수 $H(z)$는 식 (20)과 같다.

$$Y(z)=X(z)\sum_{k=-\infty}^{\infty} h_k z^{-k} \tag{19}$$

$$H(z)=\sum_{k=-\infty}^{\infty} h_k z^{-k} \tag{20}$$

사양을 만족하는 FIR 디지털 필터의 주파수응답 $H(e^{j\omega})$는 주기 $2\pi/T$ 의 주기함수이며, 식 (20)에서 $z=e^{j\omega}$ 를 대입하면 다음과 같다.

$$H(e^{j\omega}) = \sum_{k=-\infty}^{\infty} h_k e^{-j\omega k} \tag{21}$$

필터를 설계하기 위해서 $H(e^{j\omega})$가 $-\pi \le \omega \le \pi$ 를 만족하는 h_k의 계수를 결정한다. h_k은 식 (21)에서 식 (22)와 같이 이상적인 주파수응답으로 나타낸다.

$$h_k = \frac{1}{2\pi} \int_{\pi}^{\pi} H(e^{j\omega}) e^{j\omega k} d\omega \tag{22}$$

실제로 원하는 주파수특성을 만족하는 필터의 전달함수를 $H^*(z)$로 나타내고, 실수부와 허수부를 각각 $R(\omega)$와 $I(\omega)$라 하면, 주파수응답 $H^*(e^{j\omega})$는 다음과 같다.

$$H^*(e^{j\omega}) = R(\omega) + jI(\omega) \tag{23}$$

식 (23)에서 임펄스응답에 대하여 $R(\omega)$는 코사인항, $I(\omega)$는 사인항의 퓨리에급수로써 식 (24)와 같이 전개한다.

$$\begin{aligned} R(\omega) &= a_0 + \sum_{n=1}^{\infty} a_n \cos(n\omega) \\ I(\omega) &= \sum_{n=1}^{\infty} b_n \sin(n\omega) \end{aligned} \tag{24}$$

Euler공식의 사인항과 코사인항에 $e^{j\omega} = z$ 로 치환하면 다음과 같다.

$$\cos(n\omega) = \frac{e^{j\omega n} + e^{-j\omega n}}{2} = \frac{z^n + z^{-n}}{2}$$
$$\sin(n\omega) = \frac{e^{j\omega n} - e^{-j\omega n}}{2j} = \frac{z^n - z^{-n}}{2j} \tag{25}$$

식 (24)와 식 (25)를 식 (23)에 대입하면 식 (26)과 같다.

$$\begin{aligned} H^*(e^{j\omega}) &= a_0 + \sum_{n=1}^{\infty} a_n \frac{z^n + z^{-n}}{2} + \sum_{n=1}^{\infty} b_n \frac{z^n - z^{-n}}{2} \\ &= a_0 + \sum_{n=1}^{\infty} \left[z^{-n} \frac{a_n - b_n}{2} + z^n \frac{a_n + b_n}{2} \right] \end{aligned} \tag{26}$$

식 (26)은 비인과적이고 무한임펄스응답을 갖는다. 필터의 인과성을 만족하기 위해서 유한한 차수가 필요하므로 식 (26)의 $n = N$ 에서 절단하면, $H_N(z)$의 근사식은 식 (27)과 같다.

$$\begin{aligned} H_N(z) &= a_0 + \sum_{n=1}^{\infty} \left[z^{-n} \frac{a_n - b_n}{2} + z^n \frac{a_n + b_n}{2} \right] \\ &= z^N \left[\frac{a_N + b_N}{2} + z^{-1} \frac{a_{N-1} + b_{N-1}}{2} + \cdots + a_0 z^{-N} \right. \\ &\quad \left. + z^{-N-1} \frac{a_1 - b_1}{2} + \cdots + z^{-2N} \frac{a_N - b_N}{2} \right] \end{aligned} \tag{27}$$

그러나, 식 (27)에서 z^N은 N의 증가를 나타내고 있으므로, $H(z)$는 괄호안의 다항식과 같다.

$$H_N(z) = \frac{a_N + b_N}{2} + z^{-1}\frac{a_{N-1} + b_{N-1}}{2} + \cdots + a_0 z^{-N} + z^{-N-1}\frac{a_1 - b_1}{2} + \cdots + z^{-2N}\frac{a_N - b_N}{2} \tag{28}$$

이 때, 식 (28)과 식 (20)을 비교하면 식 (29)와 같이 된다.

$$\begin{aligned} h_k &= \frac{a_{N-k} + b_{N-k}}{2}, && (0 \le k \le N-1) \\ h_k &= a_0, && (k = N) \\ h_k &= \frac{a_{k-N} - b_{k-N}}{2}, && (N+1 \le k \le 2N) \end{aligned} \tag{29}$$

그리고, 2차원 FIR 필터의 일반형은 식 (17)의 a_{kr} 대신에 h_{kr}로 쓰면 다음과 같다.

$$y(m,n) = \sum_{k=-\infty}^{\infty}\sum_{r=-\infty}^{\infty} h_{kr}\, x(m-k, n-r) \tag{30}$$

식 (30)의 양변을 z-변환하면 식 (31)과 같다.

$$Y(z_1, z_2) = X(z_1, z_2)\left[\sum_{k=-\infty}^{\infty}\sum_{r=-\infty}^{\infty} h_{kr} z_1^{-k} z_2^{-r}\right] \tag{31}$$

따라서, 전달함수 $H(z_1,z_2)$는 식 (32)로 된다.

$$H(z_1,z_2)=\frac{Y(z_1,z_2)}{X(z_1,z_2)}=\sum_{k=-\infty}^{\infty}\sum_{r=-\infty}^{\infty}h_{kr}\,z_1^{\,k}\,z_2^{\,r} \tag{32}$$

식 (32)에서 분리가능성(separability)을 이용하면 다음과 같다.

$$H(z_1,z_2)=\sum_{k=-\infty}^{\infty}h_k\,z_1^{-k}\sum_{r=-\infty}^{\infty}h_r\,z_2^{\,r} \tag{33}$$

식 (33)에서 h_{kr}의 계수를 1차원과 같은 방법으로 구할 수 있다.

그러나 퓨리에급수에 의한 방법에 의해서 FIR 필터를 설계할 경우, 비인과적인 무한한 차수의 필터를 인과적인 유한한 차수로 만들기 위해 고차항의 계수를 절단하므로 천이 영역에서 깁스(gibbs) 현상에 의한 리플이 발생한다. 그리고, 차수 N을 증가시킴에 따라 이러한 깁스현상에 의한 진동분의 총면적은 감소하지만, 그 진폭에는 큰 변화가 없으므로 저지역의 감쇠량을 크게 할 수 없다.

3.2 창함수에 의한 방법

퓨리에급수에 의해 생긴 깁스현상은 창함수를 사용하여 완화할 수 있으며, 차수가 M인 1차원 창함수 $W(e^{j\omega})$는 식 (34)와 같다.

$$W(e^{j\omega})=\sum_{k=0}^{M}w_k\,e^{-j\omega k} \tag{34}$$

주파수영역에서 $W(e^{j\omega})$와 $H(e^{j\omega})$의 콘벌루션은 각각의 h_k에 대응되는 w_k의 곱과 같으며, 최종 $H(z)$는 다음과 같다.

$$H(z)=\sum_{k=0}^{M}(w_k\,h_k)\,z^{-k} \tag{35}$$

그리고, 2차원 창함수에 의한 전달함수는 식 (33)에서 구해진다.

$$H(z_k,z_r)=\sum_{k=0}^{M}(w_k h_k)\,z^{-k}\sum_{r=0}^{N}(w_r h_r)\,z^{-r} \tag{36}$$

식 (36)에서 w_k와 w_r이 환상대칭이라면 2차원 창함수 $w_{kr}(m,n)$는 식 (37)과 같이 된다[7],[8],[9].

$$w_{kr}(m,n)=w_k(n)\big|_{n=\sqrt{m^2+n^2}}=w_k(\sqrt{m^2+n^2}) \tag{37}$$

3.3 새로운 창함수 모델

FIR 필터 설계를 위한 일반적인 창함수 모델은 가장 간단한 Rectangular 및 Triangular 창함수, 코사인 함수를 이용한 Hanning 창함수 그리고 이를 개량한 Hamming과 Blackman 창함수 등이 있다[10].

그리고, 본 논문에서는 필터의 성능에 따라 분류된 3종류의 새로운 창함수를 제안하였으며, 식 (38), 식 (39), 그리고 식 (40)과 같다.

$$w_{new1}(n) = 0.5816 + 0.4304\cos(2\pi n/M) - 0.012\cos(4\pi n/M), \quad (-M/2 \le n \le M/2) \tag{38}$$

$$w_{new2}(n) = 0.5609 + 0.4424\cos(2\pi n/M) - 0.0033\cos(4\pi n/M), \quad (-M/2 \le n \le M/2) \tag{39}$$

$$w_{new3}(n) = 0.5705 + 0.4373\cos(2\pi n/M) - 0.0078\cos(4\pi n/M), \quad (-M/2 \le n \le M/2) \tag{40}$$

그림 3은 본 논문에서 제안한 새로운 창함수 모델 new 1, new 2, 그리고 new 3의 모양을 나타내고 있다.

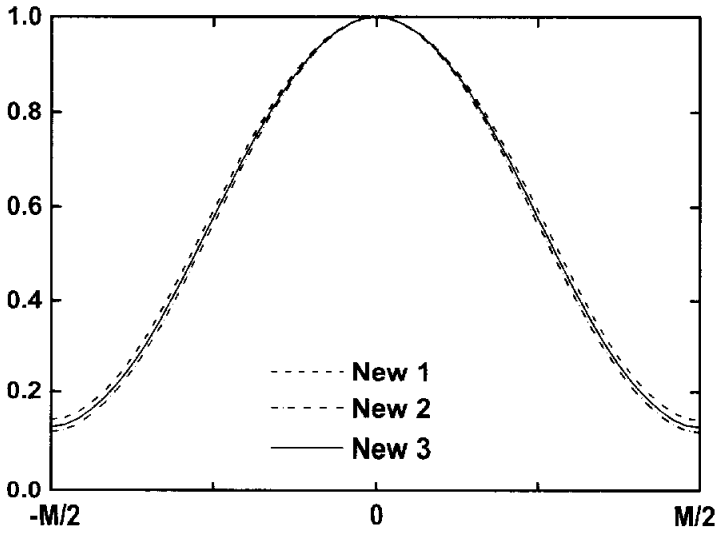


Fig. 3. New window.

4. 시뮬레이션 결과

본 논문에서는 새로운 창함수를 설계하였으며, 이 모델의 타당성을 입증하고자 설계된 창함수를 사용하여 1차원 디지털 필터를 설계하였다. 그리고, 일반적으로 많이 사용되는 기존의 Hanning, Hamming, Blackman 창함수을 사용한 디지털 필터와 그 특성을 시뮬레이션하여 비교하였으며, 판단기준으로서 peak side-lobe와 천이특성 등을 사용하였다.

Hanning 창함수는 식 (41)과 같으며, Hamming 창함수는 식 (42), 그리고 Blackman 창함수는 식 (43)과 같다.

$$w_h(n) = 0.5[1+\cos(2\pi n/M)], \qquad (-M/2 \le n \le M/2) \tag{41}$$

$$w_m(n) = 0.54+0.46\cos(2\pi n/M), \qquad (-M/2 \le n \le M/2) \tag{42}$$

$$w_b(n) = 0.42+0.5\cos(2\pi n/M)+0.08\cos(4\pi n/M), \qquad (-M/2 \le n \le M/2) \tag{43}$$

제안된 새로운 창함수를 이용한 디지털 필터의 특성을 분석하기 위해 다음의 그림 4와 같은 저역필터에 창함수 모델을 적용하였다. 그림 4는 샘플링 주파수를 1로 하고, 차단주파수는 0.2로 설정하였다. 그리고, δ 는 깁스현상에 의해 나타나는 리플의 크기이며 통과영역과 차단영역의 값이 거의 일치하므로 같게 취하였다. 또한 peak side-lobe를 $ps[dB]$로 나타냈으며, 천이영역은 ΔF 로 나타내고 -3 $[dB]$인 주파수에서 ps'가 되는 주파수까지의 값이다. 그리고, 그림 5는 식 (38)에서 식 (43)에 제시된 기존의 Hanning, Hamming, Blackman 그리고

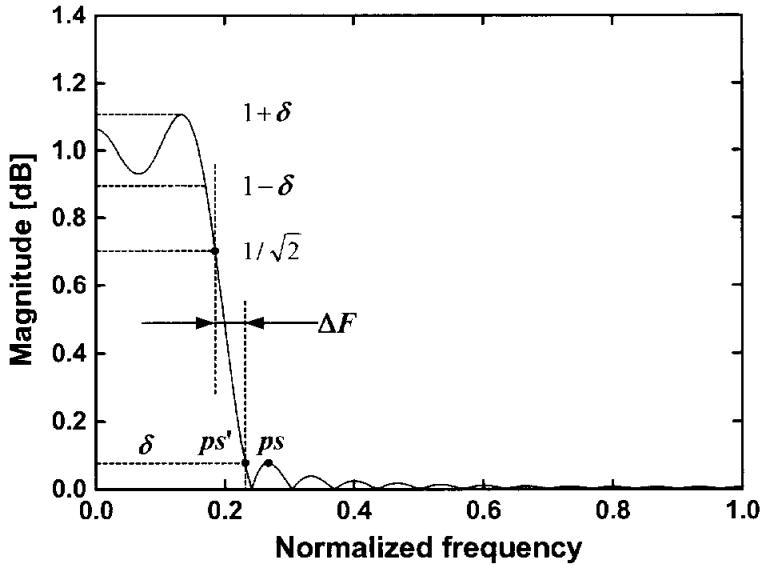


Fig. 4. General Low-pass filter.

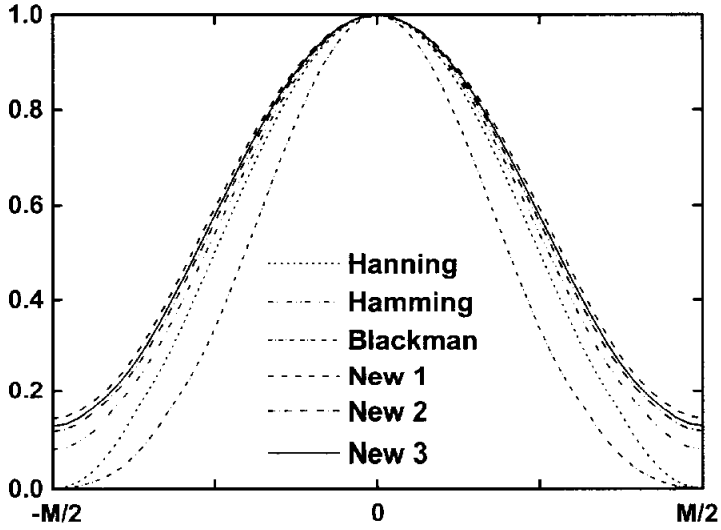


Fig. 5. Comparison of each window.

새로운 창함수들의 모양을 함께 나타낸 것이다. 그리고, 그림 5에 제시된 창함수들의 특성을 비교하기 위하여 정규화된 차단주파수는 0.2이고, 차수 $M=48$인 저역통과필터의 특성을 시뮬레이션하였으며 그림 6과 같다.

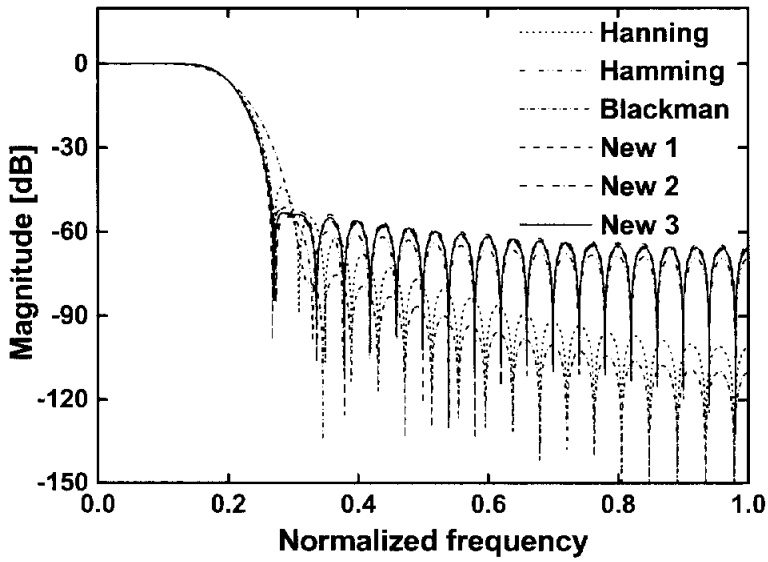


Fig. 6. Low-pass filters using windows of Fig. 5.

또한, 그림 7은 창함수들의 peak side-lobe 특성을 분석하기 위해 그림 6의 일부분을 확대한 그림이다. 그림 6과 그림 7로부터 기존의 창함수들 중에서 Hanning 창함수는 ΔF 특성이 우수하였으며, Blackman 창함수는 ps 특성은 가장 우수한 반면 ΔF 에서 가장 큰 값을 나타내었다. 그리고, Hamming 창함수는 기존의 창함수들 중 ps와 ΔF를 고려할 때 가장 우수 특성을 나타냈다. 그러나, 본 논문에서 제시한 새로운 창함수는 모두 Hamming 창함수의 ps와 ΔF 보다 우수한 특성을 나타내었으며, 특히 ΔF 에서는 new 1이 전체 창함수들 중에서 가장 우수한 특성을 나타내었다. 그리고, new 2는 ps에서 우수한

특성을 나타내었으며, new 3은 ΔF 와 ps 특성을 모두 고려할 때 가장 우수한 특성을 나타내었다. 다음의 표 1은 그림 5에서 제시된 창함수들의 저역통과필터 특성에 대한 시뮬레이션 결과를 ΔF 와 ps 특성으로 비교한 것이다.

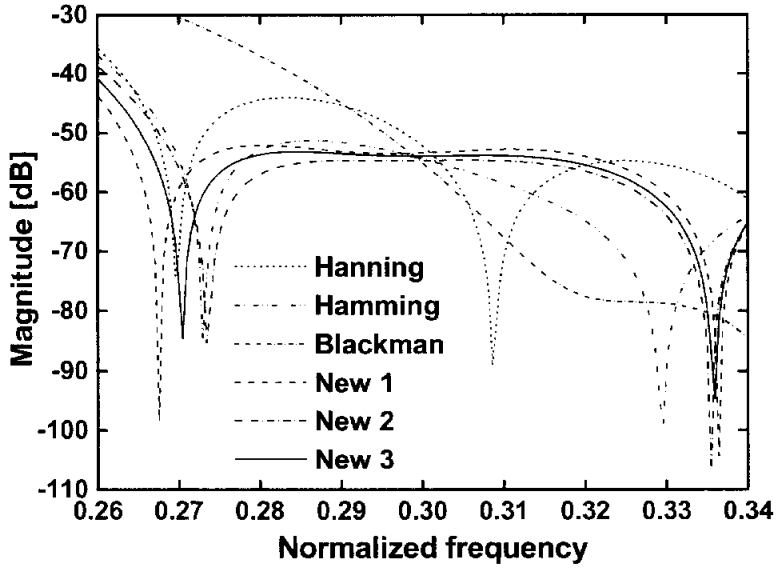


Fig. 7. Peak side-lobe of Fig. 6.

Table 1. Characteristics of each window.

	Hanning	Hamming	Blackman	New 1	New 2	New 3
ΔF [π]	0.083068	0.085616	0.138261	0.079251	0.085560	0.082282
ps [dB]	44.02375	51.32339	75.36845	52.11227	54.62745	53.22227

그리고, 본 논문에서 제시된 새로운 창함수의 특성을 확인하기 위해 차수가 48인 2차원 디지털 필터를 설계하여 그 특성을 시뮬레이션하였으며, 이때 창함수는 New 3을 사용하였다.

그림 8(a), (b)는 차단주파수(f_c)가 0.5인 이상적인 2차원 저역필터의 특성이며, 제시된 새로운 창함수를 사용한 2차원 저역필터 특성을 시뮬레이션한 것을 그림 9(a), (b)에 나타내었다.

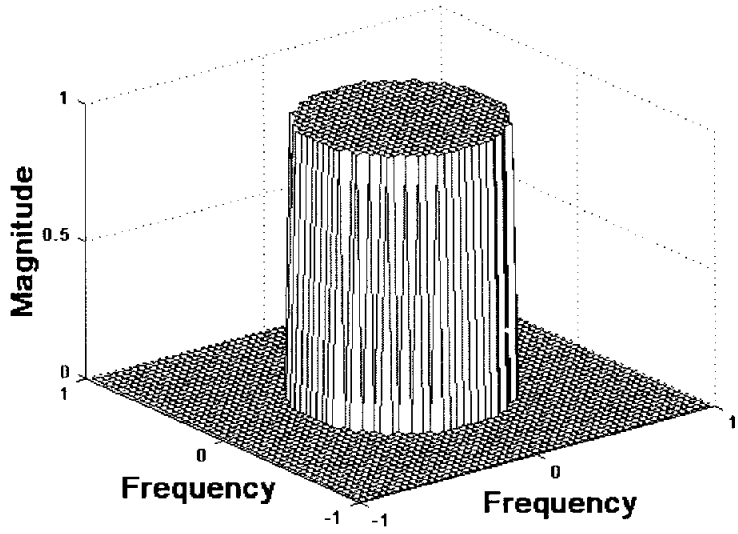
그리고 그림 10(a), (b)는 차단주파수(f_c)가 0.5인 이상적인 2차원 고역필터의 특성이며, 제시된 새로운 창함수를 사용한 2차원 고역필터 특성을 시뮬레이션한 것을 그림 11(a), (b)에 나타내었다.

그림 12(a), (b)는 차단주파수 f_L = 0.1, f_H = 0.5인 이상적인 2차원 대역통과필터의 특성이며, 제시된 새로운 창함수를 사용한 2차원 대역통과필터 특성을 시뮬레이션한 것을 그림 13(a), (b)에 나타내었다.

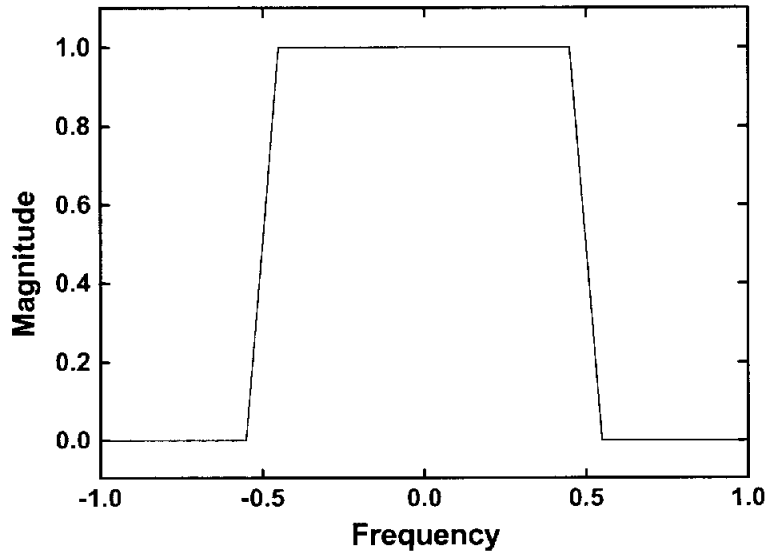
그리고 그림 14(a), (b)는 차단주파수 f_L = 0.1, f_H = 0.5인 이상적인 2차원 대역저지필터의 특성이며, 제시된 새로운 창함수를 사용한 2차원 대역저지필터 특성을 시뮬레이션한 것을 그림 15(a), (b)에 나타내었다.

또한, 이러한 필터의 특성을 확인하기 위해 LENA 영상을 사용하여 시뮬레이션 하였으며, 그림 16(a), (b)은 각각 원 영상과 표준편차 20인 AWGN이 원 영상에 중첩된 잡음영상이다. 그리고, 그림 17에서 그림 20은 새로운 창함수를 사용한 2차원 저역, 고역, 대역통과 그리고 대역저지필터로 처리한 영상이다. 각각의 그림으로부터 그림 (a)는 처리 후 영상이며, 그림 (b)는 원 영상과 처리 후 영상과의 차영상이다.

시뮬레이션 결과, 새로운 창함수를 사용한 2차원 디지털 필터는 대역별 분리특성이 양호하게 나타났다.

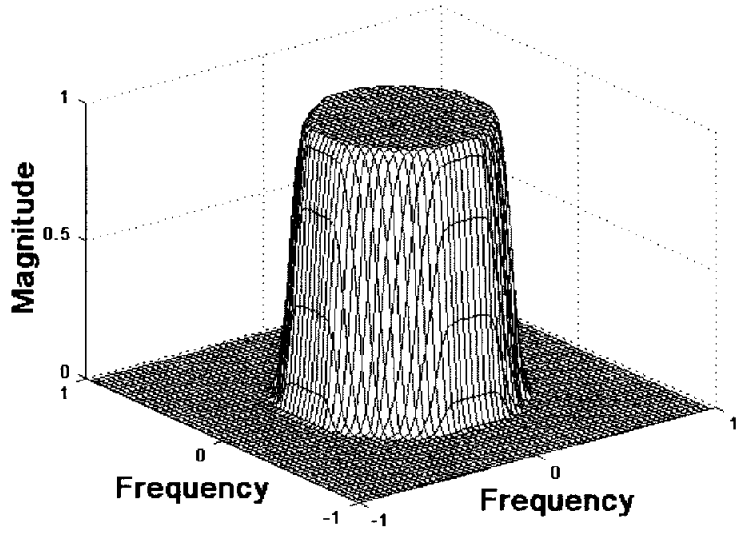


(a) Frequency response of 2D-LPF

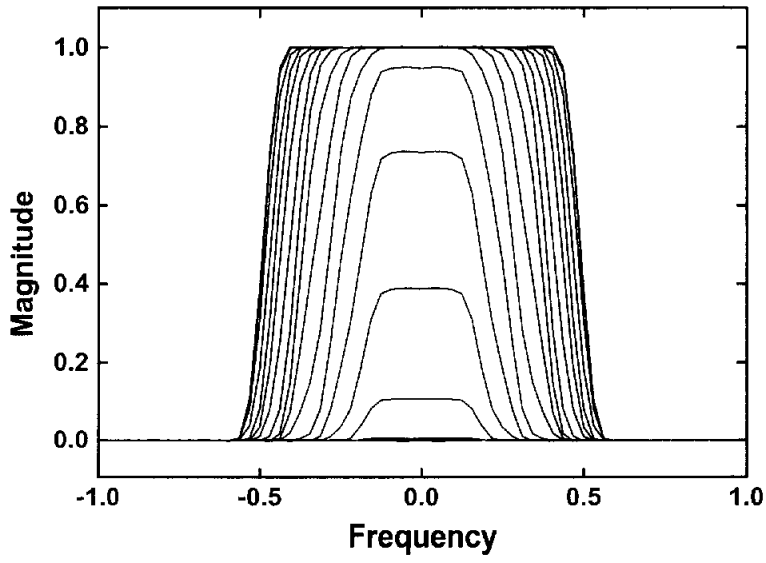


(b) Bandwidth of (a)

Fig. 8. Frequency response of Ideal 2D-LPF.



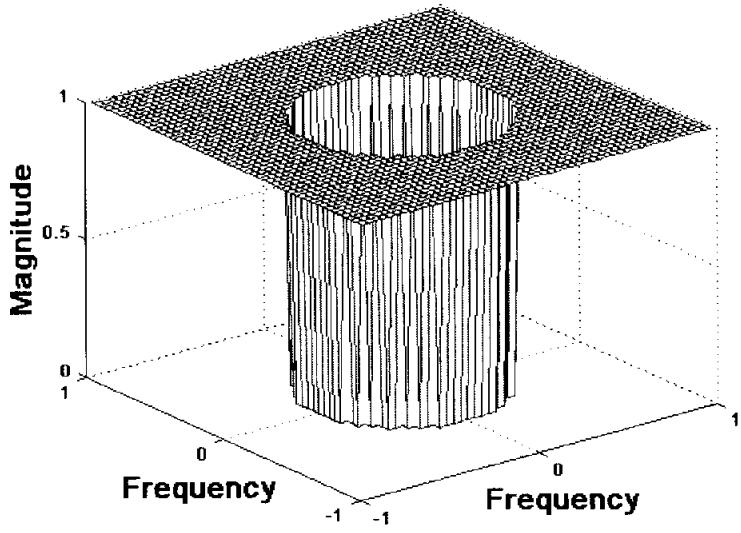
(a) Frequency response of 2D-LPF



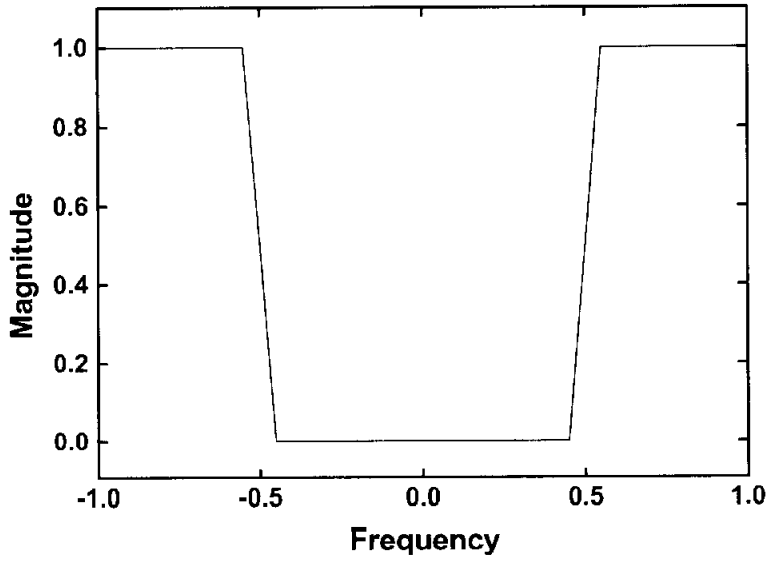
(b) Bandwidth of (a)

Fig. 9. Frequency response of 2D-LPF using New window.

(N = 48 , f_c = 0.5 , $Window$ = New 3)

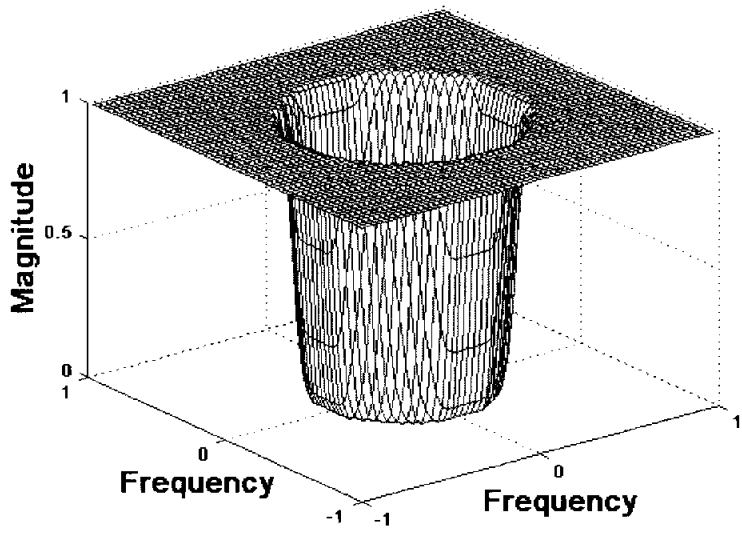


(a) Frequency response of 2D-HPF

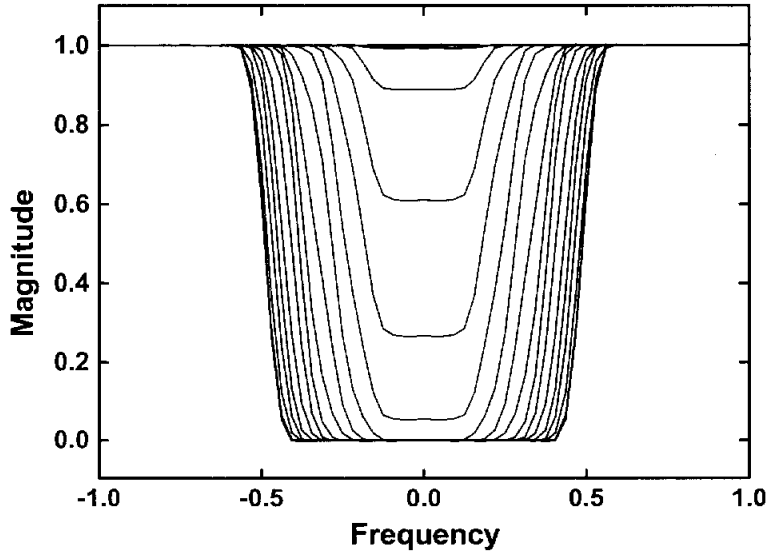


(b) Bandwidth of (a)

Fig. 10. Frequency response of Ideal 2D-HPF



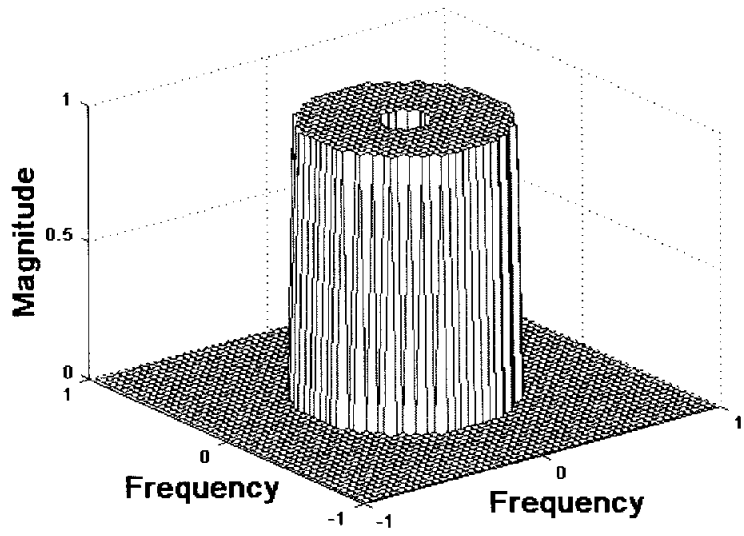
(a) Frequency response of 2D-HPF



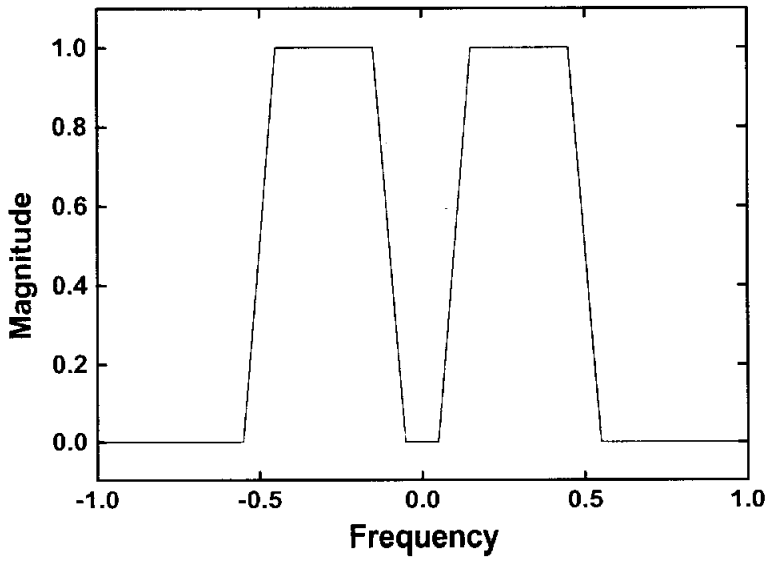
(b) Bandwidth of (a)

Fig. 11. Frequency response of 2D-HPF using New window.

($N = 48$, $f_c = 0.5$, $Window = New\ 3$)

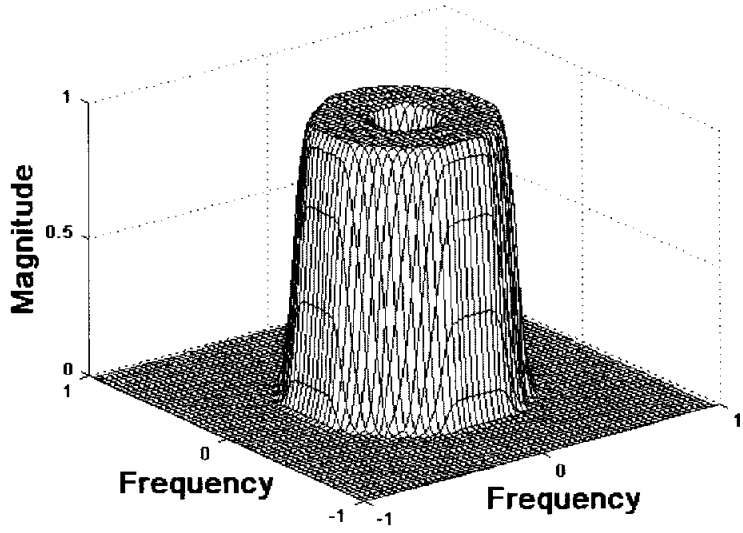


(a) Frequency response of 2D-BPF

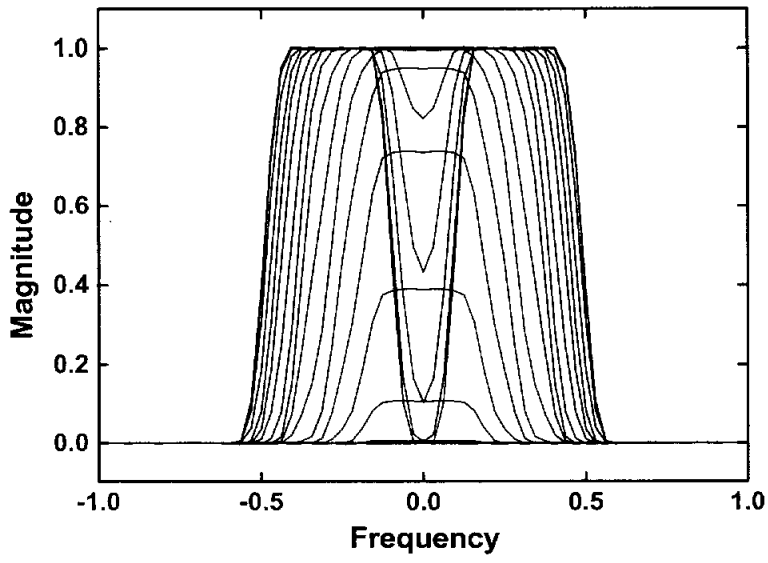


(b) Bandwidth of (a)

Fig. 12. Frequency response of Ideal 2D-BPF.



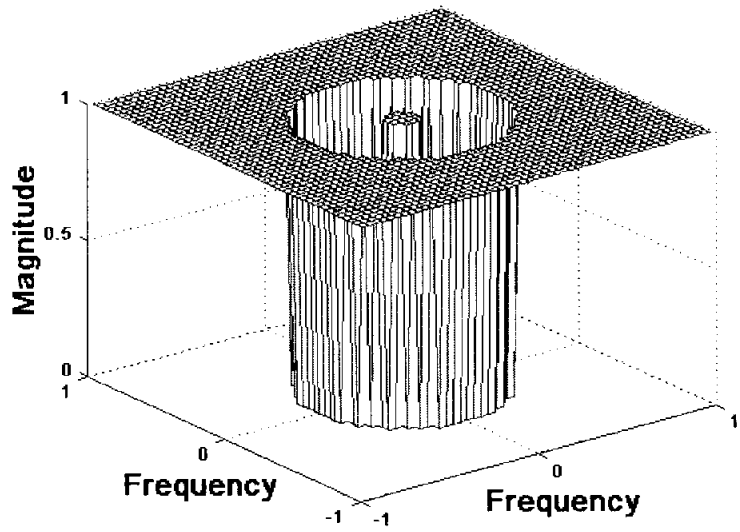
(a) Frequency response of 2D-BPF



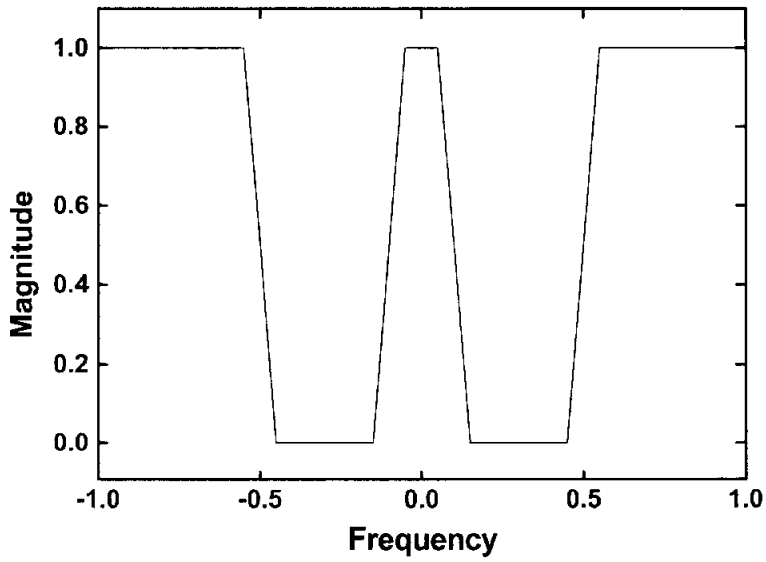
(b) Bandwidth of (a)

Fig. 13. Frequency response of 2D-BPF using New window.

($N = 48$, $f_L = 0.1$, $f_H = 0.5$, $Window = New\ 3$)

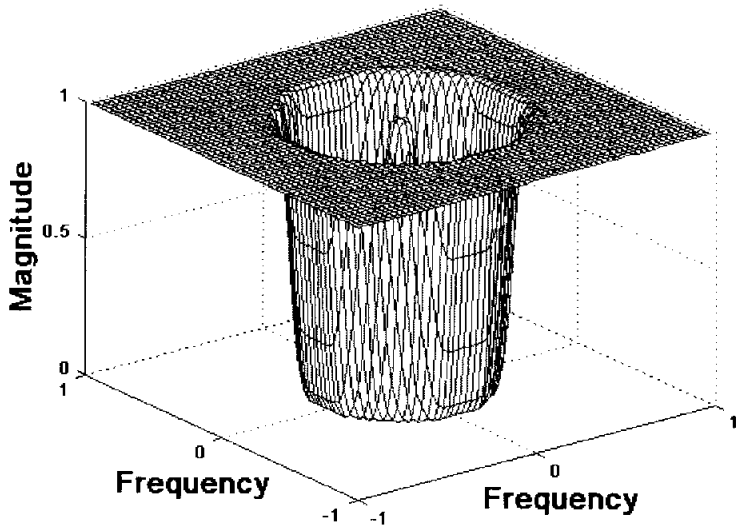


(a) Frequency response of 2D-BRF

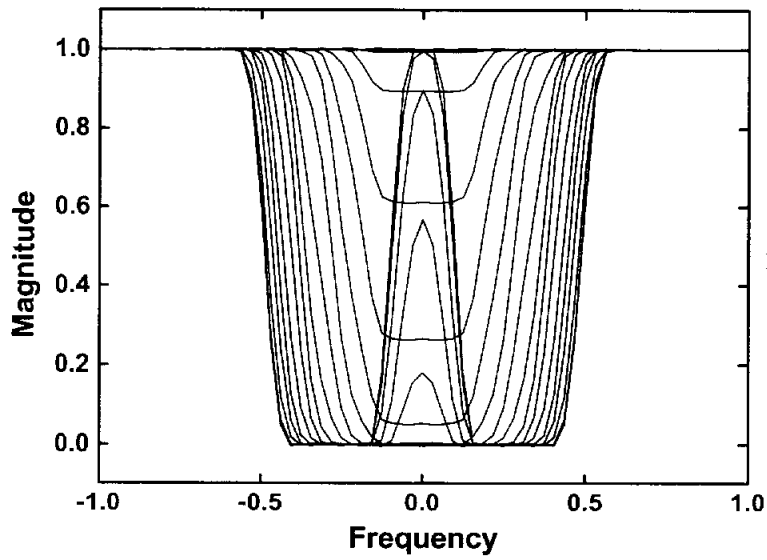


(b) Bandwidth of (a)

Fig. 14. Frequency response of Ideal 2D-BRF.



(a) Frequency response of 2D-BRF



(b) Bandwidth of (a)

Fig. 15. Frequency response of 2D-BRF using New window.

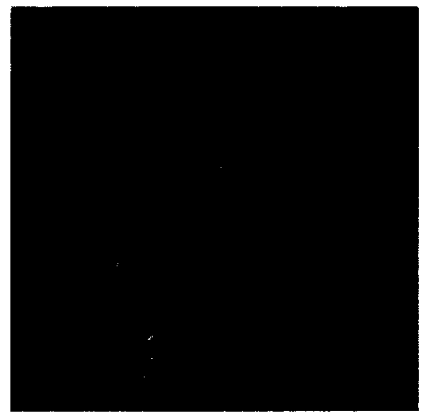
($N = 48$, $f_L = 0.1$, $f_H = 0.5$, $Window = New\ 3$)

(a) Original image

(b) Noisy image ($\sigma = 20$)

Fig. 16. LENA image.

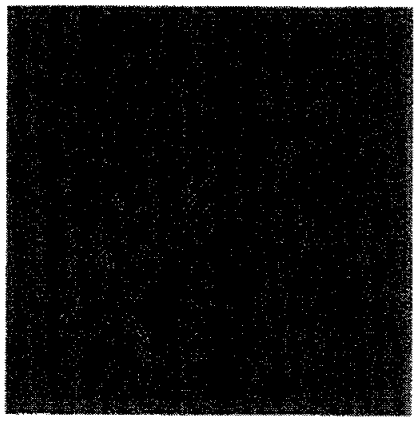
(a) Lowpass filtering result



(b) Difference image

Fig. 17. Result of lowpass filtering using New window function.

($N = 48$, $f_c = 0.5$, $Window = New\ 3$)



(a) Highpass filtering result

(b) Difference image

Fig. 18. Result of highpass filtering using New window function.

($N = 48$, $f_c = 0.5$, $Window = New\ 3$)

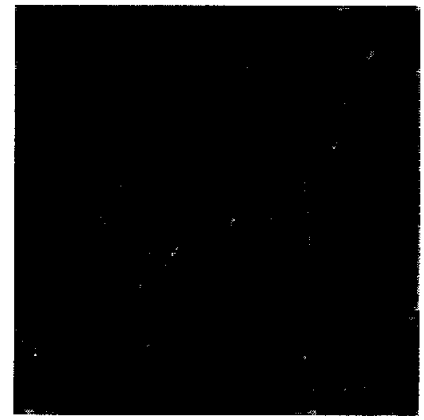
(a) Bandpass filtering result

(b) Difference image

Fig. 19. Result of bandpass filtering using New window function.

($N = 48$, $f_L = 0.1$, $f_H = 0.5$, $Window = New\ 3$)

(a) Bandreject filtering result



(b) Difference image

Fig. 20. Result of bandreject filtering using New window function.

($N = 48$, $f_L = 0.1$, $f_H = 0.5$, $Window = New\ 3$)

5. 결 론

본 논문에서는 새로운 창함수를 설계하였으며, 그 특성을 분석하였다. 그리고, 제안된 모델의 타당성을 입증하기 위해 새로운 창함수를 사용하여 1차원 디지털 필터를 설계하였으며, 기존의 Hanning, Hamming, Blackman 창함수를 사용한 1차원 디지털 필터와 peak side-lobe, 천이특성 등을 비교하였다.

시뮬레이션 결과, 본 논문에서 제안한 새로운 창함수는 peak side-lobe와 천이특성 모두에서 전체적으로 기존의 창함수를 사용한 디지털 필터보다 우수한 특성을 나타냈다.

그리고 새로운 창함수를 사용하여 2차원 디지털 필터를 설계하였으며, 이러한 2차원 필터의 특성을 분석하기 위해 LENA 영상(크기 : 256×256, 그레이레벨 : 256)에 AWGN을 중첩하여 시뮬레이션하였으며, 그 결과 대역별 분리특성이 양호하게 나타났다.

따라서, 본 논문에서 제시한 새로운 창함수는 peak side-lobe, 천이특성 등이 우수하여 각종 통신 및 방송기기 등의 많은 분야에 적용될 것으로 사료된다.

참 고 문 헌

[1] Abraham Peled, Bede Liu, "Digital Signal Processing", John Wiley & Sons, Inc., 1976.

[2] R.W. Hamming, "Digital Filters", Prentice-Hall, Inc., 1989.

[3] Vinay K. Ingle, John G. Proakis, "Digital Signal Processing Using MATLAB" PWS Publishing Company, 1998.

[4] Leland B. jackson, "Digital Filters and Singnal Processing", Kluwer Academic Publishers, 1989.

[5] M. T. Jong, "Method of Discrete Signal and System Analysis", McGraw-Hill, Inc., 1982.

[6] T. S. Huang, J. W. Burnett and A. G. Deczky, "The Importance of Phase in Image Processing Filters", IEEE Trans. Accoust. Speech, Signal Processing, vol. ASSP-23, pp. 529-542, Dec. 1975.

[7] T. S. Huang, "Two-Dimensional Windows", IEEE Trans. on Audio Electro-Acoust. vol. AU-20, pp. 89-90, Mar. 1972.

[8] H. Yu, and S. K. Mitra, "A New Two-Dimensional Window", IEEE Trans. Acoust., Speech, Signal Processing, vol. ASSP-33, pp. 1058-1061, Aug. 1985.

[9] H. Yu, and S. K. Mitra, "A New Two-Dimensional Window", IEEE Trans. Acoust., Speech, Signal Processing, vol. ASSP-33, pp. 1058-1061, Aug. 1985.

[10] J. G. Proakis and D. G. Manolakis, Digital Signal Processing: Principles, Algorithms and Applications, Macmillan, New York, NY, third edition, 1996.

감사의 글

본 논문이 완성되기까지 여러 가지 부족한 저에게 학문에 대한 열정을 가르쳐 주신 김남호 교수님께 진심으로 감사 드립니다.

바쁘신 와중에도 좋은 논문으로 완성되도록 조언을 주신 변기식 교수님, 김만고 교수님, 학위 과정동안 많은 관심과 지도를 해 주신 이형기 교수님, 최연욱 교수님, 황용연 교수님, 안영주 교수님, 신춘식 선생님께도 깊이 감사 드립니다.

짧지 않은 연구실 생활동안 항상 곁에서 도움과 격려를 아끼지 않았던 강경덕, 배상범 선배님들과 문홍득 후배에게 감사 드리며, 학과사무실의 정광덕, 김태곤 조교님, 같이 논문작업을 하면서 서로 도움이 되었던 임영출님과 계측 및 DSP 연구실의 서현수, 류수원 후배에게도 고마움을 전합니다.

오늘이 있기까지 헌신적인 사랑과 믿음으로 보살펴 주신 부모님께 이 논문을 바치며, 항상 관심 아끼지 않았던 가족, 친지분들과 주위의 모든 분들께도 진심으로 감사를 드립니다.

지금까지 부족한 저에게 크고 작은 관심을 가져준 모든 분들에게 기대에 어긋나지 않는 사람이 되도록 앞으로 더욱 노력할 것을 다짐합니다.

2004년 8월

구 본 석 올림