

---

# M-대역 직교 웨이브렛 필터를 이용한 부대역 부호화에서 경계 필터의 설계

권 상 근\*

## Design of Boundary Filter in Subband Coding using M-band Orthogonal Wavelet Filter

Sang-keun Kwon

### 요약

유한길이 신호가 M-대역 직교 웨이브렛 필터로 구성된 QMF 뱅크의 입력인 경우, 이의 재생신호의 경계영역들은 완전히 재생되지 않는다. 따라서 경계영역신호를 완전히 재생하기 위해서는 경계영역에는 새로운 형태의 필터를 적용하여야 한다. 본 논문에서는 M-대역으로 분해된 신호가 입력신호와 같은 차원을 가지는 경우 경계영역을 완전히 재생할 수 있는 경계필터의 설계방법을 제안하였다. 제안된 경계필터는 파라유니터리 행렬의 완전재생조건을 이용하여 설계되었다. 제안된 경계 필터를 부대역 부호화에 적용하여 모의실험한 결과 반사기법을 이용한 경우에 비하여 약 5%의 성능이 개선됨을 알 수 있었다.

### abstract

When finite length signal is the input of QMF banks which are composed of the M-band orthogonal wavelet filter, the boundaries of reconstructed signal are not reconstructed perfectly. For boundary signals to be reconstructed perfectly, different type filters or methods are applied to them. In this paper, the design method of boundary filters which can be reconstructed the boundary signal perfectly was proposed, in case the dimension of M-band decomposed signal is the same as that of input signal. The boundary filters were designed using the perfect reconstruction condition of paraunitary matrix. In an application of subband coding of still image, the proposed boundary filters achieve better PSNR about 5% in reconstructed image than reflected method at the same bit rate.

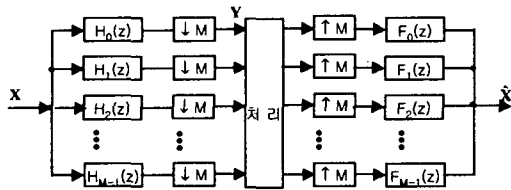
---

\* 금오공과대학교 전자공학부 부교수

접수일자 : 2000. 9. 11.

1. 서론

웨이브렛 변환(wavelet transform : WT)은 공간 (spatial) 및 주파수 영역의 국부성(locality)으로 인하여 영상처리, 부대역부호화(subband coding) 등 다양한 분야에서 많이 이용되고 있다[1]. Daubechies[2]에 의하여 2-대역 직교 웨이브렛 필터뱅크(orthogonal wavelet filter banks : OWFB)의 설계 방법이 제안된 후 WT을 보다 다양한 분야에서 응용하기 위하여, 그림1.과 같이 신호를 임의의 M-대역으로 분할하는 M-대역 OWFB의 설계 방법이 제안되었다[3].

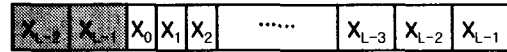


-- 그림 1. M-대역 부대역 부호화기의 구조 --  
 -- fig 1. Structure of M-band sub-band coder --

이러한 M-대역 OWFB는 신호가 무한 길이를 가진다는 가정 하에서 설계되었다. 그러나 실제의 경우 신호의 길이는 유한하므로 양쪽 끝 경계영역 신호(boundary region signal : BRS)들은 완전재생(perfect reconstruction : PR)이 되지 않는 문제점이 있다. 따라서 BRS를 완전히 재생하기 위해서는 경계부분에는 새로운 형태의 필터나 기법이 적용되어야 한다.

이러한 방법에 대한 연구는 [4,5]에서는 M=2인 경우 새로운 경계웨이브렛필터를 설계하는 방법을 제안하였으며, [6]에서는 임의의 M에 대하여 그림 2.와 같이 신호를 반사시키는(reflected) 방법을 제안하였다. [6]과 같이 신호를 반사하는 방법을 부대역부호화에 적용하는 경우 다음과 같은 단점을 가지고 있다. 첫째, 왼쪽과 오른쪽 BRS사이의 상관성이 낮으므로 부호화 이득이 떨어지게 되며, 둘째로 분할된 오른쪽 BRS에는 왼쪽 신호성분이 포함되어 있으므로 분할된 영상에서 정확한 경계 부분의 신호를 추출하기가 어렵게 된다. 셋째로 구현 측면에서는 왼쪽 BRS를 분할하기 위해서는 오른

쪽 BRS가 입력될 때까지 왼쪽 BRS를 기억시켜야 되며, 또한 오른쪽 BRS의 재생 시에도 왼쪽경계의 변환계수(transformed coefficient : TC)들을 기억하고 있어야만 한다. 여기서 변환계수란 용어는 분해된 신호와 같은 개념으로 사용하기로 한다.



□ : original signal    ■ : reflected signal

-- 그림 2. 반사기법에서 신호의 반사방법 --  
 -- fig 2. Signal reflection method in reflected method --

본 논문에서는 OWFB를 이용하여 신호를 임의의 M-대역으로 분할하는 경우, 분해된 신호와 입력신호의 차원이 같다는 조건하에서 BRS를 완전히 재생할 수 있는 새로운 경계필터(boundary filter: BF)를 설계하는 방법을 제안하였다. 이러한 BF는 OWFB 설계시 사용되는 파라유니터리(paraunitary) 행렬[7]의 PR 성질을 이용하여 설계되었다.

제안된 방법으로 설계된 BF는 비록 BRS의 PR 조건은 만족하지만 나쁜 주파수 특성으로 인하여 부대역 부호화에 적용하는 경우 부호화성능이 떨어지게 된다. 따라서 본 논문에서는 이를 개선하기 위한 방법 및 이 경우 재생과정에서 발생하는 양자화 오차 문제에 대하여도 언급하였다.

제안된 BF의 성능을 평가하기 위하여 256 × 256 크기를 가지는 레나(LENA) 영상을 부대역 부호화기에 적용하여 모의실험하였다. 모의실험 결과 제안된 BF를 이용하는 경우, 반사기법에 비하여 같은 전송률에서 약 5% 정도의 PSNR(Peak to peak SNR)의 성능 개선을 보였다.

II. 경계필터의 설계

그림1.과 같이 OWFB로 구성된 M-대역 QMF뱅크에서 유한길이를 가지는 신호를 분해하고 이를 다시 재생하는 경우 BRS는 완전히 재생되지 않는다. 그러므로 BRS를 완전히 재생하기 위해서는 새로운 형태의 BF가 필요하게 된다. 이를 위해 우선 파라유니터리 행렬을 이용하여 OWFB를 설

계하는 방법에 대하여 살펴보고 이를 이용하여 BF의 설계방법을 제안하기로 한다.

1. 직교 웨이브렛 필터의 설계

맥밀리안 차수(McMillan degree)  $N > 1$ 인 파라 유니터리 행렬은 다음과 같이 표현된다[7].

$$H(z) = U \prod_{i=0}^{N-1} \{(I - V_i^t V_i) + V_i^t V_i z^{-1}\} \\ = U \sum_{i=0}^{N-1} \Gamma_i z^{-i} \quad \dots\dots\dots (1)$$

여기서

$H(z) = [H_0(z), H_1(z), \dots, H_{M-1}(z)]^t$ ,  $U$ 는  $M \times M$  유니터리 행렬,  $V_i$ 는 단위 놈(unit norm)을 가지는  $1 \times M$  행렬,  $V_i^t$ 는  $V_i$ 의 전치(transpose)이다.

식(1)을 이용하여 길이  $NM$ 을 가지는 M-대역 OWFB의 설계는 저역통과필터인  $H_0(z)$ 에 식(2)의 레귤라리티(regularity) 및 정규화조건을 부과하면 가능하게 된다[3].

$$H_0(z) = (1 + z^{-1} + \dots + z^{-(M-1)})^N Q(z) \\ \sum_{n=0}^{NM-1} h_0(n) = \sqrt{M} \quad \dots\dots\dots (2)$$

여기서  $Q(z) = \sum_{i=0}^{N-1} \alpha_i z^{-i}$ 이며,  $h_0(n)$ 은  $H_0(z)$ 의 계수이다.

또한  $H(z)$ 의 PR조건을 이용하면 식(1)의  $\Gamma_i$  사이에는 식(3)과 같은 관계가 있음을 알 수 있다.

$$\sum_{i=0}^{N-1} \Gamma_i^t \Gamma_i = I, \sum_{i=0}^{N-1-k} \Gamma_i^t \Gamma_{i+k} = 0 \\ (k = 1, 2, \dots, N-1) \quad \dots\dots\dots (3)$$

여기서  $0$ 은 널(null) 행렬이다.

2. 경계필터의 설계

식(4)와 같이 정의된  $X$ 를 OWFB로 구성된 분해필터뱅크의 입력신호라 하자.

$$X = [X_0, X_1, \dots, X_{L-1}] \quad \dots\dots\dots (4)$$

여기서  $X_k = [x_k(0), x_k(1), \dots, x_k(M-1)]$ 이다.

분해필터의 길이가  $NM$ 인 경우, 분해필터뱅크의 입력  $X$ 와 출력  $Y$ 사이에는 다음과 같은 관계가 있다.

$$Y_n^t = U \sum_{i=0}^{N-1} \Gamma_i X_{n+i}^t \quad \dots\dots\dots (5)$$

여기서  $Y = [Y_0, Y_1, \dots, Y_{L-N}]$

및  $Y_k = [y_k(0), y_k(1), \dots, y_k(M-1)]$ 이다.

식(5)에서부터 입력신호  $X$ 의 차원이  $ML$ 인 경우, 분해필터의 길이가  $NM$ 임으로  $Y$ 의 차원은  $M(L-N+1)$ 이 된다. 따라서  $Y$ 가  $X$ 와 같은 차원을 가지기 위해서는  $M(N-1)$ 개의 TC가 추가로 필요함을 알 수 있다.

또한  $Y$ 의 처리과정에서 어떠한 잡음도 포함되지 않았다고 가정하면 재생필터뱅크의 입력  $Y$ 와 출력  $\hat{X}$ 사이의 관계는 식(6)과 같다.

$$\hat{X}_n = U^t \sum_{i=0}^{N-1} \Gamma_{N-1-i}^t Y_{n+i-N+1}^t, \\ (n=0, 1, \dots, L-1) \quad \dots\dots\dots (6)$$

여기서 구간  $n < 0$  및  $n > L-N$ 에서  $Y_n = 0$ 이다.

따라서 식(3)을 이용하면 식(5) 및 (6)에서부터  $\hat{X}_n$ 과  $X_n$ 사이에는 다음의 관계가 성립함을 알 수 있다.

$$\begin{cases} \hat{X}_n = X_n, & N-1 \leq n \leq L-N \\ \hat{X}_n \neq X_n, & \text{기타} \end{cases} \quad \dots\dots\dots (7)$$

즉, 신호의 길이가 유한한 경우 M-대역 OWFB를 이용한 분해 및 재생과정으로는 신호의 왼쪽과 오른쪽 경계영역에 있는 각각  $(N-1)$ 개의  $X_n$ 은 완전히 재생되지 않음을 알 수 있다. 따라서 추가로 필요한  $M(N-1)$ 개의 TC를 이용하여 이들 영

역의  $X_n$ 을 완전히 재생할 수 있어야 한다.

BRS를 완전히 재생하기 위해 필요한  $Y_n^L$  및  $Y_n^R$ 을 식(3), (5) 및 (6)을 이용하여 식(8)과 같이 정의하자.

$$Y_n^L = \sum_{m=0}^{N-2} \Lambda_{n,m}^L X_m, \quad (n=0,1,\dots,N-2)$$

$$Y_n^R = \sum_{m=0}^{N-2} \Lambda_{n,m}^R X_{m+L-N+1}, \quad (n=0,1,\dots,N-2)$$

..... (8)

여기서  $\Lambda_{n,m}^L$ ,  $\Lambda_{n,m}^R$ ,  $Y_n^L$  및  $Y_n^R$ 은 다음과 같다.

$$\Lambda_{n,m}^L = \sum_{k=1}^{N-1-m} \Gamma_{k+n}^L \Gamma_{k+m}$$

$$\Lambda_{n,m}^R = \sum_{k=0}^n \Gamma_{n-k}^R \Gamma_{m-k}$$

$$(\Lambda_{n,m}^L)^t = \Lambda_{m,n}^L, \quad (\Lambda_{n,m}^R)^t = \Lambda_{m,n}^R$$

$$Y_n^L = [y_n^L(0), y_n^L(1), \dots, y_n^L(M-1)]$$

$$Y_n^R = [y_n^R(0), y_n^R(1), \dots, y_n^R(M-1)]$$

..... (9)

식(8)과 같이 정의된  $Y_n^L$  및  $Y_n^R$ 을 식(10)과 같이  $\hat{X}_n$ 에 더하면 BRS는 완전히 재생된다.

$$X_n = \begin{cases} \hat{X}_n + Y_n^L, & 0 \leq n < N-1 \\ \hat{X}_n + Y_{n-(L-N+1)}^R, & L-N+1 \leq n < L \end{cases}$$

..... (10)

그러나 이 경우 TC의 차원은  $M(L+N-1)$ 이 되어  $X$ 의 차원보다 커지게 된다.

이러한 문제점을 해결하기 위해 식(8)의 관계를 식(11)과 같은 행렬로 표현하자.

$$Y^L = H^L X^L, \quad Y^R = H^R X^R \quad \text{..... (11)}$$

여기서

$$H^L = \begin{bmatrix} H_0^L(z) \\ H_1^L(z) \\ \vdots \\ H_{M(N-1)-1}^L(z) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \Lambda_{0,0}^L & \Lambda_{0,1}^L & \dots & \Lambda_{0,N-2}^L \\ \Lambda_{1,0}^L & \Lambda_{1,1}^L & \dots & \Lambda_{1,N-2}^L \\ \vdots & \vdots & \dots & \vdots \\ \Lambda_{N-2,0}^L & \Lambda_{N-2,1}^L & \dots & \Lambda_{N-2,N-2}^L \end{bmatrix},$$

$$H^R = \begin{bmatrix} H_0^R(z) \\ H_1^R(z) \\ \vdots \\ H_{M(N-1)-1}^R(z) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \Lambda_{0,0}^R & \Lambda_{0,1}^R & \dots & \Lambda_{0,N-2}^R \\ \Lambda_{1,0}^R & \Lambda_{1,1}^R & \dots & \Lambda_{1,N-2}^R \\ \vdots & \vdots & \dots & \vdots \\ \Lambda_{N-2,0}^R & \Lambda_{N-2,1}^R & \dots & \Lambda_{N-2,N-2}^R \end{bmatrix},$$

$$X^L = [X_0, X_1, \dots, X_{N-2}]^t,$$

$$X^R = [X_{L-N+1}, X_{L-N}, \dots, X_{L-1}]^t,$$

$$Y^L = [Y_0^L, Y_1^L, \dots, Y_{N-2}^L]^t$$

및  $Y^R = [Y_0^R, Y_1^R, \dots, Y_{N-2}^R]^t$  이다.

이론) 각각  $M(N-1) \times M(N-1)$  차원을 가지는  $H^L$  및  $H^R$ 의 랭크(rank)는 식(12)와 같이 된다.

$$\text{Rank}[H^L] = (N-1)$$

$$\text{Rank}[H^R] = (M-1)(N-1) \quad \text{..... (12)}$$

위의 이론으로부터 다음과 같은 사실을 알 수 있다.

사실1) 왼쪽 BRS를 완전히 재생하기 위해서는  $Y_n^L$ 의  $M(N-1)$ 개의 TC 중 실제로는  $(N-1)$ 개의 TC만 필요하고, 나머지  $(M-1)(N-1)$ 개의 TC는 식(13)과 같이 선택된  $(N-1)$ 개의 TC의 선형조합으로 구할 수 있다.

$$y_m^L(k) = \sum_{n=1}^N \beta_n y_n^L(i) \quad \text{..... (13)}$$

여기서  $\beta_n$ 는 선형계수로 실수(real)이며,  $y_n^L(i)$ 는 왼쪽 BRS에 대한 선택된 TC이다.

사실2) 왼쪽경계와 같이 오른쪽 BRS를 완전히 재생하기 위해서는  $Y_n^R$ 의  $M(N-1)$ 개의 TC 중 실제로는  $(M-1)(N-1)$ 개의 TC만이 필요하고, 나머지  $(N-1)$ 개의 TC는 식(14)와 같이 선택된  $(M-1)(N-1)$ 개의 TC의 선형조합으로 구할 수 있다.

$$y_m^R(k) = \sum_{n=1}^M \gamma_n y_n^R(i) \quad \text{..... (14)}$$

여기서  $\gamma_i$ 는 선형계수이며,  $y_n^R(i)$ 는 오른쪽 BRS에 대한 선택된 TC이다.

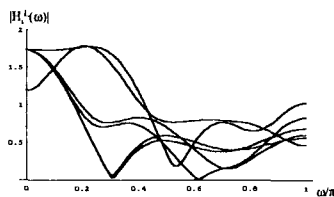
따라서 양쪽 BRS를 완전히 재생하기 위해 필요한 실제 TC의 수는  $M(N-1)$ 이 되므로 입력  $X$ 와 TC  $Y$ 의 차원은  $ML$ 로 같게 된다.

식(11)에서 주어진  $H^L$  및  $H^R$ 의 차원은 모두  $M(N-1) \times M(N-1)$ 이다. 따라서 이들로부터 각각  $M(N-1)$ 의 길이를 가지는  $M(N-1)$ 개의 왼쪽경계 영역 BF인  $H_i^L(z)$  및 오른쪽경계영역 BF인  $H_i^R(z)$ 을 얻을 수 있다. 그러므로 식(12)에 의하여 왼쪽경계를 위한 필터로는  $H^L$ 에서 얻을 수 있는  $M(M-1)$ 개의 필터 중 원하는 주파수 특성을 가지는  $(N-1)$ 개를 선택하고, 오른쪽경계를 위한 필터로는  $H^R$ 에서 얻을 수 있는  $M(M-1)$ 개의 필터 중 원하는 주파수 특성을 가지는  $(M-1)(N-1)$ 의 필터를 선택하여 BRS를 분해하면 된다

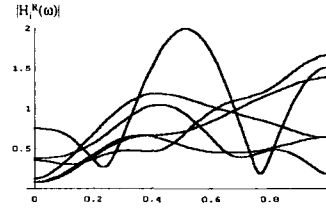
3. 설계된 경계필터의 주파수 특성 및 개선.

그림3은  $N=3$  및  $M=3$ 인 경우  $H^L$  및  $H^R$ 에서 얻은 BF의 주파수 특성이다. 이들은 모두 차단 주파수에서 크기가  $\sqrt{M}$ 이 되도록 정규화 되었다. 여기서 우리는  $H^L$ 에서는 저역통과,  $H^R$ 에서는 고역 및 대역통과 특성을 가지는 BF를 얻을 수 있다.

식(11)를 이용하여 설계된 BF의 주파수특성은 그림3에 보인 바와 같이 원하는 주파수 특성을 가지고 있지 않다. 따라서 이를 실제에 응용하는 경우 성능이 떨어지게 된다. 이를 좀더 개선하기 위하여 식(11)과 같이 주어진  $H^L$  및  $H^R$ 에 유니터리 행렬  $U^L$  및  $U^R$ 을 곱한 새로운 BF 행렬에 대하여 생각하여 보자.



(a) HL에 의한 왼쪽 BF



(b) HR에 의한 오른쪽 BF

-- 그림 3. 설계된 왼쪽 및 오른쪽 경계필터(M=3 및 N=3) --  
-- fig 3. Designed left and right boundary filters when M=3 and N=3 --

$$\begin{aligned} \hat{H}^L &= U^L H^L \\ \hat{H}^R &= U^R H^R \end{aligned} \quad \dots\dots\dots (15)$$

여기서  $U^L = [ U_0^L, U_1^L, \dots, U_{N-2}^L ]$ ,  
 $U^R = [ U_0^R, U_1^R, \dots, U_{N-2}^R ]$ 이고  $U_i^L$  및  $U_i^R$ 는  $M \times M$  유니터리 행렬이다.

$M \times M$  유니터리 행렬  $U$ 는  $M(M-1)/2$ 개의 평면회전 행렬(planar rotation matrix)로 분해되어진다[7].

$$U = \prod_{j=M-1}^1 \prod_{i=0}^{j-1} u_{i,j} \quad \dots\dots\dots (16)$$

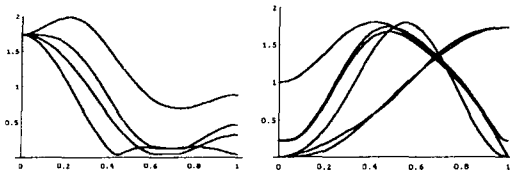
여기서  $u_{i,j}$ 는  $(i,j)$ 평면회전행렬이다.

예를 들어  $M=3$ 인 경우 유니터리 행렬  $U$ 는 다음과 같이 분해되어진다.

$$U = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 \\ 0 & c_0 & s_0 \\ 0 & -s_0 & c_0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} c_1 & 0 & s_1 \\ 0 & 1 & 0 \\ -s_1 & 0 & c_1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} c_2 & s_2 & 0 \\ -s_2 & c_2 & 0 \\ 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \quad \dots\dots\dots (17)$$

여기서  $c_i = \cos \theta_i$  및  $s_i = \sin \theta_i$ 이다.

따라서 M-대역인 경우 주어진  $M(M-1)/2$ 개의  $\theta_i$ 를 조절하면 좀더 개선된 주파수특성을 가지는 BF를 구현할 수 있다. 그림4는  $N=3$  및  $M=3$ 인 경우 임의의  $\theta_i$ 에 대한 주파수 특성으로 그림3. 보다는 개선된 특성을 보임을 알 수 있다. 그러나 여기서 보이는 주파수 특성은 최적화된 것은 아니다.



(b)에 의한 오른쪽 BF (b)에 의한 왼쪽 BF  
 -- 그림 4. 변형된 왼쪽 및 오른쪽 경계필터(M=3 및 N=3) --

-- fig 4. Modified left and right boundary filters when M=3 and N=3 --

이와 같이 설계된 BF를 부대역부호화 같이 양자화 오차를 가지는 시스템에 적용할 경우  $|\beta_i| \leq 1$  및  $|\gamma_i| \leq 1$ 이 되도록  $\theta_i$ 를 선택하여야 한다. 그렇지 않으면 양자화 오차가 커져 재생화질의 성능이 떨어지게 된다.

### III. 성능평가

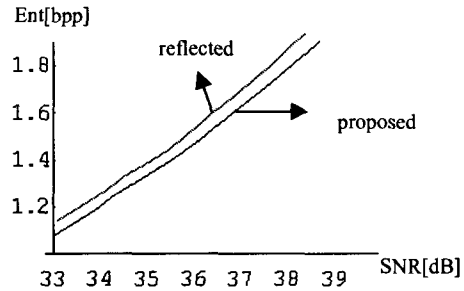
설계된 BF의 성능을 평가하기 위해 영상신호를 3단계로 분할하는 부대역 부호화에 적용한 경우 성능을 반사기법과 비교하였다. 여기서 사용된 양자화기는 각각의 대역에 동일한 스텝크기를 가지는 균일 양자화기이다. 사용된 척도는 다음과 같이 주어진 PSNR 및 엔트로피이며 사용된 신호는 256 x 256 크기를 가지는 레나 영상이다.

$$PSNR = 10 \log \frac{255^2}{\sum_{i=0}^{M-1} \sum_{j=0}^{M-1} (x_{i,j} - \hat{x}_{i,j})^2} [dB]$$

$$ent = - \sum_i \sum_j p(\tilde{y}_{i,j}) \log_2 p(\tilde{y}_{i,j}) [bit/pel] \dots (18)$$

여기서  $x_{i,j}$ 는  $(i,j)$ 위치의 영상신호의 밝기,  $\hat{x}_{i,j}$ 는 재생신호의 밝기이며,  $\tilde{y}_{i,j}$ 는 분해 신호의 양자화 값이고  $p(y)$ 는  $y$ 의 발생확률이다.

그림.5는 양자화기의 스텝크기의 변화에 따른 PSNR 및 엔트로피의 변화를 보이고 있다. 여기서 제안된 방법으로 설계된 BF가 비록 최적화는 되지 않았지만 반사기법보다는 같은 전송률에서 약 5%의 PSNR이 개선됨을 알 수 있다.



-- 그림 5. 제안된 방법과 반사기법의 성능 비교  
 -- fig 5. Performance comparison between proposed and reflected method

### IV. 결론

여기서 우리는 직교웨이브렛필터를 이용하여 일 반화된 M-대역으로 신호를 분할하고 이를 다시 재생하는 경우, 입력신호와 변환계수는 같은 차원을 가지면서도 경계영역신호를 완전히 재생할 수 있는 경계필터를 설계하는 방법을 제안하였다. 제안된 방법으로는 응용방법에 따라 다양한 분해필터를 설계할 수 있다. 여기서와 같이 경계필터를 부대역 부호화에 적용하는 경우에는 분해 필터의 주파수 특성 혹은 부호화 이득과 양자화 오차사이에 교환이 필요하게 된다. 즉 최적화 과정이 필요하게 된다. 모의실험에 사용된 경계필터는 비록 최적화는 되지 않았지만 기존의 임의의 M-대역에서 경계영역신호를 완전히 재생할 수 있는 반사기법보다는 우수한 성능을 보임을 알 수 있었다. 또한 경계필터를 최적화하는 경우에는 성능은 더 개선되리라 기대된다.

### 참고문헌

- [1] C.K. Chui, "Wavelets : A Tutorial in Theory and Applications," Academic Press, 1992.
- [2] I. Daubechies, "Orthogonal Bases of Compactly Supported Wavelets, " Comm. on Pure and Applied Math., vol.XLI 909-996, pp909 - 996, 1988.
- [3] S-k Kwon and J-k Kim, "A New Regular M-band Orthogonal Wavelet Filter Bank Design

- using Zeros Insertion Method," pp.753-754, Electronics Letters, May, 1994.
- [4] A. Cohen et al, "Wavelets on the Interval and Fast Wavelet Transforms," Applied and Computational Harmonic Analysis, pp.54-81, 1993.
- [5] M.A. Coffey, "Boundary-compensated Wavelet Bases," IEEE, pp.2129-2032, 1997.
- [6] J.N Bradley et al, "Reflected Boundary Conditions for Multirate Filter Banks," IEEE, pp.307-310, 1992.
- [7] P.P.Vaidynathan, "Multirate Systems and Filter Banks," Prentice-hall, 1993.



권 상 근 (Sang-Keun Kwon)

1982 : 서강대학교 전자공학과(학사)

1982~ 1984 : 삼성전자

1987 : 한국과학기술원 전기 및  
전자공학과(석사)

1994 : 한국과학기술원 전기 및  
전자공학과(박사)

1990 ~ 현재 : 금오공과대학교 전자공학부 부교수

\*관심분야 : 영상데이터 압축, 디지털신호처리, 디  
지탈 통신