

M-대역 직교 웨이블릿 변환을 이용한 부대역 부호화기의 최적 경계필터뱅크의 설계

정회원 권 상 근*

Design of Optimum Boundary Filter Bank for Sub-band Coder using M-band Orthogonal Wavelet Transform

Sang-keun Kwon* Regular Member

요 약

유한길이를 가지는 영상 신호를 M-대역 직교 웨이블릿 변환을 이용하여 분해하고 이를 다시 합성하는 경우 원 신호와 분해된 신호가 같은 차원을 가지는 조건하에서 영상의 경계영역 신호는 완전히 재생되지 않는다. 그러므로 경계영역 신호를 완전히 재생하기 위해서는 경계 영역에는 새로운 형태의 필터뱅크나 기법을 적용하여야 한다. 여기서는 파라유니터리 행렬로부터 경계 영역을 완전히 재생할 수 있는 행렬을 유도한 후 이를 특이치 분해함으로써 경계필터뱅크를 설계하는 방법을 제안하였다. 또한 설계된 경계필터뱅크를 부대역 부호화에 적용하는 경우 부호화 성능을 최적화하기 위한 방법에 대하여도 논하였다. 제안된 방법으로 설계된 경계 필터를 부대역 부호화에 적용한 결과 반사기법에 비하여 같은 PSNR에서 약 7%의 전송률의 개선을 보였다.

ABSTRACT

When finite length image signal is decomposed into M-band signal and synthesized using M-band orthogonal wavelet transform, the boundary signals of image are not reconstructed perfectly. For boundary signals to be reconstructed perfectly, different type filter bank or technique is applied to them when the dimension of analysed signal is the same as that of original signal. In this paper, the design method of filter bank for boundary signal is proposed. It can be designed using the singular value decomposition of boundary perfect reconstruction matrix which is obtained from paraunitary matrix. And it is also discussed to design the boundary filter bank for improving the coding performance when it is applied to subband coder. The proposed boundary filter bank shows 7% gains in PSNR compared with reflected method.

1. 서 론

영상과 같이 유한길이를 가지는 신호를 그림 1.과 같은 임의의 M-대역 직교 웨이블릿 변환(Orthogonal Wavelet Transform : OWT)을 이용한 부대역 부호화기(sub-band coder : SBC)로 분해하고, 이를 다시 합성하는 경우 영상의 위, 아래, 왼쪽 및 오른쪽의 경계영역신호(boundary region signals :

BRS)들은 완전재생 되지 않는다. 이를 위해 A. Cohen 등은 분해 대역 수 $M=2$ 인 OWT인 경우 BRS에 적용되는 새로운 경계 분해필터뱅크(boundary analysis filter bank: BAFB)를 설계하는 방법을 제안하였으며^[1], J.N Bradley 등은 임의의 M-대역에 대하여 오른쪽(왼쪽) BRS를 왼쪽(오른쪽)의 경계 영역으로 반사시키는(reflected) 방법을 제안하였다^[2]. 이와 같은 방법은 분해된 영상과 원 영

* 금오공과대학교 전자공학부(skkwon@kumoh.ac.kr)

논문번호 : 020043-0128, 접수일자 : 2002년 1월 28일

* 본 연구는 2001년도 금오공과대학교에서 지원한 학술경비에 의해 수행되었습니다.

상의 차원이 같다는 조건을 만족하면서 BRS를 완전히 재생할 수 있다.

여기서는 영상 신호를 길이 MN (N 은 정수)를 가지는 OWT를 이용하여 임의의 M -대역으로 분해하고 다시 합성하는 경우, BRS를 완전히 재생할 수 있을 뿐 아니라 반사 기법 보다 부호화 성능이 보다 개선된 BAFB를 설계하는 방법을 제안하였다. 제안된 BAFB의 설계를 위해 우선 OWT의 설계 시 이용되는 파라유니터리(paraunitary) 행렬^[3]을 이용하여 BRS를 완전히 재생할 수 있는 완전재생행렬을 유도하였다. 이 행렬로부터 얻은 BAFB를 BRS에 적용하는 경우 비록 BRS는 완전히 재생할 수 있지만 분해된 영상의 차원이 원 영상보다 커지게 되는 문제점을 가지고 있다. 이러한 문제점은 완전재생행렬의 선형 종속성(linear dependency)을 이용하여 이를 특이치 분해(singular value decomposition : SVD)^[4]함으로써 분해된 영상과 원 영상의 차원이 같이 되는 BAFB를 설계할 수 있음을 보였다.

이러한 방법으로 설계된 BAFB를 SBC에 적용하는 경우 나쁜 주파수 특성으로 인하여 부호화 성능이 떨어지게 된다. 이의 성능을 개선하기 위해 설계된 BAFB에 유니터리 행렬을 곱한 후 부호화 이득이 최대로 되는 유니터리 행렬을 구함으로써 최적의 BAFB를 설계하는 방법을 제시하였다.

제안된 BAFB의 성능을 실제 영상에 적용하여 같은 PSNR(Peak Signal to Noise Ratio)에서 엔트로피(entropy)의 개선 정도를 평가하였다. 모의 실험 결과 제안된 방법으로 설계된 BAFB를 적용하는 경우 반사기법에 비하여 약 7%의 성능개선을 보였다.

II. 경계필터의 설계

2.1 경계 영역의 완전재생조건

M -대역 OWT를 이용하여 영상을 분해하고 합성하는 경우, 원영상과 분해된 영상이 같은 차원을 가지는 조건하에서 영상의 경계 영역을 완전히 재생할 수 있는

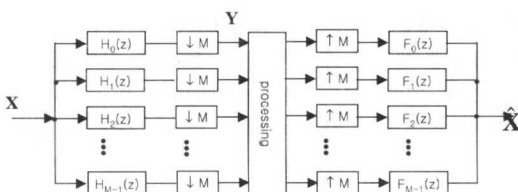


그림 1. M -대역 부대역 부호화기

BAFB를 설계하기 위해 우선 M -대역 OWT의 설계 방법을 살펴보고, 여기서부터 BRS를 완전히 재생할 수 있는 완전재생조건을 유도하기로 하자.

맥밀리안 차수(McMillan degree) $N > 1$ 인 파라유니터리 행렬은 다음과 같이 표현된다^[3].

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

여기서 M -대역 분해필터뱅크 $H(z) = [H_0(z), H_1(z), \dots, H_{M-1}(z)]^t$, 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)이고 I 는 단위(identity) 행렬이다.

길이 NM 을 가지는 M -대역 OWT의 설계는 식(1)의 $H_0(z)$ 에 레규라리티 및 정규화 조건을 부과하면 설계할 수 있다[5]. 이와 같이 설계된 $H(z)$ 을 이용하여 신호를 분해하고 합성하는 경우 식(2)의 관계에 의하여 신호는 완전히 재생된다.

$$H^t(z^{-1}) H(z) = I \quad (2)$$

따라서 식(1)을 식(2)에 대입하면 Γ_i 사이에는 식(3)과 같은 관계가 있음을 알 수 있다.

$$\sum_{i=0}^{N-1} \Gamma_i^t \Gamma_i = I \quad (3)$$

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

여기서 0은 널(null) 행렬이다.

식(3)의 관계를 이용하여 BRS가 완전히 재생되는 조건을 구하기 위해 M -대역 OWT를 이용한 분해 및 합성과정에 대하여 생각하여 보자. 여기서는 편의상 분해필터뱅크의 입력 및 출력 신호는 각각의 차원이 $1 \times M$ 인 X_k 및 Y_k 인 블록 단위로 처리한다고 생각하자. L 개의 블록으로 구성된 입력신호 $X = [X_0, X_1, \dots, X_{L-1}]$ 을 $H(z)$ 을 이용하여 식(4)과 같이 분해한다고 하자.

$$Y_n^t = U \sum_{i=0}^{N-1} \Gamma_i X_{n+i}^t \quad (n = 0, \dots, L-N) \quad (4)$$

식(4)에서부터 분해필터의 길이가 NM 인 경우, L 개의 블록으로 구성된 입력신호 X 에 대한 출력 Y 의

블록 수는 $(L-N+1)$ 이 됨을 알 수 있다. 따라서

Y 가 X 와 같은 차원을 가지기 위해서는 $(N-1)$ 개의 분해된 신호 블록이 추가로 필요함을 알 수 있다.

또한 Y 의 처리과정에서 어떠한 잡음도 포함되지 않았다고 가정하면 재생필터뱅크의 입력 Y 와 출력 \hat{X} 사이의 관계는 $n=0, 1, \dots, L-1$ 에서는 식(5)과 같다.

$$\hat{X}_n = \sum_{i=0}^{N-1} \Gamma_{N-1-i}' U' Y_{n+i-N+1} \quad (5)$$

여기서 구간 $i < 0$ 및 $i > L-N$ 에서 $Y_i = 0$ 이다.

따라서 식(5)에 식(4)의 Y_n 을 대입한 후 식(2)의 관계를 이용하면 구간 $N-1 \leq n \leq L-N$ 에서는

$\hat{X}_n = X_n$ 이 성립하여 완전재생이 되지만, 구간 $0 \leq n < N-1$ 및 $L-N < n < L$ 에서는 완전 재생이 되지 않음을 알 수 있다. 즉, 신호의 길이가 유한한 경우 M-대역 OWT을 이용한 분해 및 합성과정으로 왼쪽과 오른쪽 BRS에 있는 각각 $(N-1)$ 개의 X_n 은 완전히 재생되지 않음을 알 수 있다.

BRS를 완전히 재생하기 위한 조건을 유도하기 위해 $M=2, N=3$ 인 경우에 설명하고 이를 이용하여 일반화하기로 하자. $N=3$ 인 경우 식(5)에서 \hat{X}_0 및 \hat{X}_1 은 다음과 같다.

$$\begin{aligned} \hat{X}_0 &= \Gamma_0' U' Y_0' \\ &= \Gamma_0' (\Gamma_0 X_0 + \Gamma_1 X_1 + \Gamma_2 X_2) \\ \hat{X}_1 &= \Gamma_1' U' Y_0' + \Gamma_0' U' Y_1' \\ &= \Gamma_1' (\Gamma_0 X_0 + \Gamma_1 X_1 + \Gamma_2 X_2) \\ &\quad + \Gamma_0' (\Gamma_0 X_1 + \Gamma_1 X_2 + \Gamma_2 X_3) \end{aligned} \quad (6)$$

따라서 \hat{X}_0 및 \hat{X}_1 을 이용하여 이들을 완전재생하기 위해서 식(7)과 같은 Y_0^L 및 Y_1^L 을 이들 각각에 더하면 식(3)의 조건을 만족함으로 왼쪽 BRS를 완전히 재생할 수 있다.

$$Y_0^L = (\Gamma_1' \Gamma_1 + \Gamma_2' \Gamma_2) X_0 + \Gamma_1' \Gamma_2 X_1 \quad (7)$$

$$Y_1^L = \Gamma_2' \Gamma_1 X_0 + \Gamma_2' \Gamma_2 X_1$$

같은 방법으로 오른쪽 BRS에는 다음과 같은 Y_{L-2}^R 및 Y_{L-1}^R 을 \hat{X}_{L-2} 및 \hat{X}_{L-1} 에 더함으

로써 오른쪽 BRS를 완전히 재생할 수 있다.

$$\begin{aligned} Y_{L-2}^R &= \Gamma_0' \Gamma_0 X_{L-2} + \Gamma_0' \Gamma_1 X_{L-1} \\ Y_{L-1}^R &= (\Gamma_1' \Gamma_0 + \Gamma_0' \Gamma_0) X_{L-2} \\ &\quad + \Gamma_1' \Gamma_1 X_{L-1} \end{aligned} \quad (8)$$

위 예와 같은 방법으로 왼쪽 및 오른쪽 BRS를 완전 재생하기 위해 필요한 차원 $1 \times M$ 을 가지는

Y_n^L 및 Y_n^R 은 다음과 같이 일반화하여 표현할 수 있다. 이와 같이 정의되는 것을 경계영역의 \hat{X}_n 과 더하면 경계영역을 완전히 재생할 수 있으므로 이것을 BRS의 완전재생조건이라 하기로 한다.

$$\begin{aligned} Y_n^L &= \sum_{m=0}^{N-2} A_{n,m}^L X_m, \quad (n=0, \dots, N-2) \\ Y_n^R &= \sum_{m=0}^{N-2} A_{n,m}^R X_{m+L-N+1} \end{aligned} \quad (9)$$

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

$A_{n,m}^R = \sum_{k=0}^n \Gamma_{n-k}' \Gamma_{m-k}$, $n=0, 1, \dots, N-2$ 이고 $(A_{n,m}^L)' = A_{m,n}^L$, $(A_{n,m}^R)' = A_{m,n}^R$ 의 관계가 성립하게 된다. 따라서 식(9)과 같은 Y_n^L 및 Y_n^R 을 얻는 것이 BRS를 분해하는 과정이며, 식(10)과 같이 이들을 \hat{X}_n 에 더하는 것이 BRS의 합성 과정이 된다.

$$X_n = \begin{cases} \hat{X}_n + Y_n^L, & 0 \leq n < N-1 \\ \hat{X}_n + Y_{n-(L-N+1)}^R, & L-N+1 \leq n < L \end{cases} \quad (10)$$

2.2 경계영역의 완전 재생 조건의 행렬식 표현
식(9)과 같이 주어진 BRS의 분해과정을 해석의 편리함을 위해 다음과 같이 행렬로 표현하여 보자.

$$\begin{bmatrix} H_0^L(z) \\ H_1^L(z) \\ \vdots \\ H_{M(N-1)-1}^L(z) \end{bmatrix} = H^L z \quad (11-a)$$

$$\begin{bmatrix} H_0^R(z) \\ H_1^R(z) \\ \vdots \\ H_{M(N-1)-1}^R(z) \end{bmatrix} = H^R z \quad (11-b)$$

여기서

$$H^L = \begin{bmatrix} A_{0,0}^L & A_{0,1}^L & \dots & A_{0,N-2}^L \\ A_{1,0}^L & A_{1,1}^L & \dots & A_{1,N-2}^L \\ \vdots & \vdots & \dots & \vdots \\ A_{N-2,0}^L & A_{N-2,1}^L & \dots & A_{N-2,N-2}^L \end{bmatrix},$$

$$H^R = \begin{bmatrix} A_{0,0}^R & A_{0,1}^R & \dots & A_{0,N-2}^R \\ A_{1,0}^R & A_{1,1}^R & \dots & A_{1,N-2}^R \\ \vdots & \vdots & \dots & \vdots \\ A_{N-2,0}^R & A_{N-2,1}^R & \dots & A_{N-2,N-2}^R \end{bmatrix}$$

및 $z = [1 \ z^{-1} \ \dots \ z^{-M(N-1)-1}]^t$ 으로 이들 각각의 차원은 $M(N-1) \times M(N-1)$ 이다. 또한 여기서는 H^L 및 H^R 을 왼쪽 및 오른쪽 경계 분해필터뱅크 (boundary analysis filter bank: BAFB)라 하기로 한다.

즉 H^L 및 H^R 과 같이 주어진 길이 $M(N-1)$ 을 가지는 $M(N-1)$ 개의 필터를 사용하여 양쪽 BRS를 분해하고, 이를 합성하면 BRS의 완전 재생 조건을 만족하게 된다. 이 경우 분해된 BRS의 블록 수는 $2(N-1)$ (신호의 개수로는 $2M(N-1)$)개이고, 식(4)에서 얻은 분해된 신호의 블록 개수는 $(L-N+1)$ 임으로 총 분해된 신호의 블록 수는 $(L+N-1)$ 이 되어 X 의 차원 L 보다 커지게 된다. 이러한 문제점은 다음과 같이 BAFB를 SVD하면 해결할 수 있다.

2.3 완전재생행렬의 특이치 분해를 이용한 BAFB의 설계

$(M \times N)$ 의 차원을 가지는 임의의 행렬 T 을 SVD하면 다음과 같이 된다⁴⁾.

$$T = R^t D P \tag{12}$$

여기서 D 는 행렬 T 의 특이치(singular value)로 구성된 대각(diagonal) 행렬이고, R 및 P 는 직교 행렬이다. 또한 T 의 랭크(rank)가 $K(K < M)$ 인 경우 R , D 및 P 의 차원은 각각 $(K \times M)$, $(K \times K)$ 및 $(K \times N)$ 이 된다. 이러한 사실을 이용하기 위해 H^L 및 H^R 의 랭크에 대하여 생각하여 보자.

이론 각각 $M(N-1) \times M(N-1)$ 차원을 가지는 H^L 및 H^R 의 랭크는 다음과 같다⁶⁾.

$$\text{Rank}[H^L] = (N-1) \tag{13}$$

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

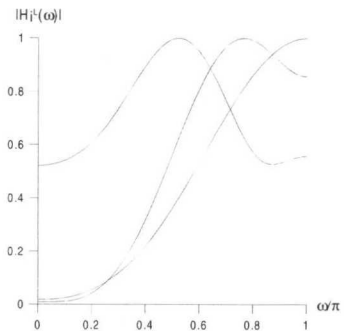
H^L 및 H^R 을 다음과 같이 SVD 하자

$$H^L = R_L^t D_L P_L$$

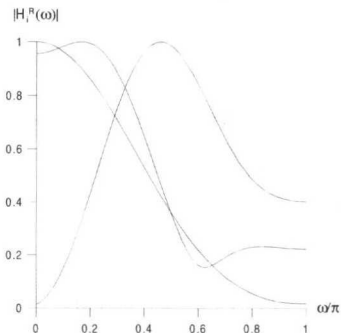
$$H^R = R_R^t D_R P_R \tag{14}$$

P_L 및 P_R 행렬의 차원은 식(13)에 의하여 각각 $(N-1) \times M(N-1)$ 및 $(M-1)(N-1) \times M(N-1)$ 이 된다. 따라서 P_L 및 P_R 각각을 왼쪽 및 오른쪽 BAFB로 사용하면 양쪽의 BRS에서 얻어지는 분해된 신호의 블록 개수는 $N-1$ 이 되고, 또한 식(4)에서 얻은 분해된 신호의 블록 개수는 $(L-N+1)$ 임으로 분해된 신호와 원 신호의 차원은 같게 되는 조건을 만족하면서 양쪽 BRS를 완전히 재생할 수 있게 된다.

그림2.는 $M=2$ 및 $N=4$ 인 경우 식(14)에서 얻은 BAFB의 주파수 특성이다. 그림에서 보이는 바와 같이 주파수 특성은 좋지 않음을 알 수 있다.



(a) 왼쪽 경계를 위한 경계필터의 주파수 특성



(b) 오른쪽 경계를 위한 경계필터의 주파수 특성

그림 2. 최적화전 경계필터의 주파수 특성

따라서 이러한 BAFB를 실제의 SBC와 같은 응용분야에 적용하는 경우 반사기법에 비하여 성능이

떨어지게 된다.

III. 경계 분해필터뱅크의 최적화

P_L 및 P_R 각각을 BAFB로 사용하는 경우 이들의 부호화 성능을 최대화하는 방법에 대하여 생각하여 보자. 이들 각각을 최적화하는 방법은 같으므로 여기서는 왼쪽 BAFB인 P_L 을 최적화하는 방법에 대하여 논하기로 한다.

원 신호의 자기 상관함수 $R_{XX}(t)$ 는 식(15)과 같은 1차 마코프(Markov) 모델이라 가정하자.

$$R_{XX} = \sigma_X^2 \begin{bmatrix} 1 & \rho & \rho^2 & \dots & \rho^{n-1} \\ \rho & 1 & \rho & \dots & \rho^{n-2} \\ \cdot & \cdot & \cdot & \dots & \cdot \\ \rho^{n-1} & \rho^{n-2} & \rho^{n-3} & \dots & 1 \end{bmatrix} \quad (15)$$

여기서 σ_X^2 는 원 신호의 분산, ρ 는 상관계수이다.

왼쪽 BRS을 P_L 을 이용하여 분해하면 분해된 신호의 자기상관함수 R_{YY} 는 다음과 같다.

$$R_{YY} = P_L R_{XX} P_L^t \quad (16)$$

이 경우 부호화 이득(coding gain) G 는 식(17)과 같이 된다^[7].

$$G = \frac{\sum_{i,j, i \neq j} r_{YY}(i,j)}{\sum_i r_{YY}(i,i)} \quad (17)$$

여기서 $r_{YY}(i,j)$ 는 R_{YY} 행렬의 (i,j) 요소이다.

식(17)과 같이 주어진 왼쪽 BAFB의 부호화 이득 G 을 최대화하기 위해 식(14)에서 얻은 P_L 행렬에 $(N-1) \times (N-1)$ 차원을 가지는 유니터리 행렬 U_L 을 곱한 새로운 행렬 P_L 에 대하여 생각하여 보자.

$$P_L = U_L P_L \quad (18)$$

임의의 $M \times M$ 유니터리 행렬 U 는 $M(M-1)/2$ 개의 평면회절 행렬(planar rotation matrix)로 분해되어진다^[3].

$$U = \prod_{j=M-1}^1 \prod_{i=0}^{j-1} u_{i,j} \quad (19)$$

여기서 $u_{i,j}$ 는 (i,j) 평면회절행렬이다.

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

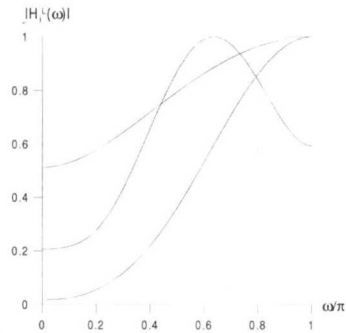
$$U = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 \\ 0 & c_0 & s_0 \\ 0 & -s_0 & c_0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} c_1 & 0 & s_1 \\ 0 & 1 & 0 \\ -s_1 & 0 & c_1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} c_2 & s_2 & 0 \\ -s_2 & c_2 & 0 \\ 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \quad (20)$$

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

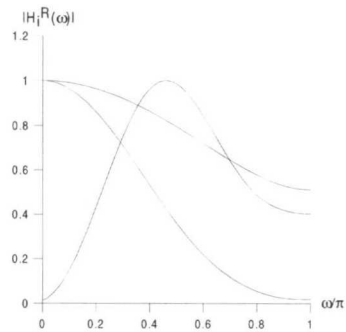
따라서 왼쪽 BAFB를 최적화하는 과정은 부호화 이득 G 을 최대로 하는 θ_i 을 구하는 문제가 된다.

이를 위해 $\rho=0.95$ 인 경우 “Mathematica”를 이용하여 G 을 최대로 하는 θ_i 을 구하였다.

그림3은 $M=2$ 이고 $N=4$ 인 경우 최적화 과정을 통하여 얻은 왼쪽 및 오른쪽 BAFB의 주파수 특성이다. 그림에서 보이는 바와 같이 최적화 과정 이전에 비하여 주파수 특성이 많이 개선되었음을 알 수



(a) 왼쪽 경계를 위한 경계필터의 주파수 특성



(b) 오른쪽 경계를 위한 경계필터의 주파수 특성

그림 3. 최적화 된 경계필터의 주파수 특성

있다. 또한 왼쪽 BAFB에서는 2개의 고역 성분 및 1개의 저역 성분을, 오른쪽에서는 2개의 저역 성분 및 1개의 고역 성분을 얻을 수 있음을 알 수 있다. 따라서 전체적으로 저역 및 고역 성분의 차원은 같아진다.

IV. 실험 및 고찰

식(18)과 같이 설계된 BAFB를 실제의 M-대역 OWT를 이용한 SBC에 적용한 경우 성능을 평가하였다. 평가 방법은 그림1과 같은 부대역 부호화기를 이용하여 영상을 그림4와 같이 영상을 3단(stage)으로 분할하고 분할된 각각의 대역에 같은 스텝크기를 가지는 균일 양자화기를 적용하여 양자화한 후 이를 다시 합성하였을 때 양자화기의 스텝크기의 변화에 따른 식(21-a)과 같은 PSNR 및 식(21-b)과 같은 엔트로피 변화로 평가하였다. 비교 대상은 임의의 M-대역에 적용 가능한 반사기법이다.

$$PSNR = 10 \log_{10} \left[\frac{255^2}{ERR} \right] [dB] \quad (21-a)$$

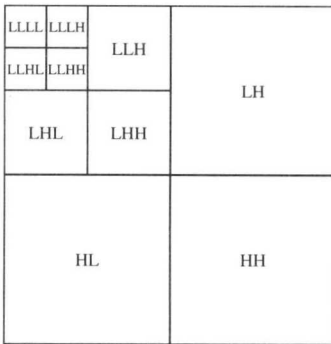


그림 4. 영상의 3단계 분할

$$entropy = - \sum_i p(i) \log_2 p(i) [bpp] \quad (21-b)$$

여기서 $ERR = \frac{1}{MN} \sum_{i=1}^N \sum_{j=1}^M \{x(i,j) - \hat{x}(i,j)\}^2$, $x(i,j)$ 는 원영상의 밝기, $\hat{x}(i,j)$ 는 재생영상의 밝기이며 $p(i)$ 는 i 의 발생확률이다.

그림5에는 양자화기의 스텝크기 변화에 따른 PSNR 및 엔트로피의 변화를 보이고 있다. 여기서 같은 PSNR에서 약 7%의 엔트로피 개선이 있음을 알 수 있다. 또한 그림6에는 주관적 평가를 위해 원영상 및 제안된 경계필터를 적용한 경우와 반사기법을 적용한 경우 재생 영상을 보였다. 그림에서 보이는 바와 같이 제안된 경계필터를 적용한 경우와 반사기법을 적용한 경우 재생 영상은 거의 같은 화질을 가지지만 전송률은 약 7% 정도 감소됨을 또한 알 수 있다.

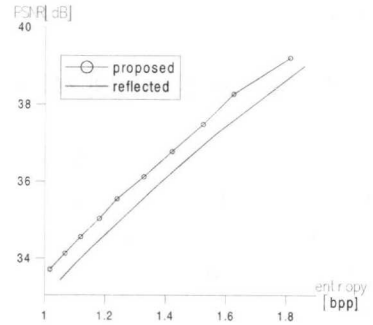


그림 5. 양자화기 스텝크기 변화에 따른 PSNR 및 엔트로피



(a) 원영상



(b) 제안된 방식



(c) 반사기법

그림 6. 재생 영상의 비교

V. 결론

M-대역 OWT를 이용하여 일반화된 M-대역으로 신호를 분할하고 이를 다시 재생하는 경우, 입력 신호와 분해된 신호가 같은 차원을 가지면서도 경계 영역신호를 완전히 재생할 수 있는 경계영역 분해 필터뱅크를 특이치 분해를 이용하여 설계하는 방법을 제안하였다. 제안된 방법으로 설계된 경계필터뱅크를 실제에 응용하는 경우 성능 개선을 위해 최적화하는 방법 또한 제안하였다. 제안된 기법으로 설계된 필터뱅크를 부대역 부호화에 적용하는 경우 기존의 반사기법에 비하여 같은 PSNR에서 전송률은 약 7%의 성능 개선이 있음을 알 수 있다.

참 고 문 헌

- [1] A. Cohen et al, "Wavelets on the Interval and Fast Wavelet Transforms," *Applied and Computational Harmonic Analysis*, pp.54-81, 1993.
- [2] J.N Bradley et al, "Reflected Boundary Conditions for Multirate Filter Banks," *IEEE*, pp.307-310, 1992.
- [3] P.P.Vaidynathan, "*Multirate Systems and Filter Banks*," Prentice-hall, 1993.
- [4] S. Wolfman, "*Mathematica*," pp.665," Addison-wesley, 1991
- [5] 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.
- [6] 권 상근, " M-대역 직교 웨이블릿 필터를 이용한 경계영역 에지 검출을 위한 경계 필터의 설계," pp. 129-144, *J. of KNUT*, 2000.
- [7] J. W. Woods, "*Subband Image Coding*", Kluwer Academic Publisher, 1991.

권 상 근(Sang-keun Kwon)

정회원



1982년 2월 : 서강대학교

전자공학과 학사

1985년 2월 : 한국과학기술원

전기 및 전자공학과 석사

1994년 8월 : 한국과학기술원

전기 및 전자공학과 박사

1990년~현재 : 금오공과대학교 전자공학부 교수

<주관심 분야> 영상 압축, 신호처리, 통신시스템