

## 영상부호화를 위한 전처리 기법의 성능 해석

正會員 金鱗澈\*, 白勳\*\*, 李商郁\*\*, 조남익\*\*\*

### On the Performance Analysis of the Preprocessing Techniques for Image Coding

Kim Rin Chul\*, Paek Hoon\*\*, Lee Sang Uk\*\*, Cho Nam Ik\*\*\* Regular Members

본 연구는 한국과학재단의 연구비 지원으로 이루어진 것입니다(KOSEF 94-0100-06-01-3).

#### 要 約

잡음제거, 대역제한 기법 등의 전처리 기법은 영상 부호화의 효율을 제고하는데 필수적인 기법이다. 본 논문에서는 먼저, Berger가 제시한 잡음 제거 기법에 대한 R-D 성능을 검토하고, 대역 제한 기법을 사용하였을 때의 R-D 성능을 분석하였다. 그 결과, 저대역 필터링 혹은 subsampling 된 신호는 원신호에 비해 R-D 측면에서 그 성능이 저하됨을 보였다. 그러나, 전송률이 낮은 경우에는 저대역 필터링된 신호의 R-D 성능은 원신호와 유사하게 나타났다. 특히, 상관도가 낮은 신호에 대해서는 전송률이 낮은 경우에 시각적인 특성을 고려한 R-D 측면에서 저대역 필터링된 신호가 원신호에 비해 우수한 특성을 보였다. 이러한 결과는 동영상 부호화등과 같이 저전송률로 부호화하고자 할 때 전처리 기법의 효율적인 적용방안을 모색하는데 도움을 줄 수 있을 것이다.

#### ABSTRACT

Preprocessing techniques, such as noise reduction and band-limiting, are essential for efficient image data compression. In this paper, the rate-distortion(R-D) performance for the input corrupted by noise, proposed by Berger, is described. Then, the performance of the band-limiting techniques is analyzed theoretically in terms of the R-D. It is shown that the R-D performance is degraded by the band-limiting techniques. However, at low bit rates, the band-limited image provides a comparable performance to that of the original image. Especially, in terms of visually weighted R-D performance, the band-limiting techniques provide even better performance, and the improvement is more increased as the correlation of input image becomes smaller. Hence, it is believed that the results described in this paper provide important information for low-rate image sequence data compression.

\*한성대학교 정보공학과

\*\*서울대학교 제어계측공학과 신호처리 연구실

\*\*\*서울시립대학교 제어계측공학과

論文番號 : 95196-0530

接受日字 : 1995年 5月 30日

## I. 서 론

최근 디지털 TV, HDTV(high definition TV) 등 디지털 영상 통신에 대한 요구가 증대됨에 따라, 영상 정보를 효과적으로 압축하기 위한 영상 부호화 기법에 대한 연구가 폭넓게 이루어지고 있다<sup>1,2)</sup>. 영상 부호화는 주어진 채널 대역폭으로 전송하기 적합하도록 영상 정보를 압축하는 기법이다. 그러나, 영상 부호화는 입력 영상에 잡음이 내재되어 있거나, 높은 압축률을 요구할 때에는 그 성능이 크게 저하된다는 단점이 있다. 따라서, 효율적으로 영상 부호화를 수행하기 위해서는 입력 영상에 대하여 잡음 제거 혹은 대역제한 등의 전처리(pre-processing)를 수행할 필요가 있다.

잡음은 통신 등 모든 전자 시스템에서 여러 경로에서 다양한 형태로 발생한다. 이 잡음은 화질의 저하를 가져올 뿐만 아니라 부호화의 효율에도 영향을 미친다<sup>3,4)</sup>. 예를 들어 256 레벨의 영상에 +1, 0, -1 의 값을 갖는 균일 잡음이 있는 경우 영상의 SNR은 45.8 dB로서 화질의 저하를 거의 느낄 수 없으나, 이러한 잡음은 1.58 bit/sample의 엔트로피를 가지므로 부호화 효율에는 많은 영향을 준다. 잡음을 제거하고 영상의 상관도를 증가시켜 부호화 효율을 향상시킬 수 있는 방법으로는 시공간 영역에서의 적응 필터 및 median 필터들을 이용하는 여러 방법들이 소개되고 있다<sup>5,6)</sup>.

한편, 채널 대역이 지나치게 좁아 영상 신호를 크게 압축해야 한다면, 양자화 오차가 매우 커져 복원 영상의 화질 손상이 심각해 질 것이다. 이러한 때, 입력 영상 신호를 저대역 필터링을 통하여 대역 제한을 하거나, 부표본화(subsampling)하여 부호화하고자 하는 신호의 정보량을 미리 적절히 제한한 다음 부호화를 수행한다면, 복원 영상의 화질을 어느 정도 유지할 수 있을 것이다. 이러한 방법은 영상 압축 기법의 표준안에도 어느 정도 반영이 되어있다. 즉, 64~384 Kbps 정도의 전송률을 목표로 하는 H.261<sup>6)</sup>의 경우 CIF 혹은 QCIF 크기의 영상을 사용하는 반면, 약 10 Mbps 전송률에 대한 표준안인 MPEG-II<sup>11)</sup>에서는 CCIR-601 영상에 대하여 부호화 기법을 적용하는 것이 일반적이다. 이러한 사실로부터 우리는 채널 대역, 즉 전송률을 고려하여 영상의 크기를 조정하여 부호화하고자 하는 입력 신호의 정보량을 제한함을 알 수 있다.

이와 같이 대역 제한 기법 및 잡음 제거 기법 등 전처

리 기법은 영상 부호화 기법을 효율적으로 적용하기 위해서 필수적인 기법이다. 현재까지, 다양한 전처리 알고리즘들이 제시되어 있고, 이러한 알고리즘들은 실제 영상에서 그 효율성이 검증되기도 하였다. 한편, Berger<sup>7)</sup>는 잡음이 있는 신호를 최적으로 부호화하는 방법은 Wiener 필터링 등을 통하여 잡음을 제거한 다음 최적 부호화 기법을 적용하는 것임을 정량적으로 분석하였다. 그러나, 아직까지 최적 부호화를 위하여 대역 제한 기법을 어떻게 적용하는 것이 효율적인지에 대하여 정량적인 분석을 시도한 예는 없었다. 따라서, 본 논문에서는 대역제한 기법을 사용하였을 때 전송률과 왜곡의 관계, 즉 R-D(rate-distortion) 관계를 밝히고, 이에 따라 대역 제한 기법이 부호화 성능에 주는 영향을 평가하고자 한다.

본 논문에서는 논문의 완전성을 위하여 먼저, 제 II 절에서 Berger<sup>7)</sup>가 제시한 잡음이 내재된 입력 신호에 대한 R-D 성능 및 대역 제한 신호에 대한 R-D 성능을 간략히 설명한다. 그리고, 제 III 절에서는 대역 제한 기법을 적용하였을 때 R-D 성능을 평가하고 그 결과를 제시한다. 제 IV 절에서는 대역 제한 기법을 사용하였을 때의 R-D 성능을 컴퓨터 시뮬레이션을 통하여 검증하고, 마지막으로 결론을 제시한다.

## II. 입력신호에 대한 R-D 성능

입력신호  $\{X(t), -\infty < t < \infty\}$ 가 stationary Gaussian process이고, 전력주파수 밀도 함수(power spectral density; PSD)를  $\Phi_x(\omega)$ 라고 하자. 그러면, MSE(mean square error) 측면에서  $\{X(t)\}$ 의 왜곡(distortion) 및 전송률은 다음과 같이 주어진다<sup>7)</sup>.

$$D_\theta = \frac{1}{2\pi} \int_{-\pi}^{\pi} \min[\theta, \Phi_x(\omega)] d\omega, \quad (1)$$

$$R(D_\theta) = \frac{1}{4\pi} \int_{-\pi}^{\pi} \max[0, \log(\frac{\Phi_x(\omega)}{\theta})] d\omega, \quad (2)$$

여기서  $\theta$ 는 상수이다. 식 (1) 및 식 (2)는 입력 신호  $\{X(t)\}$ 에 대하여 MSE 측면에서의 R-D 성능을 나타낸다. 그러나, 실제 시스템에서는 잡음이 가산된 입력을 부호화하게 된다. 또한, 부호화된 영상의 화질은 사람에게 의해 평가되므로, 시각적인 특성을 고려한 가중(weighted) MSE를 이용하여 부호화 성능을 측정하는

것이 타당할 것이다.

### II-1. 잡음이 내재된 입력의 R-D 성능

본 절에서는 잡음이 내재된 입력에 대하여 가중 MSE 측면에서의 R-D 성능에 대하여 살펴보겠다. 먼저, 입력 신호  $\{X(t)\}$ 에 백색 가우시안 잡음  $\{n(t)\}$ 가 더해져 다음과 같이  $\{Z(t)\}$ 가 생성되었다고 하자.

$$Z(t) = X(t) + n(t). \quad (3)$$

이 입력을 부호화할 때 왜곡 판단 기준으로 전달 함수가  $A(\omega)$ 로 나타내어지는 주파수 가중 MSE를 사용한다고 가정하자. 주파수 가중 MSE는 부호화 성능을 시각적인 특성을 고려하여 측정할 수 있게 하는 것으로 일반적으로 널리 알려진 변조 전달 함수(modulation transfer function)<sup>(8)</sup>들을 사용할 수 있을 것이다. 만약,  $A(\omega) = 1$ 이라면, MSE 측정 기준을 사용하는 것과 동일하다. 이러한 때,  $\{Z(t)\}$ 에 대하여 주파수 가중 MSE 측면에서 최적인 R-D 함수는 다음과 같이 주어진다<sup>(7)</sup>.

$$D_\theta = \frac{1}{2\pi} \int |A(\omega)|^2 \left( \frac{\Phi_x(\omega)\Phi_z(\omega)}{-|\Phi_{xz}(\omega)|^2} \right) d\omega + \frac{1}{2\pi} \int \min[\theta, \frac{|A(\omega)\Phi_{xz}(\omega)|^2}{\Phi_z(\omega)}] d\omega, \quad (4)$$

$$R(D_\theta) = \frac{1}{4\pi} \int \max[0, \log(\frac{|A(\omega)\Phi_{xz}(\omega)|^2}{\theta\Phi_z(\omega)})] d\omega, \quad (5)$$

여기서,  $\Phi_x$ 와  $\Phi_z$ 는 각각  $X$ 와  $Z$ 의 PSD를 나타내고,  $\Phi_{xz}$ 는  $X$ 와  $Z$ 의 cross PSD를 나타낸다. 식 (4)에서 첫번째 항은  $\{Z(t)\}$ 에 Wiener filter를 적용하여  $\{X(t)\}$ 를 추정할 때 추정 오차의 주파수 가중 MSE를 나타낸다. 그리고, 식 (4)의 두번째 항은 식 (5)와 함께  $\{Z(t)\}$ 의 Wiener filter를 통과한 가우시안 신호에 대한 주파수 가중 MSE 측면에서의 R-D 함수를 나타낸다. 만약, 입력 신호에 내재된 잡음이 Gaussian이 아니라면, 왜곡은 식 (4)와 같이 표현되지 않는다고 알려져 있다<sup>(7)</sup>. 이러한 경우에도, 식 (4) 및 식 (5)으로 표현되는 R-D 함수는 이론상 상한치를 제공하므로 일반적인 부호화에 유용한 관계식임을 알 수 있다.

한편, 식 (4)의 왜곡은 잡음 제거 기법의 성능과 잡음이 제거된 신호에 대한 왜곡의 합으로 이루어지고, 식 (5)는 잡음이 제거된 신호에 대한 전송률로 표시됨을 알

수 있다. 이러한 결과를 참조하면, 잡음이 있는 신호에 대한 최적의 부호화기는 먼저, Wiener 필터등을 통하여 잡음을 제거하고, 그런 다음 잡음이 제거된 신호에 대하여 주파수 가중 MSE 측면에서 최적의 부호화기를 구성하는 것이다. 즉, 잡음 제거 기법과 부호화기는 서로 분리하여 적용할 수 있음을 알 수 있다. 영상 신호에 내재된 잡음은 Median 필터, 가중 평균등을 이용하여 효율적으로 감축하는 방법들이 널리 알려져 있다<sup>(3-5)</sup>. 본 논문의 목적이 효율적인 잡음 제거 기법에 관한 것이 아니므로, 이러한 부분은 생략한다. 이러한 점에서, 일반성을 잃지 않으면서, 본 논문에서 잡음은 효율적인 잡음 감축 기법에 의해 충분히 감축되었다고 가정하고, 부호화 기법에 의한 R-D 성능에 대하여 중점적으로 고려하겠다. 즉, 본 절 이후에서는 식 (3)에서  $n(t) = 0$ 로 가정한다.

### II-2. 대역제한 신호의 R-D 성능

본 절에서는 대역 제한된 신호에 대한 R-D 성능을 살펴보겠다. 입력 신호  $\{Y(t)\}$ 가 stationary Gaussian process 이고, PSD  $\Phi_y(\omega)$ 가  $|\omega| \leq \omega_0$ 로 대역제한되어있다고 가정하자. 표본화 이론(sampling theorem)에 의하면 Nyquist rate 이상의  $T_0 \geq \frac{\pi}{\omega_0}$ 로 표본화하여 생성된  $\{Y(kT_0), k=0, \pm 1, \pm 2, \dots\}$ 는 대역 제한된 신호  $\{Y(t)\}$ 를 온전히 표시할 수 있다. 따라서, 복원 신호 또한 대역 제한된 형태로 얻는다면, 부호화에 의한 왜곡은  $\{Y(t)\}$ 와  $\{Y(kT_0)\}$ 에 대해서 동일한 양으로 나타난다. 또한, Fourier 급수 전개를 이용하면,  $\{Y(kT_0)\}$ 의 PSD  $\tilde{\Phi}_y(\omega)$ 는  $\Phi_y(\omega)$ 와 다음과 같은 관계에 있음을 보일 수 있다<sup>(7)</sup>.

$$\tilde{\Phi}_y(\omega) = T_0 \Phi_y(T_0\omega), \quad |\omega| \leq \omega_0, \quad (6)$$

여기서, 대역제한된 신호  $\{Y(t)\}$ 의 전송률의 단위(nat per second)와 표본화된 신호  $\{Y(kT_0)\}$ 의 전송률 단위(nat per sample)를 고려한다면, 두 신호에 대한 R-D 함수가 동일함을 보일 수 있는데, 이때  $\{Y(t)\}$ 에 대한 왜곡 및 전송률은 다음과 같이 나타내어진다<sup>(7)</sup>.

$$D_\theta = \frac{1}{2\pi} \int_{-\omega_0}^{\omega_0} \min[\theta, |A(\omega)|^2 \Phi_y(\omega)] d\omega, \quad (7)$$

$$R(D_\theta) = \frac{1}{4\pi} \int_{-\omega_0}^{\omega_0} \max[0, \log(\frac{|A(\omega)|^2 \Phi_y(\omega)}{\theta})] d\omega. \quad (8)$$

이러한 점을 살펴볼 때 대역 제한된 신호에 대해서는 Nyquist rate 이상인 임의의 표본화율(sampling rate)로 표본화하더라도 그에 대한 R-D 성능은 같음을 알 수 있다. 따라서, 부호화 복잡도 등을 고려하면, 대역 제한된 신호에 대해서는 Nyquist rate에 근접하는 표본화율로 표본화하는 것이 부호화시스템 설계시 유리할 것이다.

대역제한된 신호에 대하여 표본화율을 변화시키는 것은 일반적인 영상 부호화 기법에 적용되고 있다. 즉, 칼라 TV 시스템에서 영상의 휘도 성분은 약 4.2MHz의 대역을 가지고, 색차 성분(chrominance)은 약 1.5 ~ 0.5 MHz의 대역에서 표시된다. 따라서, 영상 신호를 부호화할 때 휘도 성분 및 색차 성분의 표본화 비율을 약 4:2:0로 하여 부호화한다<sup>11)</sup>. 이러한 표본화 비율은 R-D 측면에서도 타당한 것임을 알 수 있다. 그러나, 색차 성분을 보다 높은 비율을 적용하더라도 (예를 들면, 4:2:2 혹은 4:4:4) R-D 측면에서의 성능은 같음을 알 수 있다.

### III. 대역제한 기법의 R-D 성능

본 절에서는 제 II 절을 참조하여 영상 신호를 저대역 필터링, 부표본화등 대역제한 기법을 이용하여 강제로 일정 대역으로 제한함으로써 발생하는 R-D 성능 변화를 평가하고 그 결과를 제시하겠다. 전 절에서 살펴 본 바에 따르면, 대역 제한된 신호는 표본화율에 상관없이 일정한 R-D 성능을 보이는 것으로 나타났다. 따라서, 대역 제한 기법을 적용하였을 때의 R-D 성능을 살펴보는 것은 표본화율을 조절하여 영상의 크기를 변화시켰을 때의 R-D 성능의 변화를 고찰하는 것과 동일하다고 하겠다. 본 논문에서는 대역 제한 기법을 적용하여 강제적으로 입력 신호의 대역을 제한하였을 때의 R-D 성능 변화를 보이기 위하여 먼저, 원신호와 대역 제한된 신호에 대하여 R-D 함수의 순간 변화량을 구하고, 그 기울기를 이용하여 두 신호간의 R-D 성능을 비교하겠다.

Stationary Gaussian process인 입력 영상  $\{X(t)\}$ 를 이상적인 LPF를 이용하여  $|\omega| \leq \omega_0$ 로 대역 제한시켜  $\{Y(t)\}$ 를 얻는다고 하자. 이때,  $\{Y(t)\}$  또한

stationary Gaussian process가 되고 그의 PSD  $\Phi_y(\omega)$ 는 다음과 같이 나타내어진다.

$$\Phi_y(\omega) = \begin{cases} \Phi_x(\omega) & |\omega| \leq \omega_0 \\ 0 & \text{otherwise.} \end{cases} \quad (9)$$

이러한 입력 영상에 대하여 주파수 가중 MSE 측면에서 R-D 성능은 식 (7) 및 (8) 에서 나타난 바와 같이  $|A(\omega)|^2 \Phi_x(\omega)$ 의 함수로 나타내어진다. 만약,  $|A(\omega)|^2 \Phi_x(\omega)$ 가  $\omega=0$ 를 중심으로 대칭감소(symmetrically decaying)한다고 가정하면,  $|A(\omega)|^2 \Phi_y(\omega)$  또한 동일한 특성을 가진다. 예를 들면, MSE 측면에서 부호화할 때 1차 Gauss-Markov 신호의 PSD는 대칭감소한다<sup>12)</sup>. 특히, 시각적인 특성을 나타내는 변조 전달 함수는 일반적으로 주파수에 대하여 지수적으로 감소하는 함수로 나타내어지므로<sup>13)</sup>, 주파수 가중 MSE 측면에서 부호화하면 대부분의 신호들이 이러한 특성을 가지게 된다.

먼저,  $\{X(t)\}$ 에 대한 R-D 함수의 순간 변화량을 계산하자. 입력 신호가 stationary process일 때 R-D 함수는 연속인 오목 함수(continuous concave function)<sup>14)</sup>이므로 임의의 위치에서도 순간 변화량은 정의된다. 전 절에서 살펴본 바와 같이 왜곡 및 전송률은  $\theta$ 의 함수임을 알 수 있다. 따라서  $\theta$ 의 변화에 따른 왜곡 및 전송률의 변화량을 조사함으로써 R-D 함수의 순간 변화량을 계산할 수 있다. 위에서  $|A(\omega)|^2 \Phi_x(\omega)$ 는 양의  $\omega$ 에서 단조 감소한다고 가정하였으므로,  $\theta$ 와 PSD와의 교점은 한 점으로 표시된다. 이때,  $\omega = \alpha$ (or  $\beta$ )에서  $|A(\omega)|^2 \Phi_x(\omega)$ 와 교점을 가지는  $\theta$ 를  $\theta_\alpha$ (or  $\theta_\beta$ )라고 하면,  $\theta_\alpha$  및  $\theta_\beta$ 는 다음과 같이 주어진다.

$$\theta_\alpha = |A(\alpha)|^2 \Phi_x(\alpha), \quad \theta_\beta = |A(\beta)|^2 \Phi_x(\beta) \quad (10)$$

그러면,  $\theta = \theta_\alpha$ 에서의 왜곡  $D_\alpha$ 는 다음과 같이 표시되고

$$\begin{aligned} D_\alpha &= \frac{1}{2\pi} \int_{-\pi}^{\pi} \min[\theta_\alpha, |A(\omega)|^2 \Phi_x(\omega)] d\omega \\ &= \frac{1}{\pi} \{ \alpha \theta_\alpha + \int_\alpha^\pi |A(\omega)|^2 \Phi_x(\omega) d\omega \}, \end{aligned} \quad (11)$$

$\theta = \theta_\beta$ 에서의 왜곡  $D_\beta$ 도 동일한 형태로 나타낼 수 있다. 이때,  $\theta$ 의 변화에 따른 왜곡의 변화  $D_\alpha - D_\beta$ 는 다음과 같이 얻는다.

$$\begin{aligned} D_\alpha - D_\beta &= \frac{1}{\pi} \left\{ \int_\alpha^\beta |A(\omega)|^2 \Phi_x(\omega) d\omega \right. \\ &\quad \left. + \alpha \theta_\alpha - \beta \theta_\beta \right\}. \end{aligned} \quad (12)$$

한편, 이와 유사한 방법을 사용한다면, 주어진  $\theta$ 에서의 전송률을 구할 수 있는데, 이때  $\theta$ 의 변화에 따른 전송률의 변화량  $R_\alpha - R_\beta$ 를 다음과 같이 표시할 수 있다.

$$R_\alpha - R_\beta = -\frac{1}{2\pi} \left\{ \int_\alpha^\beta \log(|A(w)|^2 \Phi_x(w)) dw + \alpha \log(\theta_\alpha) - \beta \log(\theta_\beta) \right\}. \quad (13)$$

만약  $\theta_\alpha \rightarrow \theta_\beta$ 일 때  $\alpha \rightarrow \beta$ 이고, 따라서  $D_\alpha \rightarrow D_\beta$ 이다. 식 (12)와 식 (13)을 이용하면, 입력 신호  $\{X(t)\}$ 에 대한 R-D 함수의  $D = D_\alpha$ 에서의 순간 변화량  $R'_x(D_\alpha)$ 를 다음과 같이 정의할 수 있다.

$$R'_x(D_\alpha) = \lim_{D_\alpha \rightarrow D_\beta} \frac{R_\alpha - R_\beta}{D_\alpha - D_\beta} = \lim_{\alpha \rightarrow \beta} \left\{ -\frac{\int_\alpha^\beta \log(|A(w)|^2 \Phi_x(w)) dw + \alpha \log(\theta_\alpha) - \beta \log(\theta_\beta)}{2 \int_\alpha^\beta |A(w)|^2 \Phi_x(w) dw + \alpha \theta_\alpha - \beta \theta_\beta} \right\}. \quad (14)$$

이때, 식 (14)을 간단히 하면 다음과 같다.

$$R'_x(D_\alpha) = -\frac{1}{2|A(\alpha)|^2 \Phi_x(\alpha)} = -\frac{1}{2\theta_\alpha}. \quad (15)$$

식 (15)를 참조하면,  $R'_x(D_\alpha)$ 는 상수  $\theta_\alpha$ 의 역수에 반비례함을 알 수 있다. 즉,  $\theta$ 가 커지면, 왜곡이 증가하게 되는데 이때 순간 변화량 혹은 기울기 또한 커짐을 알 수 있다. 이러한 사실은 R-D 함수가 오목함수인 사실에서도 잘 나타난다.

다음으로, 이상적인 LPF를 이용하여 대역제한을 시킨 신호  $\{Y(t)\}$ 에 대한 순간 변화량을 알아보자. 식 (9)을 참조하면,  $\theta \geq A(\omega_0) |^2 \Phi_y(\omega_0)$ 인 경우에는  $\{X(t)\}$ 와  $\{Y(t)\}$ 의 PSD가 같으므로, 순간 기울기 또한 같다. 따라서,  $\theta < A(\omega_0) |^2 \Phi_y(\omega_0)$ 인 경우에 대하여 순간 변화량을 구하면, 전체적인 대역 제한된 신호에 대한 R-D 함수의 기울기를 얻을 수 있다.  $\theta < A(\omega_0) |^2 \Phi_y(\omega_0)$ 인 경우, 왜곡은 대역 제한에 의한 손실과 식 (7)로 표현되는 대역 제한 신호를 부호화하였을 때의 부호화 왜곡의 합으로 나타내어진다. 즉,

$$D_\theta = \frac{1}{2\pi} \left\{ \int_{-\omega_0}^{\omega_0} \min[\theta, |A(w)|^2 \Phi_y(w)] dw \right.$$

$$\left. + 2 \int_{\omega_0}^\pi |A(w)|^2 \Phi_x(w) dw \right\}, \quad (16)$$

여기서,  $|\omega| \leq \omega_0$ 일 때,  $\Phi_y(\omega) \geq \theta$ 이므로, 왜곡은 다음과 같이 고쳐 쓸 수 있다.

$$D_\theta = \frac{1}{\pi} \left\{ \omega_0 \cdot \theta + \int_{\omega_0}^\pi |A(w)|^2 \Phi_x(w) dw \right\}. \quad (17)$$

식 (17)에서 두번째 항의 적분은  $\theta$ 에 관계없이 항상 일정하다는 사실을 참조하면,  $\theta$ 가  $\theta_\alpha$ 에서  $\theta_\beta$ 로 변할 때의 왜곡의 변화량을 다음과 같이 얻을 수 있다.

$$D_\alpha - D_\beta = \frac{\omega_0}{\pi} (\theta_\alpha - \theta_\beta). \quad (18)$$

마찬가지 방법으로  $\theta$ 의 변화에 따른 전송률 변화  $R_\alpha - R_\beta$ 는 다음과 같이 나타낼 수 있다.

$$R_\alpha - R_\beta = -\frac{\omega_0}{2\pi} (\log(\theta_\alpha) - \log(\theta_\beta)). \quad (19)$$

식 (18)의 왜곡의 변화량과 식 (19)의 전송률 변화량을 참조하여 식 (14)과 같은 방법을 사용하면 대역 제한된 신호  $\{Y(t)\}$ 에 대한 R-D 함수의  $D = D_\alpha$ 에서의 순간 변화량  $R'_y(D_\alpha)$ 를 계산할 수 있다. 이때, 미분의 정의와 식 (10)의  $\theta$ 와  $\Phi_x(\omega)$ 의 관계를 고려하면 다음과 같이 R-D 함수의 순간 변화량은  $\Phi_x(\omega)$ 의 함수로 표현할 수 있다.

$$R'_y(D_\alpha) = -\frac{1}{2\theta_\alpha} = -\frac{1}{2|A(\alpha)|^2 \Phi_x(\alpha)}. \quad (20)$$

따라서, 대역제한된 신호  $\{Y(t)\}$ 에 대한 R-D 함수의 순간 변화량은  $|\omega| \leq \omega_0$ 일 때 식 (15)으로 나타내어지고,  $|\omega| > \omega_0$ 인 경우에는 식 (20)로 나타내어진다.  $|\omega| = \omega_0$ 에서 이 두 값이 동일하므로  $\{Y(t)\}$ 에 대한 R-D 함수의 순간 변화량은 모든  $\omega$ 에 대하여 정의됨을 알 수 있다.

식 (15)와 식 (20)를 참조하면, 주어진  $\theta$ 에서 원신호  $\{X(t)\}$ 와 대역제한된 신호  $\{Y(t)\}$ 에 대한 R-D 함수의 순간 변화량은 동일함을 알 수 있다.

이제,  $\{X(t)\}$ 와  $\{Y(t)\}$ 의 R-D 함수의 순간 변화량을 이용하여 두 신호에 대한 R-D 함수의 크기를 비교하자. 먼저,  $|\omega| \leq \omega_0$ 일 때에는  $\{X(t)\}$ 와  $\{Y(t)\}$ 의 PSD가 같으므로 왜곡 및 전송률도 같다.  $|\omega| > \omega_0$ 일 때,

$\theta = \theta_x$ 일 때의  $\{X(t)\}$ 의 왜곡과  $\theta = \theta_y$ 일 때의  $\{Y(t)\}$ 의 왜곡이 동일하게 표시된다고 하면, 다음과 같은 관계가 성립한다.

$$w_x \theta_x - w_y \theta_y = \int_{w_0}^{w_x} |A(w)|^2 \Phi_x(w) dw, \quad (21)$$

여기서,  $\theta_x = \Phi_x(w_x)$ 이다. 그러나, 이식은 다음과 같이 고쳐 쓸 수 있다.

$$w_0(\theta_x - \theta_y) = \int_{w_0}^{w_x} \{|A(w)|^2 \Phi_x(w) - \theta_x\} dw. \quad (22)$$

그러면,  $|w| > w_0$ 일 때, 식 (22)에서 우변의 적분값은 항상 양수이므로 다음의 관계가 성립한다.

$$\theta_x > \theta_y. \quad (23)$$

한편,  $|w| \leq w_0$ 일 때,  $\{X(t)\}$  및  $\{Y(t)\}$ 는 동일한 PSD를 가지므로  $\theta_x = \theta_y$ 이다. 따라서, 식 (15)과 식 (20)에서 나타내어진 R-D의 순간 변화량은 모두  $\theta$ 의 역수에 반비례하므로 왜곡이  $D^*$ 로 일정할 때  $\{X(t)\}$  및  $\{Y(t)\}$ 에 대한 R-D 함수의 순간 변화량의 관계를 다음과 같이 나타낼 수 있다.

$$R'_x(D^*) \geq R'_y(D^*). \quad (24)$$

식 (24)를 참조하면, 원신호  $\{X(t)\}$ 와 그의 대역제한된 신호  $\{Y(t)\}$  간의 R-D 함수의 관계는 다음과 같이 나타낼 수 있다.

$$R_x(D^*) \leq R_y(D^*). \quad (25)$$

여기서, 등호는  $|w| \leq w_0$ 일 때, 즉, 전송률이 매우 낮아 저주파 신호만 부호화될 때 성립한다.

식 (25)를 참조하면,  $|A(w)|^2 \Phi_x(w)$ 가  $|w| \geq w_0$ 에 대하여 단조 감소 함수로 표현될 때, 그의 저대역 필터링 혹은 subsampling 된 신호는 원 신호에 비해 R-D 성능이 항상 좋지 않다는 것을 알 수 있다. 구체적으로 표현하면, 대역제한된 신호는 전송률이 매우 낮을 때에는 원신호의 R-D 성능과 유사하고, 전송률이 높아짐에 따라 R-D 성능이 저하된다.

#### IV. 모의 실험

본 절에서는 컴퓨터 모의 실험을 통하여 전 절에서 제

시한 결과를 검증한다. 시뮬레이션에서는 1차 Gauss-Markov 신호와 실제 영상인 Lena 영상을 사용하였다. 1차 Gauss-Markov 신호에 대해서는 MATLAB을 이용하여 주어진 입력 신호의 PSD 및 주파수가중치 A에 대해, 식 (4) 및 식 (5)를 이용하여 전송률과 왜곡을 측정하여 R-D 성능을 얻었다. 그리고, Lena 영상에 대한 R-D 성능은 JPEG 알고리즘을 이용하여 실제 부호화하여 얻은 결과를 도시하였다.

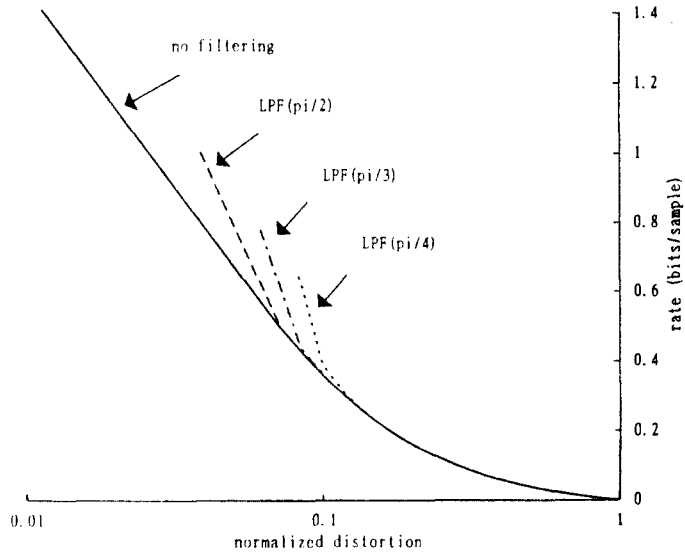
먼저, 상관도가 각각  $\rho = 0, 0.5, 0.9$ 인 1차 Gauss-Markov 신호와 이들을 차단 주파수가  $\frac{1}{2}\pi, \frac{1}{3}\pi, \frac{1}{4}\pi$ 인 저대역 필터링을 한 신호들에 대한 R-D 함수를 비교하였다. 그림 1에서는 1차 Gauss-Markov 신호에 대하여 MSE 측면에서의 R-D 성능을 도시하였다. 그림 1을 참조하면, 신호의 상관도에 관계없이 저대역 필터링을 하면 차단 주파수가 높을수록 MSE 측면에서의 R-D 성능이 저하됨을 알 수 있다. 이러한 사실은 전 절에서 제시한 결과와 일치한다. 또한, 저대역 필터링된 신호의 R-D 성능은 신호의 상관도가 높을수록 비교적 낮은 왜곡에서도 원신호의 R-D 성능과 유사한 것으로 나타났다. 즉, 상관도가 높은 신호를 일정 전송률 이하로 부호화하고자 한다면, 저대역 필터링 후 subsampling 된 신호를 부호화함으로써 부호화 복잡도를 크게 감축시키면서, MSE 측면에서 R-D 성능을 보존할 수 있음을 알 수 있다. 일반적으로 공간상의 상관도가 높은 정지 영상을 저전송률로 부호화할 때, 이러한 특성을 효과적으로 이용할 수 있을 것이다.

두번째로, 시각적인 특성을 고려하였을 때의 전처리 기법의 특성을 알아보기 위하여 일반적으로 널리 알려진 Rao<sup>(8)</sup>의 변조 전달 함수를 주파수 가중치로 사용하였을 때의 R-D 성능을 그림 2에 제시하였다. 이때 사용한 변조 전달 함수는 다음과 같이 주어진다.

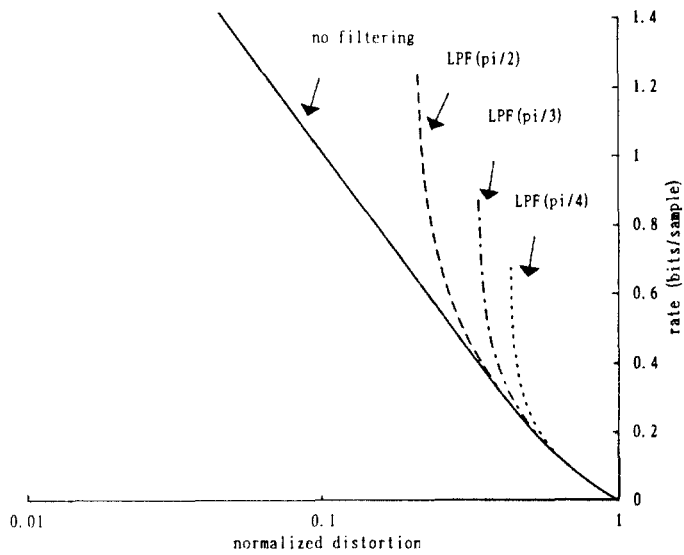
$$H(f) = 2.46 (0.1 + 0.25f)e^{-0.25f}. \quad (26)$$

여기서,  $f$ 의 단위는 cycles/degree 이고, 6H의 거리에서 영상을 관측하는 것으로 가정하였다. 그림 2는 상관도가  $\rho = 0.9$ 인 1차 Gauss-Markov 신호에 대하여 저대역 필터링을 행하였을 때의 R-D 성능 변화를 도시한 것인데, 그 결과는 그림 1의 MSE 측면에서 얻은 R-D 성능 변화와 유사함을 알 수 있다.

한편, 부호화된 영상은 최종적으로 사람의 눈에 의해 평가되므로, MSE 측면에서 최적으로 부호화하더라도



(a)



(b)

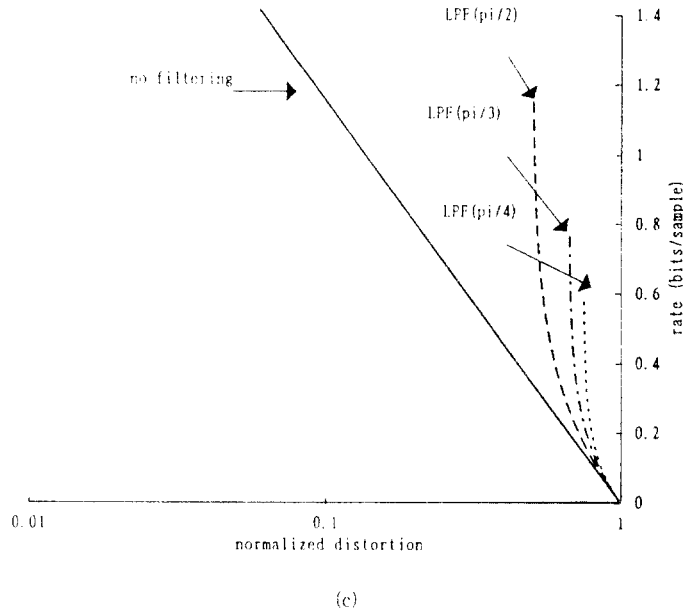


그림 1. 1차 Gauss-Markov 신호를 대역제한하였을 때 MSE 측면에서의 R-D 성능  
(a) $\rho=0.9$  (b) $\rho=0.5$  (c) $\rho=0$ .

Fig. 1. R-D performance on the band-limited 1-st order Gauss-Markov signal in the MSE sense  
(a) $\rho=0.9$  (b) $\rho=0.5$  (c) $\rho=0$ .

시각적인 특성을 고려하여 평가하여야 한다. 일반적으로 이러한 평가는 주관적인 화질 평가를 통하여 이루어지나, 본 논문에서는 이론적인 특성을 고찰하므로 이러한 평가를 하기 힘들다. 따라서, 부호화 결과로 얻어지는 R-D 성능에서 왜곡을 식 (26)의 변조 전달함수를 가중치로 주어 시각적인 특성을 고려한 R-D 성능을 측정하고자 한다. 이때, 얻어지는 그림 3의 결과를 참조하면, 그림 1에서와 마찬가지로 저대역 필터링된 신호들은 왜곡을 일정한 크기 이하로 만들 수 없다. 그러나, 전송률이 비교적 낮아 왜곡이 클 경우에는 저대역 필터링된 신호가 원신호에 비해 시각적인 특성을 고려한 왜곡 측면에서는 향상된 결과를 보인다. 이러한 현상은 신호의 상관도가 낮을 수록 현저히 나타남을 알 수 있다. 이 결과를 참조하면, MSE 측면에서 최적화시킨 저전송률 부호화기에서는 입력신호를 저대역 필터링하여 부호화하는 것이 주관적인 화질 측면에서 우수한 성능을 얻을 수 있

다는 것을 나타낸다. 특히, 동영상 부호화에서는 실제 부호화되는 신호인 움직임 보상 예측오차의 상관도가 매우 낮으며, 전송률 또한 비교적 낮다. 이러한 동영상 부호화에서는 그림 3의 결과에 의하면, 신호를 저대역 필터링하여 부호화하는 것이 시각적 특성면에서 우수한 결과를 얻을 수 있을 것이다.

마지막으로 본 논문에서 제시한 결과를 실제 영상에서 검증하기 위하여  $512 \times 512$  크기의 Lena 영상을 JPEG<sup>19)</sup>으로 부호화하였다. 그림 4에서는 Lena를 차단 주파수가  $\frac{1}{2}\pi$ ,  $\frac{1}{4}\pi$ 인 저대역 필터링한 영상들에 대하여 R-D 성능을 도시하였다. 또한, 수평 및 수직 방향으로 각각 2:1, 4:1로 subsampling된 영상에 대한 결과도 포함하였다. 이때 왜곡은  $512 \times 512$  크기의 Lena 원 영상과 비교하여 PSNR로 측정하고, 전송률의 단위는  $512 \times 512$  크기 영상을 기준으로 한 bits/pixel이다. 그림 4을 참조하면, 저대역 필터의



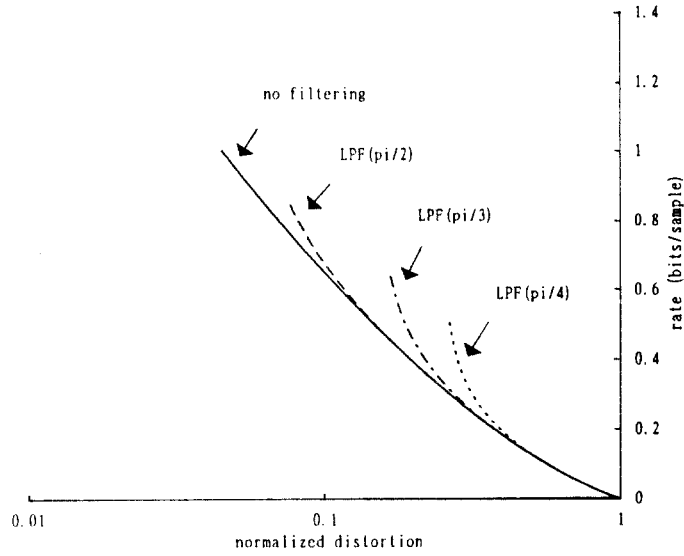
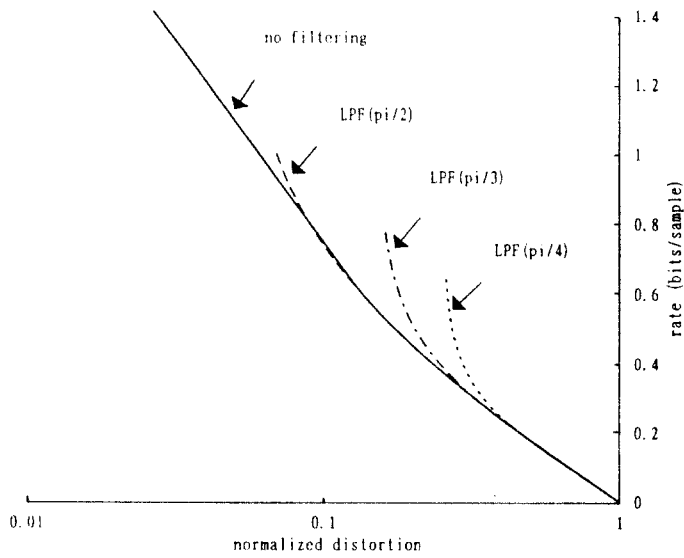
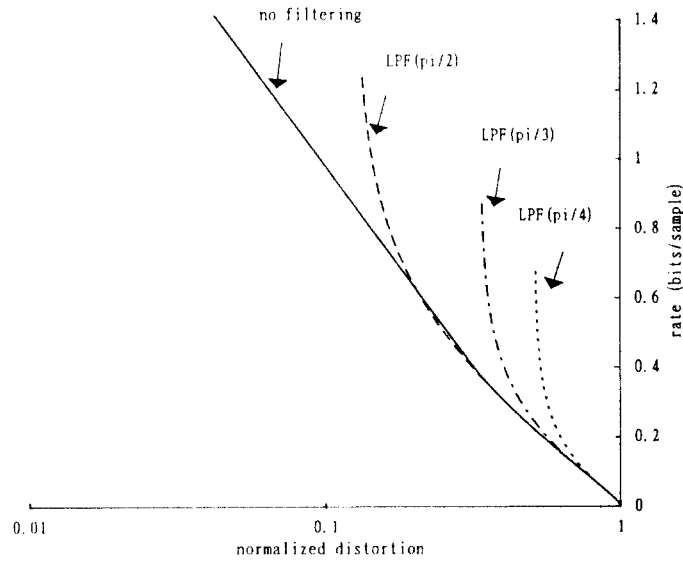


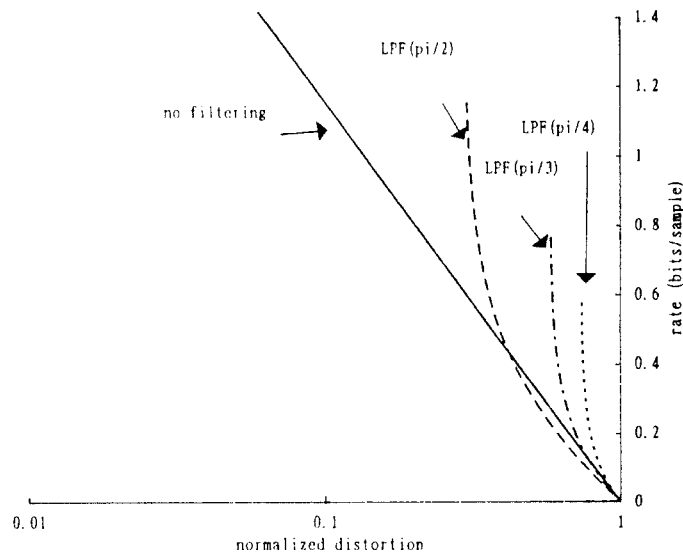
그림 2. 1차 Gauss-Markov 신호( $\rho=0.9$ )를 대역제한하였을 때 주파수 가중 MSE 측면에서의 R-D 성능.  
 Fig. 2. R-D performance on the band-limited 1-st order Gauss-Markov signal ( $\rho=0.9$ ) in the frequency weighted MSE sense.



(a)



(b)



(c)

그림 3 1차 Gauss-Markov 신호를 대역제한하였을 때 MSE 측면에서 시각특성을 고려한 R-D 성능  
(a)  $\rho=0.9$  (b)  $\rho=0.5$  (c)  $\rho=0$ .

Fig. 3. Perceptual R-D performance on the band-limited 1-st order Gauss-Markov signal in the MSE sense:  
(a)  $\rho=0.9$  (b)  $\rho=0.5$  (c)  $\rho=0$ .

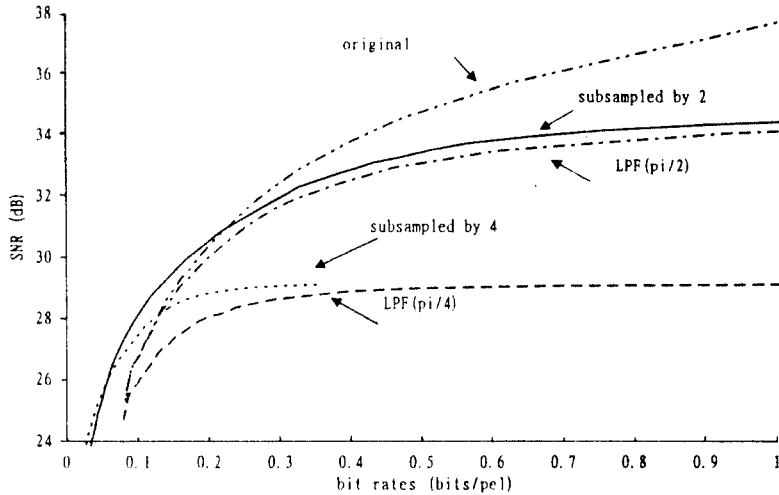


그림 4. Lena 영상을 JPEG 으로 부호화하였을 때의 R-D 성능.  
Fig. 4. R-D performance of the JPEG on the Lena image.

차단 주파수가 높을 수록 R-D 성능은 저하됨을 알 수 있다. 반면에, subsampling된 영상들은 전송률이 매우 낮을 때(예를 들면, 2:1로 subsampling된 영상은 0.2 bpp 이하)에는 원 영상에 비해 R-D 성능이 오히려 높음을 알 수 있다. 이는 JPEG이 블럭단위 부호화를 수행하기 때문에 블럭당 소요되는 부가 정보량이 영상의 크기에 비례하여 증가하는데 기인한다. 또한, scalar 양자기를 사용하기 때문에 저전송률에서는 그 성능을 향상시키는데 한계가 있기 때문으로 판단된다. 이러한 점을 고려할 때 실제 부호화기에서 낮은 전송률로 부호하고자 할 때에는 저대역 필터링 후 subsampling하여 부호화함으로써 부호화 효율을 향상시킬 수 있을 것으로 판단된다.

### V. 결 론

본 논문에서는 전처리 기법이 R-D 측면에서 어떠한 영향을 주는지에 대하여 고찰하였다. 기존의 입력 영상에 잡음이 섞여 있을 때의 R-D 함수 및 대역제한된 신호의 R-D 함수를 검토한 후, 대역제한 기법을 사용하였을 때의 R-D 성능 변화를 분석하였다. 그 결과,

stationary Gaussian 신호의 PSD 및 주파수 가중치가 각각  $\Phi_x(\omega)$  및  $A(\omega)$ 로 주어지고,  $|A(\omega)|^2 \Phi_x(\omega)$ 가 대칭감소할 때, 저대역 필터링된 신호 및 subsampling된 신호는 원신호에 비해 주파수 가중 MSE 측면에서 그 성능이 저하됨을 보였다. 이러한 사실은 1차 Gauss-Markov 신호에 대하여 모의 실험을 통하여 검증하였고, Lena 영상을 JPEG으로 부호화하여 실제 영상에서의 결과와 비교하였다. 모의 실험 결과, 왜곡이 비교적 큰 경우에는 대역제한된 신호의 R-D 성능은 원신호와 거의 비슷하므로 이러한 경우에는 대역 제한 및 subsampling을 통하여 부호화 복잡도를 크게 감축시킬 수 있을 것이다. 특히, 시각적인 특성을 고려하여 부호화 결과를 평가하고자 할 때에는 저전송률에서 대역제한된 신호의 R-D 성능은 신호의 상관도가 매우 낮은 경우에 원신호에 비해 우수한 성능을 보였다. 따라서, 이러한 결과는 실제 영상 부호화를 적용하고자 할 때 매우 유용한 정보를 제공할 것으로 기대되며, 특히 동영상 부호화등과 같이 저전송률로 부호화하고자 할 때 전처리 기법의 효율적인 적용 방안을 모색하는데 도움을 줄 수 있을 것이다.

## 참고문헌

1. *MPEG Draft International Standard*. Motion Picture Expert Group, ISO/IEC/JTC1/SC29/WG11. March, 1994.
2. *Grand Alliance HDTV System Specification, Draft Document*. Submitted to the ACATS Technical Subgroup. Feb. 22, 1994.
3. C. P. Sandbank, Eds. *Digital Television*, John Wiley & Sons, 1990.
4. E. Dubois and S. Sabri, "Noise reduction in image sequences using motion compensated temporal filtering." *IEEE Trans. Commun.*, vol. 32, no. 7, pp.826 - 831, July, 1984.
5. K. Kobayashi, Y. Suzuki, and M. Abe, "New configuration of adaptive rank order filters for impulse noise elimination." *IEICE Trans.*, vol. 74, no. 12, pp.3939-3942, Dec., 1991.
6. *Video Codec for Audio-Visual Services at  $p \times 64$  kbits/s*. CCITT Recommendation H.261, Geneva, 1990.
7. T. Berger. *Rate Distortion Theory: A Mathematical Basis for Data Compression*, Prentice-Hall, Inc. Englewood Cliffs, NJ, 1971.
8. B. Chitprasert and K.R. Rao, "Human Visual weighted progressive image transmission." *IEEE Trans. on Comm.*, Vol. 38, No. 7, July, 1990.
9. *JPEG technical specification, Revision 8*. Joint Photographic Experts Group, ISO/IEC/JTC1/SC2/WG8, JPEG-8-R8, Aug., 1990.

金 麟 澈(Kim Rin Chul)

정회원

1985년 2월 : 서울대학교 제어계측공학과 졸업(공학사)  
 1987년 2월 : 서울대학교 제어계측공학과 졸업(공학석사)  
 1992년 2월 : 서울대학교 제어계측공학과 졸업(공학박사)  
 1992년 10월~1993년 10월 : 서울대학교 자동화시스템 공동  
 연구소(특별연구원)  
 1992년 8월~1994년 2월 : 대우전자(주) 영상연구소(선임연  
 구원)  
 1994년 3월~현재 : 한성대학교 정보공학과(전임강사)  
 ※주관심 분야 : 영상신호처리, 실시간 신호처리, 영상부호화 등

李 商 郁(Lee Sang Uk)

정회원

현재 : 서울대학교 전기공학부 교수  
 한국통신학회 논문지 제19권 제10호 참조

白 勳(Paek Hoon)

정회원

1990년 2월 : 서울대학교 제어계측공학과 졸업(공학사)  
 1992년 2월 : 서울대학교 제어계측공학과 졸업(공학석사)  
 1992년 3월~현재 : 서울대학교 제어계측공학과 박사과정  
 ※주관심 분야 : 영상 신호처리, 동영상부호화 및 해석 등

조 남 익(Cho Nam Ik)

정회원

현재 : 서울시립대학교 제어계측공학과 전임강사  
 한국통신학회 논문지 제19권 제10호 참조