

혼성 예측 피라미드 호환 부호화 기법

正會員 李 濬 瑞*, 李 商 郁*

On the Hybrid Prediction Pyramid Compatible Coding Technique

Jun Seo Lee*, Sang Uk Lee* Regular Members

要 約

본 논문에서는 차후 고선명TV의 도입 단계에서 필요하게 될 호환 부호화에 대하여 고찰하였다. 먼저 영상 신호의 계층적 분할 기법들, 즉 대역분할, 피라미드, 그리고 DCT 영역 분할 기법들에 대한 변환 부호화 이득을 이론적으로 분석하였다. 그 결과 공간 영역의 분할 기법들이 DCT 기반 분할 기법보다 높은 변환 부호화 이득을 나타내었다. 그리고 이들 공간 영역 분할 기법들[1,2]의 성능을 전송률 배분에 따른 PSNR 측면에서 분석하였다. 이상의 분석을 통하여 호환 부호화에서는 피라미드 분할 기법이 적합한 것으로 믿어진다. 본 논문에서는 피라미드 분할 기법을 이용하여, MPEG-2에서 제안하는 시공간 예측 기법[3]과 적응 이동보상 기법[1]을 결합하여 제2계층 신호를 예측하는 혼성 예측 기법을 제안하였다. 그리고 상위 계층 신호의 방향성을 반영하는 DCT 계수 적응 주사 기법을 제안하였다. 모의실험을 통한 성능 비교 결과, 제안하는 혼성 예측 적응 주사 기법이 제1계층 전송률 배분이 적은 경우(약 0.1bpp)에는 기존의 적응 이동보상 기법[1]보다 약 0.46~1.78dB의 PSNR 향상을 보이며, 제1계층 전송률 배분이 많은 경우(약 0.32~0.43bpp)에는 기존의 시공간 예측 기법[3]보다 약 0.33~0.63dB의 PSNR 향상을 보였다.

ABSTRACT

In this paper, we investigate the compatible coding technique, which receives much interest ever since the introduction of HDTV. First, attempts have been made to analyze the theoretical transform coding gains for various hierarchical decomposition techniques, namely subband, pyramid and DCT-based decomposition techniques. It is shown that the spatial domain techniques provide higher transform coding gains than the DCT-based coding technique. Secondly, we compare the performance of these spatial domain techniques, in terms of the PSNR versus various rate allocations to each layer. Based on these analyses, it is believed that the pyramid decomposition is more appropriate for the compatible coding. Also in this paper, we propose a hybrid

* 서울대학교 공과대학 제어계측공학과

論文播號 : 95258-0803

接受日字 : 1995年 8月 3日

prediction pyramid coding technique, by combining the spatio-temporal prediction in MPEG-2[3] and the adaptive MC(Motion Compensation)[1]. In the proposed coding technique, we also employ an adaptive DCT coefficient scanning technique to exploit the direction information of the 2nd-layer signal. Through computer simulations, the proposed hybrid prediction with adaptive scanning technique shows the PSNR improvement, by about 0.46~1.78dB at low 1st-layer rate(about 0.1bpp) over the adaptive MC[1], and by about 0.33~0.63dB at high 1st-layer rate(about 0.32~0.43bpp) over the spatio-temporal prediction[3].

1. 서 론

최근 고선명TV⁽⁴⁾의 도입이 다가옴에 따라 고선명TV 방송 데이터를 기존의 TV와 공유할 수 있도록 하는 디지털 영상의 압축 알고리즘이 필요하게 되었다. 이러한 압축 알고리즘을 호환 부호화라고 하며 기존의 단일 계층(single layer) 부호화와 구분하여 계층 부호화(layered coding)라고 부르기도 한다^(2,5,6). MPEG-2⁽³⁾에서는 이와 동일한 맥락에서 공간상(spatial), 시간상(temporal), 변환상(frequency), SNR상에서의 호환성(scalability)을 정의하고 있다. 그 중에서 공간상 호환성과 변환상 호환성은 같은 방송 프로그램을 각 수상기의 능력(수신 영상 포맷)에 따라 수신할 수 있도록 영상 신호를 분할하여 압축하는 방법이다. ATM(asynchronous transfer mode)과 같이 데이터에 우선 순위를 부여하는 전송 방식에서는, 일반 TV 신호에 우선 순위를 부여하여 채널 에러로부터 우선적으로 보호함으로써 채널이 악조건인 상태에서도 기본 화질의 영상만은 수신하도록 할 수 있다(graceful degradation)⁽⁶⁾. 그러나 이러한 공간상 및 변환상 호환성 기법은 효율면에서는 simulcast 방식보다 우수하나, 하드웨어 측면에서는 다소 복잡하다^(2,5,6). 본 논문은 공간상 및 변환상 호환성에 중점을 두고 호환 부호화 기법을 다음과 같은 측면에서 고려하였다. 우선 호환 부호화는 계층적 다중 해상도 표현 기법(hierarchical multiresolution representation)^(2,5,6)에 근거한 부호화로 이루어지는데, 계층적 다중 해상도 표현 기법에는 공간영역에서 분할하는 대역 분할(subband) 부호화 방식⁽²⁾과 피라미드(pyramid) 부호화 방식⁽⁵⁾, 그리고 변환 영역에서 다중해상도 형태의 신호를 얻는 기법⁽⁶⁾이 있다. 이러한 계층 분할 방식 중에서 호환 부호화에 적합한 표현 기법을 비교·검토하는 것이 본 논문의 첫번째 목적이다. 다음으로는 압축 알고리즘인데, 분할된 계층 신호

중에서 일반TV 신호에 해당하는 기본 계층(base layer) 신호는 기존의 단일 계층 부호화 기법인 MPEG이나 H.261을 사용할 수 있으나, 고선명TV 신호 복원을 위한 추가 신호인 상위 계층(higher layer) 신호는 기본 계층 신호와 그 특성이 매우 다르므로, 이러한 상위 계층 신호를 어떻게 압축할 것이냐가 다음으로 주요한 문제이다. 따라서 본 논문에서는 우선, 계층 분할 방식들의 성능을, 이론적으로 유도한 부호화 이득과 모의실험을 통한 전송률 대 PSNR 특성의 측면에서 비교하였다. 그리고 상위 계층 신호 부호화에, 이미 전송된 정보들을 이용하는 기법에 대하여 고찰하였는데, 상위 계층 신호를 예측하는 기법으로서, MPEG-2⁽³⁾에서 제안한 시공간 예측 기법과 적응 이동 보상 기법⁽¹⁾을 결합한 혼성 예측(HP : hybrid prediction) 기법을 제안하였다. 그리고 상위 계층 신호의 예측 신호는 이미 전송된 정보이면서, 그 예측 오차 신호에 대한 방향성을 암시하게 되므로, 이러한 정보를 이용하여 상위 계층 신호의 변환 계수 주사방식을 적응화하는 적응 주사(adaptive scanning) 기법도 아울러 제안하였다.

2. 계층 분할 기법의 성능 비교

본 논문에서는 순차 주사방식의 HDTV와 디지털TV 신호의 관계와 같이 2개 계층으로 구성되는 호환 부호화를 고려하였다. 이와 같이 호환성을 만족하려면 영상 신호를 계층적으로 분할하여 부호화하는 계층적 다중해상도 분할 기법이 필요하다. 계층적 다중해상도 분할 기법에는 공간 영역에서의 분할 기법인 대역 분할과 피라미드 분할, 그리고 변환 영역에서의 분할 기법이 있다. 대역 분할을 이용한 호환 부호화는, 저주파 대역을 TV신호로 부호화하고 나머지 대역들을 HDTV를 위한 추가 신호로 부호화하는 기법이다⁽²⁾. 피라미드를 이용한 호환 부호화는, 제1계층 신호를 TV신호로 부호화하고 제2계

층 신호를 HDTV신호를 위한 부가 신호로 부호화하는 기법이다⁽⁵⁾. 변환 영역 분할을 이용한 호환 부호화하는 8×8 변환 부호화에서 저주파 부분의 4×4 변환계수를 TV신호로 부호화하고, 나머지 계수들을 HDTV신호를 위한 부가 신호로 부호화하는 기법이다⁽⁶⁾.

2.1 계층 분할 기법의 변환 부호화 이득 비교

본 논문에서는 앞에서 살펴본 계층 분할 기법들의 성능을 비교하는 척도로서 부호화 이득을 고려하였다. 이를 위하여, 각 계층 분할 기법에 일반적인 변환 부호화 기법을 적용하는 경우의 PCM에 대한 변환 부호화 이득을, 몇가지 가정을 이용하여 이론적으로 유도하였다. 그리고 실제 정지 영상을 이용하여 부호화 이득을 계산함으로써 분할 기법들의 부호화 성능을 비교하였다.

이론적인 유도 과정에서 사용한 가정들은 다음과 같다.

1. 각 분할 신호의 변환 계수들은 서로 통계적으로 독립인 성질을 만족한다. 이것은 영상 신호를 상관 계수 (correlation coefficient)가 1에 가까운 1차 AR(autoregressive) 신호로 모델링할 수 있고, 상관 계수가 1에 가까운 신호에 대해서 DCT는 최적의 변환인 KLT(Kahrunen-Loeve transform)의 성능에 수렴하는 성질이 있어서 DCT에 의한 변환 신호는 서로 독립에 가깝다는 사실에 근거한다⁽⁷⁾. 따라서 전체 신호의 평균 분산 σ^2 은 각 분할 신호의 변환 계수들의 분산을 σ_n^2 이라 할 때,

$$\sigma^2 = \frac{1}{N} \sum_n \sigma_n^2 \tag{1}$$

와 같이 나타낼 수 있다.

2. 주어진 전송률이 높을 경우에, 혹은 양자화 과정

에서의 양자화 간격이 충분히 밀집되어 있는 경우에 성립되는 가정으로서, 각 분할 신호의 변환 계수들의 왜곡치 D_n 은 사용된 전송률 R_n 과

$$D_n = \epsilon_n^2 \sigma_n^2 2^{2R_n}, \quad n=1, \dots, N \tag{2}$$

와 같은 관계라는 가정이다⁽⁸⁾. 여기서 ϵ_n^2 은 양자화 성능 계수이다.

3. 식 (2)에서 양자화 성능 계수 ϵ_n^2 은 양자기 입력 신호의 확률분포 형태(분산으로 정규화 했을 때)에 의해 좌우되는 값으로서,

$$\epsilon_n^2 = \epsilon^2, \quad n=1, \dots, N \tag{3}$$

와 같이 모두 ϵ^2 으로 동일하다는 가정이다⁽⁸⁾.

이러한 가정들은 고려하고자 하는 계층 분할 기법들의 상대적인 비교를 위해서는 충분히 타당하다. 이후 변환 부호화 이득의 자세한 유도 과정은 Appendix에 수록하였다.

1. “대역 분할+변환 부호화”의 부호화 이득

그림 1과 같이 4개의 대역으로 2차원 영상 신호를 분할하고 각각의 대역 신호에 변환 부호화를 수행하는 경우의 부호화 이득은

$$G_{TUTC/PCM} = \frac{D_{PCM(min)}}{D_{TUTC(min)}} = \frac{1}{4MH^2} \frac{\sum_{m=1}^M \sum_{l=1}^4 \sum_{h=1}^H \sigma_{m lh}^2}{\prod_{m=1}^M \prod_{l=1}^4 \prod_{h=1}^H (\sigma_{m lh}^2)^{\frac{1}{4MH^2}}} \tag{4}$$

와 같다. 여기서 $\sigma_{m lh}^2$ 은 그림 1에서 l 번째 ($l=1, 2, 3, 4$) 대역 신호의 m 번째 ($m=1, \dots, M$) 블록의 h 번째 ($h=1, \dots, H$) 변환 계수의 분산이다.

2. “변환 영역 분할+변환 부호화”의 부호화 이득

그림 2와 같이 변환 영역에서 4개의 대역으로 분할한

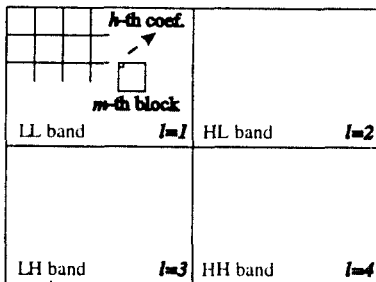


그림 1. 대역 분할+변환 부호화.

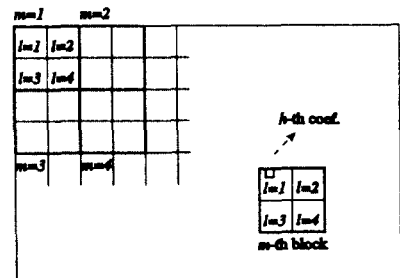


그림 2. 변환 영역 분할+변환 부호화.

후 각각의 대역 신호에 대하여 변환 부호화를 수행하는 경우의 부호화 이득은

$$G_{SHTC/TCM} = \frac{D_{TCM(mn)}}{D_{SHTC(mn)}} = \frac{1}{\prod_{l=1}^L \prod_{m=1}^M \prod_{h=1}^H (\sigma_{lmh}^2)} \quad (5)$$

와 같다. 여기서 σ_{lmh}^2 은 그림 2에서 m 번째 ($m=1, \dots, M$) 블록($2H \times 2H$ 크기)의 1번째 ($l=1, 2, 3, 4$) 대역 신호의 h 번째 ($h=1, \dots, H^2$) 변환 계수의 분산이다.

3. "피라미드 분할+변환 부호화"의 부호화 이득
주어진 전송률 R 에 대하여 그림 3과 같이, 신호를 L 계층의 피라미드로 분할한 후 각각의 계층 신호에 대하여 변환 부호화를 수행하는 경우의 부호화 이득은

$$G_{JSTC/TCM} = \frac{D_{TCM(mn)}}{D_{JSTC(mn)}} = \frac{1}{4(1-\alpha)^2} \frac{1}{\prod_{l=1}^L \prod_{m=1}^M \prod_{h=1}^H (\sigma_{lmh}^2)} \quad (6)$$

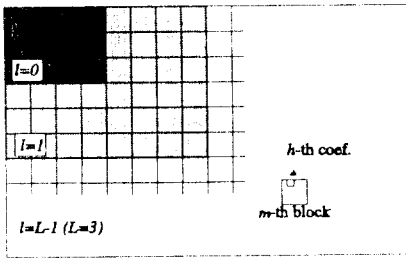


그림 3. 피라미드 분할+변환 부호화.

와 같다. 여기서 σ_{lmh}^2 은 그림 3에서 l 번째 ($l=0, \dots, L-1$) 계층 피라미드 신호의 m 번째 ($m=1, \dots, M_l$) 블록 ($2H \times 2H$ 크기)의 h 번째 ($h=1, \dots, H^2$) 변환 계수의 분산이고, $\alpha=1/4^l$ 이다. 그런데 전술한 부호화 이득식들은 분할된 신호의 분산만의 함수로 나타나지만, 피라미드 분할의 경우에는 분산 뿐 아니라 주어진 전송률 R 의 함수로서, 피라미드 분할에서는 주어진 전송률 R 이 감소함에 따라 부호화 이득이 증가함을 알 수 있다.

AR(1)($\rho=0.95$) 신호, Baboon, Barbara, Lena, Bridge의 512×512 크기 흑백 영상을 이용하여 부호화 이득을 실제 계산한 결과를 표 1에 나타내었다. 영상 별로 부호화 이득의 차이가 나는데, 부호화 이득이 높은 영상은 에너지 집중이 잘 되어 부호화가 용이함을 나타낸다. 전체적으로 4대역 분할 기법과 피라미드 분할 기법의 부호화 이득이 변환 영역 분할의 경우보다 높은 것으로 나타났다. 즉 부호화 이득의 측면에서 공간 영역에서의 분할 방법이 우수한 것을 알 수 있다.

2.2 공간 영역 분할 기법의 전송률 배분에 따른 부호화 성능 비교

앞 절에서 살펴본 바와 같이 변환 부호화 이득의 측면에서 분할 성능을 평가한 결과, 공간 영역 분할 기법이 변환 영역 분할 기법보다 우수함을 알 수 있다. 본 논문에서는 공간 영역 분할 기법인 2계층 피라미드 분할 기법과 4대역 분할 기법을 대상으로, 동영상 호환 부호화 기법을 구성하고, 전송률 배분에 따른 이들 두 기법의 부호화 성능을 평가하였다.

피라미드 분할에 동영상 부호화를 결합하는 구조는 그림 4와 같이 제1계층과 제2계층 각각에 이동보상 DCT 변환 부호화를 하는 형태^[11]이고, 대역 분할에 동영상 부호화를 결합하는 구조도 각각의 대역 신호에 이동보상 DCT 변환 부호화를 적용하는 형태^[12]를 사용하였다. 피

표 1. 부호화 이득의 계산 결과 (dB).
피라미드: 7차 half-band 필터[9], 대역분할: 12차 Johnston QMF 필터

| 부호화 이득 (dB) | | AR(1) | Baboon | Barbara | Bridge | Lena |
|----------------------|-----------|-------|--------|---------|--------|-------|
| 4대역 분할+변환 부호화 | | 19.01 | 6.93 | 13.72 | 11.21 | 17.77 |
| 8×8 DCT 변환 부호화 | | 17.60 | 6.51 | 13.04 | 10.72 | 16.98 |
| 2계층 피라미드 + 변환 부호화 | R=0.1 bpp | 18.60 | 7.83 | 13.68 | 12.29 | 19.08 |
| | R=0.2 bpp | 16.19 | 5.41 | 11.26 | 9.87 | 16.67 |

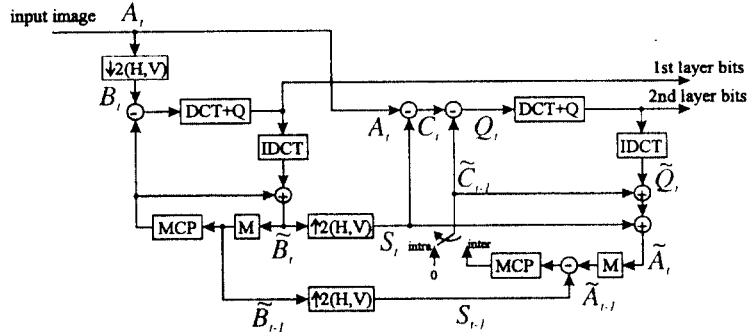


그림 4. 적응 이동 보상(AMC) 피라미드 부호화기.

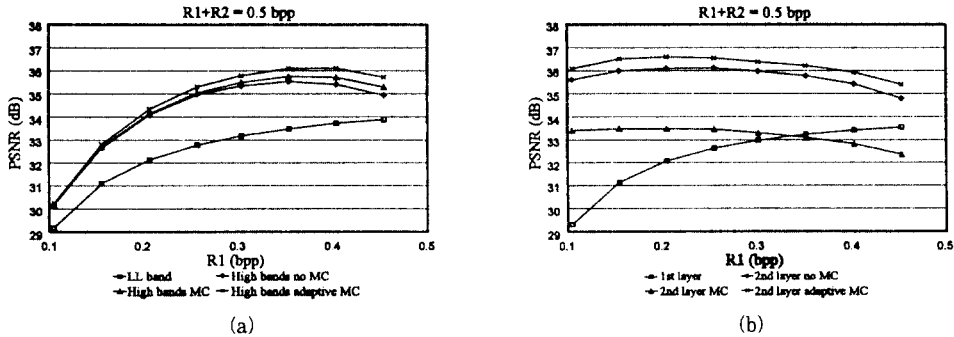


그림 5. 피라미드와 대역분할 움직임 보상 부호화 비교.
(a) 피라미드 동영상 호환 부호화 결과. (b) 대역 분할 동영상 호환 부호화 결과.

라미드 분할에는 앞서 언급한 7차 half band filter^[9]를 사용하였고, 대역 분할에는 정규화된 Johnston의 8차 QMF를 사용하였다. 모의실험은 Model 704×480 크기 흑백 영상 30프레임을 이용하여, 각 분할 신호의 전송률의 합인 전체 전송률은 0.5 bpp로 고정시키고 각 분할 신호간의 전송률 배분 변화에 따라, 기본계층 영상의 PSNR 평균과 상위계층 영상의 PSNR 평균을 구하여 비교하였다.

모의실험 결과를 그림 5에 제시하였는데, 여기서 no MC, MC adaptive MC는 각각 상위 계층 신호에 대해서 이동보상을 안 하는 경우, 이동보상을 하는 경우 그리고 적응적으로 이동보상하는 경우를 나타낸다. 이때 적응 이동보상에는 [10]처럼 양자화할 신호의 에너지를

비교하는 방법을 사용하였다. 각 분할 기법에서는 적응 이동보상하는 경우가 가장 성능이 우수함을 알 수 있다. 특이한 것은, 피라미드 부호화의 경우 단순히 이동보상을 하는 경우가 안 하는 경우보다 성능이 떨어지는 결과를 나타내는데, 피라미드의 경우 이동 추정 과정이 양자화할 신호의 에너지를 감소시키지 않는 방향으로 수행될 가능성이 있기 때문이다. 따라서 피라미드의 경우에는 적응적으로 이동보상 여부를 결정하는 적응 이동보상 기법이 효과적임을 알 수 있다.

모의실험 결과로부터, 피라미드 부호화에서는 전송률 배분에 따라 원 크기 영상의 PSNR이 대부분 높고 변화가 적은 반면, 대역 분할 부호화에서는 LL대역에 전송률이 많이 배분된 경우(LL 대역 전송률이 약 0.35

bpp인 경우)로부터 멀어질수록 원 크기 영상의 PSNR이 많이 낮아짐을 알 수 있다. 그 이유는 대역 분할 부호화 기법은 LL대역에 많은 전송률 배분이 필요한 최적 전송률 배분이 필요하지만, 피라미드 부호화 기법은 제1계층의 양자화 오차가 제2계층 양자화의 입력이 되는 되먹임 구조^[11]로 인해서, 제2계층에 배분한 전송률만큼 원 크기 영상의 화질을 향상시킬 수 있기 때문이다. 따라서 각 계층의 화질이 모두 중요한 호환 부호화에서는 대역 분할보다는, 전송률 배분에 특별한 조건이 필요하지 않은 피라미드 분할이 더 적합하다고 할 수 있다.

3. 혼성 예측 피라미드 호환 부호화

3.1 혼성 예측 기법

이상의 검토로부터 피라미드 분할 방식이 호환 부호화에 적합함을 알 수 있다. 따라서 본 논문에서는 피라미드 구조를 이용한, 개선된 호환 부호화기를 제안한다. 본 논문에서는 이미 전송된 신호들을 이용해서 제2계층 신호를 예측하는 혼성 예측 기법(HIP : hybrid prediction)을 제안하며 그림 6에 그 구성도를 제시하였다.

이 기법의 알고리즘은 시공간 예측(spatio-temporal prediction) 기법^[12]과 적응 이동 보상(adaptive motion compensation) 기법^[13]의 장점을 취하는 것이

다. 시공간 예측 기법은 그림 6에서, 복호기에서 이미 얻어진 두 신호들인 공간예측 신호 S_t 와 시간예측 신호 T_t 의 가중 평균을, 원래 크기 영상 A_t 의 예측 신호로 이용하는 방법이다. 적응 이동보상 기법은 앞 절에서 설명한대로, 제2계층 신호의 이동보상 여부를 양자화할 신호의 에너지 크기를 비교하여 적응적으로 결정하는 방법이다. 혼성 예측 기법의 알고리즘을 수식으로 설명하면 다음과 같다.

$$Q_t^* = \begin{cases} C_t - \tilde{C}_{t-1}, & \text{if } \|C_t - \tilde{C}_{t-1}\| < \|A_t - P_t\| \\ A_t - P_t^* & \text{if } \|C_t - \tilde{C}_{t-1}\| \geq \|A_t - P_t\| \end{cases} \quad (7)$$

$$P_t^* = \omega_s^* S_t + \omega_T^* T_t \quad (8)$$

$$(\omega_s^*, \omega_T^*) = \arg \min_{(\omega_s, \omega_T) \in Q} \|A_t - P_t\| \quad (9)$$

$$P_t = \omega_s S_t + \omega_T T_t \quad (10)$$

즉 각각의 경우에 대한 양자화기 입력 신호 Q_t 의 에너지를 비교하여 가장 적은 경우를 선택하도록 하는 것이다. 이때 추가되는 정보와 성능을 고려하여, 가중치 집합 Q 는

$$Q = \{(\omega_s, \omega_T)\} \\ = \{(1, 0), (\frac{1}{2}, \frac{1}{2}), (\frac{1}{4}, \frac{3}{4}), (\frac{3}{4}, \frac{1}{4}), (0, 1)\} \quad (11)$$

와 같이 정의하였다. 따라서 혼성 예측 기법에서 선택할 수 있는 경우의 수는, 적응 이동보상에서의 2가지와 시

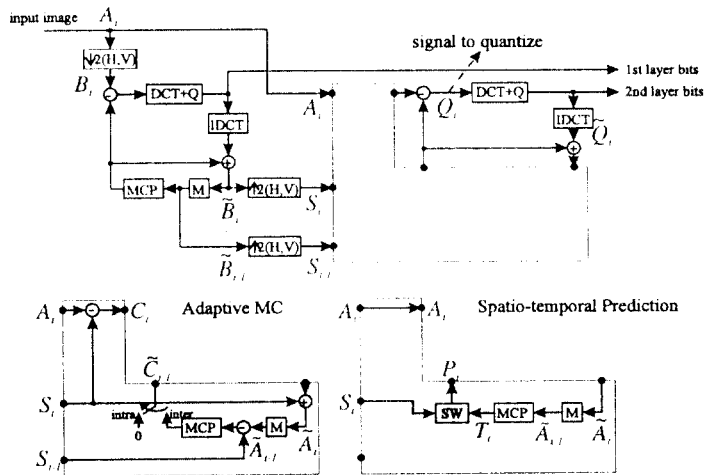


그림 6. 혼성 예측(HP) 피라미드 호환 부호화기.

공간 예측에서의 5가지인 총 7가지이다. 이에 대한 부가 정보 비트는 3 비트가 필요하다.

3.2 적응 주사 기법

시공간 예측 기법에 의한 예측 신호 P_t (그림 7(a))의 에지 성분 등, 고주파 성분은 그림 7에서 알 수 있듯이, 그 예측 오차 신호 Q_t (그림 7(b)) 분포의 방향성을 암시하고 있다. 그리고 이러한 시공간 예측 신호 P_t 는 (w_s, w_T, S_t, T_t)이 이미 전송된 정보이므로 식 (10)에 의해 새로운 부가 정보 없이 HDTV 수신기에서 생성할 수 있는 신호이다. 따라서 HDTV 수신기에서는 부가 정보 없이, 이미 전송된 상위 계층의 예측 신호를 이용한 부

호화 알고리즘의 적용화가 가능하다.

본 논문에서는 이러한 적응화의 대상으로서, 변환 계수의 주사방식(S)을 고려하였다. 주사방식에 대한 입력 영상 신호의 에지 성분의 방향성은 DCT 변환 계수의 에너지 분포와 밀접한 관련이 있다^[7]. 가령, 영상 신호에 고주파 성분이 적은 경우에는 일반적으로 그림 8(a)와 같은 주사방식이 효율적이지만, 수직 방향의 에지 성분이 있는 영상 신호의 경우에는 DCT 계수의 에너지가 수평방향으로 몰려 있어서 그림 8(b)의 주사방식이 효율적이며, 마찬가지로 수평 방향의 에지 성분의 경우에는 그림 8(c)와 같은 주사방식이 효율적이다. 실험적으로 그림 8 이외의 여러가지 주사방식을 고려해 본 결과,

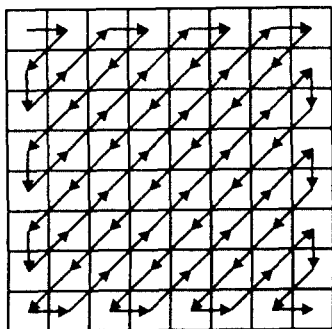


(a) 제2계층 시공간 예측 영상.

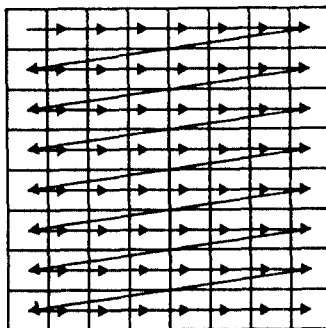


(b) 제2계층 차영상.

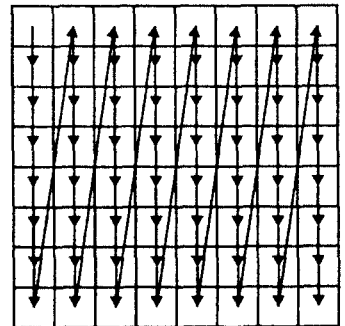
그림 7. 고주파 성분 정보 (Carphone 30번째 프레임).



(a) S_1



(b) S_2



(c) S_3

그림 8. 3가지 주사 방식.

그림 8과 같은 3가지 주사방식 중에서 선택하는 것이 우수한 성능을 나타내었다.

그리고 이러한 예지 성분의 분포는 시공간 예측 신호 P_t 에 내재되어 있는 정보이므로,

$$s^* = \operatorname{argmin}_{s \in S} B(s, P_t), \quad S = \{s_1, s_2, s_3\} \quad (12)$$

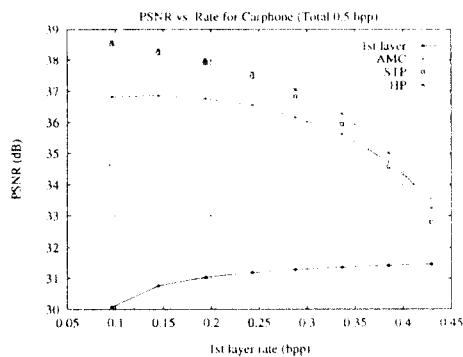
와 같이 시공간 예측 신호 P_t 에 주사방식 s 를 적용시켜 발생하는 비트량 $B(s, P_t)$ 가 가장 적은 경우를 선택하게 하는 기법을 제안한다.

3.3 부호화기의 복잡도

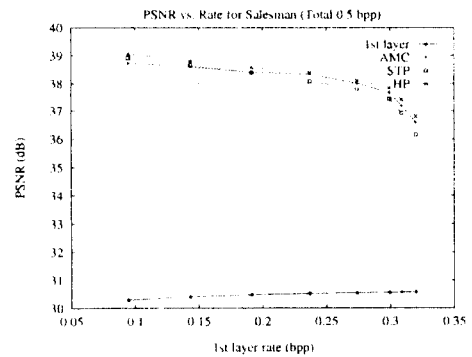
호환 부호화기는, 단일계층(single layer) 부호화기와 비교하여 복잡도가 증가하게 되는데, 이것은 호환 부호화기의 잇점에 상응하여 감수해야 하는 비용이다. 따라서 이러한 비용이, 얻는 잇점에 비하여 감수할 만한 것인지 판단하는 것이 중요하다. 단일계층 부호화기와 비교하여, 본 논문에서 제안하는 부호화기에서 추가되는 부분을 대략적으로 살펴보면 다음과 같다. 제1계층에서는 필터링, 추림 및 보간 블록으로서, 호환 부호화를 구성하기 위해서 영상을 분할하는 과정에 필수적인 부분이다. 단, 2계층 부호화기의 제1계층에서 사용하는 프레임 메모리의 크기는 단일계층 부호화기의 1/4이다. 제2계층에서는 기존의 MC-DCT 기법을 구성하기 위한 DCT, IDCT, 양자화기등의 기본적인 블록 이외에, 적응 이동보상 기법에 필요한 이동보상 블록과 프레임 메모리, 그리고 시공간 예측 기법에 필요한 이동보상 블록과 프레임 메모리가 있다. 이상의 부분은 기존의 동영상 부호화 표준안에서 채택하고 있는 기능들이므로, 쉽게 하드웨어 구현이 가능하리라고 판단된다. 이 이외에 제2계층에서 추가되는 부분은, inter/intra 모드 판별, 시공간 예측 가중치 결정, 주사방식 선택 블록들(이하 판별 블록이라 칭하겠음)이며, 계산량에서 가장 많은 부분을 차지할 것으로 예상되는 부분이다. 적응 이동보상 기법과 시공간 예측 기법의 하드웨어는, 각각 독립적으로 동작시키는 것이 가능하므로, 실시간 구현을 위해서는 이 판별 블록을 구현하는 것이 관건이다. 앞 절에서 제시한 판별 블록의 결과와 유사한 결과를 내는, 판별 함수에 대한 연구도 계산량을 줄이는 한 가지 방법이 될 수 있으나, 본 논문에서는 고려하지 않았다.

4. 모의실험

제안한 기법들의 성능 평가를 위한 모의실험을 하였다. 모의실험의 조건은 앞 절에서와 같이, 전체 전송률은 0.5 bpp로 고정시켰을 때, 각 계층에 이 전송률을 배분함에 따른 PSNR을 비교하였다. 실험 영상으로는 CIF(common intermediate format) 포맷의 Carphone 영상과 Salesman 영상 30 프레임씩을 사용하였다. Carphone 영상은 카메라의 움직임이 심한 영상이며, Salesman 영상은 복잡한 배경이 정지해 있



(a) Carphone.



(b) Salesman.

그림 9. PSNR 대 전송률 비교.

AMC : 적응 이동보상, STP : 시공간 예측, HP : 혼성 예측 적응 주사

고 말하는 사람이 움직이는 영상이다.

4.1 전송률 대 PSNR 비교

모의실험 결과를 그림 9에 제시하였다. Carphone 영상의 경우를 살펴보면, 제1계층 전송률이 약 0.34 bpp 이하인 경우에는 시공간 예측(STP) 기법이 적응 이동보상(AMC) 기법보다 좋은 성능을 나타내며, 제1계층 전송률이 그보다 높은 경우에는 적응 이동보상 기법이 시공간 예측 기법보다 좋은 성능을 나타냄을 알 수 있다. 이들 두가지 기법의 장점을 취하는, 제안하는 혼성 예측 적응주사(HP) 기법의 경우에는 제1계층 전송률이 어떠한 두 가지 중에서 좋은 기법의 성능을 잘 따라감을 알 수 있다. 구체적으로는, 제1계층 전송률이 0.10 bpp일 때는 기존의 적응 이동보상 기법보다 1.78 dB, 제1계층 전송률이 0.43 bpp일 때는 기존의 시공간 예측 기법보다 0.46 dB PSNR이 향상됨을 알 수 있다.

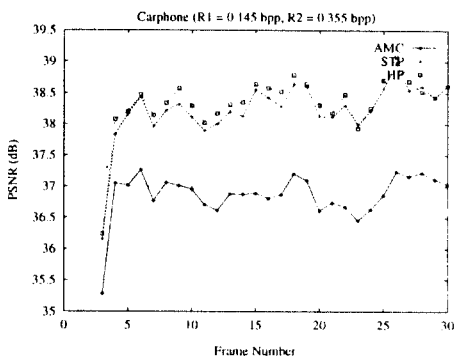
Salesman 영상의 경우를 살펴보면, 제1계층 전송률이 약 0.14 bpp 이하인 경우에는 시공간 예측(STP) 기법이 적응 이동보상(AMC) 기법보다 좋은 성능을 나타내며, 제1계층 전송률이 그보다 높은 경우에는 적응 이동보상 기법이 시공간 예측 기법보다 좋은 성능을 나타냄을 알 수 있다. 이들 두가지 기법의 장점을 취하는, 제안하는 혼성 예측 적응 주사(HP) 기법의 경우에는 제1계층 전송률이 어떠한 두 가지 중에서 좋은 기법의

성능을 잘 따라감을 알 수 있다. 구체적으로는, 제1계층 전송률이 0.09 bpp일 때는 기존의 적응 이동보상 기법보다 0.33 dB, 제1계층 전송률이 0.32 bpp일 때는 기존의 시공간 예측 기법보다 0.63 dB PSNR이 향상됨을 알 수 있다.

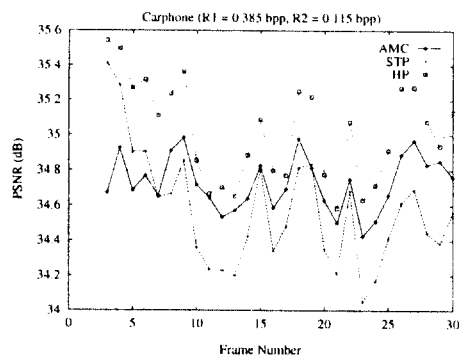
결론적으로, 제안하는 혼성 예측 적응 주사(HP) 기법이, 전체적으로 모든 전송률 배분에 대하여, 기존의 시공간 예측(STP)(3) 기법과 적응 이동보상(AMC)(1) 기법보다 우수한 성능을 보임을 확인할 수 있다. 즉, 제1계층의 전송률 배분이 적은 경우에는 적응 이동 보상(AMC) 기법보다, Carphone 영상은 1.78 dB, Salesman 영상은 0.33 dB PSNR이 향상됨을 알 수 있고, 제1계층 전송률 배분이 많은 경우에는 시공간 예측(STP) 기법보다, Carphone 영상은 0.46 dB Salesman 영상은 0.63 dB PSNR이 향상됨을 알 수 있다.

4.2 프레임 별 성능 비교

Carphone 영상에 대하여, 제1계층 전송률(R1)이 0.145 bpp인 경우(그림 10(a))와 0.85 bpp인 경우(그림 10(b))의 프레임 별 제2계층 PSNR을 그림 10에 제시하였다. 그림 10(a)의 경우, 시공간 예측(STP) 기법이 적응 이동보상(AMC) 기법에 비하여 약 1.37 dB 가량 우수함을 알 수 있다. 그 이유는, 적응 이동보상(AMC) 기법은 낮은 제1계층 전송률에 의해 화질이



(a) R1=0.145 bpp



(b) R1=0.385 bpp

그림 10. 제2계층 PSNR의 프레임 별 비교 (Caphone).
AMC : 적응 이동보상, STP : 시공간 예측, HP : 혼성 예측 적응 주사

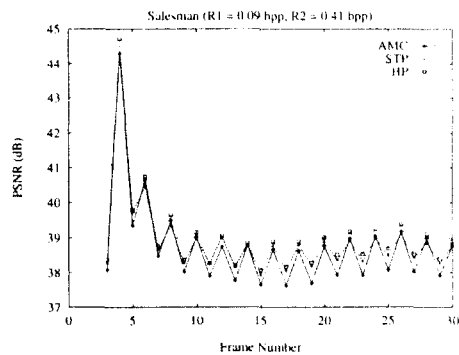
떨어지는 제1계층 신호를 이용하므로 효율이 낮아지고, 시공간 예측(ATP) 기법은 높은 제2계층 전송률로 화질이 좋아지는 제2계층 신호를 이용하므로, 효율이 높아지기 때문이다. 그리고 이와 같이 2가지 기법의 성능에 따라서 적용적으로 선택하는 혼성 예측 기법은 이 경우 우수한 성능을 나타내는 시공간 예측 기법의 성능을 잘 따라감을 알 수 있다. 성능을 평균적으로 비교해보면, 혼성 예측 적용 주사 기법이, 성능이 우수한 시공간 예측 기법보다 약 0.11 dB PSNR이 향상됨을 알 수 있다. 그림 10(b)의 경우에는, 적용 이동보상(AMC) 기법의 성능이 시공간 예측(STP) 기법에 비하여 약 0.16 dB 가량 우수함을 알 수 있다. 그 이유는, (a)의 경우와 반대의 이유인데, 적용 이동보상(AMC) 기법은 높은 제1계층 전송률에 의해 화질이 좋아지는 제1계층 신호를 이용하므로 효율이 높아지고, 시공간 예측(STP) 기법은 낮은 제2계층 전송률로 화질이 떨어지는 제2계층 신호를 이용하므로 효율이 낮아지기 때문이다. 그리고 혼성 예측 기법은 이 경우 우수한 성능을 나타내는 적용 이동보상 기법의 성능을 잘 따라감을 알 수 있다. 성능을 평균적으로 비교해보면, 혼성 예측 적용 주사 기법이, 성능이 우수한 적용 이동보상 기법보다 약 0.29 dB PSNR이 향상됨을 알 수 있다.

Salesman 영상에 대하여, 제1계층 전송률(R1)이 0.09 bpp인 경우(그림 11(a))와 0.31 bpp인 경우(그림 11(b))의 프레임 별 제2계층 PSNR을 그림 11에

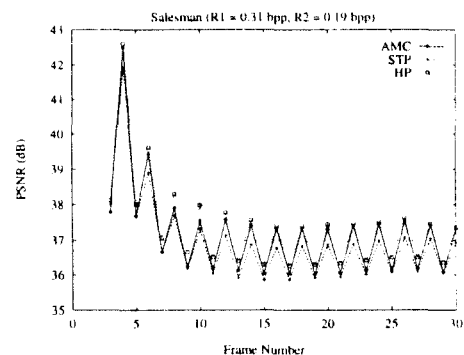
제시하였다. 이 경우에도 앞의 Carphone 영상의 경우와 비슷한 양상의 결과임을 알 수 있다. 먼저 그림 11(a)의 경우, 시공간 예측(STP) 기법이 적용 이동보상(AMC) 기법에 비하여 약 0.18 dB 가량 우수함을 알 수 있다. 그리고 혼성 예측 기법은 이 경우 우수한 성능을 나타내는 시공간 예측 기법의 성능을 잘 따라감을 알 수 있다. 성능을 평균적으로 비교해보면, 혼성 예측 적용 주사 기법이, 성능이 우수한 시공간 예측 기법보다 약 0.15 dB PSNR이 향상됨을 알 수 있다. 그림 11(b)의 경우에는, 적용 이동 보상(AMC) 기법의 성능이 시공간 예측(STP) 기법에 비하여 약 0.26 dB 가량 우수함을 알 수 있다. 그리고 혼성 예측 기법은 이 경우 우수한 성능을 나타내는 적용 이동보상 기법의 성능을 잘 따라감을 알 수 있다. 성능을 평균적으로 비교해보면, 혼성 예측 적용 주사 기법이, 성능이 우수한 적용 이동보상 기법보다 약 0.23 dB PSNR이 향상됨을 알 수 있다.

4.3 주관적 화질 비교

그림 12는 R1=0.145 bpp인 경우의 Carphone 영상에 대한 결과이다. 차이가 많이 나는 부분은, 사람의 어깨의 윤곽선 부분과 넥타이, 차의 뒷창 부분과 오른쪽에 보이는 창문틀 부분이다. 이 부분에서 적용 이동보상의 결과보다 시공간 예측이나 혼성 예측 기법의 차이상에너지가 적용을 알 수 있다. 그러나 Salesman 이나,



(a) R1=0.09 bpp



(b) R1=0.31 bpp

그림 11. 제2계층 PSNR의 프레임 별 비교 (Salesman).
AMC : 적용 이동보상, STP : 시공간 예측, HP : 혼성 예측 적용 주사

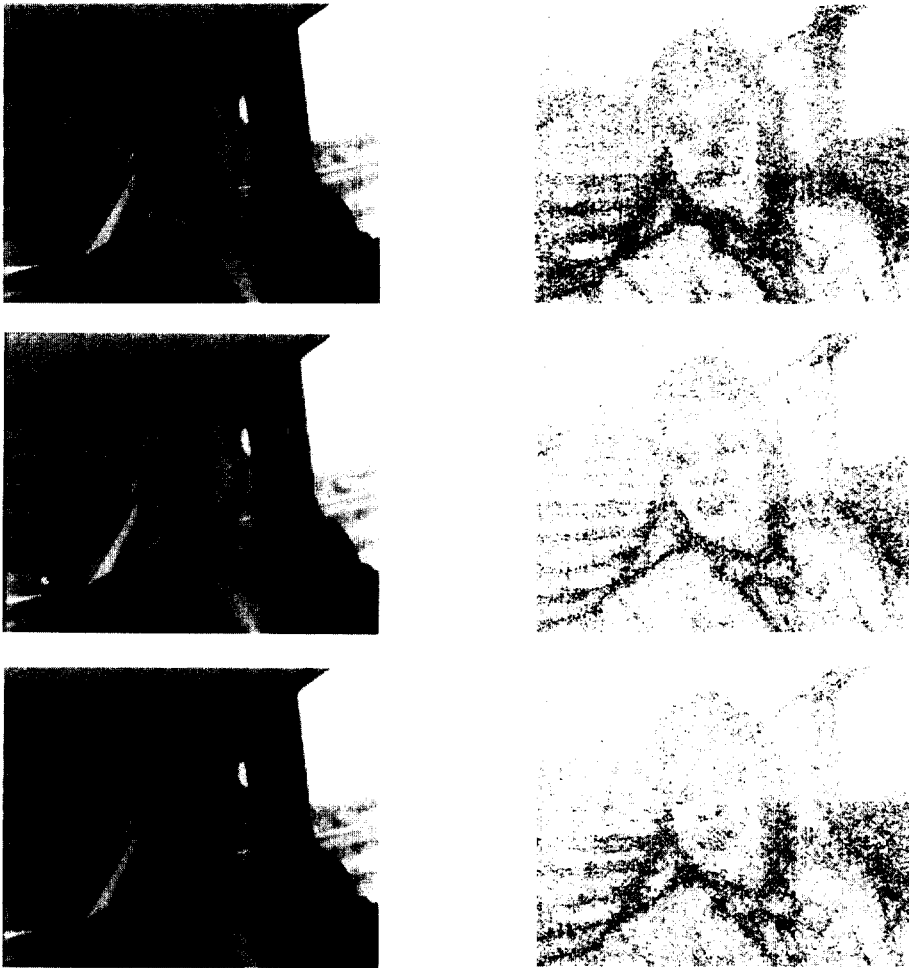


그림 12. Carphone 30번째 프레임 : 부호화 영상 및 차영상, R1=0.145 bpp
위에서 아래로 : 적응 이동보상, 시공간 예측, 혼성 예측

Carphone의 경우 R1=0.385 bpp인 경우는 주관적인 화질 차이를 거의 느낄 수 없었다.

5. 결 론

본 논문에서는 차후 고선명TV 도입의 중간 단계에서 필요하게 될 호환 부호화 기법의 구성을 위하여, 계층 분할 기법들의 분할 성능을 비교하고 피라미드 분할을 이용한 제2계층 부호화 기법을 새로이 제안하여 성능을 비교·평가하였다. 우선, 분할 성능 평가의 기준으로 이

른적으로 유도한 변환 부호화 이득을 사용한 결과, 공간 영역에서의 분할 기법인 피라미드 분할과 대역분할이 변환 영역에서보다 우수한 것으로 나타났다. 다음으로 이들 공간 영역 분할 기법을 이용한 동영상 호환 부호화 방식을 구성하고, 모의실험을 통하여 전송률 배분에 따른 PSNR 특성을 비교하였다. 그 결과 원래 크기 영상의 부호화 영상을 비교해 보면, 대역 분할 부호화는 LL 대역에 많은 전송률 배분이 필요하지만, 피라미드의 경우에는 전송률 배분에 관계 없이 대체로 높은 PSNR을 나타내었다. 따라서 피라미드 분할 부호화는 호환 부호

화와 같은 계층 부호화에 적합한 기법임을 알 수 있었다. 그리고 본 논문에서는 피라미드 분할을 이용한 효율적인 호환 부호화 기법을 제안하였다. 민정 일반 영상 신호와 특성이 매우 다른 제2계층 신호의 예측 기법으로서, MPEG-2에서 제안하는 시공간 예측 기법(3)과 적응 이동 보상 기법(1)을 결합하여 제2계층 신호를 예측하는 혼성 예측 기법을 제안하였다. 그리고 이미 전송된 정보인 시공간 예측 신호를 이용하는, DCT 계수의 적응 주사 기법을 제안하였다. 모의실험을 통한 성능 비교 결과, 제안하는 혼성 예측 적응 주사 기법이 제1계층 전송률 배분이 적은 경우(약 0.1 bpp)에는 기존의 적응 이동보상 기법(1)보다 약 0.46~1.78 dB의 PSNR 향상을 보이며, 제1계층 전송률 배분이 많은 경우(약 0.32~0.43 bpp)에는 기존의 시공간 예측 기법(3)보다 약 0.33~0.63 dB의 PSNR 향상을 보였다. 앞으로는 이러한 혼성 예측 부호화기의 복잡도를 줄이기 위한 연구가 필요하리라 여겨진다.

Appendix

계층 분할 기법의 변환 부호화 이득 유도

부호화 이득은 부호화 왜곡을 최소화하도록 전송률을 할당하였을 때의 최소 왜곡 사이의 비율로서 각 부호화 기법의 상대적인 부호화 효율을 나타낸다. 본 절에서는 3가지 계층 분할 기법에 일반적인 변환 부호화 기법 적용시의 최적 전송률 할당과 왜곡식을 유도하고, PCM(pulse coded modulation) 부호화 기법에 대한 상대적인 부호화 이득을 유도하였다.

1. 대역 분할+변환 부호화

그림 1에서 l 번째($l=1, 2, 3, 4$) 대역 신호의 m 번째($m=1, \dots, M$) 블록의 h 번째($h=1, \dots, H^2$) 변환 계수에 할당된 전송률과 왜곡치를 각각 R_{lmh} 와 D_{lmh} 라고 나타내면 전체 전송률 R 과 왜곡치 D 는

$$R = \frac{1}{4MH^2} \sum_{l=1}^4 \sum_{m=1}^M \sum_{h=1}^{H^2} R_{lmh} \quad (13)$$

$$D = \frac{1}{4MH^2} \sum_{l=1}^4 \sum_{m=1}^M \sum_{h=1}^{H^2} D_{lmh} \quad (14)$$

와 같다. 이때 D_{lmh} 는 두번째 가정(식(2))에 의해서

$$D_{lmh} = 2^{2R_{lmh}} \epsilon_{lmh}^2 \sigma_{lmh}^2 \quad (15)$$

와 같으며 σ_{lmh}^2 와 ϵ_{lmh}^2 은 이 변환 계수의 분산과 양자화 성능 계수이다. 최적 전송률 할당시의 R_{lmh} 를 구하는 문제는 다음 식(16)의 Lagrange 함수 $L(R_{lmh})$ 를 최소화하는 문제로 환원된다^[6].

$$L(R_{lmh}) = D(R_{lmh}) + \lambda \cdot R(R_{lmh}) \quad (16)$$

두번째 가정에 의해서 이 Lagrange 함수는 볼록(convex) 함수임이 보장되므로, 필요조건인 $\partial L / \partial R_{lmh} = 0$ 를 이용하면 전역 최적해(global optimum solution) R_{lmh} 를

$$R_{lmh} = R + \frac{1}{2} \log_2 \frac{2\epsilon_{lmh}^2 \sigma_{lmh}^2}{\frac{1}{2} \prod_{l=1}^4 \prod_{m=1}^M \prod_{h=1}^{H^2} (\epsilon_{lk}^2 \sigma_{lk}^2)} \quad (17)$$

와 같이 얻을 수 있다. 이때의 최소 왜곡치 $D_{SBTC(\min)}$ 은 식(17)을 식(15)에 대입하고 식(14)를 이용하여

$$D_{SBTC(\min)} = 2^{-2R} \prod_{l=1}^4 \prod_{m=1}^M \prod_{h=1}^{H^2} (\epsilon_{lmh}^2 \sigma_{lmh}^2) \quad (18)$$

와 같이 구할 수 있다. 원 신호의 분산 σ^2 은 첫번째 가정(식(1))에 의하여

$$\sigma^2 = \frac{1}{4MH^2} \sum_{l=1}^4 \sum_{m=1}^M \sum_{h=1}^{H^2} \sigma_{lmh}^2 \quad (19)$$

와 같으므로, PCM의 최소 왜곡치 $D_{PCM(\min)}$ 은

$$D_{PCM(\min)} = 2^{2R} \epsilon^2 \sigma^2 = 2^{2R} \epsilon^2 \cdot \frac{1}{4MH^2} \sum_{l=1}^4 \sum_{m=1}^M \sum_{h=1}^{H^2} \sigma_{lmh}^2 \quad (20)$$

와 같이 나타낼 수 있다. 양자화 성능 계수 ϵ_{lmh}^2 이 모두 ϵ^2 로 동일하다는 세번째 가정(식(3))에 의하여 부호화 이득은 식(4)가 된다.

2. 변환 영역 분할+변환 부호화

그림 2에서 m 번째($m=1, \dots, M$) 블록($2H \times 2H$ 크기)의 l 번째($l=1, 2, 3, 4$) 대역 신호의 h 번째($h=1, \dots, H^2$) 변환 계수에 할당된 전송률과 왜곡치를 각각 R_{mlh} 와 D_{mlh} 라고 나타내면 전체 전송률 R 과 왜곡치 D 는

$$R = \frac{1}{4MH^2} \sum_{m=1}^M \sum_{l=1}^4 \sum_{h=1}^{H^2} R_{mlh} \quad (21)$$

$$D = \frac{1}{4MH^2} \sum_{m=1}^M \sum_{l=1}^L \sum_{h=1}^{H_l^2} D_{mlh} \quad (22)$$

와 같다. 이때 D_{mlh} 는 두번째 가정에 의해서

$$D_{mlh} = 2^{-2R} \epsilon^2 \sigma_{mlh}^2 \quad (23)$$

와 같으며 σ_{mlh}^2 과 ϵ^2 은 이 변환 계수의 분산과 양자화 성능 계수이다. 최적 전송률 할당식을 Lagrange multiplier 기법을 이용하여 풀면

$$R_{mlh} = R + \frac{1}{2} \log_2 \epsilon^2 \sigma_{mlh}^2 - \frac{1}{2} \prod_{i=1}^M \prod_{j=1}^L \prod_{k=1}^{H_k^2} (\epsilon^2 \sigma_{ijk}^2)^{-\frac{1}{4MH^2}} \quad (24)$$

와 같다. 이때의 최소왜곡치 $D_{TBTC(\min)}$ 은 식 (21)을 식 (23)에 대입하고 식 (22)를 이용하면

$$D_{TBTC(\min)} = 2^{-2R} \prod_{m=1}^M \prod_{l=1}^L \prod_{h=1}^{H_l^2} (\epsilon^2 \sigma_{mlh}^2)^{-\frac{1}{4MH^2}} \quad (25)$$

와 같이 구할 수 있다. 원 신호의 분산 σ^2 은 첫번째 가정에 의하여

$$\sigma^2 = \frac{1}{4MH^2} \sum_{m=1}^M \sum_{l=1}^L \sum_{h=1}^{H_l^2} \sigma_{mlh}^2 \quad (26)$$

와 같으므로 PCM의 최소 왜곡치는 $D_{PCM(\min)}$ 은

$$D_{PCM(\min)} = 2^{-2R} \epsilon^2 \sigma^2 = 2^{-2R} \epsilon^2 \frac{1}{4MH^2} \sum_{m=1}^M \sum_{l=1}^L \sum_{h=1}^{H_l^2} \sigma_{mlh}^2 \quad (27)$$

와 같이 나타낼 수 있다. 양자화 성능 계수 ϵ^2 은 모두 ϵ^2 로 동일하다는 세번째 가정에 의하여 부호화 이득은 식 (5)가 된다.

3. 피라미드 분할+변환 부호화

그림 3에서 l 번째($l=0, \dots, L-1$) 계층 피라미드 신호의 m 번째($m=1, \dots, M_l$) 블록($2H \times 2H$ 크기)의 h 번째($h=1, \dots, H_l^2$) 변환 계수에 대한 전송률과 왜곡치를 각각 R_{lmh} 와 D_{lmh} 라고 나타내면 전체 전송률 R 과 왜곡치 D 는

$$R = \sum_{l=0}^{L-1} \frac{1}{4M_l} \sum_{m=1}^{M_l} \frac{1}{H_l^2} \sum_{h=1}^{H_l^2} R_{lmh} = \frac{1}{4M} \sum_{l=0}^{L-1} \sum_{m=1}^{M_l} \sum_{h=1}^{H_l^2} R_{lmh} \quad (28)$$

$$D = \sum_{l=0}^{L-1} \frac{1}{M_l} \sum_{m=1}^{M_l} \frac{1}{H_l^2} \sum_{h=1}^{H_l^2} D_{lmh} = \frac{1}{M} \sum_{l=0}^{L-1} \sum_{m=1}^{M_l} \sum_{h=1}^{H_l^2} D_{lmh} \quad (29)$$

와 같다. 단 식 (29)는 이상적인 저대역 필터로 피라미드 분할을 한다는 가정이 필요하다. 이때 D_{lmh} 는 두번째 가정에 의하여

$$D_{lmh} = 2^{-2R_{lmh}} \epsilon^2 \sigma_{lmh}^2 \quad (30)$$

와 같으며 σ_{lmh}^2 과 ϵ^2 은 이 변환 계수의 분산과 양자화 성능 계수이다. 최적 전송률 할당식을 Lagrange multiplier 기법을 이용하여 풀면

$$R_{lmh} = \frac{3R}{4(1-\alpha)} + \frac{\alpha L}{(1-\alpha)} - \frac{1}{3} + l + \frac{1}{2} \log_2 \epsilon^2 \sigma_{lmh}^2 - \frac{1}{2} \log_2 \prod_{i=0}^{L-1} \prod_{j=1}^{M_j} \prod_{k=1}^{H_k^2} (\epsilon^2 \sigma_{ijk}^2)^{-\frac{1}{4MH^2} \frac{3}{4(1-\alpha)}} \quad (31)$$

와 같다. 여기서 $\alpha=1/4^L$ 이다. 이때의 최소왜곡치 $D_{PSTC(\min)}$ 은 위 식 (31)을 식 (30)에 대입하고 식 (29)를 이용하여

$$D_{PSTC(\min)} = \frac{4(1-\alpha)}{3} 2^{-2L \left[\frac{3R}{4(1-\alpha)} + \frac{L\alpha}{(1-\alpha)} - \frac{1}{3} \right]} \cdot \prod_{l=0}^{L-1} \prod_{m=1}^{M_l} \prod_{h=1}^{H_l^2} (\epsilon^2 \sigma_{lmh}^2)^{-\frac{1}{4MH^2} \frac{3}{4(1-\alpha)}} \quad (32)$$

와 같이 구할 수 있다. 원 신호의 분산 σ^2 은 첫번째 가정에 의하여

$$\sigma^2 = \sum_{l=0}^{L-1} \frac{1}{M_l} \sum_{m=1}^{M_l} \frac{1}{H_l^2} \sum_{h=1}^{H_l^2} \sigma_{lmh}^2 = \frac{1}{M} \sum_{l=0}^{L-1} \sum_{m=1}^{M_l} \sum_{h=1}^{H_l^2} \sigma_{lmh}^2 \quad (33)$$

와 같으므로 PCM의 최소 왜곡치 $D_{PCM(\min)}$ 은

$$D_{PCM(\min)} = 2^{-2R} \epsilon^2 \sigma^2 = 2^{-2R} \epsilon^2 \frac{1}{M} \sum_{l=0}^{L-1} \sum_{m=1}^{M_l} \sum_{h=1}^{H_l^2} \sigma_{lmh}^2 \quad (34)$$

와 같이 나타낼 수 있다. 양자화 성능 계수 ϵ^2 은 모두 ϵ^2 로 동일하다는 세번째 가정에 의하여 이득은 식 (6)이 된다.

참고문헌

1. P. Delogne, O. Poncin, B. V. Caille and L.

- Vandendorpe, "Compatible coding of digital interlaced HDTV", *IEEE Journal of Selected Areas on Communications*, vol. 11, no. 1, pp.146-152, Jan. 1993.
2. M. Breeuwer and P. H. N., "Source coding of HDTV with compatibility to TV", in *Proc. SPIE : VCIP '90*, pp.765-776, Oct. 1990.
 3. Motion Picture Experts Group, Coded representation of picture and audio information, MPEG video test model 1, May 1992.
 4. Technical Subgroup, Grand Alliance HDTV System Specification Draft Document Submitted to the ACATS, Feb. 1994.
 5. T. H. Chiang and Dimitris Anastassiou, "Two-layer coding of interlaced HDTV for graceful degradation", in *Proc. International Workshop on HDTV '92*, 1992.
 6. Gunter Schmal "Graceful degradation and scalability in digital coding for terrestrial transmission," in *Proc. International Workshop on HDTV '92*, 1992.
 7. K. R. Rao and P. Yip, *Discrete Cosine Transform : Algorithms, Advantages, Applications*, Academic Press, 1990.
 8. N. S. Jayant and Peter Noll, *Digital Coding of Waveforms, Principles and Applications to Speech and Video*, New Jersey : Prentice Hall, 1984.
 9. S. H. Park and S. U. Lee, "A pyramid image coder using classified transform vector quantization," *Signal Processing*, vol. 22, pp.25-42, 1991.
 10. CCITT SGXV, Description of Ref. Model 7(RM7), 1988.
 11. K. Ramchandran, A. Ortega and M. Vetterli, "Efficient quantization for a multiresolution HDTV source coder," *Proc. International Workshop on HDTV '92*, 1992.



李濬瑞(Jun Seo Lee) 정회원

1969년 8월 20일생

1992년 2월 : 서울대학교 제어계측공학과 졸업(공학사)

1994년 2월 : 서울대학교 대학원 제어계측공학과 졸업(공학석사)

1994년 3월~현재 : 서울대학교 대학원 제어계측공학과 박사과정 재학중

李商郁(Sang Uk Lee)

정회원

1949년 8월 11일

1973년 2월 : 서울대학교 전기공학과 졸업(공학사)

1976년 5월 : 미국 Iowa 주립대학교 전기공학과 졸업(MSEE)

1980년 1월 : 미국 Univ. of Southern California 전기공학과 졸업(Ph.D.)

1980년 1월~1981년 9월 : 미국 General Electric Co. 연구원

1981년 9월~1983년 3월 : 미국 M/A-COM. Research Center 선임연구원

1983년 4월~현재 : 서울대학교 제어계측공학과 교수