

심원보 이만선 김재균
한국과학기술원 전기및 전자공학과

On the Design of a 90 Mb/s Video Codec System

Won Bo Shim , Man Seop Lee , and Jae-kyoon Kim
Department of Electrical Engineering, KAIST

요 약

90 Mbps 디지털 비디오 코덱의 구성방법으로서 pel 당 비트수, sampling 주파수, 데이터 감축 방법등의 여러가지 설계요건들이 SQNR, 하아드 웨어 복잡성 정도에 따라 비교 검토 되었으며 그 결과 HBL (horizontal blanking) control 을 포함하는 9 bit PCM codec 방식이 90 Mbps 전송속도에서 타당함이 밝혀졌다.

1. 서 론

TV 신호의 디지털 전송은 넓은 대역폭을 필요로 하므로 디지털 TV codec 설계시에는 channel 을 효율적으로 사용하는 문제와 기존 통신망의 디지털 전송 속도도에 관한 고려가 있어야 한다. 현재 국내의 가장 빠른 디지털 전송속도는 T3 급 (44.736Mbps) 이므로 이것에 맞는 디지털 TV codec 은 많은 양의 데이터 감축이 요구된다. 이때에 주로 이용되는 데이터 감축방법이 2차원 DPCM 이지만 아직 방송용 질용과 같은 고품질의 특성을 얻기에는 미흡하다 [2,4,5]. 따라서 고도의 품질을 갖는 디지털 TV codec 설계에는 좀 더 효과적인 데이터 감축방법을 사용하거나, codec 의 전송속도를 더욱 높이는 방법을 사용하여야 한다. 전자의 방법은 기술적인 난이도가 크고 codec 시스템이 복잡하며 후자는 넓은 대역폭의 channel 이 요구된다.

본 논문에서는 후자의 방법에서 전송속도가 T3C 급(90.194 Mbps) 인 경우에 color TV 시스템의 구성방법이 비교 검토 되었다.

*** 본 연구는 금성전기(주), 대우통신(주), 삼성반도체통신(주) 회사의 연구비 지원으로 수행된 것임.

이 전송속도에서도 pel 당의 bit 수, sampling 주파수(f_s), 데이터 감축방법등의 여러가지 설계요건들이 고려되어야 한다. NTSC TV signal 의 대역폭이 4.2 MHz 이므로 Nyquist Rate (8.4 MHz) 이상으로 sampling 해야 하며 decoder 출력측의 LPF 특성을 고려하여 이보다 훨씬 높은 주파수로 sampling 하는 것이 바람직하다. 또한 color subcarrier 와 sampling 주파수 사이의 interference 를 줄이기 위하여 sampling 주파수를 color subcarrier 주파수(f_{sc})의 정수배로 하는 것이 좋다 [1].

그러므로 본 논문에서는 요구되는 영상품질을 만족시키는 여러가지 가능한 방법중 f_s 는 f_{sc} 의 정수배에 가깝도록 하면서 가능한한 간단한 coding 방식을 택하여 코덱을 구성토록 한다. 영상품질을 test 하는 기준으로 PCM 및 DPCM 시스템의 처리과정에서 발생하는 quantization noise 의 영향을 고려한 SQNR 이 주로 이용된다. 따라서 coding 방식을 비교하고 각 방식에 대한 SQNR 계산방

법 및 결과, sampling 주파수, hardware 복잡성을 논하고자 한다.

2. SQNR 계산

영상신호의 SQNR 은 다음과 같이 나타낼 수 있다 [2,3,5].

$$SQNR [dB] = 10 \log \frac{v_{p-p}^2}{\sigma_q^2} \quad (1)$$

여기서 v_{p-p} 는 입력신호의 peak-to-peak 값을 말하며 σ_q^2 을 quantization noise power 를 나타낸다. 입력신호의 확률분포가 variance σ_s^2 인 Gaussian 분포를 갖는 경우에는 $v_{p-p} = 8\sigma_s$ 로 들 수 있으며 이때에

$$\begin{aligned} SNR_{p-p} &\approx 10 \log 64 + 10 \log \frac{\sigma_s^2}{\sigma_q^2} \\ &\approx 18.06 + SNR_{RMS} [dB] \end{aligned} \quad (2)$$

로서 SNR_{p-p} 와 SNR_{RMS} 의 관계를 얻을 수 있다. 여기서 quantization level 수 ($=2^n$) 가 충분이 많아서 각 구간에서 신호분포가 균일하다고 보면

$$SNR_{RMS} = 6n - 7.26 [dB] \quad (3)$$

이 된다.

DPCM에서는 입력신호의 ADC 와 error 신호에 대한 quantizer 에서 동시에 quantization noise 가 발생한다.

$$\begin{aligned} \frac{\sigma_s^2}{\sigma_q^2} &= \frac{\sigma_s^2}{\sigma_{q1}^2 + \sigma_{q2}^2} \\ &= \frac{1}{\frac{\sigma_{q1}^2}{\sigma_s^2} + \frac{\sigma_e^2}{\sigma_s^2} + \frac{\sigma_{q2}^2}{\sigma_e^2}} \end{aligned} \quad (4)$$

여기서 σ_{q1}^2 : ADC quantization noise power
 σ_{q2}^2 : error quantizer quantization error
 σ_e^2 : error signal power

(4) 식에서 $\sigma_{q1}^2 / \sigma_s^2$ 은 ADC 의 SNR 역수이고, $\sigma_{q2}^2 / \sigma_e^2$ 은 quantizer 의 SNR 역수이며, 이는 quantizer 의 구조가 결정되면 error 신호가 Laplacian 분포를 가지므로 쉽게 구할 수 있다 [3]

또한, ADC 의 bit 수가 충분히 많아서 입력신호 variance σ_s^2 은 ADC 출력신호의 variance (σ^2) 와 근사하므로 $\sigma_e^2 / \sigma_s^2 \approx \sigma_e^2 / \sigma^2$ 이 되어 이는 prediction gain 의 역수이다. 이 값은 DPCM 과 prediction algorithm 에 의해 결정되므로 algorithm 에 따라 여러가지 값을 갖게 된다.

3. PCM 과 DPCM 방식의 비교

PCM 시스템에서 SQNR 은 (2)와 (3)식에서 계산될 수 있으며 pel 당 bit 수가 9bit 및 10bit 에 대한 SQNR 은 각각 64.8 [dB], 70.8 [dB]이 된다. 입력영상신호를 A/D conversion 하여 얻은 PCM code 를 직접 전송할 수 있으나 이 경우 f_s 는 9.8 MHz 또는 8.9 MHz로 제한된다. 이 제한점을 해결하고 f_s 를 f_{sc} 의 3배 정도로 높이기 위하여 TV 신호의 horizontal blanking 구간에 해당하는 디지털 데이터는 전송하지 않고 active video 신호에 대한 디지털 데이터만 전송하면 decoder측에서 전송되지 않는 부분을 미리 정해진 값으로 대체하여 원래의 composite video signal 을 재생할 수 있다. 이러한 방법을 horizontal blanking time control이라 부르고 이 경우 f_s 를 직접 전송방식보다 20% 가량 증가시킬 수 있기 때문에 f_s 는 11.5 MHz 또는 10.6 MHz 정도까지 증가되지만 하아드 웨어가 복잡해진다.

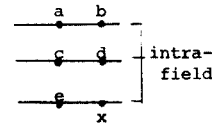
DPCM 시스템은 실제 hardware 구현시 입력영상정보를 A/D conversion 하여 PCM 화한 디지털 신호 값과 prediction 한 값과의 차이 (error) 를 전송하는 것이며 간단한 prediction algorithm 으로는 다음과 같은 것들이 있다.

- 1) Sawada prediction algorithm

$$\hat{x} = \frac{1}{2}(b-d+c+e) \quad (5)$$

- 2) Planar prediction algorithm

$$\hat{x} = a+b-e \quad (6)$$



a, b, c, d, e, x ; pel

\hat{x} ; x prediction

3) average prediction algorithm

$$\hat{x} = \frac{1}{2}(c+e) \quad (7)$$

4) previous prediction algorithm

$$\hat{x} = e \quad (8)$$

이러한 각 algorithm 에 대한 error 신호의 variation σ_e^2 을 구하면 (4)식에 의해 SQNR 을 구할 수 있다. 여기서 σ_e^2 은 quantizer 의 영향을 무시하고 [3] composite color TV 신호의 correlation coefficient 로부터 구할 수 있으며 (5)-(8)의 각 algorithm 에 대한 σ_e^2 은 다음과 같다.

1) Sawada algorithm

$$\sigma_e^2 = \{4-\rho(1,2)-3\rho(1,0)-\rho(0,2)+\rho(0,1)-\rho(1,1)\} \cdot \frac{\sigma^2}{2} \quad (9)$$

2) Planar algorithm

$$\sigma_e^2 = 4\{1-\rho(1,0)+\rho(1,2)-\rho(0,2)\} \cdot \sigma^2 \quad (10)$$

3) Average algorithm

$$\sigma_e^2 = \{3+\rho(2,1)-2\rho(1,0)-2\rho(1,1)\} \cdot \frac{\sigma^2}{2} \quad (11)$$

4) Previous algorithm

$$\sigma_e^2 = 2\{1-\rho(1,0)\} \cdot \sigma^2 \quad (12)$$

각 pel간의 correlation 은 K, Sawada 가 유도한 식 [7] 으로 부터 구할 수 있었고 또 quantizer 의 구조를 uniform 으로 가정하면 (4)식의 본모를 모두 구할 수 있다. 따라서 DPCM 시스템의 각 algorithm 에 대한 SQNR 을 구할 수 있으며 그 결과들 표 1에 나타내고 있다. (5)-(8)의 prediction algorithm 들은 현재값을 prediction 할 때 바로 전 sample 을 필요로 하기 때문에 1-sample 구간동안 1-sample prediction 이 끝나야 되므로 sampling 주파수는 prediction algorithm 에 영향을 받는다. Planar prediction algorithm, Sawada algorithm 의 경우 parallel 11 bit 혹은 10 bit arithmetic 을 할 수 있는 ECL ALU unit

들이 5 stage를 거쳐야 하고 그 밖의 hardware delay 를 고려하면 10ns-110 ns 정도가 걸린다. 따라서 sampling 주파수는 9MHz-10 MHz 로 제한된다. Average prediction 인 경우에는 ALU 1 stage delay 가 줄어들기 때문에 sampling 주파수는 10.7 MHz 정도까지 증가할 수 있고 previous prediction 인 경우는 pel 당 bit 수 (8 bit) 에 의해 f_s 가 결정되며 그 값은 11.2MHz 정도가 있다.

이상의 결과들 비교 정리하면 표 1과 같다.

4. 결 론

본문에서 검토한 결과로 부터 sampling 주파수 f_s 가 3 f_{sc} (10.73MHz) 이상이 될 수 있고 하아드 웨어가 간단하고 성능이 우수한 것들을 선정해보면 HBL control 을 포함하는 PCM (9bit) 과 DPCM 에서 average prediction algorithm(9bit, 10bit)이 있다. 그러나 PCM 쪽이 하아드 웨어가 간단하고 성능도 우수하므로 PCM (9 bit) 을 포함하는 9 bit PCM codec 방식으로서 90 Mbps 영상코덱을 구성하는 것이 적합한 것임을 알 수 있다.

참 고 문 헌

1. M.T. Sun and K.R. Rao, "An ADPCM Receiver for NTSC Composite Video Signals," IEEE Trans. Broad. vol. BC-28, pp. 85-93, Sept. 1982.
2. K. Sawada and H. Kotera, "32 Mbit/s Transmission of NTSC Color TV Signals by Composite DPCM Coding," IEEE Trans. Commun. vol. COM-26, Oct. 1978.
3. J.B. O'Neal, "Predictive Quantizing Systems for the Transmission of TV Signals," BSTJ., vol. 45, pp. 689-721, May-June, 1966.
4. Y. Hatori and H. Yamamoto, "Predictive Coding for NTSC Composite Color TV Signals Based on Comb-Filter Integration Method," Trans. IECE., vol. E-62, pp. 201-208, April, 1973.
5. M. Ishii et al., "Direct-Predictive Differen-

표 1. 각 algorithm 에 대한 특성비교

구분	Prediction algorithm	SQNR	prediction gain	sampling frequency (f _s)	hardware 복잡도
9 bit PCM		64.8 dB		≈ 9.8 MHz ≈ 11.5 MHz [HBL]	매우 간단
10 bit PCM		70.8 dB		≈ 8.9 MHz ≈ 10.6 MHz [HBL]	매우 간단
DPCM 9 bit ADC 8 bit quantizer	Sawada Planar average previous	62.2 dB 61.8 dB 61.5 dB 59.8 dB	9.2 dB 7.9 dB 7.2 dB 3.6 dB	≈ 9 ~ 10 MHz " " ≈ 10.7 MHz ≈ 11.2 MHz	매우 복잡 " 복잡 간단
DPCM 10 bit ADC 8 bit quantizer	Sawada Planar average previous	65.74 dB 65.09 dB 64.46 dB 61.66 dB	9.2 dB 7.9 dB 7.2 dB 3.6 dB	≈ 9 ~ 10 MHz " " ≈ 10.7 MHz ≈ 11.2 MHz	매우 복잡 " 복잡 간단

tial PCM of NTSC Color TV Signals," *FSTJ.*, pp. 49-62, June 1977.

6. B. Grob, "Basic Television : Principles and Servicing," McGraw-Hill, 1975.
7. K. Sawada and H. Kotera, "NTSC Color TV Signal Composite DPCM Prediction Algorithm" *실용화 연구보고 제27권 제8호*, pp. 1723-1735, 1978.